

*”alla mia famiglia
croce e delizia”*

Indice

Indice delle figure	v
Indice delle tabelle	vii
1 Cause di degradazione delle prestazioni	1
1.1 La caratteristica I-V di cella	1
1.1.1 Gli effetti della degradazione della resistenza di shunt .	2
1.2 Gli effetti dell'ombreggiamento locale	3
1.2.1 L'interazione con i sistemi di conversione dell'energia	9
2 Monitoraggio	13
2.0.2 Stato dell'arte del monitoraggio dei campi fotovoltaici	13
2.1 Monitoraggio livello cella	15
2.2 Monitoraggio livello pannello	33
2.2.1 Circuito di monitoraggio	34
3 Ottimizzazione della potenza della stringa	53
3.1 Bypass attivo	53
3.1.1 Nuovo circuito di bypass attivo	54
3.1.2 Analisi del comportamento del circuito	57
3.1.3 Risultati sperimentali	60
4 Algoritmo di inseguimento del punto di massima potenza	65
4.1 MPP per una stringa fotovoltaica	65
4.1.1 MPPT: stato dell'Arte	67
4.1.2 Algoritmi a stima del MPP	67
4.1.3 Algoritmi ad inseguimento del MPP	69
4.2 iMPPT	72
4.3 Verifica delle prestazioni	77

4.3.1	Sistema di controllo: verifica al calcolatore	77
5	Conclusioni	81
	Bibliography	85

Elenco delle figure

1.1	Circuito equivalente della cella fotovoltaica	2
1.2	Caratteristiche I-V di celle fotovoltaiche a due diversi livelli di irraggiamento.	5
1.3	Caratteristiche I-V di celle fotovoltaiche a due diversi livelli di irraggiamento con l'effetto del diodo di bypass.	6
1.4	Creazione di figure in landscape.	8
1.5	Caratteristiche sperimentali I-V e P-V per diversi profili di irraggiamento.	9
1.6	Dinamica d'inseguimento in condizioni di irraggiamento uniforme.	11
1.7	Dinamica d'inseguimento in condizioni di ombreggiamento parziale.	12
2.1	Caratteristiche P-V	18
2.2	Circuito equivalente della cella fotovoltaica.	19
2.3	Pannello con un cella oscurata.	21
2.4	Andamento dei segnali principali.	22
2.5	Andamento in simulazione delle caratteristiche $I_{string}-V_{string}$	24
2.6	Errore percentuale in funzione del fattore d'idealità.	27
2.7	Errore percentuale in funzione del fattore d'idealità.	30
2.8	Curve $I_{string}-V_{string}$ sperimentali.	31
2.9	Estrazione sperimentale della resistenza di shunt.	32
2.10	Schema a blocchi circuito di monitoraggio	35
2.11	Versione prototipale del circuito di monitoraggio.	35
2.12	Sezione di disconnessione.	37
2.13	Sezione di misura.	38
2.14	Set-up di misura.	41
2.15	Andamenti sperimentali di V_{oc} e I_{sc}	42
2.16	Sezione di misura.	43

2.17	Confronto circuito di monitoraggio e oscilloscopio.	44
2.18	Andamenti in fase di misura	45
2.19	Impianto di test presso il DIBET	46
2.20	Impianto di test presso il DIBET	47
2.21	Impianto di test presso il DIBET	48
2.22	Secondo impianto di test	49
2.23	Studio di un particolare caso di ombreggiamento parziale . . .	50
3.1	Schema circuito di bypass attivo	55
3.2	Andamento della potenza di stringa in funzione della tensione.	58
3.3	Andamenti delle principali tensioni e correnti in funzione della tensione di stringa.	59
3.4	Massima potenza vs. livello di ombreggiamento.	61
3.5	Degradazione con la temperatura.	62
3.6	Andamento della potenza di stringa in funzione della tensione.	63
4.1	Flowchart metodo IC	70
4.2	Algoritmo di una tipica implementazione del metodo P&O . . .	72
4.3	Caratteristiche potenza-tensione di una stringa fotovoltaica in condizioni di mismatch: a) algoritmo standard di MPPT; b) algoritmo di iMPPT proposto	73
4.4	Algoritmo del secondo stadio del blocco iMPPT	76
4.5	Potenza massima erogabile dalla stringa (curva rossa trat- teggiata), potenza estratta con iMPPT (curva blu), potenza estratta con MPPT tradizionale (curva grigia)	78
4.6	Tensione di riferimento fornita dal blocco iMPPT (curva rossa tratteggiata), tensione della stringa fotovoltaica con iMPPT (curva blu), tensione della stringa fotovoltaica con MPPT tradizionale (curva grigia)	79
4.7	Rendimento MPPT per il sistema iMPPT	80

Elenco delle tabelle

Capitolo 1

Cause di degradazione delle prestazioni

Il campo fotovoltaico si presenta una struttura estremamente articolata costituita da un numero elevato di pannelli connessi in serie o in paralleli di serie. L'aspetto di principale interesse è che la malfunzionamenti o guasti localizzati possono portare ad una drammatica degradazione delle prestazioni dell'intero campo. L'identificazione delle cause comuni di guasti attraverso gli effetti prodotti sulla caratteristica corrente-tensione del campo fotovoltaico costituisce uno degli aspetti più interessanti di questo lavoro.

1.1 La caratteristica I-V di cella

La cella fotovoltaica, elemento atomico del campo, può essere agevolmente descritto dal modello a circuitale equivalente mostrato in Fig.1.1. In accordo con il modello proposto la curva corrente-tensione rispetta la relazione

$$I = I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{V - I \cdot R_s}{n \cdot V_T}} - 1 \right) - \frac{V - I \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (1.1)$$

	I	corrente prodotta
	I_{ph}	corrente fotogenerata
	I_o	corrente di saturazione inversa diodo intrinseco
dove:	V	tensione di lavoro
	R_s	resistenza serie
	R_{sh}	resistenza di shunt
	n	fattore d'idealità
	V_T	tensione termica

Analizziamo brevemente l'effetto della variazione dei parametri del modello sulla caratteristica corrente-tensione. E' opinione comune che un'accu-

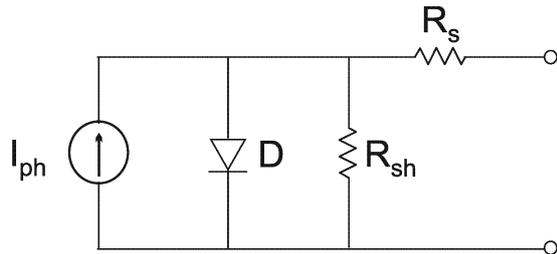


Figura 1.1: Circuito equivalente a parametri concentrati della cella fotovoltaica

rata valutazione dei parametri parassiti sia di primaria importanza per l'ottimizzazione della progettazione dei sistemi fotovoltaici volta aumentare l'affidabilità dei modelli implementati nei simulatori, sia per il controllo di qualità sia per la stima delle performance.

1.1.1 Gli effetti della degradazione della resistenza di shunt

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 il diodo intrinseco o lungo i bordi della cella (edge path). Questo parametro parassita può essere considerato un indicatore della qualità della cella, poichè i percorsi di shunt sono dovuti a difetti di costruzione come imperfezioni del reticolo o impurità all'interno o nelle prossimità della regione di svuotamento [1] e a penetrazione dei contatti del front attraverso la giunzione P-N [2]- [3] che potrebbe non essere uniformemente distribuita sull'area della cella [2]- [4]. Se il valore di R_{sh} è basso, cioè, i path di shunt esibiscono un'alta conduttanza e alte

correnti di leakage sono derivate in maniera indesiderata. Ciò amplifica la degradazione delle performance del campo fotovoltaico dovuta alla riduzione della potenza prodotta, specialmente a bassi livelli di irradiazione (giorni nuvolosi e/o nelle prime o ultime ore della giornata) [5]- [7]. Le correnti di shunt potrebbero anche degradare la tensione di circuito aperto (V_{OC}) e la corrente di corto circuito (I_{SC}) delle celle caratterizzate da qualità estremamente basse ($R_{sh} < 0.5\omega$). Inoltre, celle con bassi valori di R_{sh} sono particolarmente suscettibili di hot-spot in condizioni di ombreggiamento [6].

1.2 Gli effetti dell'ombreggiamento locale

Nell'ambito della degradazione delle prestazioni dei sistemi fotovoltaici, in questa sezione vengono presentati gli effetti del mismatch dell'irradiazione solare fra le diverse sezioni del campo fotovoltaico. Rimane intuito, infatti, che l'irradiazione solare sia il parametro al quale le celle fotovoltaiche sono maggiormente sensibili, essendo esso direttamente legato alla corrente fotogenerata.

Lo studio, in definitiva, evidenzia le problematiche legate a diminuzioni localizzata della corrente fotogenerata sia in termini di potenza prodotta e sia in termini di affidabilità, giustificando in maniera chiara l'utilizzo dei diodi di bypass come dispositivo di protezione. Successivamente, analizza l'impatto sulla caratteristica corrente-tensione (I-V) e potenza-tensione (P-V) della stringa fotovoltaica dell'azione dei diodi e ne discute gli effetti nell'interazione tra campo fotovoltaico e sistema di conversione dell'energia in termini di degradazione della potenza producibile. Lo studio verrà sostenuto dall'analisi di alcuni risultati sperimentali.

L'azione dei diodi di bypass

Il campo fotovoltaico si presenta, in prima analisi, con una struttura regolare basata su celle fotovoltaiche connesse in serie.

Per ottenere tensioni di lavoro più adatte ad un'efficace conversione dell'energia ai livelli della rete elettrica, infatti, il campo fotovoltaico si configura come array di pannelli fotovoltaici connesi in serie (di seguito indicati come stringhe). Tipicamente le stringhe sono costituite da un numero elevato di pannelli che, in funzione della potenza installata, varia da poche decine ad alcune centinaia. D'altronde, i pannelli fotovoltaici, rispondendo ad un'esigenza del

tutto analoga, sono realizzati anch'essi connettendo celle fotovoltaiche in serie, in modo da raggiungere tensioni di circuito aperto (V_{OC}) nel range tra 25 a 90 V.

Una struttura tanto rigida si dimostra sensibile al mismatch tra le correnti che le singole celle sono in grado di condurre. Si ricorda, dunque, che la capacità di ogni singola cella fotovoltaica di condurre corrente dipende pesantemente dall'intensità dell'irradiazione solare la investe. Risulta intuitivo, quindi, che gli effetti di mismatch si evidenziano con maggiore violenza in caso di:

[noitemsep]installazione su superfici con differenti esposizioni; auto-ombreggiamento, causato dall'ombra proiettata in alcune condizioni dalle stesse stringhe fotovoltaiche sui pannelli delle stringhe vicine; ombreggiamento architettuale, dovuto alla presenza di corpi di fabbrica (muri, comignoli, abbaini, ecc.) o di oggetti fissi (alberi, antenne televisive, pali per l'illuminazione, ecc.) posizionati in prossimità del campo; ombreggiamenti casuali (sporco, neve, nebbia salina, ecc.).

Si noti che questo tipo di mismatch è generalmente dipendente della posizione del sole rispetto al campo e, quindi, si manifesta con effetti differenti nell'arco dell'anno e perfino nell'arco della singola giornata.

Consideriamo la struttura esemplare costituita da N celle fotovoltaiche in serie. Il comportamento della singola cella è perfettamente descritto dal modello circuitale a 5 parametri a singolo diodo. Per chiarezza, si considerino uniformi tutti i parametri del modello (I_0 , R_s , R_{sh} , T) ad eccezione fatta della corrente fotogenerata I_{ph} . Analizziamo, adesso, l'effetto dell'ombreggiamento nel caso semplificato in cui $N - M$ celle si trovano in pieno sole ($I_{ph}=2.2115$ A) e M celle sono sottoposte ad ombreggiamento ($I_{ph}=1.5$ A). Le caratteristiche corrente-tensione delle singole celle fotovoltaiche soggette a i due diversi livelli di ombreggiamento sono riportate in Fig. 1.2.

La struttura sotto analisi viene forzata da un generatore di corrente variabile (I_{string}) che porta in conto il contributo delle altre celle della stringa e dell'azione del sistema di conversione dell'energia.

Per evidenziare i meccanismi connessi all'ombreggiamento locale, analizziamo la struttura in diversi punti di funzionamento, come illustrato in figura:

- per valori modesti di I_{string} minori delle rispettive correnti fotogenerate, tutte le celle lavorano ad una tensione positiva sufficiente a portare in conduzione il diodo intrinseco;

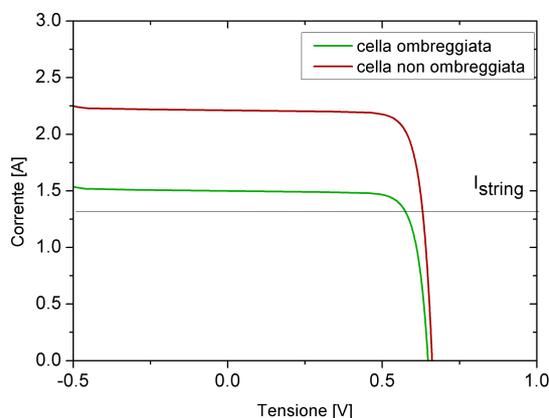


Figura 1.2: Caratteristiche corrente-tensione delle singole celle foto-

- voltaiche soggette a i due diversi livelli di irraggiamento; le celle si considerano forzate da un generatore di corrente I_{string} .
- per valori di I_{string} prossimi alla corrente fotogenerata, nelle celle in ombra i diodi intrinseci tendono a spegnersi producendo un repentino crollo della tensione ai loro capi;
- per correnti I_{string} superiori alla corrente fotogenerata, le celle in ombra si portano in polarizzazioni inversa fino a evidenziare fenomeni di breakdown; in queste condizioni le celle ombreggiate dissipano una potenza eccessivamente alta ($P_{diss} = I_{ph} \dot{V}_{cell}$) evidenziando effetti di hotspot.

Riassumendo, è facile riconoscere che l'ombreggiamento locale produce inaccettabili effetti indesiderati:

- una riduzione pesante della potenza producibile dalla stringa dovuta alla limitazione della corrente di stringa da parte della celle ombreggiate
- ricadute notevoli sull'affidabilità dell'intero sistema dovute all'insorgenza di danni ai pannelli per il verificarsi di fenomeni di hotspot e breakdown.

I diodi di bypass in tecnologia Si-P/N e Schottky sono ampiamente utilizzati nei sistemi fotovoltaici per ridurre le perdite di potenza nel caso di ombreggiamento locale di celle incapsulate in pannelli connessi in serie [8], [9], e nel

contempo per minimizza l'occorrenza di hot-spot [10] e di avalanche-induced breakdown. Sebbene sia stato proposto in passato l'integrazione di un diodo di bypass per singola cella [11], tipicamente i diodi sono applicati a sottosezioni dei pannelli (in seguito indicati come sottopannelli) costituite da un piccolo numero di celle in serie (tipicamente 12, 18, o 24) [12] in configurazione convenzionale oppure in overlap [13].

Consideriamo ora l'effetto del diodo di bypass in anti-parallelo modifica in maniera sostanziale il comportamento analizzato in precedenza per la struttura composta dalle sole celle fotovoltaiche in serie. In Fig. 1.3 sono riportate le caratteristiche corrente-tensione di una cella a due differenti livelli di illuminazione (illuminata, $I_{ph}=2.2115A$, e ombreggiata, $I_{ph}=1.5A$)tenendo in conto l'effetto del diodo.

La caratteristica del sottopannello considerando $N - M$ celle illuminate e M

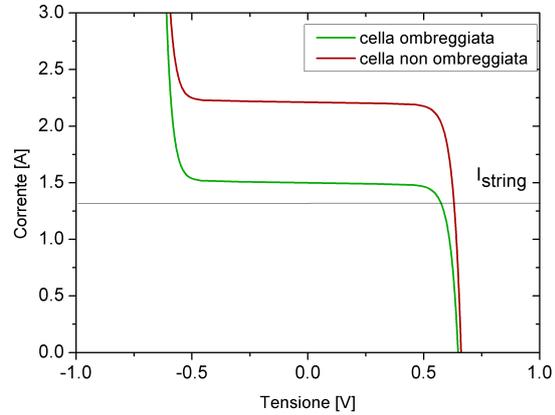


Figura 1.3: Caratteristiche corrente-tensione delle singole celle fotovoltaiche soggette a i due diversi livelli di irraggiamento con l'effetto del diodo di bypass; le celle si considerano forzate da un generatore di corrente I_{string} .

celle ombreggiate si ottenuta sommando le caratteristiche delle singole celle in tensione (connessione in serie) e successivamente sommando la caratteristica del diodo in corrente considerando che il diodo è connesso in antiparallelo ($V_{subpanel} = -V_{diodo}$).

Consideriamo il sistema la variare del punti di lavoro.

- per valori di I_{string} minori delle rispettive correnti fotogenerate, tutte le celle lavorano ad una tensione positiva sufficiente a portare in con-

duzione il diodo intrinseco; le celle lavorano alla corrente di stringa e presentano tutte una caduta di tensione positiva; il diodo è inversamente polarizzato;

- per valori di I_{string} prossimi alla corrente fotogenerata, nelle celle in ombra i diodi intrinseci tendono a spegnersi producendo un repentino crollo della tensione ai loro capi; l'effetto è visibile sulla caratteristica; il diodo è ancora contropolarizzato;
- per correnti I_{string} superiori alla corrente fotogenerata, le celle in ombra si portano in polarizzazioni inversa fino ad attivare il diodo di bypass; in tali condizioni di lavoro, il diodo conduce l'eccesso della corrente di stringa non può fluire attraverso le celle ombreggiate ($I_{bypass} = I_{string} - I_{cell}$).

Sfortunatamente, in fase di bypass, le celle ombreggiate dissipano una potenza ($P_{diss} = I_{ph} \dot{V}_{cell}$) che cresce con la corrente fotogenerata e con il rapporto tra celle ombreggiate e celle in ombra all'interno del sottopannello. Il numero massimo N di celle che costituiscono il sottopannello viene determinato in base a semplici considerazioni. Nella condizione migliore in cui $N = M$, in condizioni di bypass, le celle si portano a lavorare ad una tensione inversa minima pari a $1/N$ della tensione di lavoro del diodo. Nel caso peggiore ($M = 1$), invece, è l'unica cella ombreggiata a lavorare in inversione di tensione. Nota la massima tensione inversa della cella (tensione di breakdown, V_{br}) vale la relazione:

$$\sum_i^{N-1} V_{cell,i} + V_{cell,N} - V_{diodo}(I_{string} - I_{cell}) = 0 \quad (1.2)$$

considerando la massima corrente che il diodo di bypass possa trovarsi a condurre ($I_{diodo} = I_{string} - I_{cell} \leq I_{ph,max}$) ed imponendo che la cella ombreggiata non arrivi alla tensione di break-down ($V_{cell,N} \geq -V_{br}$), si determina un numero di celle per sottopannello secondo la relazione:

$$N \leq \frac{V_{br} + V_{diodo}(I_{ph,max})}{V_{OC,max}} \quad (1.3)$$

L'insorgenza di massimi locali

Gli effetti del mismatch della corrente fotogenerata, attraverso l'azione dei diodi di bypass sulla caratteristica I-V della stringa fotovoltaica, producono

la diminuzione della massima potenza producibile dalla stringa fotovoltaica. L'effetto si manifesta, come visto in figura, con l'insorgere sulla caratteristica potenza-tensione (P-V) di massimi relativi.

Prendiamo in considerazione un campo fotovoltaico di test costituito da due stringhe di 10 pannelli da 50Wp ($I_{SC}=2.8A$ e $V_{OC}=25V$ in STC) ciascuna. I pannelli sono strutturati in due sezioni (sottopannelli) di 20 celle fotovoltaiche in silicio monocristallino (c-Si), entrambe dotate di un diodo di bypass dedicato. Le stringhe sono singolarmente connesse all'ingresso di un inverter, risultando di fatto indipendenti.



Figura 1.4: Creazione di figure in landscape.

Il campo (figura) è installato su tetto piano con orientazione a sud e tilt di 30° rispetto al piano orizzontale. Come risulta evidente dalle foto, il campo risulta pesantemente affetto da ombreggiamento architettonico dovuto alla presenza di corpi di fabbrica nelle immediate vicinanze. Nello specifico le stringhe subiscono l'ombreggiamento parziale dei pannelli ritratti in figura sulla sinistra nelle prime ore del giorno e di quelli ritratti a destra nelle ore pomeridiane.

Analizziamo, ora, l'andamento delle curve I-V della prima stringa tracciate mediante un carico elettronico (H&H ZS3080) nell'arco di un'intera giornata ad intervalli regolari.

La Fig. 1.5, mostra chiaramente l'effetto dell'ombreggiamento sulla forma delle caratteristiche e, conseguentemente, dell'azione dei diodi di bypass. Si noti, in particolare, che nelle ore della giornata in cui si evidenzia il mismatch tra le correnti fotogenerate dalle varie sezioni (ombreggiamento locale), la potenza nel punto di massimo (MPP) di massimo diminuisce pesantemente e si verifica l'insorgenza di massimi relativi sulla caratteristica P-V.

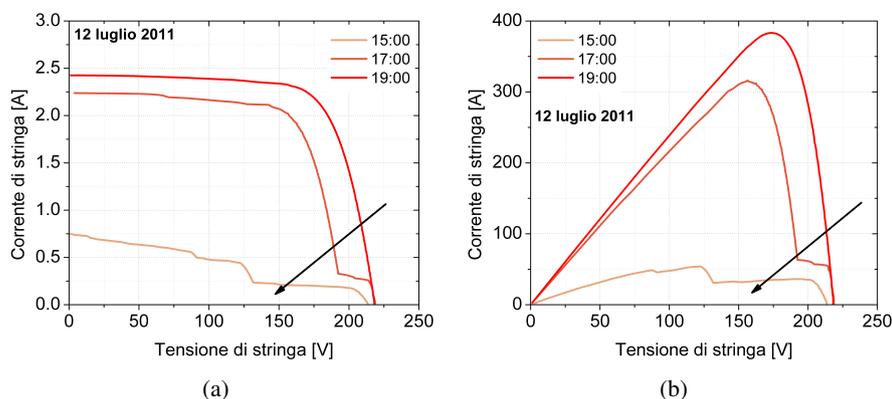


Figura 1.5: Caratteristica sperimentali I-V e P-V per diversi profili di irraggiamento.

1.2.1 L'interazione con i sistemi di conversione dell'energia

Sfortunatamente, la diminuzione della massima potenza producibile dalla stringa non risulta essere la sola fonte di degradazione delle prestazioni del sistema in caso di mismatch dovuto ad ombreggiamenti locali. E' interessante, infatti analizzare le perdite di potenza dovute alla cattiva interazione tra il campo fotovoltaico e il sistema di conversione dell'energia.

I sistemi di conversione presenti in commercio utilizzano algoritmi di ottimizzazione della potenza in ingresso per assicurare la giusta impedenza d'ingresso affinché la stringa fotovoltaica lavori in prossimità del suo punto di massimo (algoritmi di inseguimento del punto di massima potenza, MPPT). Tali sistemi, analizzati con maggiore dettaglio nel Capitolo 3, ottengono discreti risultati in condizioni di irraggiamento uniforme. sfortunatamente, in caso di mismatch, i sistemi falliscono convergendo in taluni casi verso punti di massimo relativo. La conseguente perdita di potenza producibile costituisce una delle maggiori fonti di degradazione delle prestazioni.

