

ALMA MATER STUDIORUM
UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI BOLOGNA

Seconda Facoltà di Ingegneria con sede a Cesena

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica
e delle Telecomunicazioni
per lo sviluppo sostenibile

PROGETTO DI UN CONVERTITORE
DI POTENZA
DA SORGENTI FOTOVOLTAICHE
IN REGIME DI BASSO IRRAGGIAMENTO

Tesi in:
Elettronica dei sistemi digitali

Relatore:
Chiar.mo Prof. ALDO ROMANI

Presentata da:
SIMONE RICCARDI

SESSIONE III
ANNO ACCADEMICO 2010-2011

Parole chiave

Energia solare

Maximum power point tracking

Efficienza energetica

Low power

*Alla mia Famiglia,
e alla mia grandissima amica Anna*

Indice

Sommario	9	
Introduzione	11	
1	Analisi del problema	17
	1.1 Pannello fotovoltaico	17
	1.2 Supercondensatore	19
2	Soluzione al problema: progetto dello schematico e simulazioni	21
	2.1 Architettura proposta	21
	2.2 Realizzazione dello schematico: funzionamento generale	26
	2.3 Realizzazione dello schematico: scelta dei componenti	41
	2.4 Simulazioni e risultati	45
3	PCB design	55
	3.1 Realizzazione dello schematico	55
	3.2 Associazione dei componenti	59
	3.3 Disposizione dei componenti e <i>routing</i>	61
Appendice A		67
Appendice B		75
Conclusioni		83
Bibliografia e webgrafia		85

Sommario

L'obiettivo di questa tesi è il progetto di un convertitore di potenza di tipo *low power* da applicare a sorgenti fotovoltaiche. Il convertitore implementa inoltre un controllo con inseguimento del punto di massima potenza (*maximum power point tracking*) della caratteristica della sorgente fotovoltaica.

Il lavoro complessivo è stato svolto in diverse fasi. Una prima fase è stata quella dello studio delle possibilità esistenti in materia di convertitori e di algoritmi di MPPT.

Quindi, in base alle specifiche di progetto si è scelta una combinazione ottimale tra architettura del convertitore di potenza ed algoritmo di controllo.

Si è quindi passati al progetto dello schematico del convertitore e alle relative simulazioni al calcolatore.

Infine si è progettata la *printed circuit board* per lo schema desiderato mediante software per *computer aided design*.

Introduzione

Per prima cosa è il caso di ricordare l'importanza crescente che attualmente sta assumendo la tecnologia fotovoltaica in ambito di generazione di energia elettrica. Questo progresso poi non riguarda soltanto quelle applicazioni in cui le potenze in gioco siano relativamente alte come nel caso di un impianto fotovoltaico domestico capace di produrre potenze dell'ordine del kW. L'utilizzo del fotovoltaico assume infatti un ruolo sempre più importante anche in tutta una serie di applicazioni di tipo *low power* (potenze che possono variare dal mW a qualche W).

A maggior ragione poi se si pensa che spesso questi ultimi scenari applicativi sono distribuiti in luoghi che nulla hanno a che vedere con l'ambiente domestico raggiunto dalla rete elettrica tradizionale, luoghi in cui la fonte di energia deve essere completamente autonoma. In questi casi un piccolo pannello fotovoltaico può rappresentare una possibilità migliore rispetto all'utilizzo di batterie che comunque necessitano di periodiche sostituzioni e/o cicli di ricarica.

Tuttavia il solo pannello fotovoltaico, senza elettronica di controllo, non rappresenta un efficace metodo per estrarre la massima potenza prodotta dalla radiazione solare in qualsiasi condizione atmosferica e cederla ad un utilizzatore: questo accade per le ragioni che verranno ora illustrate.

Come noto la caratteristica corrente-tensione di una cella fotovoltaica, utilizzando la convenzione del generatore per i versi di V e I, è del tipo mostrato in figura 1.