Nell'ambito di uno studio degli inverter commerciali, è stato possibile caratterizzare un l'effetto del mismatch sulla capacità dei sistemi di conversione di far lavorare il campo fotovoltaico in prossimità del punto di massima potenza. Di seguito sono riportati i risultati di un interessante esperimento condotto sul campo di test

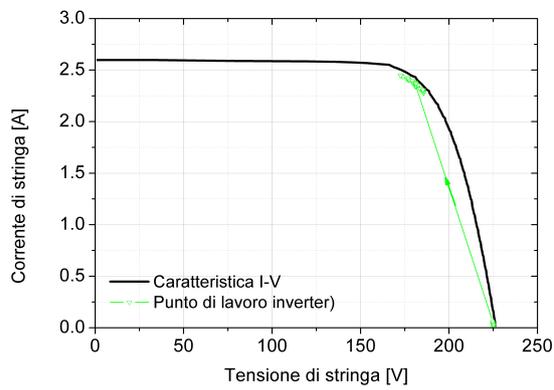
L'esperimento consiste nel monitorare la dinamica di inseguimento del punto

di massima potenza di un inverter commerciale in condizioni di mismatch. Tracciata la caratteristica I-V utilizzando il carico elettronico, la stringa viene collegata all'inverter. Il punto di lavoro forzato dall'inverter viene monitorato periodicamente misurando la corrente e la tensione di stringa. Per assicurare di tenere in giusto conto gli effetti di variazione repentina dell'irraggiamento, viene inoltre monitorata la corrente di corto circuito di un pannello della seconda stringa, effettuando difatti una misura indiretta di irraggiamento.

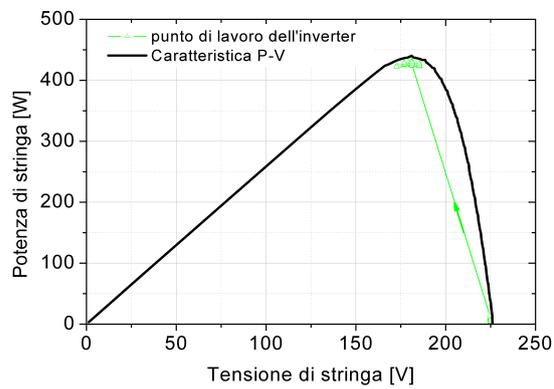
In prima analisi, vengono mostrati i risultati ottenuti in condizioni di irraggiamento uniforme. Nella Fig. 1.7(a) sono riportate in blu l'andamento della potenza di stringa al variare della tensione e in verde i punti di lavoro forzati dall'inverter durante la dinamica di inseguimento. Come si può notare, dalla condizione iniziale di corrente di stringa nulla (V_{oc}) la stringa evolve fino a raggiungere il punto di massima potenza. Nella Fig. 1.7(b) si mostra l'andamento della potenza e della corrente di stringa nel tempo. Come atteso, l'inverter riesce a forzare in pochi secondi la stringa a lavorare in prossimità del MPP affinando la ricerca mediante approssimazioni successive.

Analizziamo adesso il comportamento, in caso di mismatch: viene riprodotta una condizione di ombreggiamento parziale sulla stringa in accordo a quanto avviene in . In analogia con il caso precedente, nella Fig. ??(a) sono riportate in blu l'andamento della potenza di stringa al variare della tensione e in verde i punti di lavoro forzati dall'inverter durante la dinamica di inseguimento. In questo caso, dalla condizione iniziale di corrente di stringa nulla (V_{oc}) la stringa si porta a lavorare in prossimità di un massimo relativo producendo un'ulteriore perdita di potenza del 30%. Nella Fig. ??(c) si mostra l'andamento della potenza e della corrente di stringa nel tempo.

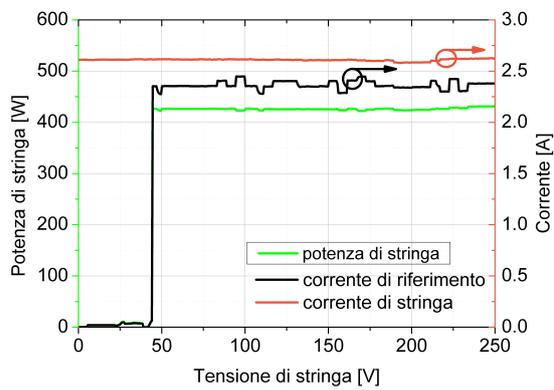
Questo effetto, paventato in letteratura, ma non evidenziato dalle case produttrici dei sistemi di conversione e non trattato adeguatamente a livello normativo, risulta essere una delle principali fonti di perdita di potenza. Si dimostra in pratica l'impossibilità dei convertitori di identificare e adattarsi agli effetti del mismatch lavorando sui soli terminali di stringa.



(a)

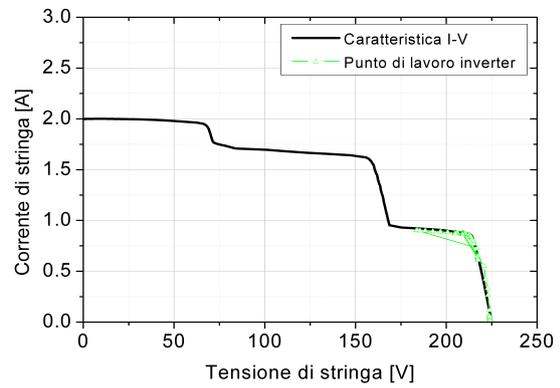


(b)

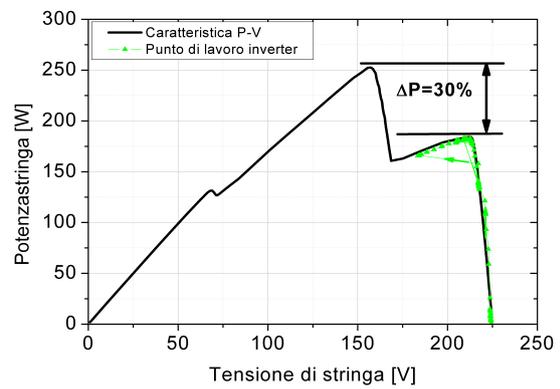


(c)

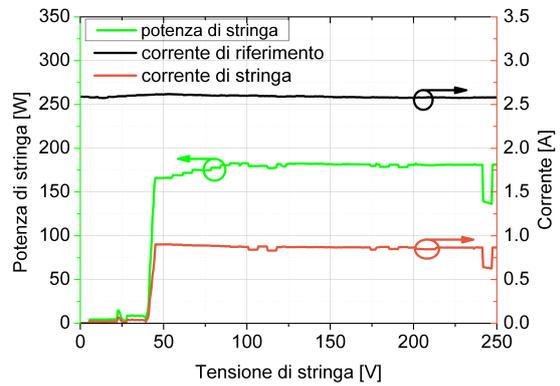
Figura 1.6: Dinamica d'inseguimento in condizioni di irraggiamento uniforme.



(a)



(b)



(c)

Figura 1.7: Dinamica d'inseguimento in condizioni di ombreggiamento parziale.

Capitolo 2

Monitoraggio

Il monitoraggio delle prestazioni dei campi fotovoltaici e la rilevazione dei guasti ha assunto un ruolo rilevante negli ultimi anni, destando notevole interesse nella comunità scientifica internazionale. In uno studio condotto agli inizi degli anni novanta, Jahn [14] riporta dati storici delle fluttuazioni nell'energia prodotta da impianti installati tra il 1991 e il 1994 con particolare interesse per gli impianti di piccola dimensione (domestici). La sua analisi mostra che l'incidenza dei guasti sui pannelli costituisce una delle maggiori cause di degradazione dell'energia producibile dagli impianti (circa il 15%). Nella stessa sede, inoltre, si ribadisce l'importanza di sistemi di monitoraggio remoto per impianti di piccola dimensione, per i quali i costi di monitoraggio e diagnostica in-situ risulterebbe eccessivi.

In questa sezione si dimostra che un approccio di monitoraggio e diagnostica a granularità spinta, garantisce di evidenziare la degradazione localizzata dei parametri di qualità dei pannelli (legata all'occorrenza dei guasti ai pannelli) e degli effetti del mismatch, soprattutto dovuto ad ombreggiamenti parziali (particolarmente presenti in impianti domestici).

2.0.2 Stato dell'arte del monitoraggio dei campi fotovoltaici

Numerosi studi si sono susseguiti nel tentativo di identificare metodi adatti all'identificazione delle cause principali di perdita di efficienza dei campi fotovoltaici applicabili con successo a campi fotovoltaici già installati (metodi di monitoraggio e diagnostica).

Gli approcci proposti si pongono l'obiettivo di identificare i casi di malfunzionamento monitorando l'energia prodotta dagli impianti confrontandola, even-

tualmente, con una stima dell'energia teoricamente producibile ottenuta da modelli del campo: una discrepanza tra le due grandezze evidenzia un malfunzionamento del campo. Ne consegue che i principali obiettivi di questi studi sono:

- identificare i modelli e il set dei parametri più efficienti per la stima delle performance
- ottenere metodi di analisi dei dati che permettano di classificare le cause di eventuali malfunzionamenti

Monitoraggio globale

I metodi più semplici utilizzati nel monitoraggio delle prestazioni di impianti fotovoltaici si basano sul confronto periodico dell'energia prodotta (misurata con appositi energimetri posti a valle dei sistemi di conversione) con una stima dell'energia producibile teorica. In particolare, la stima viene determinata partendo dal valore della potenza nominale prodotta dai pannelli in condizioni standard (1000 W/m^2 , $AM1.5$, 25°C), correggendola con dati storici medi di irraggiamento e temperatura e con alcuni parametri specifici del campo (tilt, azimuth, latitudine, longitudine, distanza dei pannelli dal tetto). In questo caso il campo viene modellato considerando la completa uniformità dei parametri ambientali e elettrici e trascurando gli aspetti topologici [15].

Monitoraggio satellitare

Una variante particolarmente interessante del monitoraggio globale è quella che prevede l'ausilio delle immagini provenienti dai satelliti meteorologici geostazionari [16] e [17]. In analogia con il metodo precedente, i valori di irradiazione solare ricavate dalle immagini satellitari acquisite con cadenza oraria, insieme alle caratteristiche del sistema e ai valori di temperatura acquisiti da sensori locali, vengono utilizzati nella stima dell'energia producibile teorica. I casi di degradazione dell'energia, evidenziati dal confronto con il valore misurato di energia prodotta vengono poi suddivisi in quattro categorie: neve, perdite di energia variabili (effetti di degradazione con caratteristiche di periodicità rispetto al tempo), perdite di energia costanti e disconnessione totale. Il sistema, in questo modo, tenta di fornire indicazioni generiche sulle cause che portano alla degradazione dell'energia prodotta: in particolare riconduce le perdite periodiche ad effetti di ombreggiamento e le perdite

costanti a guasti ai pannelli.

Monitoraggio del punto di lavoro

In commercio sono presenti ormai un numero elevato di proposte per il monitoraggio remoto che possono essere classificate nell'ampia famiglia dei metodi di monitoraggio del punto di lavoro. Questi metodi si basano, infatti, sulla misura periodica delle tensioni e delle correnti riferibili a sezioni più o meno ampie del campo fotovoltaico (stringhe o paralleli di stringhe). La conoscenza delle tensioni e delle correnti ai capi delle singole sezioni permette di monitorarne la potenza istantanea.

Le dimensioni delle sottosezioni e gli strumenti utilizzati per la misura delle grandezze elettriche permettono di distinguere il monitoraggio a livello inverter da quello di stringa. Nel primo caso, la sezione monitorata si estende alla porzione di campo (tipicamente il parallelo di una o più stringhe) collegata ad un singolo ingresso dell'inverter. Le grandezze d'ingresso, normalmente monitorate per il controllo, sono rese disponibili all'esterno a favore di un data logger che le raccoglie e le invia al sistema di elaborazione. Nel secondo caso, una stazione di misura (string-box) viene collegata ad ogni singola stringa, ne misura periodicamente tensione e corrente ai capi e li invia al data-logger.

Entrambi gli approcci, benchè costituiscano un primo tentativo di aumentare la granularità del monitoraggio, sono pesantemente limitati dal fatto di aver accesso a sole grandezze globali, influenzate dalla presenza dei sistemi di conversione. Rimane intuitivo che la conoscenza del punto di lavoro, in condizioni di mismatch, non fornisce informazioni sulla reale distribuzione dei parametri sulla stringa e quindi non consente di quantificare con precisione l'impatto sull'energia producibile e di identificare i pannelli responsabili della diminuzione dell'efficienza. Si ricorda che in impianti di grosse dimensioni le stringhe possono comprendere molte decine di pannelli e che la diagnostica in-situ richiede soste d'impianto lunghissime; in questo scenario l'utilizzo di questi metodi di monitoraggio non produce effetti sensibili sull'affidabilità dell'impianto nè sui costi di manutenzione (all'insorgenza).//

2.1 Monitoraggio livello cella

In questa sezione si propone la caratterizzazione periodica del campo fotovoltaico al livello della singola cella con il duplice intento di fornire la pos-

sibilità di calibrare modelli simulativi (modelli circuitali che si basano sulla descrizione della singola cella attraverso il modello circuitale a 5 parametri a singolo diodo) per ottenere una migliore stima dell'energia producibile dal campo e di fornire un valido strumento diagnostico che, attraverso il monitoraggio periodico dei parametri di qualità delle singole celle, preveda l'occorrenza di guasti in seguito ad episodi di mismatch. In particolare, si propone un metodo di estrazione della resistenza globale di stringa e della resistenza di shunt delle singole celle attraverso lo studio della curva I-V di stringa. Il metodo, di natura non intrusiva, ben si adatta alla caratterizzazione di impianti installati ed in esercizio.

Estrazione dei parametri da caratteristica I-V

In letteratura sono stati proposti numerosi approcci all'estrazione dei parametri basati sul tracciamento della caratteristica corrente-tensione (I-V) della singola cella sotto differenti livelli di illuminazione e al buio. In particolare, R_{sh} è convenzionalmente determinata dalla pendenza della curva I-V nelle zone in cui il comportamento della cella è dominato dalle perdite di shunt:

- a bassi valori di tensione diretta [18]- [19];
- in prossimità del corto circuito, sia con una misura diretta [20]- [26] che attraverso la risoluzione simultanea di sistemi di equazioni non lineari, sia in condizioni di luce ([27]- [29]) che al buio ([30]);
- in polarizzazione inversa [23], [31]- [34].

In ogni caso, bisogna affrontare delle difficoltà pratiche nell'estrazione della resistenza di shunt, poichè fenomeni di soft-breakdown, nelle celle in silicio, insorgono spesso anche per bassi livelli di tensione inversa [5], [35], [36] riducendo significativamente il range di tensioni in cui la pendenza della caratteristica I-V è determinata dalla sola R_{sh} . La riduzione dell'intervallo di tensioni in cui determinare la pendenza della curva degrada l'accuratezza dei risultati. In altri lavori, R_{sh} è valutata, insieme a tutti gli altri parametri della cella, sulla base di una singola caratteristica I-V sperimentale adottando la relazione analitica che descrive i punti notevoli della curva [37], utilizzando procedure di fitting a minimo errore quadratico medio [38] - [39] e perfino algoritmi genetici [40]. In ultimo, è stato proposto un metodo di estrazione che utilizza V_{oc} e I_{sc} determinati a differenti livelli di irradiazione solare e, successivamente, confrontato con gli altri metodi tradizionali basati sulla

pendenza in [18].

Nell'ambito di quest'analisi, particolare importanza rivestono le misure di resistenza shunt di singole celle fotovoltaiche incapsulate in moduli commerciali, tipicamente possibili solo dopo una delicata procedura di de-incapsulamento oppure utilizzando sofisticati metodi a due terminali basati sull'utilizzo di amplificatori lock-in [7]. Come alternativa, ci si può accontentare di una caratterizzazione più grossolana determinando la resistenza di shunt equivalente dell'intero pannello.

Sfortunatamente questi approcci sono particolarmente sensibile agli errori dovuti all'elevato appiattimento della corrente della curva I-V che, combinato con l'inevitabile rumore presente sui segnali acquisiti, limita pesantemente l'accuratezza della misura; inoltre, l'approccio cumulativo riduce l'impatto di un valore di resistenza di shunt fuori specifica rendendo impossibile la precisa identificazione delle celle critiche.

Di seguito verrà presentato una tecnica semplice e non intrusiva per l'accurata caratterizzazione in termini di resistenza di shunt di celle fotovoltaiche scelte liberamente all'interno di pannelli connessi in stringhe. Il metodo si basa sul tracciamento della caratteristica I-V dell'intera stringa tenendo la cella da caratterizzare in condizioni di completo ombreggiamento.

La verifica della buona accuratezza del metodo è stata ottenuta attraverso un'accurata analisi condotta in ambiente PSPICE [41]; essa ha mostrato, tra l'altro, come non sia necessaria la conoscenza preliminare del fattore di idealità del diodo intrinseco, anche in presenza di un elevato numero di celle in serie. L'approccio è stato applicato ad una stringa fotovoltaica di 10 pannelli commerciali in c-Si con lo scopo di determinare la distribuzione di qualità delle celle.

Dati sperimentali e approccio simulativo

L'investigazione sperimentale è stata condotta su una stringa di 10 pannelli da 50Wp, ognuno diviso in due sottopannelli provvisti di diodo di bypass (posizionato nella scatola di giunzione posta sul retro del modulo) e costituito da 20 celle elementari (con area uguale a 68 cm²) in serie. Come mostrato in Fig 2.1, la stringa è installata sul tetto del Dipartimento di Ingegneria Elettronica per fini di studio.

I pannelli fotovoltaici sono stati caratterizzati individualmente attraverso un circuito di monitoraggio auto-alimentato recentemente sviluppato con fini di diagnostica [42]: la tensione di circuito aperto V_{oc} dei singoli pannelli assume



Figura 2.1: Coppia di stringhe da 10 pannelli installate sul tetto del DIBET. Ogni pannello è composto da due sottopannelli da 20 celle ciascuno provvisto di diodo di bypass; la stringa comprende un totale di 400 celle elementari

valori nel range tra 20 e 25 V, mentre la corrente di corto circuito I_{sc} si assesta nella fascia tra 2 A (inverno) e 3 A (estate), nelle ore centrali del giorno. Una versione modificata del carico elettronico in continua H&H ZS3060 [43] da 3kW e 800V è stato impiegato per misurare la caratteristica I-V dell'intera stringa. L'ambiente di simulazione PSPICE - in alcuni casi utilizzato con successo nell'analisi di celle/modulo [7], [44] - è stato adottato per verificare le proprietà e l'accuratezza del metodo di estrazione proposto. La singola cella è stata descritta dal circuito elettrico equivalente a parametri concentrati (noto come modello a singolo diodo a 5 parametri), esso comprende:

- il generatore di corrente per la corrente fotogenerata I_{ph} (indicata anche come fotocorrente);
- un diodo ideale (cioè non tiene in conto dell'effetto resistivo) che tiene in conto della caratteristica I-V al buio e completamente definito dalla corrente di saturazione inversa I_0 e dal fattore di idealità n ;
- i parametri parassiti delle resistenze serie e di shunt, rispettivamente indicate con R_s e R_{sh} .

Questo modello si basa sul principio di sovrapposizione degli effetti e descrive accuratamente il comportamento di diverse celle fotovoltaiche in condizioni standard [45].

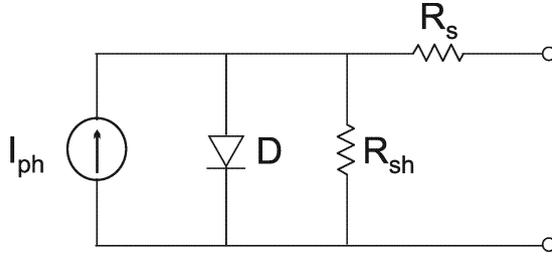


Figura 2.2: Circuito equivalente a 5 parametri a singolo diodo della cella fotovoltaica.

Il metodo di estrazione

Il metodo di estrazione dei parametri proposto è basato su una procedura sperimentale che richiede che l'intera stringa sia sottoposta a pieno irraggiamento e che può essere descritta come segue.

La resistenza serie globale della stringa, indicata come $R_{s,string}$, può essere espressa come:

$$R_{s,string} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M R_{s,ij} + R_{bus} + R_{cab} \quad (2.1)$$

dove N è il numero dei pannelli, M è il numero di celle appartenenti al pannello, $R_{s,ij}$ è la resistenza serie associata alla j -esima cella dell' i -esimo pannello, R_{bus} la resistenza aggregata dei bus bar, e R_{cab} è la resistenza associata ai cavi che assicurano la connessione al sistema di misura. Per determinare $R_{s,string}$ si è proceduto estendendo due approcci ampiamente accettati per l'estrazione della resistenza serie di una singola cella fotovoltaica; il primo è conosciuto come metodo della pendenza nell'intorno della tensione di circuito aperto V_{oc} [20], [21], [22], [24], [26], [27], [46]

$$\begin{aligned} R_{s,string} &= - \left. \frac{dV_{string}}{dI_{string}} \right|_{V_{string}} = \\ &= V_{oc} - N \cdot M \cdot \frac{n \cdot V_T}{I_{ph} + I_0} \approx - \left. \frac{dV_{string}}{dI_{string}} \right|_{V_{string}} = \quad (2.2) \\ &= V_{oc} - N \cdot M \cdot \frac{n \cdot V_T}{I_{sc}} \end{aligned}$$

dove $V_T = kT/q$ è la tensione termica, T la temperatura dei moduli, il secondo è il metodo dell'area [47] basato su:

$$R_{s,string} = 2 \cdot \left(\frac{V_{oc}}{I_{sc}} - \frac{P_A}{I_{sc}^2} - N \cdot M \cdot \frac{n \cdot V_T}{I_{sc}} \right) \quad (2.3)$$

dove P_A è l'area sottesa dalla curva $I_{string} - V_{string}$ nel range di tensione tra 0 e V_{oc} . Come nel primo step, i parametri I_{sc} , $\left. \frac{dV_{string}}{dI_{string}} \right|_{V_{string}=V_{oc}}$, V_{oc} , e P_A inclusi nell'Eq. 2.2 e nell'Eq. 2.3 sono estratti dalla curva sperimentale $I_{string} - V_{string}$ misurata in condizione di illuminazione completa. Successivamente, la cella che si è deciso di caratterizzare viene tenuta intenzionalmente in condizioni di ombreggiamento completo ($I_{ph}=0$) e si procede nuovamente a tracciare la caratteristica I-V di stringa.

Consideriamo una simulazione PSPICE di una stringa di 2 pannelli effettuata per illustrare il comportamento delle principali grandezze elettriche in gioco rispetto la tensione di stringa; in particolare, ogni pannello è composto da 40 celle fotovoltaiche uniformemente illuminate e con $R_{sh}=30 \Omega$.

Per bassi valori di V_{string} , la tensione ai capi del sottopannello, inclusa la cella oscurata, diventa negativa, fino ad abilitare il diodo di bypass per condurre la porzione di corrente imposta dalle celle illuminate ($I_{ph}=3$ A) che non può passare nel sottopannello ($=2.58$ A, come mostrato in Fig. 2.4(a)). La corrente di sottopannello ($I^*=0.42$ A) è forzata a scorrere attraverso la resistenza di shunt della cella oscurata. Tale scenario è schematicamente descritto in Fig. 2.3(a). Durante la fase di bypass, la caduta negativa sul sottopannello (≈ -0.6 V dovuta all'attivazione del diodo, come mostrato in Fig. 2.4(b)) è distribuita in maniera squilibrata tra le celle: in particolare la cella oscurata è sottoposta ad una forte tensione inversa (≈ -12.5 V) che consente la conduzione della corrente del sottopannello attraverso la resistenza di shunt (Fig. 2.3(c)). Le restanti 19 celle, invece, si dividono una tensione positiva (≈ 0.63 V) tale da attivare il diodo intrinseco che controbilancia la corrente fotogenerata fino a ridurla alla corrente imposta dalla cella ombreggiata.

Per tensioni di stringa maggiori di 20 V, anche il diodo intrinseco delle celle incluse nei moduli illuminati comincia a condurre e la corrente di stringa I_{string} diminuisce; appena la tensione di stringa raggiunge 37 V, I_{string} eguaglia la corrente I^* che fluisce nella cella oscurata, mentre il diodo di bypass si disattiva (Fig. 2.3(b)). Aumentando ancora la tensione di stringa, la corrente decresce in maniera abbastanza lineare prima di annullarsi (a

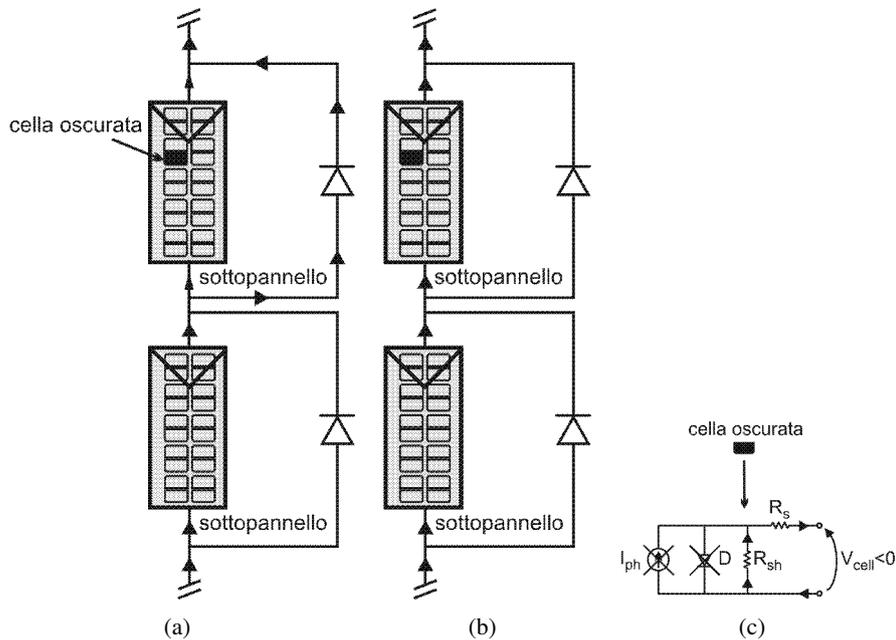
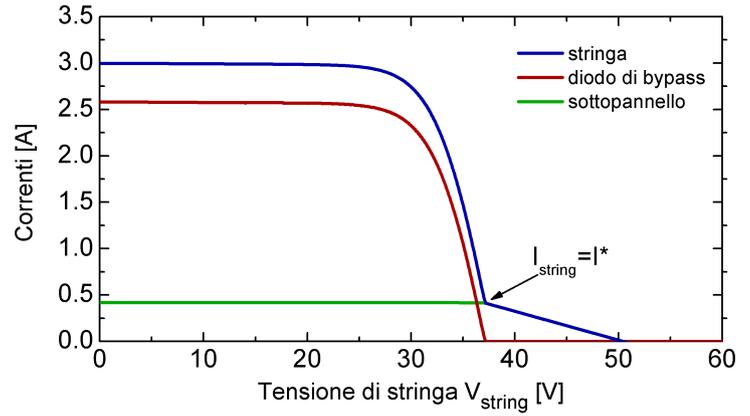
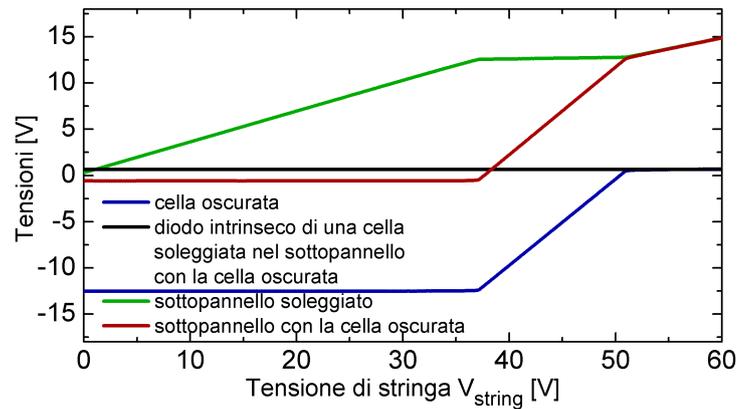


Figura 2.3: Rappresentazione schematica del pannello fotovoltaico (costituito da due sottopannelli da 20 celle) che presenta una cella tenuta intenzionalmente in condizioni di completo ombreggiamento: (a) andamento della corrente per valori di V_{string} per i quali il diodo è in grado di condurre la corrente di bypass; (b) andamento della corrente corrispondente alla regione "quasi-lineare"; (c) rappresentazione circuitale della cella oscurata, nella quale la corrente del sottopannello è forzata a passare attraverso la resistenza di shunt e la resistenza serie.



(a)



(b)

Figura 2.4: Andamento al variare della tensione di stringa dei principali segnali, (a) correnti e (b) tensioni ottenute con simulazioni calibrate in ambiente PSPICE tenendo un cella completamente ombreggiata.

$V_{string}=V_{oc}$) e quindi diventare negativa.

Il comportamento del circuito nell'intervallo di tensioni tra la disattivazione del bypass e la V_{oc} (indicato in seguito come zona "quasi-lineare") può essere spiegato come segue. L'incremento della V_{string} produce un aumento della caduta di tensione ai capi:

- della cella oscurata, cioè ai capi della resistenza di shunt che deve essere estratta, indicata come $R_{sh,dark}$;
- della resistenza serie globale $R_{s,string}$ data dall'Eq. 2.1, dove per il caso anilizzato $N = 2$, $M = 40$;
- dei diodi intrinseci delle $N - 1$ celle soleggiate della stringa, che conducono una corrente crescente.

In particolare, i primi due contributi puramente resistivi, inizialmente negativi, raggiungono 0 V a corrente di stringa nulla (cioè per $V_{string}=V_{oc}$). Si noti, inoltre, che la caduta di tensione ai capi del pannello che comprende la cella ombreggiata diviene positiva e cresce fino a 12.6 V, mentre quella corrispondente ai sottopannelli illuminati cresce (di circa 100mV) per ridurre le tensioni sulle resistenze serie e aumenta la capacità di condurre di corrente dei diodi intrinseci delle celle, come mostrato in Fig. 2.4(b).

La resistenza R_{ql} , definita come il valore assoluto del reciproco della pendenza della caratteristica $I_{string}-V_{string}$ nella zona "quasi-lineare", può essere definita tramite la seguente espressione matematica:

$$R_{ql} = -\frac{dV_{string}}{dI_{string}} = R_{sh,dark} + R_{s,string} - (N \cdot M - 1) \cdot \frac{dV_{diode}}{dI_{string}} \quad (2.4)$$

che può essere riscritta nella forma

$$R_{ql} = R_{sh,dark} + R_{s,string} + (N \cdot M - 1) \cdot R_{diode} \quad (2.5)$$

dove $R_{diode} = \frac{dV_{diode}}{dI_{diode}} = -\frac{dV_{diode}}{dI_{string}}$ è la resistenza differenziale associata al diodo parassita nelle condizioni di pieno soleggiamento. L'espressione di questo parametro, dipendente dal punto di lavoro dei diodi e, quindi, dal livello della corrente I_{string} , può essere derivata dal modello a singolo-diodo in

Fig. 2.2 ed è scritta come:

$$\begin{aligned}
 R_{diode} &= \frac{d}{dI_{diode}} \left[n \cdot V_T \cdot \ln \left(1 + \frac{I_{diode}}{I_0} \right) \right] = \\
 &= \frac{n \cdot V_T}{I_0 + I_{diode}} \approx \frac{n \cdot V_T}{I_{ph} - I_{string}} \approx \\
 &\approx \frac{n \cdot V_T}{I_{sc} - I_{string}}
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

che evidenzia che R_{ql} si riduce con la corrente di stringa.

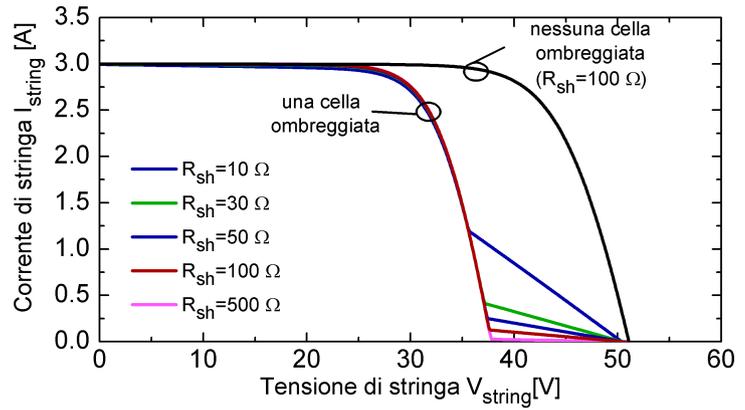


Figura 2.5: Andamento in simulazione delle caratteristiche $I_{string}-V_{string}$ relative alla stringa di due pannelli lasciando una singola cella completamente oscurata e variando per tutte il valore di R_{sh} ; anche la curva (in nero) ottenuta in condizioni di piena illuminazione, assumendo $R_{sh}=100 \Omega$ per tutte le celle, viene riportata.

L'impatto della resistenza di shunt sulla caratteristica corrente-tensione di una stringa di 2 pannelli è mostrato attraverso risultati ottenuti in ambiente PSPICE. Per semplicità, si supponga che tutte le celle elementari presentino lo stesso valore di R_{sh} . La Fig. 2.5 mostra la curva $I_{string}-V_{string}$ ottenuta ombreggiando una singola cella e variando il valore di R_{sh} tra 10 e 500 Ω . Si noti che le curve si mostrano abbastanza insensibili alle variazioni di R_{sh} fino a che persiste l'azione del diodo di bypass; di conseguenza, incrementando il valore della resistenza di shunt si ha una percettibile riduzione del valore assoluto della pendenza della caratteristica nella regione "quasi-lineare", che

si riduce leggermente a causa della minore capacità di condurre corrente della cella oscurata, rimanendo in ogni caso più ampia di 10 V.

Se si determina la $R_{s,string}$ riordinando l'Eq. 2.2, la resistenza di shunt della cella oscurata $R_{sh,dark}$ può essere espressa come

$$R_{sh,dark} = R_{ql} + \left. \frac{dV_{string}}{dI_{string}} \right|_{V_{string}=V_{oc}} + N \cdot M \cdot \frac{n \cdot V_T}{I_{sc}} - (N \cdot M - 1) \cdot \frac{n \cdot V_T}{I_{sc} - I_{string}} \quad (2.7)$$

che, essendo $N \cdot M \gg 1$, può essere ragionevolmente espressa come

$$R_{sh,dark} \approx R_{ql} + \left. \frac{dV_{string}}{dI_{string}} \right|_{V_{string}=V_{oc}} - N \cdot M \cdot n \cdot V_T \cdot \left(\frac{1}{I_{sc} - I_{string}} - \frac{1}{I_{sc}} \right) \quad (2.8)$$

In tale forma, usando Eq. 2.3, $R_{sh,dark}$ è data da

$$R_{sh,dark} \approx R_{ql} - 2 \frac{V_{oc}}{I_{sc}} + 2 \frac{P_A}{I_{sc}^2} + N \cdot M \cdot n \cdot V_T \cdot \left(\frac{2}{I_{sc}} - \frac{1}{I_{sc} - I_{string}} \right) \quad (2.9)$$

Quindi, la resistenza della cella intenzionalmente ombreggiata ($R_{sh,dark}$) può essere determinata con la seguente procedura:

- valutare il contributo resistivo R_{qlm} dalla pendenza delle linea retta che meglio approssima l'andamento della curva $I_{string} - V_{string}$ nell'intera zona di "quasi-linearità" (R_{qlm} va interpretata in questo caso come il valore medio della resistenza R_{ql} , dipendente dalla corrente);
- adottare una delle seguenti espressioni derivate rispettivamente da Eq. 2.8 e Eq. 2.9.

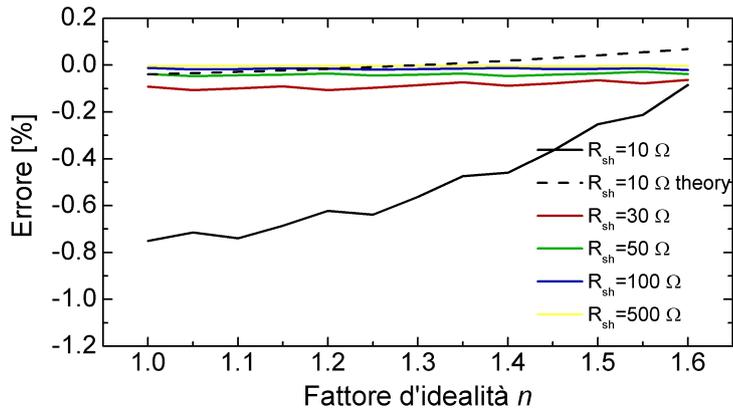
$$R_{sh,dark} \approx R_{qlm} + \left. \frac{dV_{string}}{dI_{string}} \right|_{V_{string}=V_{oc}} - N \cdot M \cdot n \cdot V_T \cdot \left(\frac{1}{I_{sc} - I^*/2} - \frac{1}{I_{sc}} \right) \quad (2.10)$$

$$R_{sh,dark} \approx R_{qlm} - 2 \frac{V_{oc}}{I_{sc}} + 2 \frac{P_A}{I_{sc}^2} + N \cdot M \cdot n \cdot V_T \cdot \left(\frac{2}{I_{sc}} - \frac{1}{I_{sc} - I^*/2} \right) \quad (2.11)$$

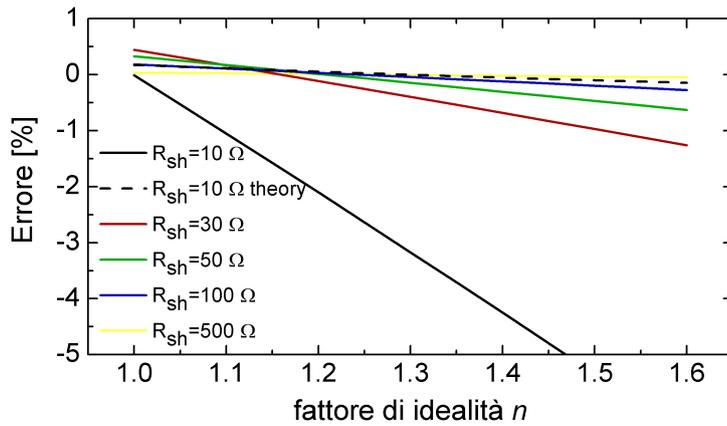
dove $I^*/2$ rappresenta il valore medio della I_{string} nella regione "quasi-lineare" (I^* è noto dalle misure), ed è tipicamente una piccola frazione della corrente di corto circuito I_{sc} , a meno che la cella selezionata esibisca valori molto bassi di $R_{sh,dark}$. Consideriamo adesso i seguenti aspetti di interesse:

- l'approccio proposto si annovera tra i metodi di caratterizzazione non intrusivi, cioè non richiede processi di de-incapsulamento delle singole celle dai moduli;
- l'estrazione della R_{qlm} non è soggetta a errori di misura grazie all'ampio range di tensioni nel quale si presenta la regione "quasi-lineare" (tipicamente maggiore dei 10 V indipendentemente dal numero di pannelli in serie che costituiscono la stringa); ricordiamo che il range si riduce a 0.5 V estraendo la resistenza di shunt da una singola cella con i metodi tradizionali, specialmente in presenza di fenomeni di soft-breakdown [5], [35], [36];
- il fattore di idealità, caratteristico del diodo ideale presente nel modello circuitale equivalente che descrive gli effetti della ricombinazione delle coppie elettrone-lacuna nella regione di carica spaziale, è generalmente non noto a priori e potrebbe generare incertezza nella stima di $R_{sh,dark}$ usando le Eq. 2.10 o Eq. 2.11; inoltre, quest'errore è proporzionale al numero delle celle connesse in serie $N \cdot M$. Sebbene, in principio, si potrebbe eludere il problema utilizzando Eq. 2.8 e estraendo R_{ql} dalla pendenza da una ristretta porzione della regione "quasi-lineare" della curva $I_{string} - V_{string}$ nell'intorno di $V_{string} = V_{oc}$ dove il contributo dipendente da n è meno rilevante, ciò annullerebbe il vantaggio costituito dall'ampio range di tensione V_{string} in cui estrarre la pendenza della curva.

Per stabilire quando Eq. 2.10 e Eq. 2.11 possono essere utilizzati con successo senza conoscere accuratamente il valore del fattore di idealità n del diodo intrinseco, si propone la seguente procedura. In ambiente PSPICE, sono state modellate due stringhe fotovoltaiche con $N=2$ e $N=10$ (entrambe con $M=40$) per poter applicare le tecniche succitate alle curve I-V corrispondenti a una corrente fotogenerata $I_{ph}=3$ A.



(a)



(b)

Figura 2.6: Errore percentuale in funzione del fattore d'idealità per la stringa di 2 pannelli, utilizzando (a) 2.10 e (b) 2.11 per differenti valori di R_{sh} : (linea nero) $R_{sh}=10 \Omega$, (linea rossa) $R_{sh}=30 \Omega$, (linea verde) $R_{sh}=50 \Omega$, (linea blu) $R_{sh}=100 \Omega$, and (linea gialla) $R_{sh}=500 \Omega$; viene riportata anche la curva (linea tratteggiata) relativa all'errore teorico dovuto alla sola incertezza di n per entrambe le relazioni (a) 2.12 and (b) 2.13.

Come risultato, l'affidabilità dei metodi è stimata confrontando i valori di $R_{sh,dark}$ estratti con i valori utilizzati nel modello per le simulazioni. In particolare, il valore del fattore di idealità n è stato posto uguale a 1.3 nelle Eq. 2.10 e Eq. 2.11. L'analisi è stata effettuata variando il valore utilizzato in PSPICE per n nell'intervallo 1-1.6; valori maggiori non sono stati utilizzati considerando che R_{qtm} viene estratto in una regione nella quale la conduzione dei diodi (celle) soleggiati dovrebbe essere dominata da fenomeni diffusivi [48]. Il confronto tra $R_{sh,dark}$ estratta e reale in funzione del valore del valore di n è stato effettuato variando R_{sh} assegnata a tutte le celle delle stringhe in PSPICE tra i valori di 10, 30, 50, 100 e 500 Ω . Le percentuali di errore corrispondenti alla stringa di 2 pannelli sono riportati in Fig. 2.6(a) e in Fig. 2.6(b) rispettivamente per Eq. 2.12 e Eq. 2.13.

Per quanto concerne Eq. 2.10, si rileva che, indipendentemente da R_{sh} a n , l'errore si mantiene sempre negativo e minore di 0.8% ($R_{sh} < 20 \Omega$ non supera 0.2%), dimostrando un'eccellente risultato in termini di accuratezza raggiunta. Si noti che l'errore teorico assoluto dovuto all'incertezza su n è dato da

$$R_{sh,dark}(\text{extracted}) - R_{sh,dark}(\text{real}) = -N \cdot M \cdot (1.3 - n) \cdot V_T \cdot \left(\frac{1}{I_{sc} - I^*/2} - \frac{1}{I_{sc}} \right) \quad (2.12)$$

dovrebbe essere negativo per $n < 1.3$, positivo per $n > 1.3$ e minore in valore assoluto di quello ottenuto attraverso il metodo proposto. Questo può essere compreso osservando la curva ottenuta da Eq. 2.12 in Fig. 2.6(a) nel caso in cui tutte le R_{sh} sono uguali a 10 Ω . La differenza può essere spiegata notando che in Eq. 2.2, dalla quale 2.10 è ricavata, si ottiene trascurando le correnti di shunt per tutte le celle della stringa ($R_{sh} \rightarrow \infty$), incrementando la sottostima di $R_{sh,dark}$ man mano che le resistenze di shunt delle altre celle diminuiscono. D'altronde, l'adozione di Eq. 2.11, considerando $n=1.3$ produce un'accuratezza minore; in particolare, l'errore è minore del 1% per valori della resistenza di shunt sufficientemente alti ($R_{sh} > 30 \Omega$), mentre cresce rapidamente al 7% per $R_{sh}=10 \Omega$ e $n=1.6$. Va considerato, però, che anche in questo caso la differenza appare rispetto all'errore dovuto alla sola incertezza del valore del fattore d'idealità, che, secondo la relazione

$$R_{sh,dark}(\text{extracted}) - R_{sh,dark}(\text{real}) = N \cdot M \cdot (1.3 - n) \cdot V_T \cdot \left(\frac{2}{I_{sc}} - \frac{1}{I_{sc} - I^*/2} \right) \quad (2.13)$$

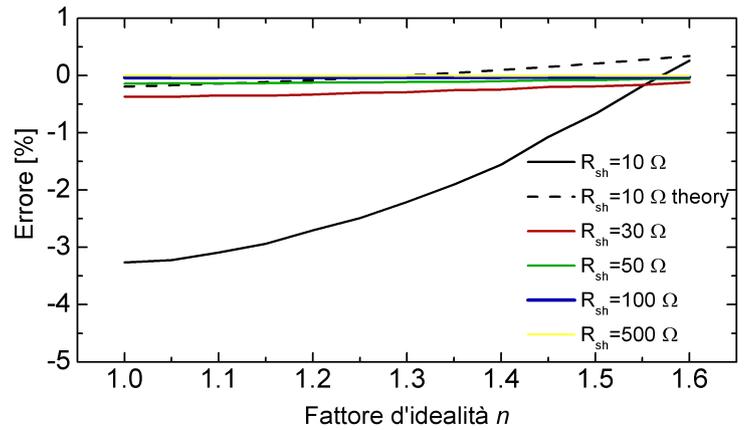
dovrebbe essere positiva per $n < 1.3$ e negativa per $n > 1.3$, indipendentemente dal valore di R_{sh} . Ciò è dovuto al fatto che, in analogia all'Eq. 2.2, anche Eq. 2.3 soffre dell'assunzione semplificativa $R_{sh} \rightarrow \infty$. In particolare, Eq. 2.3 è maggiormente interessata da quest'approssimazione a causa della significativa sensibilità di $R_{sh,string}$ anche a piccole variazioni dell'area sottesa dalla curva I-V indotte dalla variazione di R_{sh} .

Infatti, i risultati delle simulazioni in ambiente PSPICE hanno consentito di dimostrare che qualora il valore di R_{sh} fosse troppo basso, Eq. 2.3 produrrebbe valori di resistenza serie globali poco accurati perfino se il valore del fattore di idealità fosse considerato noto e pari a 1.3 ($R_{sh}=10 \Omega$). Si deduce che l'utilizzo di Eq. 2.11 al posto di Eq. 2.10 riduce l'accuratezza della stima, come mostrato nella Fig. 2.6 e 2.6.

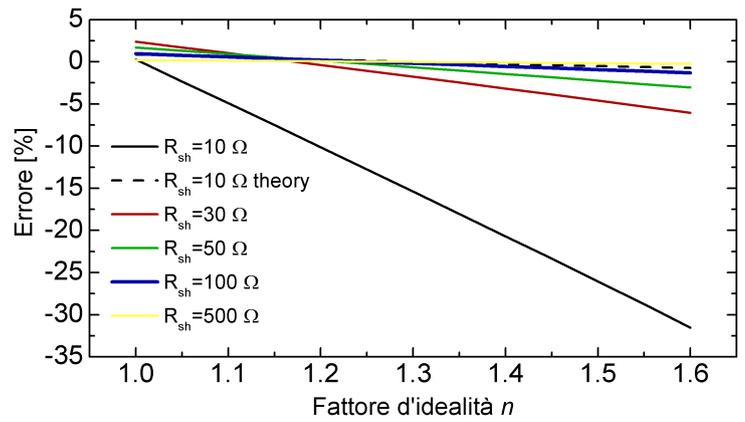
Si noti, inoltre, che l'affidabilità dei metodi di estrazione peggiora con l'aumentare del numero delle celle della stringa, come illustrato in Fig. 2.7, che riporta gli errori corrispondenti alle stringhe di 10 pannelli applicando Eq. 2.10 (Fig. 2.7(a)) e Eq. 2.11 (Fig. 2.7(b)) rispettivamente. Le ragioni di questa degradazione sono riconducibili a due ragioni:

- l'assunzione semplificativa che non ci siano perdite di shunt, che in Eq. 2.2 e Eq. 2.3 assumono un ruolo rilevante al cresce del prodotto $N \cdot M$;
- gli errori dovuti all'incertezza sul valore del fattore d'idealità, descritti da Eq. 2.12 e Eq. 2.13, mostrati in Fig. 2.7 nel caso che tutte le celle della stringa presentino $R_{sh}=10\Omega$, sono direttamente proporzionali al prodotto $N \cdot M$.

Nonostante ciò, la Fig. 2.7(a) chiarisce che l'errore rimane sotto il 3.5% quando di utilizza Eq. 2.10, perfino se tutte le celle presentano una qualità molto bassa ($R_{sh}=10 \Omega$) e la differenza tra il valore di n stimato e quello inserito in simulazione sia maggiore di 0.3. Al contrario, errori maggior del 30% possono essere raggiunti adottando Eq. 2.11 a causa del dell'incertezza del metodo dell'area generalizzato che soffre dell'assunzione che $R_{sh} \rightarrow \infty$. In conclusione, si può avere una buona confidenza adottando Eq. 2.10 e considerando un fattore di idealità in un intervallo compreso tra 1.2 e 1.4 per stringhe fotovoltaiche in silicio monocristallino nelle quali il prodotto $N \cdot M$ rimane minore di 500 (condizione che copre un'ampia tipologia di impianti residenziali). L'errore, allora, rimane confinato in un range ragionevole perfino nel caso in cui le celle elementari presentino bassi valori di R_{sh} .



(a)



(b)

Figura 2.7: Errore percentuale in funzione del fattore d'idealità per la stringa di 10 pannelli, utilizzando (a) Eq. 2.10 e (b) Eq. 2.11 per differenti valori di R_{sh} : (linea nero) $R_{sh}=10 \Omega$, (linea rossa) $R_{sh}=30 \Omega$, (linea verde) $R_{sh}=50 \Omega$, (linea blu) $R_{sh}=100 \Omega$, (linea gialla) $R_{sh}=500 \Omega$; viene riportata anche la curva (linea tratteggiata) relativa all'errore teorico dovuto alla sola incertezza di n per entrambe le relazioni (a) Eq. 2.12 e (b) Eq. 2.13.

Analisi dei risultati sperimentali

Il metodo proposto è stato applicato alla stringa di dieci pannelli descritta in precedenza. Inizialmente, sono state tracciate alcune caratteristiche I-V in condizioni di pieno sole intorno a mezzogiorno. La resistenza serie globale $R_{s,string}$ è stata valutata adottando i due approcci string-oriented appena introdotti e ottenendo una notevole discrepanza fra i risultati: $R_{s,string}$ ha assunto valori nei range 5.13-5.30 Ω e 7.50-9.20 Ω applicando rispettivamente Eq. 2.2 e Eq. 2.3 alle curve sperimentali. Questa differenza è da ascrivere a un errore intrinseco di Eq. 2.3 nel determinare la resistenza serie di una stringa comprendente un elevato numero di pannelli: persino in piena illuminazione, l'area P_A sottesa dalla curva $V_{string} - I_{string}$ risulta affetta da fenomeni di mismatch dovuti a tolleranze di processo nella produzione dei pannelli o a lievi disallineamenti dei pannelli montati nelle stringhe; sfortunatamente, una piccola variazione di P_A rispetto al valore ideale produce un significativo errore nella definizione della $R_{s,string}$. Dai risultati ottenuti attraverso Eq. 2.2, la resistenza serie media delle singole celle fotovoltaiche è stata fissata a 13 m Ω .

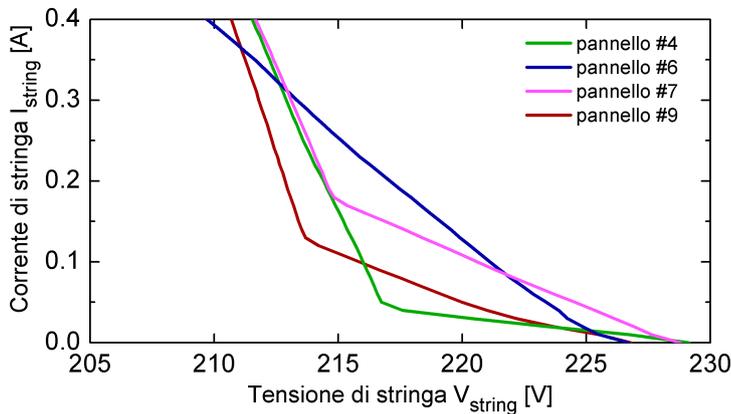


Figura 2.8: Curve $I_{string}-V_{string}$ sperimentali ottenute oscurando di volta in volta una cella differente. Le curve sono tracciate a livelli di irradiazione leggermente differenti (illuminazione naturale).

Successivamente, una data cella è stata oscurata con un filtro opaco e in modo da poter tracciare le curve I-V per l'estrazione della R_{qlm} nella regione "quasi-lineare". Da questo valore, utilizzando la relazione della Eq. 2.10, con-

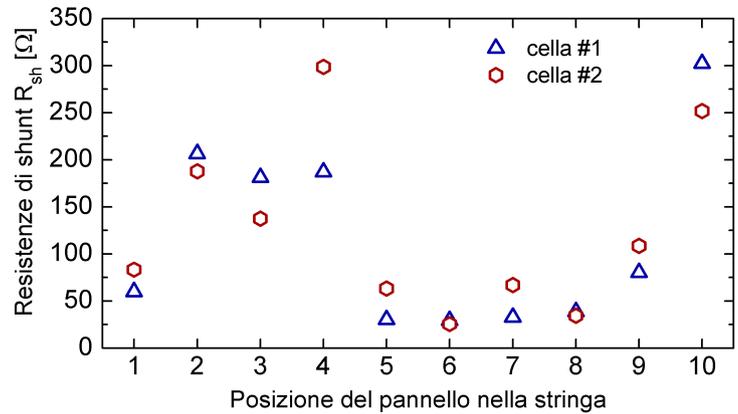


Figura 2.9: Estrazione sperimentale della resistenza di shunt per le celle dei 10 pannelli che compongono la stringa.

siderando $n = 1.2$, è stato estratto il valore di $R_{sh,dark}$. L'operazione è poi stata ripetuta su celle differenti fino ad ottenere una mappa esaustiva dei valori di R_{sh} sull'intera stringa. In Fig. 2.8, riportiamo gli andamenti di alcune curve I-V nella regione "quasi-lineare". Si noti che le pendenze sono considerevolmente differenti, sebbene i pannelli fotovoltaici che costituiscono la stringa siano da considerarsi virtualmente identici. In Fig. 2.9, sono riportati i valori delle R_{sh} riscontrate nei diversi pannelli: sono riportate, per ciascun pannello della stringa i valori di R_{sh} di due celle. I risultati di quest'analisi possono essere allora riassunti nei seguenti punti:

- le resistenze di shunt delle singole celle assumono valori in un intervallo sorprendentemente ampio, tra 30 a 300 Ω , con una resistenza specifica tra 2 e 20 $k\Omega cm^{-2}$;
- la qualità media della stringa risulta, quindi abbastanza bassa, considerando che per una cella fotovoltaica in silicio cristallino di discreta qualità si attendono valori maggiori di 400/500 Ω [3], [4], [49];
- pur ripetendo le misure per differenti valori di corrente di corto circuito, tra 2.0 e 2.5 A, i valori ottenuti non si sono discostati tra loro, confermando che R_{sh} sia insensibile ai valori di irraggiamento, come ipotizzato in [33].

Si noti inoltre che l'estrema variabilità riscontrata nel pannello 4 lo renda estremamente soggetto a futuri episodi di malfunzionamento e che un risultato tanto accurato sarebbe stato impossibile da ottenere utilizzando uno metodo che non lavori a livello cella.

2.2 Monitoraggio livello pannello

Lo studio condotto nel capitolo precedente mostra gli effetti del mismatch in termini di riduzione dell'efficienza del campo fotovoltaico. Si dimostra, inoltre, che la struttura complessa del campo fotovoltaico rende gli approcci di monitoraggio e diagnostica tradizionali incapaci di individuare con precisione le cause di mismatch dovute in primo luogo a fenomeni di ombreggiamento locale. Gli approcci tradizionali, infatti, si basano sulla stima della potenza producibile attraverso il monitoraggio periodico del punto di lavoro delle sezioni del campo (livello inverter e livello stringa) e il successivo confronto con la potenza stimata attraverso modelli semplificati che sfruttano la conoscenza di variabili ambientali quali irraggiamento e temperatura. I modelli utilizzati sono inadatti a descrivere la complessità del campo e, sebbene riescano in taluni casi ad evidenziare fenomeni di perdite inattese di potenza prodotta, non riescono a determinarne la causa né ad identificare il pannello interessato.

In questa sezione si propone un metodo innovativo di monitoraggio per i campi fotovoltaici caratterizzato da un alto grado di granularità, a livello pannello o sottopannello. Si suggerisce di effettuare una caratterizzazione elettrica del singolo pannello disconnettendolo momentaneamente dalla stringa. Questo tipo di approccio consente di stimare l'effetto di un'eventuale degradazione locale dei parametri prestazionali eliminando i disturbi dovuti all'inevitabile interazione con gli altri pannelli della stringa e all'interazione della stringa con i sistemi di conversione.

L'obiettivo ambizioso è quello di fornire ogni singolo pannello di un circuito di sensing che permetta di effettuare una misura indiretta di irraggiamento e che permetta di stimare la potenza producibile dal singolo pannello con buona approssimazione. La granularità spinta garantisce, quindi, di poter identificare eventuali malfunzionamenti indicando con precisione quale pannello all'interno della stringa (anche nel caso di alto numero di moduli connessi in serie) sia causa della degradazione della potenza producibile dal campo.

Le principali specifiche di progetto sono riassunte nei seguenti punti:

- bassi consumi: l'alta granularità deve essere compensata dalla realizzazione di sensori a basso consumo, minimizzando l'impatto del sistema

di monitoraggio sulle prestazioni del sistema in condizioni di normale funzionamento;

- grande affidabilità: si deve poter garantire una buona affidabilità dei sensori in modo da renderne i tempi di vita media paragonabili a quelli dei pannelli; la filosofia di progetto prevede una topologia a bassa complessità e la cura delle sezioni critiche;
- buona accuratezza delle misure;
- basso impatto sul punto di lavoro della stringa durante la fase di misura;
- un circuito di alimentazione basato su tecniche di energy-harvesting: il sensore deve alimentarsi direttamente dal pannello che lo ospita senza variarne il punto di funzionamento;
- minimo impatto sulla complessità dell'intero sistema fotovoltaico: il sistema di monitoraggio deve minimizzare la necessità di cablaggio aggiuntivo e deve dimostrarsi di rapida installazione; l'utilizzo di metodi di trasmissione dati che prevedano l'utilizzo di un cavo dedicato sono da considerarsi inappropriati, spostando la scelta verso le tecnologie wireless.

2.2.1 Circuito di monitoraggio

Il circuito di monitoraggio proposto, del quale sono riportati uno schema a blocchi in Fig. 2.10 e una foto nella versione prototipale in Fig. 2.11, verrà di seguito descritto nelle singole sezioni.

La sezione di alimentazione L'alimentazione è realizzata attraverso uno stadio di energy harvesting, che fornisce le tensioni in continua necessarie al funzionamento delle sezioni di controllo e comunicazione (3.3V) e di misura (12 V). In lavori precedenti, [12], [13], [50], sensori wireless alimentati da celle fotovoltaiche come stadio di alimentazione circuiti di conversione dell'energia in tecnologia switching che utilizzano tecniche di inseguimento del punto di massima potenza (MPPT). Sfortunatamente, l'interazione di soluzioni di questo tipo con i sistemi di inseguimento del punto di massimo implementati negli inverter provocherebbero fenomeni di instabilità, degradando le prestazioni dell'intero sistema. La soluzione scelta, quindi, prevede la progettazione di un primo stadio lineare che derivi una modesta quantità di corrente in modo da fornire potenza ai circuiti a valle senza per questo produrre

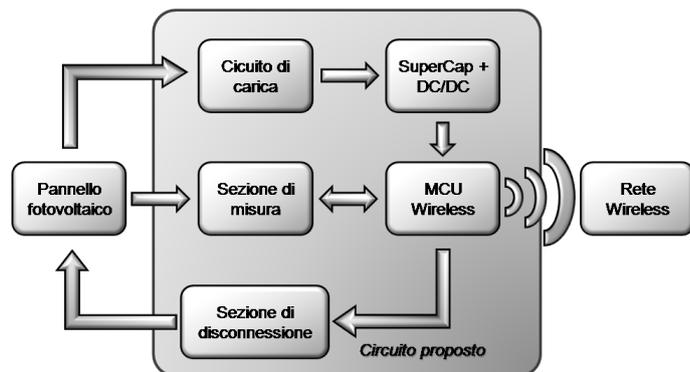


Figura 2.10: Schema a blocchi del circuito di monitoraggio per singolo pannello.).

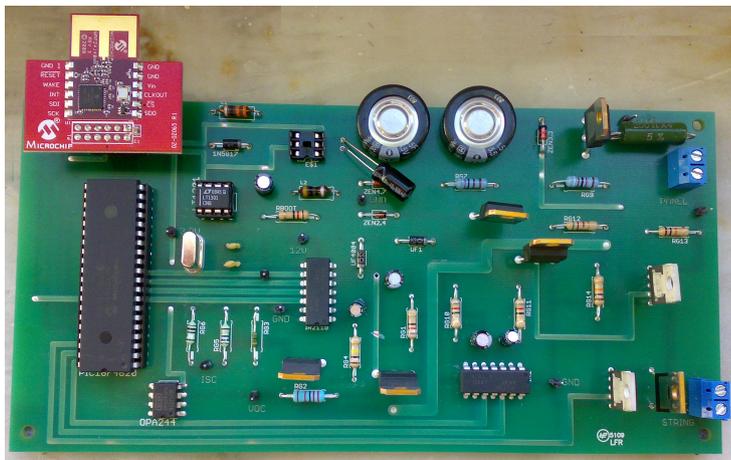


Figura 2.11: Versione prototipale su circuito stampato del circuito di monitoraggio per singolo pannello.

effetti drammatici sul punto di lavoro del pannello. Si sceglie, inoltre, di inserire un banco di condensatori di disaccoppiamento per mitigare gli effetti sul sensore estrema variabilità che caratterizza la sorgente fotovoltaica. È stato adottata allora una topologia basata su supercondensatori, tipicamente preferiti in applicazioni di energy harvesting (sensori wireless alimentati da celle fotovoltaiche dedicate, [?], [13]) ai tradizionali condensatori elettrolitici per la migliore capacità specifica e alle batterie elettrochimiche grazie ad una vita media più lunga [51], [52] (in termini di cicli di carica e scarica), un costo minore, una migliore efficienza, procedure di carica più semplici e più veloci. L'elevata capacità dei supercondensatori consente inoltre di sfruttarli come elementi di back-up energetico durante la fase di misura e in condizioni di scarsa irradiazione solare.

In particolare nel prototipo mostrato in Fig. 2.11, lo stadio d'ingresso deriva una corrente di soli 20mA in condizioni di riposo e di 60mA limitatamente alla fase trasmissione dati. Si ricorda inoltre che durante la fase di misura, per non compromettere l'accuratezza dei risultati, lo stadio d'ingresso è disattivato e i supercondensatori (2 da 1.5F ciascuno) alimentano il circuito. Il circuito di alimentazione si completa con due convertitori switching in cascata che forniscono i livelli di tensione stabili per il circuito.

La sezione di misura L'azione di monitoraggio e diagnostica è realizzata attraverso la misura della tensione di circuito aperto (V_{oc}) e della corrente di corto circuito (I_{sc}), essi rappresentano degli affidabili indicatori del comportamento del pannello. Si ricorda, infatti che la misura della corrente di corto circuito è da considerarsi una misura indiretta di irraggiamento locale e, unitamente alla conoscenza della tensione di circuito aperto, fornisce una stima affidabile della potenza producibile dal pannello. Un microcontrollore Microchip PIC18LF4620, appartenente alla famiglia dei controllori low-power a 8-bit, è deputato alla tempificazione delle fasi di misura, all'acquisizione dati e alla gestione della comunicazione wireless. Il trascurabile consumo di potenza, insieme alla buona dotazione di periferiche e al basso costo, ne ha permesso un vasto utilizzo nella progettazione di sensori wireless ([12]). Più in dettaglio, il firmware sviluppato per il microcontrollore (MCU) gestisce la misura articolandola nelle seguenti fasi:

1. il pannello viene isolato dalla stringa;
2. lo stadio d'ingresso del circuito di alimentazione viene disabilitato;
3. il circuito di misura viene forzato ad imporre al pannello la condizione di circuito aperto e il convertitore A/D a 10-bit integrato nel MCU effettua

misure ripetute della tensione;

4. rispettato un periodo morto per evitare indesiderati overlap, la procedura viene ripetuta per la misura della corrente di corto circuito;
5. il circuito di alimentazione viene, allora, riattivato e il pannello riconnesso alla stringa;
6. le versioni discretizzate e mediate della tensione e della corrente acquisite, vengono immagazzinate in attesa di essere inviate via wireless.

La sezione di disconnessione Questa sezione è preposta a disconnettere

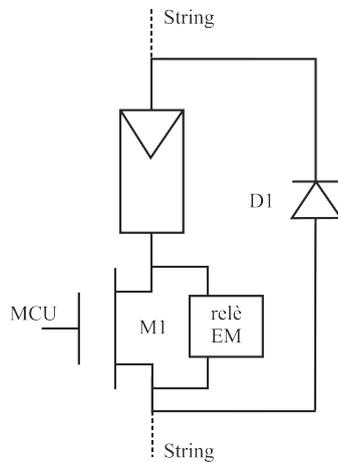


Figura 2.12: Schema di principio della sezione di disconnessione.

il pannello dalla stringa fornendo contemporaneamente un'azione di bypass che non interrompa il flusso della corrente di stringa. Il circuito, realizzato mediante dispositivi a semiconduttore, presenta notevoli vantaggi rispetto ai relè elettromeccanici in termini di affidabilità (tempi di vita calcolati in cicli di on/off), di velocità, semplicità di pilotaggio, dimensioni e peso. Come si nota dallo schema circuitale riportato in Fig. 2.12, il circuito si basa sull'utilizzo di un transistor NMOS posizionato in serie al pannello. Pilotato rispetto al riferimento negativo, il transistor permette di interrompere il flusso della corrente attraverso il pannello, disconnettendolo di fatto dalla stringa. Mutuando l'azione del diodo di bypass, un diodo in anti-parallelo fornisce un percorso alternativo

per la corrente di stringa. Si noti che in fase di disconnessione il pannello è ancora perfettamente in grado di alimentare il sensore (l'attivazione del circuito di alimentazione in fase di disconnessione porta il pannello a lavorare ad una tensione prossima a quella di circuito aperto e ad erogare solo la corrente necessaria all'alimentazione); è possibile, quindi far permanere indefinitamente il pannello nello stato di disconnessione. Per sfruttare tale prerogativa del circuito, il sensore è munito di una variabile di stato che viene valutata nella fase 5 della procedura di misura: nel caso in cui lo stato indichi che il sensore debba lasciare il pannello disconnesso il dispositivo di disconnessione non viene riattivato.

La sezione di misura Il circuito di misura, descritto in Fig. misura è depu-

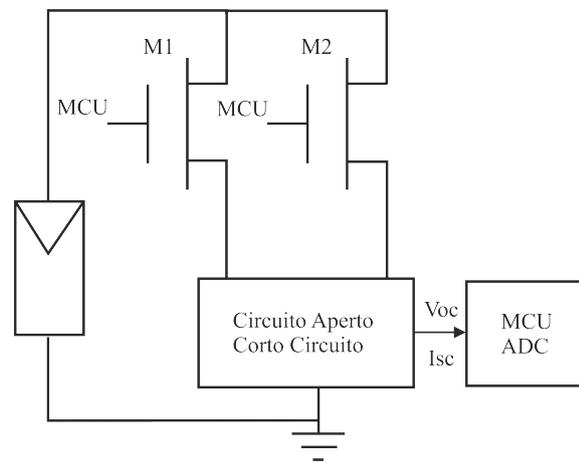


Figura 2.13: Schema di principio della sezione di misura.

tato ad imporre al pannello, ormai disconnesso dalla stringa, durante le rispettive fasi di misura, due carichi che lo portino a lavorare in condizioni prossime rispettivamente al circuito aperto e al corto circuito. L'adattamento d'impedenza tra il circuito di misura e il convertitore A/D integrato nel MCU è realizzato con uno stadio buffer ad operazionali.

La sezione di comunicazione La comunicazione wireless, utilizzata per la prima volta nel monitoraggio del singolo pannello, è basata sul protocollo proprietario Microchip MiWi [53] (compatibile con la normativa IEEE 802.15.4 a 2.4 GHz) ed sfrutta un rice-trasmittitore MRF24J40MA. Il transceiver coniuga una buona copertura (100 m in campo aperto) con un consumo di potenza compatibile con applicazioni low-power (valori tipici di 19 mA in ricezione, 23 mA

in trasmissione, $2 \mu\text{A}$ in sleep mode). Si noti, però, che nonostante le buone prestazioni offerte, l'assorbimento del transceiver costituisce la parte dominante della potenza assorbita dal sensore: la necessità di controllare i consumi, condiziona pesantemente le modalità di comunicazione implementate. Per garantire il minore assorbimento di potenza si decide di forzare i singoli sensori a lavorare per lunghi periodi in modalità a basso assorbimento. L'impossibilità di poter garantire la disponibilità dei nodi sulla rete, rende sconsigliabile l'implementazione di topologie di reti che prevedano l'istradamento dei dati attraverso nodi che fungono da ripetitori (reti mesh). La rete di sensori, allora, assume una topologia a stella dove rimane attivo permanentemente il solo dispositivo che funge da collettore per i dati provenienti dall'intero campo e che gestisce il flusso dei dati da e verso il sistema di elaborazione (comunicazione basata su protocollo RS232 o RS485). Questo dispositivo (in seguito indicato come coordinatore) viene posizionato ad un'estremità del campo all'interno del raggio d'azione dei sensori ed è alimentato direttamente dalla rete elettrica. Il coordinatore, durante la fase di creazione della rete (tipicamente all'alba), identifica i singoli sensori mediante l'identificativo assegnato a ciascuno in fase di programmazione (long address) e fornisce a ciascuno un indirizzo di rete. Una procedura di sincronizzazione fa in modo che i singoli nodi si rendano tutti contemporaneamente attivi sulla rete per poter ricevere un'eventuale richiesta di misura da parte del coordinatore. In questa finestra temporale, il coordinatore può inviare le richieste di misura in broadcast oppure comunicare con uno specifico pannello per ottenere una misura una tantum o per cambiarne lo stato. La possibilità di creare una corrispondenza univoca tra gli indirizzi specifici dei sensori (long address) e quelli che dinamicamente vengono assegnati loro dal coordinatore all'atto della creazione della rete (short address) consente di fornire una connotazione geografica agli eventuali malfunzionamenti riscontrati, fornendo la posizione del pannello interessato. Ciò, evita dispendiose ispezioni in-situ estremamente onerose in campi di dimensioni medio-grandi.

Il firmware Per il firmware del MCU, che gestisce tutte le funzionalità del circuito di monitoraggio, valgono le stesse considerazioni fatte per la comunicazione wireless riguardo il consumo di potenza, che si conferma un parametro critico della progettazione dei sensori wireless [51], [52]. Il firmware sviluppato, quindi, utilizza in maniera massiva tutti gli strumenti di gestione della potenza resi disponibili dal sistema MCU-transceiver.

In particolare, è stato ampiamente adottata la modalità di funzionamento a basso consumo (sleep mode) per il MCU e per il transceiver; questa modalità di

funzionamento consente di bloccare la sorgente di clock e di abbattere notevolmente l'assorbimento di corrente (fino a 100 nA per l'MCU). Il microcontrollore esce automaticamente dalla condizione di sleep in corrispondenza della finestra temporale di comunicazione, grazie ad una preventiva procedura di sincronizzazione e l'utilizzo di un timer. Una volta attivo effettua la misura e invia i risultati al coordinatore, rimanendo poi in attesa. Il coordinatore, ricevute le misure da tutti i nodi, passa ad inviare messaggi per la modifica degli stati agli specifici nodi indicati dal sistema di elaborazione. In questa fase, la comunicazione avviene in polling con un meccanismo di hand-shaking (l'invio di ogni messaggio è seguito da un messaggio di conferma da parte del ricevente). Evase tutte le richieste specifiche, il coordinatore invia in broadcast (indirizzato a tutti i nodi della rete) il comando di sleep, sincronizzando di fatto i sensori.

la struttura del firmware può essere descritta come segue:

1. all'accensione (tipicamente subito dopo il sorgere del sole) il microcontrollore inizializza i registri, configurando in maniera corretta le interfacce di I/O connessi al circuito;
2. viene poi inizializzato lo stack che gestisce il protocollo wireless;
3. il MCU ricerca il coordinatore della rete e viene aggiunto ad essa;
4. se il sensore è membro della rete effettua le misure e le invia al coordinatore;
5. controlla l'arrivo di comandi per la modifica dello stato;
6. controlla l'arrivo del comando di sleep;
7. entra e successivamente esce dalla modalità di sleep;
8. il MCU ripercorre la procedura in maniera ciclica ripartendo dal punto 4.

La sezione di misura

Si analizza il comportamento del circuito attraverso alcuni dati sperimentali. Le misure sono state effettuate sfruttando il set-up sperimentale descritto in Fig. 2.14. Il sensore è stato applicato ad un pannello fotovoltaico da 50Wp in c-Si installato all'interno di una stringa di 10 pannelli montata sul tetto del DIBET a Napoli. Il sistema di elaborazione è costituito da un PC provvisto di un interfaccia realizzata in ambiente Matlab preposta all'acquisizione,

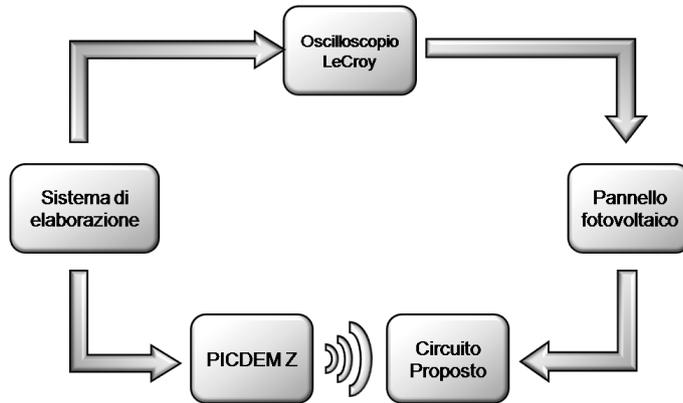
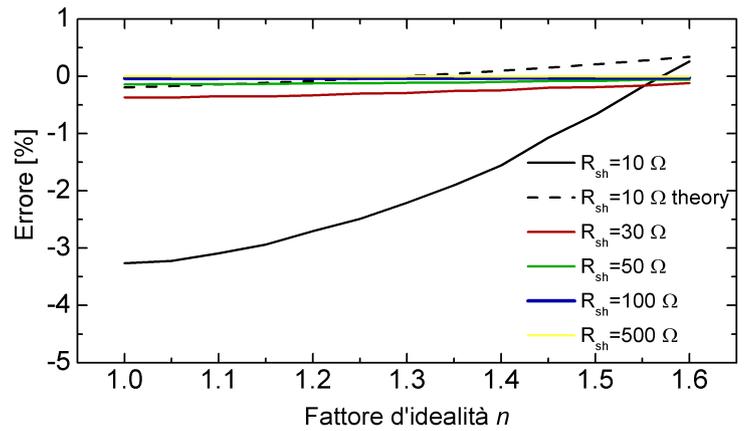


Figura 2.14: Set-up di misura.

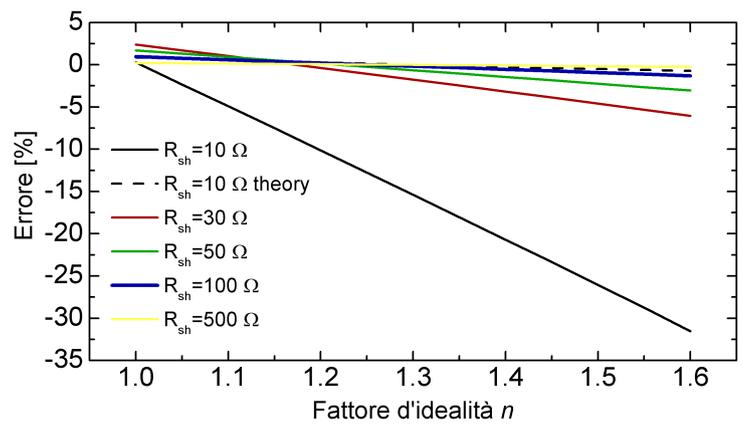
l'immagazzinamento e l'analisi dei dati raccolti dal sensore; una scheda di sviluppo Microchip PICDEM Z che, connessa al PC tramite interfaccia seriale RS232, funge da coordinatore e gestisce la comunicazione sulla rete wireless. Il sistema di elaborazione invia al coordinatore una richiesta di misura ogni 5 minuti e, successivamente, il gestisce la comunicazione verso il sensore assicurandosi che riceva la richiesta e trasmettendo i dati ottenuti. Per ultimo, un oscilloscopio LeCroy WaveRunner 64Xi - controllato da remoto dal sistema di elaborazione monitora le grandezze di interesse che descrivono il funzionamento del circuito di monitoraggio fornendo un confronto per la validazione.

Fig. 2.15(a) e Fig. 2.15(b) mostrano rispettivamente l'andamento della V_{oc} e della I_{sc} del pannello nella finestra temporale tra le 5 AM e le 7 PM. Si noti che I_{sc} raggiunge il punto di massimo in corrispondenza della migliore irradiazione solare (11:00 AM - 12:00 PM). La spiccata sensibilità della corrente di corto circuito con l'irraggiamento si manifesta in condizioni di temporaneo ombreggiamento con una riconoscibile irregolarità nell'andamento della I_{sc} misurata (si veda il periodo tra le 10:00 AM e le 12:00 PM in ig. 2.15(a)). Al contrario, come atteso, la V_{oc} si dimostra meno sensibile alle variazioni atmosferiche improvvise [41].

In Fig. 2.16 sono riportati gli andamenti delle tensioni chiave presenti del circuito di alimentazione per il giorno corrispondente alla Fig. 2.15(a): in particolare si riportano la tensione presente ai capi dei supercapacitori



(a)



(b)

Figura 2.15: Andamenti sperimentali della corrente di corto circuito e della tensione di circuito aperto rispetto al tempo nella finestra temporale compresa tra le 5 AM e le 7 PM; (a) e (b) corrispondono a due giorni differenti.

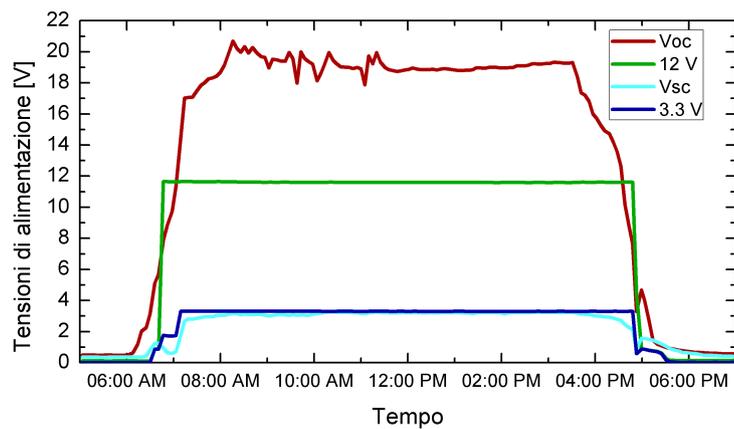


Figura 2.16: Andamenti delle tensioni alimentazione misurate dall'oscilloscopio per il giorno corrispondente alla Fig. 2.15(a): in particolare si riportano la tensione presente ai capi dei supercapacitori V_{sc} (in celeste) e le tensioni di alimentazione dei circuiti interni (3.3 V in blu e 12 V in verde). Anche l'andamento della V_{oc} (in rosso) è stata riportato per confronto.

(V_{sc}) e le tensioni di alimentazione dei circuiti interni (3.3 V e 12 V). Anche l'andamento della V_{oc} è stata riportata per confronto. Risulta evidente che, dopo la fase di carica dei capacitori, il circuito di alimentazione fornisce i giusti livelli di tensione per alimentare i circuiti logici e di misura.

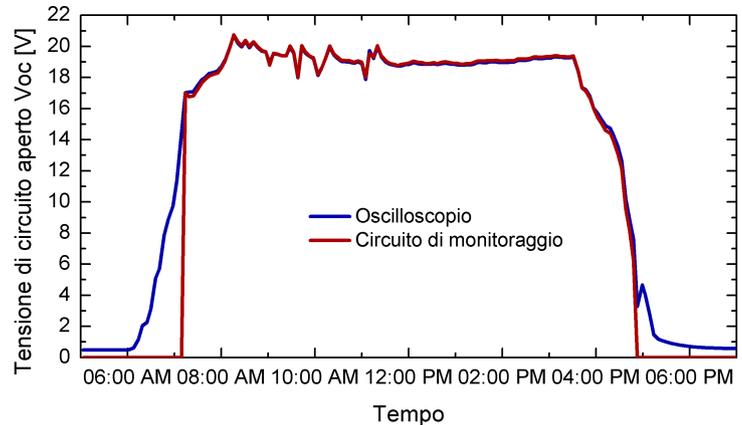
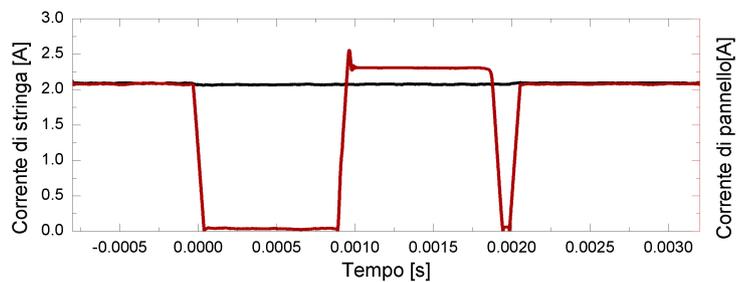


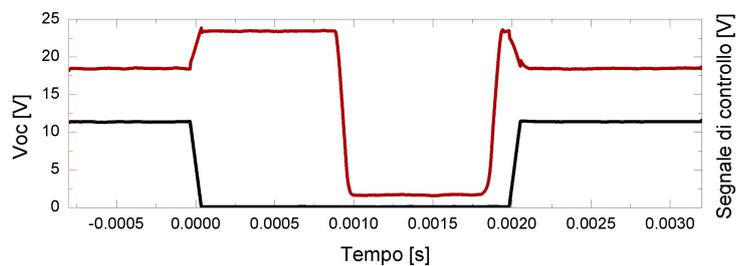
Figura 2.17: Misure di tensione di circuito aperto per il giorno corrispondente alla Fig. 2.15(a) effettuate dal circuito di monitoraggio (rosso) e dall'oscilloscopio (blu).

Fig. 2.17 mostra un confronto tra la tensione (V_{oc}) misurata dal sensore e quella misurata dall'oscilloscopio. Si riscontra che in normali condizioni di funzionamento (in condizioni di regime, quando i condensatori sono carichi) il sensore presenti una mirabile precisione (un notevole numero di analisi consente di evidenziare una differenza massima dell'1%). La robustezza della comunicazione wireless è stata testata mediante l'ausilio di uno strumento per l'analisi delle reti wireless (sniffing tool, Microchip wireless network analyzer ZENA). L'analisi non ha riscontrato perdite di pacchetti lungo l'intero arco della giornata.

Fig. 2.18(a) e Fig. 2.18(b) mostrano l'andamento sperimentale della corrente e della tensione monitorate dal sensore, e della corrente condotta dalla stringa dei 10 pannelli, durante la sessione di misura. Analizzando in dettaglio, il pannello è disconnesso dalla stringa, attraverso un segnale di logico basso forzato dal MCU e si porta a lavorare a tensioni prossime a quelle di circuito aperto. Di conseguenza, la tensione si porta



(a)



(b)

Figura 2.18: Andamento sperimentale in fase di misura: (a) le correnti condotte dal pannello (rosso) e dall'intera stringa (nero); (b) (rosso) tensione del pannello e (nero) segnale di controllo forzato dal MCU

al valore di V_{oc} e la corrente si annulla. Successivamente il pannello viene connesso al circuito di misura e forzato a lavorare in corto circuito e in circuito aperto in modo da poter misurare, rispettivamente, i valori di I_{sc} e V_{oc} . Allo stesso tempo, l'intero sistema (pannello e sensore insieme) è bypassato per lasciare inalterata la corrente di stringa, come mostrato in Fig. 2.18(a).

Allo stesso tempo il pannello è bypassato per lasciare inalterata la corrente di stringa, come illustra la Fig. 2.18(a). L'analisi del grafico rivela che l'intera durata della fase di monitoraggio è di solo 2.2 ms, mentre la sola fase di misura si attesta a 1.8 ms.

Effetti dell'ombreggiamento architeturale

Si mostrano ora alcuni risultati sperimentali che verificano la capacità del sistema di monitoraggio di identificare con precisione gli effetti dell'ombreggiamento locale. Come discusso nel capitolo precedente, il campo è



Figura 2.19: Impianto di test presso il DIBET.

pesantemente affetto da ombreggiamento architeturale. Fig. 2.19 mostra come i pannelli che compongono la zona est della stringa (Fig. 2.19(a)) siano ombreggiati nelle prime ore del mattino, mentre i pannelli posizionati più ad ovest (Fig. 2.19(a)) risentono dell'ombreggiamento nelle ore pomeridiane. In Fig. 2.20 sono riportati gli andamenti nell'arco dell'intera giornata della correnti di corto circuito e delle tensioni di circuito aperto relative a due pannelli posti agli estremi della stringa (pannello 1 a est e pannello 2 a ovest). Sebbene la tensioni di corto circuito rimangano stabili (Fig. 2.20(a)), l'ombreggiamento parziale produce una netta degradazione delle I_{sc} dei pannelli (Fig. 2.20(b)): si evidenzia l'abbassamento della corrente di corto circuito del pannello 2 nelle prime ore della giornata (fino alle 11 AM) e del pannello 1 nelle ore pomeridiane. Un'analisi storica, permetterebbe di ricondurre il mismatch fra le correnti dei pannelli ad un ombreggiamento architeturale,

evidenziandone la natura di periodica. Si noti che alle ore 12 PM il pannello 1 è stato volontariamente ombreggiato; l'effetto è chiaramente visibile sulla corrente relativa di corto circuito (Fig. 2.20(b)). Anche in questo caso, l'analisi storica permetterebbe di ricondurre l'effetto ad un ombreggiamento di tipo casuale. Mostriamo ora i risultati di un secondo esperimento. Per

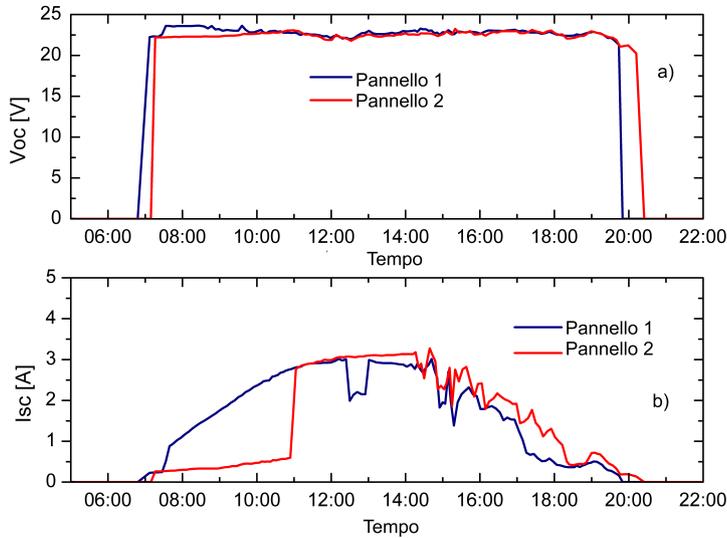


Figura 2.20: Impianto di test presso il DIBET.

quest'analisi, è stato sviluppato una nuova versione del firmware: sfruttando la sezione di misura anche nella fase in cui il pannello è ancora connesso alla stringa è stato possibile rendere il circuito di monitoraggio in grado di misurare la tensione di lavoro del pannello. La misura viene effettuata utilizzando la sezione inizialmente studiata per la misura della tensione di circuito aperto: l'alta impedenza d'ingresso offerta da questa sezione consente di non derivare corrente dal pannello e, di conseguenza, di effettuare la misura di tensione senza variare il punto di lavoro. Il comportamento che il circuito assume durante la misura in seguito alle modifiche del firmware è descritto nella Fig. 2.21.

I circuiti di monitoraggio, sono stati installati su una stringa di 3 moduli fotovoltaici da 210Wp in silicio policristallino. Ogni pannello è caratterizzato da un tensione di circuito aperto di 36 V e da una corrente di corto circuito di 8 A, entrambi determinati in condizioni standard. Inoltre, i pannelli

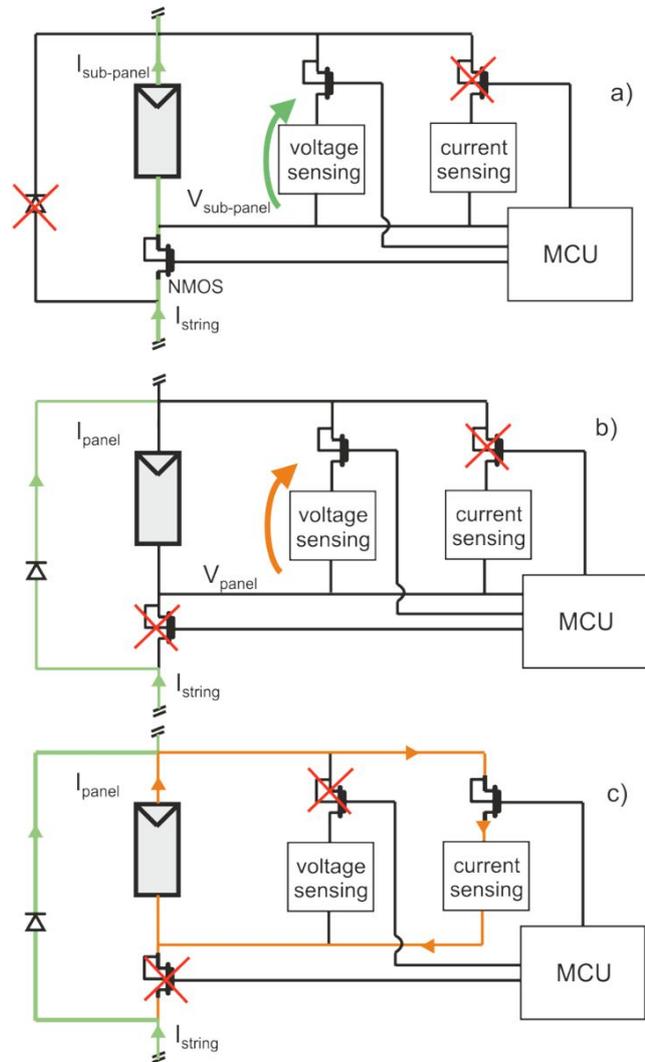


Figura 2.21: Impianto di test presso il DIBET.

sono suddivisi in tre sottopannelli, ciascuno provvisto di diodo di bypass. L'esperimento ha lo scopo di verificare la capacità del circuito di rilevare un particolare tipo di ombreggiamento locale (dovuto alla presenza di antenne televisive, comignoli, pali, etc.), particolarmente comune in impianti di piccola dimensione (impianti domestici) installati generalmente su superfici non votate. Per simulare tale effetto, si è posto in prossimità della stringa in appendiabiti, come mostrato in Fig. 2.22.

Considerando Fig. 2.23(c), alle 4 PM il pannello 1 è pesantemente ombreg-

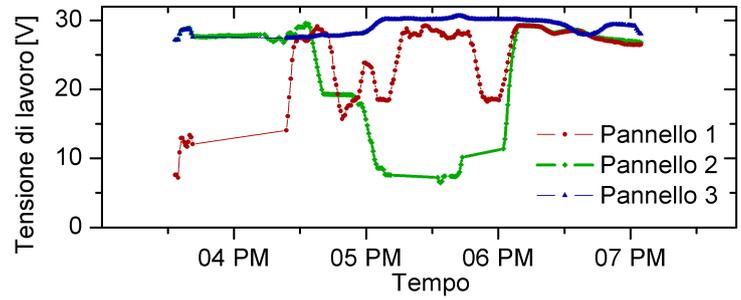


Figura 2.22: Secondo impianto di test: il circuito di monitoraggio è stato installato sulla stringa di 3 pannelli fotovoltaici da 210Wp in silicio policristallino; l'appendiabiti simula fonti comuni di ombreggiamento parziale.

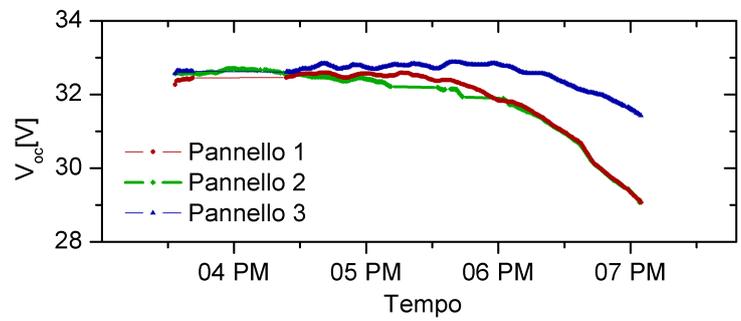
giato e il pannello 2 è perfettamente soleggiato (presenta la stessa corrente di corto circuito del pannello 3). Durante il giorno l'ombra si sposta dal pannello 1 al pannello 2, portando l'aumento della corrente di corto circuito nel primo e la sua diminuzione nel secondo.

Si noti che la tensione di lavoro corrispondente ai pannelli 1 e 2 mostra un tipico andamento a gradini riconducibile all'azione dei diodi di bypass. L'attivazione di un diodo di bypass, infatti, corrisponde alla diminuzione istantanea della tensione di circa un terzo della V_{oc} . Va comunque chiarito che l'andamento non monotono della tensione di lavoro è ragionevolmente imputabile al profilo complesso dell'ombra proiettata dall'appendiabiti.

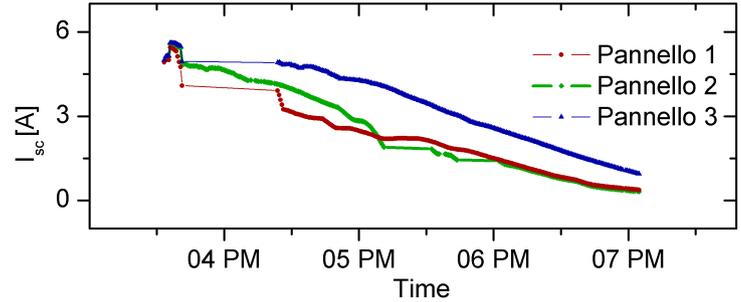
In definitiva, dagli esperimenti svolti, risulta chiaro che il sistema di monitoraggio di singolo pannello è adatto ad evidenziare gli effetti di ombreggiamenti parziali, identifica in maniera univoca i singoli pannelli interessati e fornisce, in ottica di diagnostica, una corretta classificazione delle cause.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.23: Studio di un particolare caso di ombreggiamento parziale. In (a), (b) e (c), sono mostrati gli andamenti nel tempo della tensione del punto di lavoro, di V_{oc} e di I_{sc} .

Capitolo 3

Ottimizzazione della potenza della stringa

Lo studio illustrato in precedenza identifica in maniera chiara nella struttura frammentaria del campo fotovoltaico e nella sensibilità alla distribuzione disuniforme dei parametri la causa principale di perdita di potenza.

In questo capitolo si dimostra che intervenire a livello pannello (n.d.a. sottopannello) permetta di contribuire all'ottimizzazione della potenza producibile dal campo e migliorarne l'affidabilità.

Si propone un innovativo circuito di bypass attivo a bassa caduta che sostituisca i diodi minimizzando le perdite in bypass dei pannelli e producendo effetti positivi in termini di affidabilità dell'intero sistema.

3.1 Bypass attivo

Nel capitolo 1 è stato illustrato uno studio degli effetti dell'ombreggiamento parziale ed è stato introdotto il principio di funzionamento del diodo di bypass. Infatti, l'utilizzo del diodo come dispositivo di bypass produce un miglioramento globale delle prestazioni della stringa:

- la presenza di un dispositivo di bypass permette di raggiungere correnti di stringa superiori alla minima corrente fotogenerata;

- impedisce a gruppi di celle fotovoltaiche, in caso di ombreggiamento locale, di portarsi a lavorare a tensioni inverse eccessivamente elevate, prevenendo, in tal modo, effetti di break-down e insorgenza di hot-spot.

All'attivazione del diodo, la potenza dissipata dal sottopannello, comprendente le celle elementari e il diodo, si attesta al prodotto tra la corrente di stringa imposta dalle celle ombreggiate e la caduta di tensione sul diodo in conduzione (~ 0.7 V); comunque, questa moderata perdita di potenza diventa significativa all'aumentare delle sottosezioni interessate dall'ombreggiamento. Si consideri inoltre la tendenza a produrre celle di area sempre maggiore con un conseguente aumento delle correnti a parità di irradiazione; si stima che la prossima generazione di celle fotovoltaiche, saranno necessari diodi che conducano correnti in continua fino a 16 A, incidendo severamente sull'affidabilità del diodo stesso e di conseguenza del pannello fotovoltaico [51].

Si propone allora l'utilizzo di un circuito sostitutivo del diodo che impieghi un transistor come elemento di bypass (active bypass) riducendo la caduta a costo di un modesto aumento della complessità del circuito.

Si noti, alcune soluzioni per il bypass di pannelli fotovoltaici non basate sul diodo sono attualmente in sviluppo [52] o già disponibili in commercio [50], [53], e fanno uso di MOSFET a bassa R_{ON} per ottenere l'azione di bypass. Sebbene esse presentino buone prestazioni in termini di caduta, l'eccessiva complessità dei circuiti di controllo ne pregiudicano l'affidabilità in termini di tempo di vita media: circuiti di questo tipo, infatti, devono presentare tempi di vita media paragonabili a quelli dei moduli fotovoltaici (almeno 20 anni).

3.1.1 Nuovo circuito di bypass attivo

In questa sezione si propone un innovativo circuito di bypass attivo realizzato in due topologie complementari. I principi di funzionamento e le prestazioni saranno discusse di seguito confrontandole con la classica soluzione a diodo [54].

in figura 1a, viene mostrato lo schema di bypass tradizionale basato un un semplice diodo montato in antiparallelo al sottopannello.

Fig. 3.1(b) e 3.1(c) mostrano due versioni duali del sistema di bypass proposto che in seguito identificheremo per comodità con PNP/NMOS e NPN/PMOS. Consideriamo per esempio la topologia PNP/NMOS per descrivere in dettaglio i principi di funzionamento. Il circuito include:

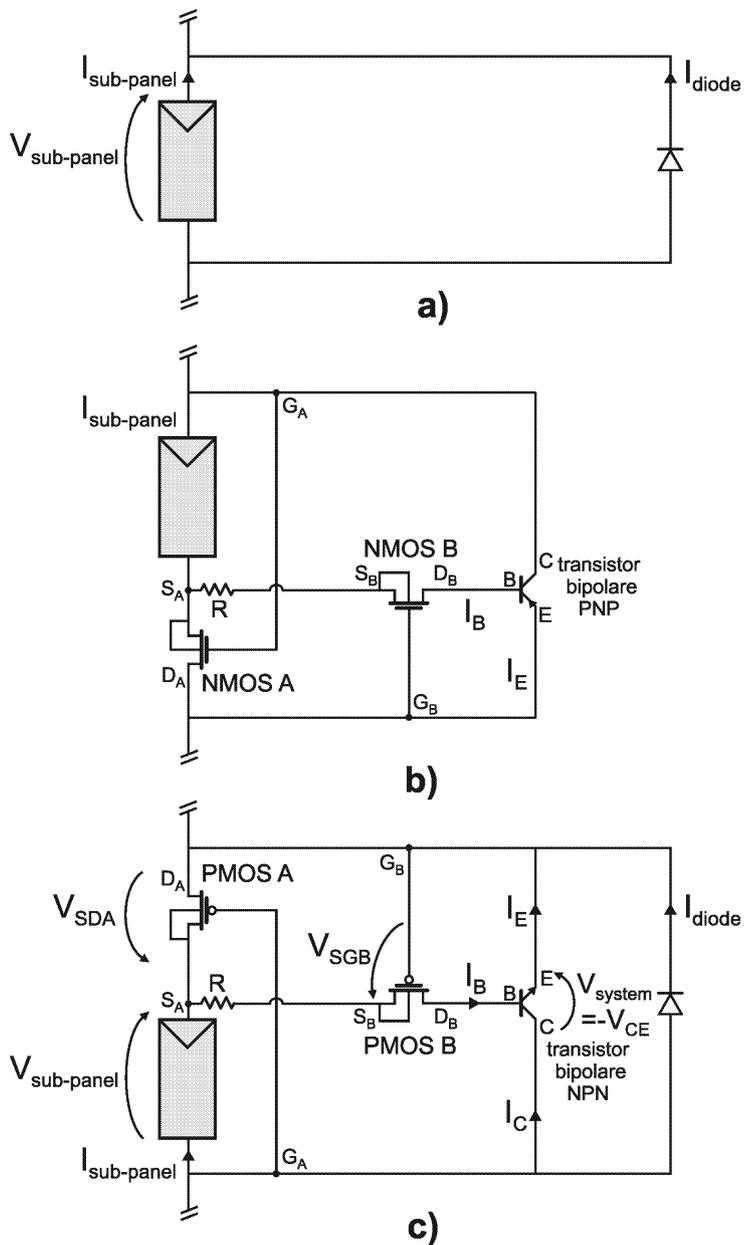


Figura 3.1: (a) Circuito di bypass tradizionale basato sul diodo; circuito di bypass attivo a bassa caduta nelle due versioni duali: con transistor bipolare PNP (b) e con transistor bipolare NPN (c).

- un transistor bipolare PNP deputato ad agire come componente di bypass quando il sottopannello è parzialmente ombreggiato;
- due NMOST, indicati come A e B, deputati a portare in conduzione il dispositivo PNP al verificarsi dell'ombreggiamento e a renderlo inattivo in caso di completo ed uniforme solleggiamento;
- un resistore R che assicura la retroazione negativa della corrente;
- un diodo che garantisca il bypass in ausilio al transistor PNP quando il sottopannello si trova in ideali condizioni di oscurità.

La tensione di soglia del NMOSR A e B devono soddisfare la condizione $V_{THA} = V_{THB}$. Il funzionamento del sistema di bypass attivo può essere descritto come segue. Quando il sottopannello è in condizioni di ombreggiamento parziale, esso conduce solo una porzione $I_{sub-panel}$ (funzione del livello di ombreggiamento) della corrente totale imposta dalle celle soleggiate nella stringa. Poichè NMOS A è destinato a condurre una significativa porzione della $I_{sub-panel}$, la tensione $V_{sub-panel} = V_{GSA}$ supera la tensione di soglia V_{THA} e porta NMOS A in conduzione. E' interessante notare come, contrariamente a quanto avviene nella configurazione tradizionale, $V_{sub-panel}$ è positiva e il sottopannello, anche in condizioni di ombreggiamento, continua a produrre potenza annullando l'occorrenza di hot spot, mentre NMOSA dissipa la potenza in eccesso. V_{DSA} è significativamente più alta della $V_{sub-panel}$, essendo la loro differenza la tensione ai capi del dispositivo di bypass (i.e., il transistor bipolare), portando NMOS A in pinch off. Il pass-transistor NMOS B viene allora attivato automaticamente, poichè $V_{DSA} > V_{GSA} > V_{THA}$ e, di conseguenza, $V_{DSA} > V_{THB}$ essendo $V_{THA} = V_{THB}$. Come risultato, questo dispositivo inizia a drenare una corrente I_B dalla base del transistor bipolare PNP attivandolo. Di conseguenza, la corrente di collettore I_C coincide con la corrente di bypass. In particolare, il transistor bipolare è spinto in saturazione a causa della topologia del circuito ($V_{CB} > 0$ V, poichè la tensione $V_{sub-panel}$ è positiva). Conseguentemente, la corrente di base risulta maggiore di I_C/β_F , dove β_F è il guadagno di corrente a collettore comune e soprattutto la $V_{EC} = V_{EC}(sat)$.

Si noti, che il valore di V_{CE} dipende dal livello di ombreggiamento e dal valore della corrente di base I_B . Un aumento del livello di ombreggiamento si manifesta in un aumento della corrente di bypass (collettore) e quindi in aumento di V_{CE} . Ne consegue che, per un dato livello di ombreggiamento, una corrente di base (I_B) più alta riduce la V_{CE} .

Se ben progettato, il circuito garantisce V_{CE} di 100mV per pannelli fotovoltaici allo stato dell'arte, indipendentemente dal livello di ombreggiamento dei sottopannelli.

Grazie a questo comportamento, durante la fase di bypass, l'intero sistema, comprendente il circuito di bypass e il sottopannello, dissipa una potenza ben più bassa rispetto alla versione classica con il diodo.

In linea di principio, NMOST A e B dovrebbero essere scelti in modo da garantire una corrente di base (I_B) abbastanza alta da portare il transistor bipolare in saturazione: si potrebbe, allora, optare per una tensione di soglia V_{THA} molto più alta di V_{THB} . Ciò, infatti, aumenterebbe V_{DSA} (poiché V_{DSA} deve essere più alta di $V_{sub-panel} = V_{GSA} > V_{THA}$) e, conseguentemente, anche V_{GSB} . Sfortunatamente, V_{THA} molto più alta di V_{THB} (>2 V), causato da una scelta errata prodotta da un'incertezza sulla soglia, potrebbe portare I_B a valori intollerabili (nell'ordine di alcuni ampere) per alti livelli di ombreggiamento ($I_{sub-panel}$ è una porzione più alta della corrente di stringa).

Per scongiurare quest'eventualità, si frappone una resistenza R tra SA e SB in modo da controllare, in fase di progetto, il range della corrente di base con maggiore precisione.

Si adottano, allora, le seguenti regole di progetto:

1. V_{THB} più bassa possibile;
2. $0 < V = V_{THA} - V_{THB} < 1.5$ V;
3. R di valore non superiore ad alcuni Ohm.

Si noti che una scelta errata del dispositivo con $V_{THB} > V_{THA}$ potrebbe inibire il funzionamento del transistor. In questo caso, V_{DSA} (e quindi V_{GSB}) sarebbe minore di V_{THB} mantenendo perciò il pass-transistor NMOS B inattivo e la corrente di base I_B nulla. Le stesse considerazioni valgono per la topologia duale NPN/PMOS riportata in Fig 3.1(c).

3.1.2 Analisi del comportamento del circuito

Per fornire una migliore comprensione del comportamento del circuito, numerose simulazioni sono state effettuate in ambiente PSPICE. In particolare, una stringa composta da 5 pannelli, ognuno suddiviso in due sottopannelli da 18 celle ciascuno, equipaggiati di un diodo di bypass dedicato, è stata modellata a livello cella. Il confronto è avvenuto applicando alternativamente ai sottopannelli della stringa i diodi tradizionali e i sistemi attivi proposti.

La tensione di circuito aperto (V_{OC}) e la corrente di corto circuito (I_{SC}) della singola cella fotovoltaica sono stati scelti rispettivamente 0.7V e 5.9A. Il modello tiene in conto anche dei parametri parassiti di resistenza serie (R_s) e resistenza di shunt (R_{sh}).

Nella prima fase, è stata considerata una situazione di ombreggiamento parziale che interessa in maniera uniforme un singolo sottopannello: l'effetto è stato ottenuto considerando per tutte le celle del sottopannello la medesima corrente fotogenerata di 1 A e considerando le restanti celle della stringa pienamente soleggiate (corrente fotogenerata pari a 5.9 A). Entrambe le tensioni di soglia, V_{THA} e V_{THB} , sono state scelte pari a 1V per semplificare la trattazione, mentre la resistenza R è stata dimensionata a 2Ω .

I risultati sono visibili in Fig. 3.3 e in Fig. 3.2. In particolare la Fig. 3.2 ,

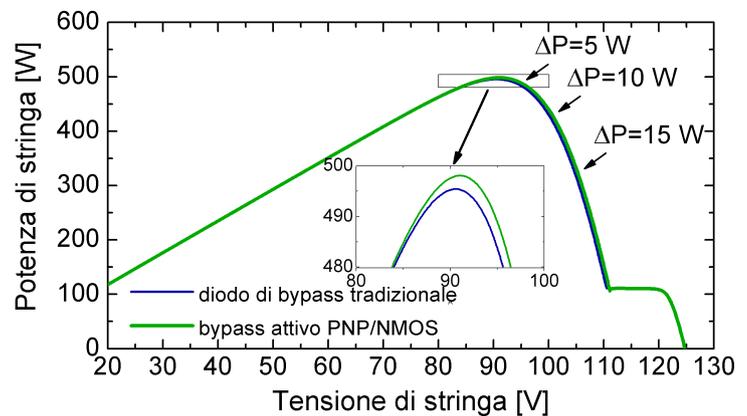


Figura 3.2: Andamento della potenza di stringa in funzione della tensione ottenuto attenuando uniformemente un sottopannello della stringa di 5 pannelli, ognuno composto da 2 sottopannelli.

mostra la potenza prodotta dall'intera stringa in funzione della tensione per entrambe le topologie (diode tradizionale e circuito proposto).

Il picco di potenza ottenuto con il sistema di bypass attivo PNP/NMOS si assesta a più di 498W, mentre utilizzando il solo diode non si superano i 495.5 W. L'aumento di potenza generata ΔP cresce procedendo per tensioni superiori a quella del massimo: ΔP arriva fino a 20W quando la tensione di stringa arriva a 110 V. Tale effetto è dovuto alla resistenza differenziale del transistor bipolare in saturazione: la caduta del bipolare in saturazione diminuisce con la corrente di bypass garantendo un aumento di prestazioni

rispetto a diodo.

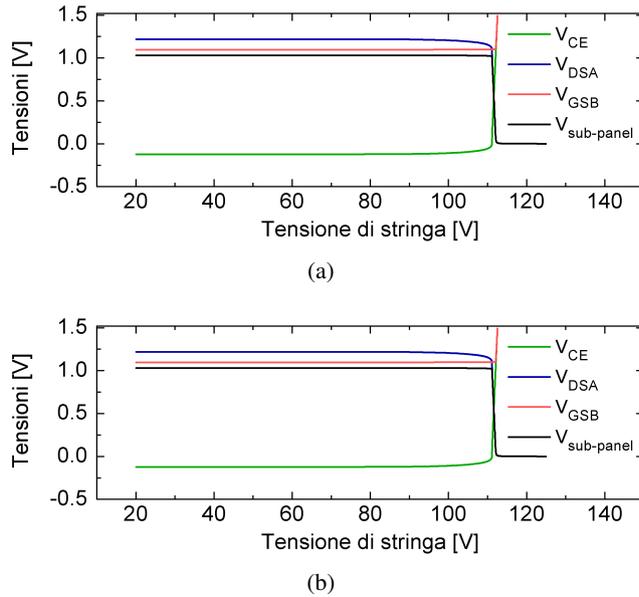


Figura 3.3: Andamenti delle principali tensioni (a) e correnti (b) in funzione della tensione di stringa ottenute ombreggiando uniformemente un sottopannello della stringa di 5 pannelli, ognuno composto da 2 sottopannelli.

La Fig. 3.3(a) illustra le principali tensioni del circuito di bypass attivo rispetto alla tensione di stringa; la tensione V_{CE} è uguale a 120mV quando il transistor bipolare PNP effettua l'azione di bypass, dimostrando le buone performance del circuito, mentre $V_{GSA}=1.1$ V, $V_{DSA}=V_{GSA} + V_{EC}=1.22$ V, $V_{GSB}=1.03$ V.

La Fig. 3.3(b) evidenzia che, durante la fase di bypass, la corrente di stringa forzata dalle celle al sole fluisce in massima parte attraverso il transistor PNP, poichè il pannello ombreggiato ne può condurre al più 1 A. La corrente di base I_B si attesta a 94mA. Quando la tensione di stringa raggiunge 111V, la corrente di stringa eguaglia la corrente del sottopannello $I_{sub-panel}$ rendendo inutile l'azione di bypass: V_{GSB} allora tende a 0 V e il BJT si spegne. Successivamente, $V_{system}=-V_{EC}$ diventa positiva e cresce rapidamente con la

tensione di stringa.

Se il pannello lavora a livelli di ombreggiamento vicini alle condizioni di oscuramento completo, nominalmente, tutte le celle producono una corrente fotogenerata nulla, NMOS A rimane spento, poichè non è richiesto di condurre corrente. Come risultato NMOS B non si può attivare e la tensione sul sottopannello ($V_{sub-panel}$) diventa negativa portando il diodo a condurre l'intera corrente di stringa.

Infine, notiamo che, se tutti i sottopannelli sono completamente illuminati, $V_{sub-panel} = V_{GSA}$ è uguale ad un decimo della tensione di stringa. Quando si raggiunge il picco nella potenza; quando viene raggiunta la corrente di picco, la tensione è più alta di 10V, il che porta NMOS A in profonda zona lineare, poichè $V_{DSA}=0$ V. Di conseguenza, il pass-transistor NMOS B e il dispositivo di bypass PNP sono tenuti inattivi.

3.1.3 Risultati sperimentali

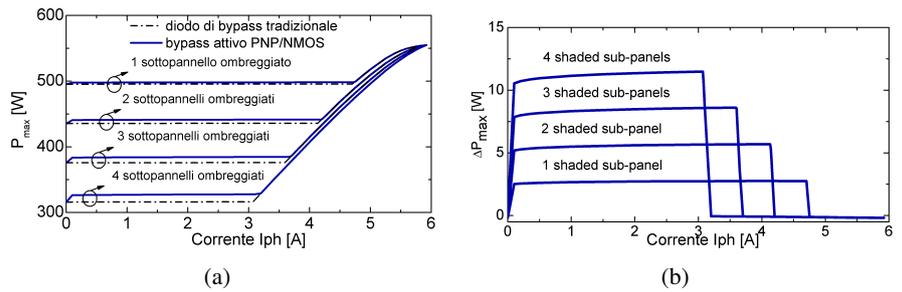


Figura 3.4: (a) Massima potenza producibile (P_{max}) al variare del livello di ombreggiamento (cioè, rispetto alla corrente fotogenerata dalle celle uniformemente ombreggiate) per 1, 2, 3, e 4 sottopannelli ombreggiati; sono riportati gli andamenti per entrambi gli approcci; (b) i corrispondenti valori del incremento della potenza di picco ΔP_{max} .

La prima investigazione era mirata a quantificare il miglioramento in termini di potenza prodotta dal sistema rispetto al diodo in funzione del numero di pannelli ombreggiati, in un ampio range di livelli di ombreggiamento. La Fig. 3.4(a) l'andamento del punto di massimo ottenuto utilizzando sia l'PNP/NMOS che il diodo per 1,2,3 e 4 sottopannelli ombreggiati in funzione della corrente fotogenerata della celle ombreggiate. Per semplicità, l'ombreg-

giamento è considerato uniforme (le correnti fotogenerata di tutte le celle sono considerate identiche). La Fig. 3.4(b) mostra la corrispondente differenza ΔP_{max} tra la potenza massima prodotta per entrambi gli approcci. I risultati possono essere riassunti come segue:

- all'aumentare del numero dei sottopannelli ombreggiati, si prezza una riduzione nel range di ombreggiamento (range di ombreggiamenti che producono effetto sulla corrente fotogenerata) nel quale si evidenzia il punto di massima potenza durante l'azione di bypass;
- all'interno di questo range, ΔP_{max} aumenta.

In particolare, per il caso preso in considerazione, questo incremento può essere stimato a $2.7 \times N$, dove N è il numerodi sottopannelli ombreggiati. Generalizzando, $\Delta P_{max} = P^* \times N$, dove P^* dipende dal numero e dalle caratteristiche delle celle incapsulate nei sottopannelli ombreggiati.

Si consideri, ora, l'influenza delle temperatura di funzionamento (assunta la

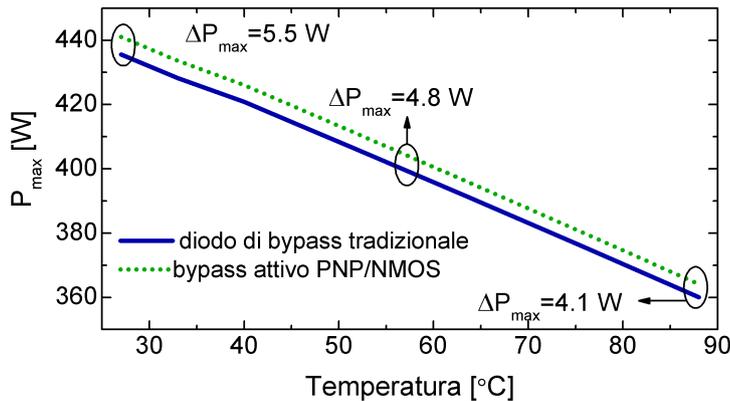


Figura 3.5: P_{max} in funzione della temperatura per il caso di un singolo sottopannello ombreggiato uniformemente: tutte le celle presentano una corrente fotogenerata di 1 A.

stessa per la stringa e per i circuiti di bypass). Per coprire anche condizioni climatiche più calde, l'analisi è stata effettuata an temperature superiori a 360K. La Fig. 3.5 rivela che le prestazioni della classica soluzioni a diodo si reducono a temperature basse rispetto al circuito proposto. Questo è ovviamente dovuto all'effetto della temperatura sulla tensione esibita dal diodo per una data corrente di bypass. Comunque, la riduzione (lineare) dell'aumento del picco di

potenza ottenuto con il circuito proposto rimane comunque marginale (non supera il 25% variando la temperatura sull'ampio range tra 300 e 360 K). Diverse analisi sono state effettuate sul circuito NPN/PMOS mostrato in fig. 1c evidenziando performance sostanzialmente identiche alla topologia duale. La fig. 5 mostra il confronto tra NPN/PMOS e la soluzione tradizionale a diodo, nel caso di 3 sottopannelli ombreggiati. In particolare, per il primi due sottopannelli si considera una corrente fotogenerata uniforme per tutte le celle e rispettivamente pari a 3 A e 1 A; per l'ultimo sottopannello si è deciso di applicare un profilo di ombreggiamento non uniforme: metà delle celle (9) sono tenute completamente oscurate, mentre le altre presentano una corrente fotogenerata pari a 1 A.

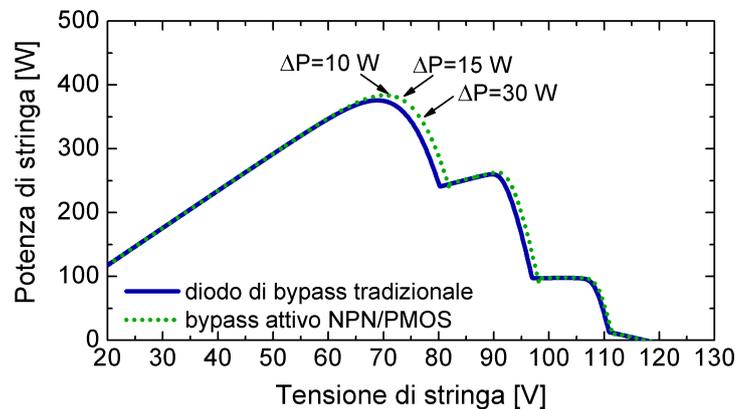


Figura 3.6: Potenza prodotta al variare della tensione di stringa in condizioni di ombreggiamento parziale (3 sottopannelli diversamente ombreggiati). Sono riportati gli andamenti relativi al diodo di bypass e al sistema di bypass attivo NPN/PMOS.

Capitolo 4

Algoritmo di inseguimento del punto di massima potenza

In questa sezione si discute l'utilizzo delle informazioni provenienti dalla rete di sensori wireless per mitigare gli effetti della cattiva interazione del campo con i sistemi di conversione dell'energia. L'implementazione di un innovativo metodo di inseguimento del punto di massima potenza (Maximum Power Point Tracking, MPPT) costituisce un buon esempio delle potenzialità di questa tecnologia. La trattazione analizza i principali metodi di inseguimento con particolare attenzione alle prestazioni in condizioni di mismatch dovuto ad ombreggiamento locale.

4.1 MPP per una stringa fotovoltaica

Il campo fotovoltaico si presenta una struttura estremamente complessa e sensibile agli effetti della distribuzione non uniforme dei parametri. La cattiva interazione tra il campo e il sistema di conversione dell'energia produce perdite indesiderate di potenza.

Tipicamente la configurazione del campo si articola in paralleli di stringhe costituiti da serie di decine fino ad alcune centinaia di pannelli. Ogni pannello è costituito da due o più sezioni ognuna formata da una serie di diverse celle (tipicamente 18) protette da un diodo di bypass che le protegge in caso di ombreggiamento parziale.

Consideriamo l'elemento atomico costituito da alcune celle in serie protette da un diodo in antiparallelo. Per ogni singola cella vale la

relazione corrente-tensione:

$$I_{cell} = I_{ph,cell} - I_o \left(e^{\frac{V_{cell} - I_{cell} \cdot R_{S,cell}}{n \cdot V_T}} - 1 \right) \quad (4.1)$$

dove:

I_{cell}	corrente prodotta	
$I_{ph,cell}$	corrente fotogenerata	
I_o	corrente di saturazione inversa diodo intrinseco	
V_{cell}	tensione di lavoro	Considerando
$R_{S,cell}$	resistenza serie	
n	fattore d'idealità	
V_T	tensione termica	

l'intera struttura forzata da una corrente di stringa I_{string} la 4.1 si generalizza come segue:

$$\begin{aligned} I_{string} &= I_{cell} + I_{diode} \\ &= I_{ph,cell,i} - I_o \left(e^{\frac{V_{cell,i} - I_{cell} \cdot R_{S,cell,i}}{n_i \cdot V_T}} - 1 \right) + \\ &\quad + I_{o,diodo} \left(e^{\frac{-\sum_i (V_{cell,i} - I_{cell} \cdot R_{S,cell,i})}{n_{diodo} \cdot V_{T,diodo}} - 1} \right) \end{aligned} \quad (4.2)$$

dove ritroviamo i parametri del diodo di bypass:

$I_{o,diodo}$	corrente di saturazione inversa	
n_{diodo}	fattore di idealità	La determinazione del pun-
$V_{T,diodo}$	tensione termica	to di massima potenza di una struttura tanto complessa richiederebbe la

conoscenza di una quantità inaccettabile di parametri. Per questo motivo nella pratica si fa riferimento ad una struttura semplificata che si basa sull'ipotesi di perfetta simmetria e distribuzione uniforme dei parametri.

In questi caso consideriamo :

$$\begin{aligned} I_{string} &= I_{ph,string} - I_o \left(e^{\frac{\sum_i V_i - I_{string} \sum_i R_{S,i}}{n \cdot V_T}} - 1 \right) \\ &= I_{ph,string} - I_o \left(e^{\frac{V_{string} - I_{string} \cdot R_{S,string}}{n \cdot V_T}} - 1 \right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

dove

$$\begin{aligned}
 V_{string} &= \sum_i^{N_S} V_{cell,i} = N_S \cdot V_{cell} \\
 R_{S,string} &= \sum_i^{N_S} R_{S,cell,i} = N_S \cdot R_{S,cell}
 \end{aligned}
 \tag{4.4}$$

Questa struttura non subisce l'influenza della presenza dei diodi. La caratteristica si presenta del tutto simile a quella di una singola cella e dipende in maniera analoga da irraggiamento e temperatura. In ogni caso caratteristica P-V appare come una curva convessa a singolo massimo.

4.1.1 MPPT: stato dell'Arte

Nelle comuni topologie di convertitori statici per applicazioni fotovoltaiche uno stadio convertitore dc/dc si occupa di fornire l'adeguata impedenza d'ingresso alla stringa fotovoltaica in modo da forzare il punto di lavoro quanto piú possibile in prossimità del punto di massima potenza (Maximum Power Point, MPP).

In letteratura sono proposti differenti approcci al problema di inseguimento del MPP che si caratterizzano come segue:

- algoritmi di stima con pseudo inseguimento;
- algoritmi di inseguimento basati sulle misure delle grandezze elettriche ai terminali ;
- algoritmi basati su motori inferenziali e su tecniche fuzzy.

4.1.2 Algoritmi a stima del MPP

I metodi piú semplici per l'ottimizzazione della potenza si basano sulla regolarità presentata dalla caratteristica I-V della stringa fotovoltaica in condizioni di illuminazione uniforme. Si considera sufficiente stimare la posizione del punto di massimo attraverso relazioni linearizzate tra la tensione (V_{MPP}) e la corrente (I_{MPP}) del MPP e parametri globali del campo (V_{oc} , I_{sc} , temperatura, irraggiamento).

Tensione di circuito aperto (OV) Il metodo della tensione di circuito aperto si basa sulla relazione di proporzionalità esistente tra la tensione del punto di massimo (V_{MPP}) e la tensione di circuito aperto (V_{oc}) considerata

invariante rispetto all'irradianza e alla temperatura.

$$V_{MPP} = k_V \cdot V_{oc} \quad (4.5)$$

dove (k_V) é una costante di proporzionalità. Poiché (k_V) dipende dalle caratteristiche della stringa fotovoltaica, generalmente viene determinata sperimentalmente. Numerosi studi, riportano valori di (k_V) compresi tra 0.71 e 0.78.

Una volta nota (k_V), V_{MPP} può essere calcolata dalla (4.5) mediante la misura periodica da parte del convertitore della V_{oc} attuale della stringa. Tipicamente, il convertitore viene fornito di un interruttore in serie alla stringa in modo da poter imporre il circuito aperto interrompendo la corrente di stringa. In alcune topologie di convertitori (buck converter, full-bridge), la presenza di un interruttore serie in ingresso consente la misura semplicemente imponendo un duty cycle nullo. Si noti che, sfortunatamente, durante la misura della tensione di circuito aperto, l'interruzione della corrente di stringa annulla istantaneamente la potenza in fornita dalla stringa.

Come anticipato, essendo la (4.5) solo un'approssimazione, la stringa non lavora mai sul punto di massima potenza. In alcuni casi si considera questo approccio adeguato anche tenendo in considerazione che la notevole semplicità di controllo e la necessità di un solo sensore.

Corrente di corto circuito (SC) Il metodo della corrente di corto circuito si basa sulla relazione di proporzionalità esistente tra la corrente del punto di massimo (I_{MPP}) e la corrente di corto circuito (I_{sc}).

$$I_{MPP} = k_I \cdot I_{sc} \quad (4.6)$$

dove (k_I) é una costante di proporzionalità considerata indipendente dall'irradianza e dalla temperatura. Poiché (k_I) dipende dalle caratteristiche della stringa fotovoltaica, generalmente viene determinata sperimentalmente. La costante (k_I) assume in letteratura valori compresi tra 0.78 and 0.92.

Una volta nota (k_I), I_{MPP} può essere calcolata dalla (4.6) mediante la misura periodica da parte del convertitore della I_{sc} attuale della stringa. In generale il convertitore viene fornito di un interruttore in parallelo alla stringa in modo da poter imporre il corto circuito annullando la tensione di stringa. In alcune topologie di convertitori (boost) la presenza di un interruttore staticamente in parallelo all'ingresso, consente

la misura semplicemente imponendo un dutycycle unitario. Si noti che durante la misura della corrente di corto circuito, l'annullamento della tensione di stringa annulla istantaneamente la potenza in fornita dalla stringa.

Come anticipato, essendo la (4.6) solo un'approssimazione, la stringa non lavora mai sul punto di massima potenza. Anche in questo caso, in taluni casi questo approccio è da considerarsi adeguato considerandone la notevole semplicità di controllo e la necessità di un solo sensore.

Temperatura (T) Questo metodo è una variante interessante del (OV). In questo caso, la tensione di circuito aperto ricavata dalla caratterizzazione preventiva in condizioni standard (STC) dei pannelli che costituiscono il campo. In fase di inseguimento, la V_{oc} effettiva viene stimata in base alla temperatura di esercizio dei pannelli secondo la seguente relazione.

$$V_{oc} = V_{oc,STC} + \frac{dV_{oc}}{dT}(T - T_{STC}) \quad (4.7)$$

dove $V_{oc,STC}$ è la tensione di circuito aperto del campo in condizioni standard, T è la temperatura di esercizio. Questo metodo ha il vantaggio non trascurabile di non richiedere la perturbazione periodica del punto di lavoro del campo con ovvi benefici in termini di potenza producibile.

4.1.3 Algoritmi ad inseguimento del MPP

Gli algoritmi

Conduttanza incrementale Il metodo della conduttanza incrementale (IC) è basato sul fatto che la pendenza della curva di potenza della stringa in funzione della tensione è nulla in prossimità del punto di massima potenza (MPP), positiva a sinistra e negativa a destra come indicato di seguito.

Considerando la caratteristica della stringa fotovoltaica in condizioni di ombreggiamento uniforme come una curva convessa ad unico massimo, in corrispondenza del MPP vale le relazioni:

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dV} &= I + \frac{dI}{dV} \cdot V = 0 \\ \frac{dI}{dV} &= -\frac{I}{V} \end{aligned} \quad (4.8)$$

in caso di piccole variazioni del punto di lavoro

$$\begin{aligned} \frac{\Delta I}{\Delta V} &= -\frac{I}{V} & \text{per} & \quad V = V_{MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} &< -\frac{I}{V} & \text{per} & \quad V < V_{MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} &> -\frac{I}{V} & \text{per} & \quad V > V_{MPP} \end{aligned} \quad (4.9)$$

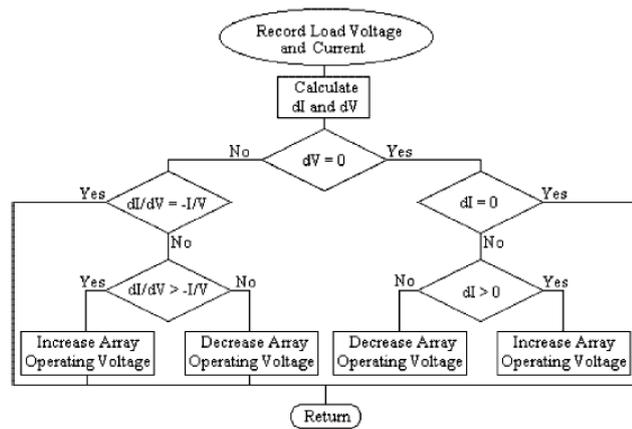


Figura 4.1: Flowchart relativo ad una tipica implementazione del metodo di conduttanza incrementale (IC)

Le relazioni 4.9 vengono usate per determinare la direzione nella quale è necessario perturbare il punto di lavoro per raggiungere il MPP. Una volta raggiunta al condizione stazionaria la condizione del punto di lavoro non viene più perturbata fino al verificarsi di una variazione sensibile della corrente, indicativa del cambiamento delle condizioni atmosferiche. L'aumento dell'irradiazione produce lo spostamento del MPP a tensioni più alte. Da questa considerazione, quando in condizioni statiche la variazione di corrente si riconduce facilmente da un cambiamento nell'irradiazione solare, si forza una variazione di tensione del punto di lavoro in verso concorde con quello della corrente. Questo metodo rende il metodo IC maggiormente robusto alle variazioni repentine di irradiazione solare.

Si noti come la dimensione dell'incremento di tensione applicato ad ogni

iterazione determina la velocità di convergenza verso l'MPP. Sfortunatamente un eccessivo incremento, pur producendo una veloce convergenza, rende impossibile al sistema lavorare in maniera stabile al MPP e ne causa un'oscillazione. In questo caso si utilizza un metodo basato sulla stima del punto di massimo come primo stadio per velocizzare la convergenza.

Hill Climbing/PO I metodi di inseguimento Perturba e Osserva (PO) e Hill Climbing sono ampiamente utilizzati per lo sviluppo di controllori MPPT grazie alla semplicità e alla facile implementazione.

Il PO prevede la perturbazione della tensione di riferimento utilizzato per l'inseguimento del punto di lavoro. Hill Climbing introduce, invece una perturbazione nel valore del duty-cycle utilizzato nel controllo del convertitore. In dipendenza dalla struttura del convertitore, i due metodi si considerano equivalenti. Esiste infatti un legame tra il valore del duty-cycle e la tensione di lavoro del convertitore: in quest'ottica Hill-Climbing e PO sono da considerarsi differenti modi di rappresentare lo stesso metodo fondamentale.

L'idea si fonda su concetto che la perturbazione del punto di lavoro permette determinare la pendenza della caratteristica P-V nell'intorno in modo da poter definire la direzione in cui si trova il MPP. Il metodo si configura come una semplice applicazione dei metodi di inseguimento del punto di massimo in curve convesse cioè di metodi a gradiente positivo.

Il processo si ripete periodicamente fino a raggiungimento del punto di massimo. Il valore discreto della perturbazione impedisce il raggiungimento del punto di massimo e produce un'oscillazione. L'oscillazione può in ogni caso essere minimizzata utilizzando uno dei seguenti metodi:

- interrompendo momentaneamente l'oscillazione in seguito ad una successione di inversione nel segno della perturbazione;
- modulando l'ampiezza fissa della perturbazione con il valore assunto dal gradiente;
- utilizzando algoritmi a doppio stadio in cui il primo stadio, basato sul metodo di stima, permette di velocizzare la convergenza verso il punto di massimo e il secondo stadio basato su metodi a gradiente che permettono di migliorare la convergenza con iterazioni successive a ampiezza della perturbazione fissa di valore piccolo.

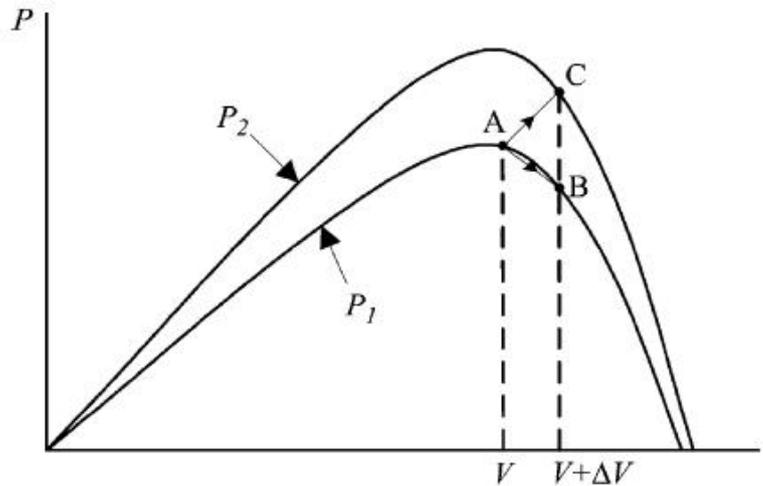


Figura 4.2: Algoritmo di una tipica implementazione del metodo P&O

Sfortunatamente, Hill climbing e P&O possono fallire in caso di cambiamenti repentini nelle condizioni atmosferiche. Nella Fig. 4.2 si evidenziano gli effetti della variazione improvvisa nell'irradiazione. Consideriamo che la stringa lavori nel punto A. Se le condizioni atmosferiche rimanesse costanti, una perturbazione ΔV nella tensione della stringa porterebbe il punto di lavoro in B. Il valore negativo del gradiente produrrebbe un'inversione nel segno di ΔV . Una diminuzione dell'irradiazione produrrebbe una traslazione della caratteristica con un passaggio del punto di lavoro da P_1 a P_2 . Il valore della variazione calcolato nel periodo precedente porterebbe il punto di lavoro da A a C. Il valore del gradiente suggerirebbe di spostarsi nella direzione sbagliata producendo un'imprevista perdita di potenza.

4.2 iMPPT

In questa sezione si un nuovo approccio all'inseguimento del punto di massima potenza (MPP). Tale metodo (di seguito indicato col nome di iMPPT) presenta un'architettura a doppio stadio: il primo stadio riceve dal sistema di monitoraggio le informazioni relative ai singoli pannelli della stringa connes-

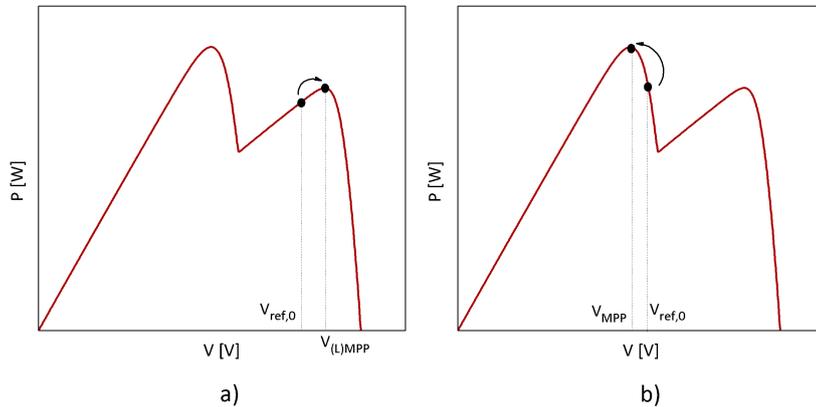


Figura 4.3: Caratteristiche potenza-tensione di una stringa fotovoltaica in condizioni di mismatch: a) algoritmo standard di MPPT; b) algoritmo di iMPPT proposto

sa al convertitore, utilizzandole per fornire una stima iniziale della tensione di riferimento, $V_{ref,0}$; il secondo stadio utilizza un algoritmo di MPPT ibrido, basato su due delle tipologie più comuni (hill climbing e perturba et observa), che aggiorna il valore di V_{ref} in modo da consentire l'inseguimento del punto di massima potenza.

L'algoritmo prevede che il valore $V_{ref,0}$ fornito dal primo stadio venga acquisito ed utilizzato come nuovo punto iniziale dal secondo con un periodo T_{iMPT1} , in modo da evitare che il sistema di inseguimento possa bloccarsi su un punto di massimo locale nel caso in cui la stringa si trovi a lavorare in condizioni di mismatch. Per chiarire l'utilità di questo accorgimento esaminiamo la Fig. 4.3, che illustra l'inseguimento del punto di massima potenza su una stringa fotovoltaica che opera in condizioni di mismatch. Utilizzando un algoritmo standard di MPPT, come nel caso a), il punto di lavoro iniziale A viene stimato ignorando il mismatch, e l'applicazione di un algoritmo a gradiente può portare a convergere verso un L-MPP (Local-Maximum Power Point, punto di massimo locale) anziché verso l'MPP. Viceversa nel caso dell'algoritmo iMPPT proposto, che stima il punto di lavoro iniziale tenendo conto del mismatch. Esaminiamo più nel dettaglio il funzionamento dei due stadi di cui si compone il blocco iMPPT. Il primo stadio riceve dal sistema di monitoraggio le misure dei valori di tensione di circuito aperto $V_{oc,i}$ e corrente di corto circuito $V_{oc,i}$ dei singoli pannelli fotovoltaici costituenti la stringa, ed è in gra-

do di ricavare una stima della tensione di stringa corrispondente al punto di massima potenza utilizzando la procedura qui di seguito illustrata.

Consideriamo anzitutto un singolo pannello fotovoltaico; definiamo le grandezze $k_{V,STC}$, $k_{I,STC}$ come

$$\begin{aligned} k_{V,STC} &= \left. \frac{V_{MPP}}{V_{OC}} \right|_{STC} \\ k_{I,STC} &= \left. \frac{I_{MPP}}{I_{SC}} \right|_{STC} \end{aligned} \quad (4.10)$$

dove V_{MPP} , I_{MPP} sono i valori di tensione e corrente sul pannello corrispondenti al punto di massima potenza, e il pedice STC indica che le grandezze elettriche si intendono misurate in condizioni standard. Notiamo che i parametri appena definiti possono essere ricavati dai dati di targa del pannello. È stato dimostrato sperimentalmente che la massima variazione di tali parametri in corrispondenza di variazioni di irradianza e temperatura (trascurando però le variazioni dei parametri parassiti del pannello) si attesta al 5 % del valore calcolato in condizioni standard per un ampio range di temperature e irraggiamento; possiamo dunque considerare tali parametri costanti in tutta la gamma operativa del pannello, e definire

$$\begin{aligned} k_V &= k_{V,STC} \\ k_I &= k_{I,STC} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Consideriamo ora una stringa formata da M pannelli uguali, e che il pannello i -mo sia dotato di D_i diodi di bypass. Supponiamo che la stringa sia sottoposta a condizioni di irradianza e temperatura tali da far rilevare N differenti valori di I_{SC} ; avremo quindi N punti di massimo $P_{MPP,j}$ sulla curva potenza-tensione della stringa, cui corrispondono N coppie $(V_{MPP,j}, I_{MPP,j})$. È facile convincersi che $V_{MPP,j}$ e $I_{MPP,j}$ possono essere scritti nella forma

$$\begin{aligned} V_{MPP,j} &= k_V \cdot \sum_{i=1}^M V_{OC,i} \cdot c_{i,j} + V_D \cdot \sum_{i=1}^M D_i \cdot \bar{c}_{i,j} \\ I_{MPP,j} &= k_I \cdot I_{SC,j} \end{aligned} \quad (4.12)$$

dove V_D rappresenta il valore della tensione di soglia dei diodi di bypass, mentre i coefficienti $c_{i,i}$ sono definiti come

$$c_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{per } I_{SC,i} \geq I_{SC,j} \\ 0 & \text{per } I_{SC,i} < I_{SC,j} \end{cases} \quad \bar{c}_{i,j} = \begin{cases} 0 & \text{per } I_{SC,i} \geq I_{SC,j} \\ 1 & \text{per } I_{SC,i} < I_{SC,j} \end{cases} \quad i = 1 \dots N \quad j = 1 \dots N \quad (4.13)$$

e, di conseguenza, il valore del massimo relativo j-mo della potenza della stringa può essere scritto nella forma

$$P_{MPP,j} = I_{MPP,j} \cdot V_{MPP,j} = k_I \cdot I_{SC,j} \cdot \left(k_V \cdot \sum_{i=1}^M V_{OC,i} \cdot c_i + V_D \cdot \sum_{i=1}^M D_i \cdot \bar{c}_i \right) \quad (4.14)$$

Adottiamo per compattezza la notazione matriciale, definendo anzitutto il vettore degli N valori di V_{MPP} :

$$\mathbf{V}_{MPP} = \begin{bmatrix} V_{MPP,1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ V_{MPP,N} \end{bmatrix} = k_V \cdot \mathbf{C}^T \cdot \begin{bmatrix} V_{OC,1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ V_{OC,M} \end{bmatrix} + V_D \cdot \bar{\mathbf{C}}^T \cdot \begin{bmatrix} D_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ D_M \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

dove sono matrici $M \times N$ i cui elementi sono definiti secondo la 4.13; sia inoltre I_{SC} la matrice diagonale $N \times N$ i cui elementi di indice i, j sono definiti come

$$(I_{SC})_{i,j} = \begin{cases} I_{SC,j} & \text{per } i = j \\ 0 & \text{per } i \neq j \end{cases} \quad (4.16)$$

Il vettore P_{MPP} degli N valori di massimo relativo di potenza della stringa fotovoltaica può a questo punto essere definito come

$$\mathbf{P}_{MPP} = \begin{bmatrix} P_{MPP,1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ P_{MPP,N} \end{bmatrix} = k_I \cdot \mathbf{I}_{SC} \cdot \mathbf{V}_{MPP} \quad (4.17)$$

Il primo stadio è quindi in grado di ricavare gli elementi dei vettori V_{MPP} e P_{MPP} tramite semplici manipolazioni algebriche, determinare il massimo fra gli elementi di P_{MPP} ed individuare il corrispondente valore di V_{MPP} ; tale valore sarà inviato con cadenza periodica al secondo stadio come valore di tensione di riferimento iniziale $V_{ref,0}$.

Per descrivere l'algoritmo alla base del funzionamento del secondo stadio utilizziamo il diagramma di flusso mostrato nella Fig. ???. Il primo passo consiste nella ricezione dal primo stadio del valore iniziale $V_{ref,0}$ della tensione di riferimento e nell'azzeramento di un timer, che viene fatto immediatamente ripartire. La tensione di riferimento viene mantenuta costante a $V_{ref,0}$

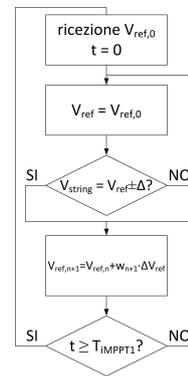


Figura 4.4: Algoritmo del secondo stadio del blocco iMPPT

finché la tensione di stringa, il cui valore viene misurato periodicamente, rientra in un intervallo di ampiezza opportuna centrato attorno al valore desiderato. A questo punto inizia l'inseguimento vero e proprio dell'MPP: la tensione di riferimento V_{ref} viene perturbata periodicamente (con periodo T_{iMPPT2}) sommando al valore assunto al passo precedente un termine la cui natura è illustrata in dettaglio nel seguito; misurando la variazione di potenza (intesa come prodotto fra tensione e corrente di stringa) conseguente alla variazione del riferimento di tensione si è in grado di determinare la perturbazione da applicare al passo successivo per far sì che il sistema si porti verso il punto di massimo della caratteristica potenza-tensione della stringa fotovoltaica collegata in ingresso. Quando il tempo trascorso dall'avvio del timer raggiunge il valore T_{iMPPT1} del periodo di funzionamento del primo stadio la fase di inseguimento termina e l'algoritmo riparte dal primo passo. Il termine da sommare al valore assunto da V_{ref} al passo precedente dell'algoritmo per ottenere il nuovo riferimento è composto dal prodotto di due termini. Il primo termine del prodotto fornisce l'informazione sul segno della perturbazione da applicare; il secondo termine consente di riportare l'entità della perturbazione alla derivata discreta della curva potenza-tensione, in modo da ottenere variazioni del riferimento di minore entità in prossimità del punto di massimo della curva, ove occorre maggiore sensibilità. Naturalmente il termine legato al modulo del rapporto $\Delta P / \Delta V$ non può assumere un valore piccolo o grande a piacere; è quindi necessario fissare valore minimo e massimo in relazione alle caratteristiche del sistema di controllo, e saturare tale rapporto qualora esso ecceda i limiti fissati.

4.3 Verifica delle prestazioni

Per verificare le prestazioni del iMPP si è provveduto ad integrare l'algoritmo nel controllo di un inverter multistringa. In particolare, l'algoritmo iMPP è nel controllo dello stadio d'ingresso: un convertitore DC/DC in topologia Cuk.

4.3.1 Sistema di controllo: verifica al calcolatore

Il sistema di controllo basato su iMPPT è stato verificato e confrontato con un sistema basato su MPPT tradizionale simulando in ambiente PSIM il transitorio iniziale di funzionamento del convertitore DC/DC progettato, avente in ingresso una stringa di pannelli fotovoltaici sottoposta ad un valore di irradianza pari a 1000 W/m^2 , e l'inseguimento del punto di massima potenza quando, per $t = 10 \text{ s}$, il valore di irradianza passa bruscamente a 200 W/m^2 . In questo caso il valore iniziale della tensione di riferimento $V_{ref,0}$ fornito dal primo stadio del blocco iMPPT è stato utilizzato solo per la fase di start-up, dimostrando come l'impiego di questa tecnica renda il sistema di controllo decisamente più veloce di un sistema tradizionale: guardando la Fig. 4.5 possiamo infatti notare che il valore di potenza estratto dal sistema con iMPPT (curva blu) converge alla massima potenza erogabile dalla stringa (curva rossa tratteggiata) molto più rapidamente rispetto al sistema con MPPT tradizionale (curva grigia). La Fig 4.6 mostra invece l'evoluzione della tensione di riferimento (curva rossa tratteggiata) e della tensione di stringa (curva blu) del sistema con iMPPT; la tensione di stringa del sistema con MPPT tradizionale (curva grigia) evolve secondo le indicazioni del sistema di inseguimento. La Fig. 4.7 mostra infine il rendimento del sistema iMPPT, definito come

$$\eta_{MPPT} = \frac{V_{string} \cdot I_{string}}{P_{MPP}} \quad (4.18)$$

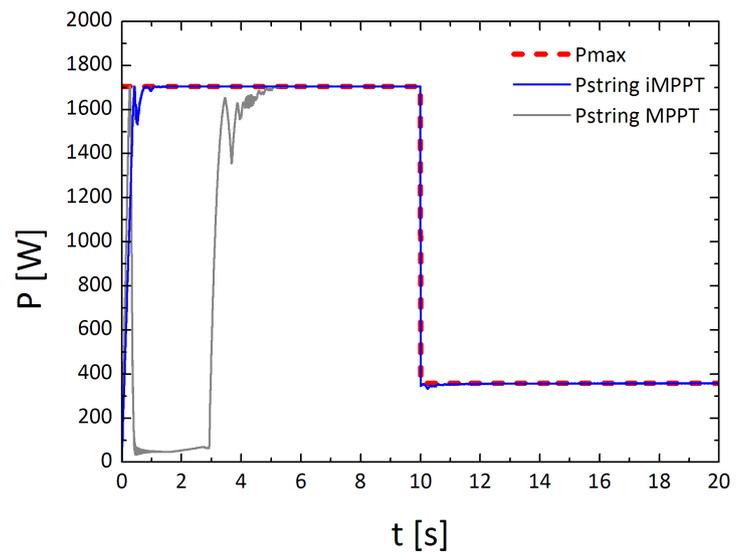


Figura 4.5: Potenza massima erogabile dalla stringa (curva rossa tratteggiata), potenza estratta con iMPPT (curva blu), potenza estratta con MPPT tradizionale (curva grigia)

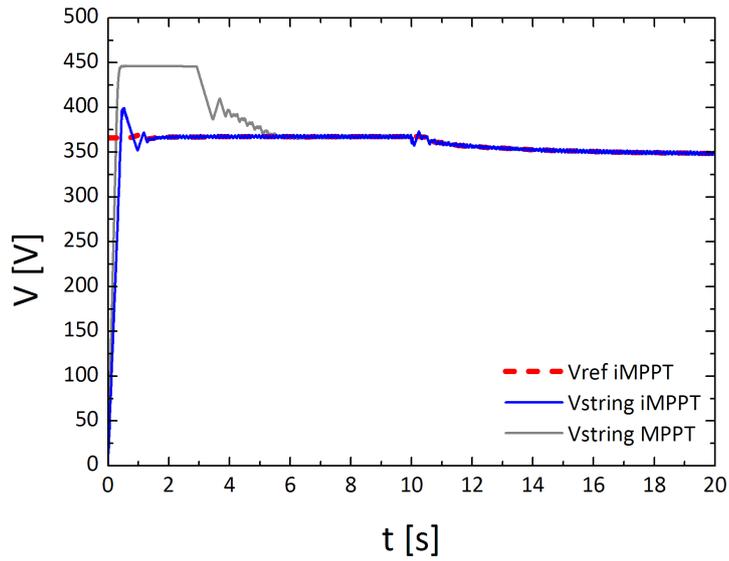


Figura 4.6: Tensione di riferimento fornita dal blocco iMPPT (curva rossa tratteggiata), tensione della stringa fotovoltaica con iMPPT (curva blu), tensione della stringa fotovoltaica con MPPT tradizionale (curva grigia)

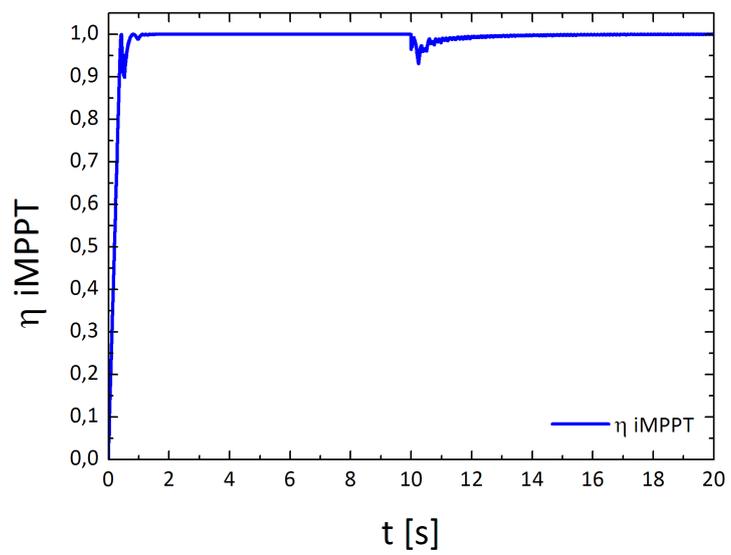


Figura 4.7: Rendimento MPPT per il sistema iMPPT

Capitolo 5

Conclusioni

La produzione di energia da fonti rinnovabili, sulla quale si concentra un interesse sempre crescente, presenta come ambito di maggiore sviluppo scientifico la tecnologia fotovoltaica. Il presente lavoro di tesi sdimostra le potenzialità di un approccio ad alta granularità nell'ambito del monitoraggio, della diagnostica e dell'ottimizzazione della potenza producibile da un campo fotovoltaico. In prima analisi, si propone la caratterizzazione periodica del campo fotovoltaico al livello della singola cella con il duplice intento di fornire la possibilità di calibrare modelli simulativi (modelli circuitali che si basino sulla descrizione della singola cella attraverso il modello circuitale a 5 parametri a singolo diodo) per ottenere una migliore stima dell'energia producibile dal campo e di fornire un valido strumento diagnostico che, attraverso il monitoraggio periodico dei parametri di qualità delle singole celle, preveda l'occorrenza di guasti in seguito ad episodi di mismatch. In particolare, si propone un metodo di estrazione della resistenza globale di stringa e della resistenza di shunt delle singole celle attraverso lo studio della curva I-V di stringa. Il metodo, di natura non intrusiva, ben si adatta alla caratterizzazione di impianti installati ed in esercizio.

Si dimostra che il metodo, mediante l'ombreggiamento volontario della cella da caratterizzare, rende evidente l'effetto della sua resistenza shunt in un'ampia porzione della caratteristica I-V di stringa (ampi range di tensione e corrente) consentendone una rapida ed accurata misura.

Lo studio dei problemi di mismatch ha evidenziato il ruolo centrale dei diodi di bypass montati sui pannelli fotovoltaici a protezione delle celle in caso di mismatch. L'azione dei diodi, infatti, modifica pesantemente la forma della caratteristica I-V delle stringhe e ogni considerazione sull'effetto di un eventuale mismatch ne deve tenere conto. In un'ottica di ottimizzazione è stato proposto

un circuito di bypass innovativo che presenta basse cadute (100mV) e migliora la reliability delle celle in condizione di ombreggiamento (riduzione dell'occorrenza di hot spot). Questo circuito è stato successivamente oggetto di un brevetto. L'analisi svolta affronta, inoltre, il problema dellottimizzazione della conversione di energia fornita da un campo fotovoltaico, concentrandosi sugli effetti del mismatch sui sistemi di inseguimento del punto di massima potenza (Maximum Power Point Tracking, MPPT). Nei più moderni inverter multi-stringa a doppio stadio (uno dc-dc seguito da uno dc-ac), il primo stadio garantisce il raggiungimento del punto di massima potenza fornita dalla stringa modulando il duty-cycle dei circuiti a commutazione che lo costituiscono. Tale processo sfrutta algoritmi MPPT che monitorano di parametri globali della stringa (corrente e tensione di stringa, illuminazione e temperatura). Tali algoritmi presentano notevoli svantaggi:

- convergenza verso massimi locali in caso di ombreggiamento parziale delle stringhe;
- trade-off tra la velocità di convergenza e precisione nellindividuazione del massimo;
- notevole sensibilità alle variazioni repentine delle condizioni atmosferiche.

Inoltre, notiamo come alcuni dei metodi studiati non assicurano la convergenza al punto di massimo reale, stimandone di fatto il valore in base ad una relazione empirica. Si è proposto, sulla base delle considerazioni appena fatte, un nuovo approccio all'inseguimento del punto di massima potenza basato su un sistema di sensori wireless auto-alimentati montati su singolo pannello; tali sensori forniscono la caratterizzazione elettrica dei singoli pannelli di una stringa in termini di corrente di corto circuito (ISC) e tensione di circuito aperto (VOC). L'approccio proposto coniuga le seguenti caratteristiche:

- inseguimento del MPP reale;
- buona velocità di convergenza;
- robustezza rispetto alle variazioni atmosferiche repentine;
- robustezza rispetto ad episodi ombreggiamento casuale.

L'algoritmo MPPT implementato combina due metodi già noti in letteratura configurandosi come algoritmo multistadio che insegue IMPP per approssimazioni successive. Basandosi su un modello semplificato della stringa, il

primo stadio implementa il metodo VMPP come frazione di VOC fornendo una stima della tensione in corrispondenza del MPP. Il secondo stadio si porta dal valore stimato a quello reale implementando il metodo Perturba e Osserva (PO). L'algoritmo, in definitiva, segue i seguenti passi:

1. stima di tutti i massimi relativi;
2. definizione del massimo assoluto;
3. pilotaggio del sistema alla tensione di lavoro corrispondente.

L'algoritmo è stato integrato all'interno del controllo di un inverter multistringa grid-connected. La struttura dell'inverter, una volta dimensionato, è stata simulata in ambiente PSIM per verificare le prestazioni del controllo. Le simulazioni mostrano che la stima del MPP fornita dal primo stadio risulta sufficientemente prossima al valore effettivo e che, di conseguenza, i tempi di convergenza si mantengono bassi. La verifica sperimentale di quanto visto in simulazione ha richiesto la progettazione e la realizzazione di un sensore wireless ad hoc. Il sensore realizza tutte le specifiche richieste dall'applicazione:

- misura automatica della corrente di corto circuito e della tensione di circuito aperto del pannello su cui è alloggiato;
- disconnessione del pannello durante la misura per evitare l'interruzione della corrente nei pannelli collegati in serie e della produzione di energia dell'intera stringa.
- comunicazione wireless dei dati raccolti mediante il protocollo MiWi.
- alimentazione diretta dal pannello (Energy Harvesting), supportata da un banco di super-capacitori che sostengono in maniera stabile il circuito durante la misura e condizioni di illuminazione variabile. I dati sperimentali raccolti su due impianti di prova evidenziano la capacità della rete di sensori di evidenziare gli effetti dell'ombreggiamento locale e ne suggeriscono l'utilizzo anche per scopi di semplice monitoraggio e diagnostica.

Bibliografia

- [1] M. A. Green, *Solar cells: operating principles, technology and system applications*. The University of New South Wales, 1986.
- [2] R. J. Stirn, "Junction characteristics of silicon solar cells," in *Proc. IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 72–82, 1972.
- [3] Z. Lucheng and S. Hui, "Novel approach for characterizing the specific shunt resistance caused by the penetration of the front contact through the p-n junction in solar cell," *Journal of Semiconductors*, vol. 30, no. 7, pp. 0740071–0740073, 2009.
- [4] Priyanka, M. Lal, and S. N. Singh, "Effect of localized inhomogeneity of shunt resistance on the spectral response and dark iv characteristics of silicon solar cell," in *Proc. IEEE Photovoltaic Energy Conference*, pp. 1242–1244, 2006.
- [5] E. E. van Dyk and E. L. Meyer, "Analysis of the effect of parasitic resistances on the performance of photovoltaic modules," *Renewable Energy*, vol. 29, no. 3, pp. 333–344, 2004.
- [6] 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.
- [7] T. J. McMahon, T. S. Basso, and S. R. Rummel, "Cell shunt resistance and photovoltaic module performance," in *Proc. IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 1291–1294, 1996.
- [8] H. S. Rauschenbach, "Electrical output of shadowed solar arrays," *IEEE Transactions On Electron Devices*, vol. 18, no. 8, pp. 613–621, 1971.

-
- [9] H. Kawamura, K. Naka, N. Yonekura, S. Yamanaka, H. Kawamura, H. Ohno, and K. Naito, "Simulation of i-v characteristics of a pv module with shaded pv cells," *Solar Energy Materials Solar Cells*, no. 75, pp. 613–621, 2003.
- [10] L. Díumas and A. Shumka, "Field failure mechanisms for photovoltaic modules," in *Proc. 15-th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 1091–1098, 1981.
- [11] M. A. Green, E. Gauja, and W. Withayachamnankul, "Simulation of i-v characteristics of a pv module with shaded pv cells," *Solar Cells*, no. 3, pp. 233–244, 1981.
- [12] L. F. Shepard and R. S. Sugimara, "The integration of bypass," in *Proc. 17-th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 676–681, 1984.
- [13] E. Díaz-Dorado, A. Suárez-García, C. Carrillo, and J. Cidrás, "Influence of the shadows in photovoltaic systems with different configurations of bypass diodes," in *Proc. IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 134–139, 2010.
- [14] U. Jahn and W. Nasse, "Operational performance of grid-connected pv systems on buildings in germany," *Progress in Photovoltaic: Research and Applications*, no. 12, pp. 441–448, 2004.
- [15] N. Forero, J. Hernández, and G. Gordillo, "Development of a monitoring system for a pv solar plant," *Energy Conversion and Management*, vol. 47, no. 15-16, pp. 2329–2336, 2006.
- [16] A. C. de Keizer, W. van Sark, S. Stettler, P. Toggweiler, and E. Lorenz, "Pvsat-2: Results of field test of the satellite-based pv system performance check," in *Proc. European Photovoltaic Solar Energy Conference*, pp. 2681–2685, 2006.
- [17] S. Stettler, P. Toggweiler, and J. Remund, "Spyce: Satellite photovoltaic yield control and evaluation," in *Proc. 21st European Photovoltaic Solar Energy Conference*, pp. 2613–2616, 2006.

-
- [18] S. Banerjee and W. A. Anderson, "Temperature dependence of shunt resistance in photovoltaic devices," *Applied Physics Letters*, vol. 49, no. 1, pp. 38–40, 1986.
- [19] J. Salinger, "Measurement of solar cell parameters with dark forward iv characteristics," *Acta Polytechnica*, vol. 46, no. 4, pp. 25–27, 2006.
- [20] J. C. H. Phang, D. S. H. Chan, and J. R. Phillips, "Accurate analytical method for the extraction of solar cell model parameters," *Electronics Letters*, vol. 20, no. 10, pp. 406–408, 1984.
- [21] W. G. J. H. M. Polman, A. Van Sark, W. Sinke, and F. W. Saris, "A new method for the evaluation of solar cell parameters," *Solar Cells*, vol. 17, no. 2/3, pp. 241–251, 1986.
- [22] J. R. P. D. S. H. Chan and J. C. H. Phang, "A comparative study of extraction methods for solar cell model parameters," *Solid-State Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 329–337, 1986.
- [23] M. Chegaar, Z. Ouennoughi, and F. Guechi, "Extracting dc parameters of solar cells under illumination," *Vacuum*, vol. 75, no. 4, pp. 367–372, 2004.
- [24] A. N. Celik and N. Acikgoz, "Modelling and experimental verification of the operating current of mono-crystalline photovoltaic modules using four- and five-parameter models," *Applied Energy*, vol. 84, no. 1, pp. 1–15, 2007.
- [25] K. Ishibashi, Y. Kimura, and M. Niwano, "An extensively valid and stable method for derivation of all parameters of a solar cell from a single current-voltage characteristic," *Journal of Applied Physics*, vol. 103, no. 094507, pp. 094507–1–094507–6, 2008.
- [26] F. Khan, S. N. Singh, and M. Husain, "Effect of illumination intensity on cell parameters of a silicon solar cell," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 94, no. 9, pp. 473–476, 2010.
- [27] K. L. Kennerud, "Analysis of performance degradation in cds solar cells," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-5, no. 6, pp. 912–917, 1969.

-
- [28] J. P. Charles, M. Abdelkrim, Y. H. Muoy, and P. Mialhe, "A practical method of analysis of the current-voltage characteristics of solar cells," *Solar Cells*, vol. 4, no. 2, pp. 169–178, 1981.
- [29] J. A. Gow and C. D. Manning, "Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies," *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 146, no. 2, pp. 193–200, 1999.
- [30] A. Kaminski, J. J. Marchand, and A. Laugier, "Non ideal dark iv curves behavior of silicon solar cells," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 51, no. 3/4, pp. 221–231, 1998.
- [31] M. Wolf and H. Rauschenbach, "Series resistance effects on solar cell measurements," *Advanced Energy Conversion*, vol. 3, pp. 455–479, 1963.
- [32] D. Fuchs and H. Sigmund, "Analysis of the current-voltage characteristic of solar cells," *Solid-State Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 791–795, 1986.
- [33] Priyanka, M. Lal, and S. N. Singh, "A new method of determination of series and shunt resistances of silicon solar cells," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 91, no. 2/3, pp. 137–142, 2007.
- [34] E. Dallago, D. Finarelli, and P. Merhej, "Method based on single variable to evaluate all parameters of solar cells," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 14, pp. 1022–1024, 2010.
- [35] R. Lal and R. Sharan, "Shunt resistance and soft reverse characteristics of silicon diffused-junction solar cells," *Solid-State Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 1015–1023, 1986.
- [36] D. K. Schroder, *Semiconductor material and device characterization*. John Wiley and Sons, Inc., 1990.
- [37] M. K. El-Adawi and I. A. Al-Nuaim, "A method to determine the solar cell series resistance from a single iv characteristic curve considering its shunt resistance new approach," *Vacuum*, vol. 64, no. 1, pp. 33–36, 2002.

-
- [38] S. K. Datta and K. Mukhopadhyay, "An improved technique for the determination of solar cell parameters," *Solid-State Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 1667–1673, 1992.
- [39] K. Bouzidi, M. Chegaar, and A. Bouhemadou, "Solar cell parameters evaluation considering the series and shunt resistance," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 91, no. 18, pp. 1647–1651, 2007.
- [40] J. A. Jervase, H. Bourdoucen, and A. Al-Lawati, "Solar cell parameter extraction using genetic algorithms," *Measurement Science and Technology*, vol. 12, no. 11, pp. 1922–1925, 2001.
- [41] *OrCAD PSPICE 9.1 Manuale*. OrCAD, Inc., 1999.
- [42] M. Gargiulo, P. Guerriero, S. Daliento, A. Irace, and V. d'Alessandro, "A novel wireless self-powered microcontroller-based monitoring circuit for photovoltaic panels in grid-connected systems," in *Proc. IEEE SPEEDAM*, pp. 164–168, 2010.
- [43] Manuale disponibile online al sito www.hoecherl-hackl.com.
- [44] R. Ramaprabha and B. L. Mathur, "Impact of partial shading on solar pv module containing series connected cells," *International Journal of Recent Trends in Engineering*, vol. 2, no. 7, pp. 56–60, 2009.
- [45] N. G. Tarr and D. L. Pulfrey, "The superposition principle for homojunction solar cells," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-27, no. 4, pp. 771–776, 1980.
- [46] H. Bashahu and A. Habyarimana, "Review and test of methods for determination of the solar cell series resistance," *Renewable Energy*, vol. 6, no. 2, pp. 129–138, 1995.
- [47] G. L. Araujo and E. Sánchez, "Review and test of methods for determination of the solar cell series resistance," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-29, no. 10, pp. 1511–1513, 1982.
- [48] Q. Jia, W. A. Anderson, E. Liu, and S. Zhang, "A novel approach for evaluating the series resistance of solar cells," *Solar Cells*, vol. 25, no. 3, pp. 311–318, 1988.

- [49] S. K. Sharma, K. B. Samuel, N. Srinivasamurthy, and B. L. Agrawal, "Overcoming the problems in determination of solar cell series resistance and diode factor," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 23, no. 9, pp. 1256–1260, 1990.
- [50] H. Schmidt, B. Burger, and H. Häberlin, "A novel diodeless bypass technology for high performance pv modules," in *Proc. 22nd European Photovoltaic Solar Energy Conference*, pp. 2688–2694, 2007.
- [51] O. Stalter, D. Kranzer, S. Rogalla, and B. Burger, "Advanced solar power electronics," in *Proc. 22nd International Symposium on Power Semiconductor Devices ICs*, pp. 3–10, 2010.
- [52] manuale di 'ADO' disponibile sul sito www.oke-services.nl.
- [53] manuale di 'Diodeless' disponibile sul sito www.spelsberg.de.
- [54] V. d'Alessandro, S. Daliento, P. Guerriero, and M. Gargiulo, "A novel low-power active bypass approach for photovoltaic panels," in *International Conference on Clean Electrical Power*, pp. 89 – 93, 2011.