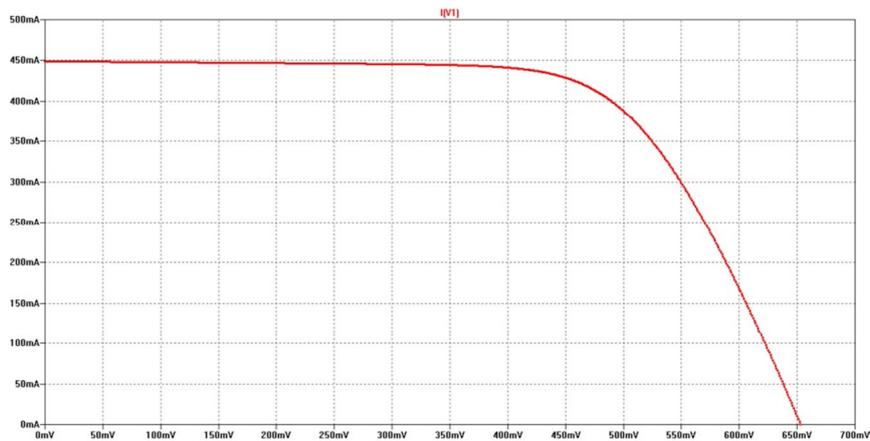


Figura 1: Caratteristica corrente-tensione di una cella fotovoltaica

L'andamento della corrente erogata rispetto alla tensione ai capi della cella è giustificato dal modo in cui è realizzata la cella stessa, trattandosi di fatto di una giunzione p-n di grande area in cui la radiazione luminosa opera una generazione di corrente elettrica: ecco spiegata dunque la caratteristica a “ginocchio” simile a quella di un comune diodo al silicio.

La cella è dunque un generatore di corrente non ideale, ossia non è in grado di fornire una corrente costante a qualunque tensione operativa. Tracciando la curva di potenza rispetto alla tensione operativa si ottiene un andamento del tipo mostrato in figura 2.

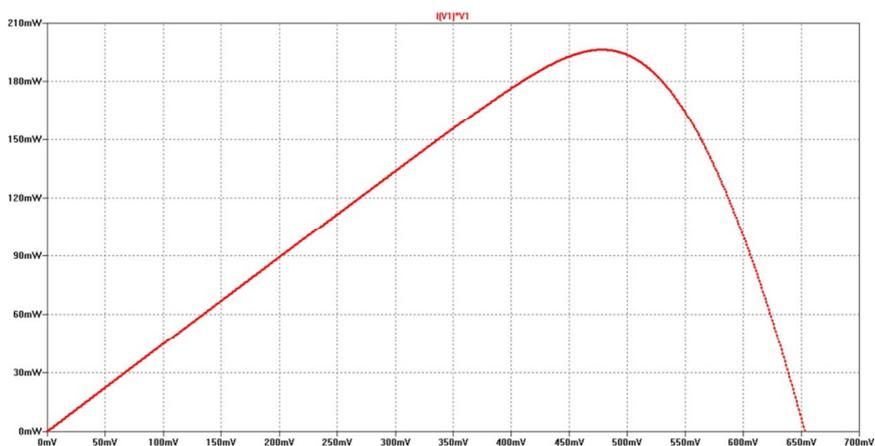


Figura 2: Caratteristica P-V di una cella fotovoltaica

È evidente che la potenza estraibile da una cella fotovoltaica operante ad una determinata condizione di irraggiamento solare e di temperatura presenta un massimo in corrispondenza di una tensione, detta V_{MPP} (*maximum power point voltage*). La corrispondente corrente erogata è detta I_{MPP} (*maximum power point current*).

Il buon senso suggerisce dunque di far operare il pannello fotovoltaico il più vicino possibile al punto di massima potenza: nulla vieta di lavorare a tensione/corrente differente da quella ottima, ma in questo caso non si andrebbe a massimizzare la potenza estratta rispetto a quella realmente disponibile.

Va inoltre detto che il punto di massima potenza, per un determinato pannello fotovoltaico, non si presenta sempre alla medesima tensione: in realtà la radiazione incidente e la temperatura delle celle causano uno spostamento di V_{MPP} . Le figure 3 e 4 danno un'idea di come irraggiamento e temperatura modifichino la distribuzione di potenza erogata.

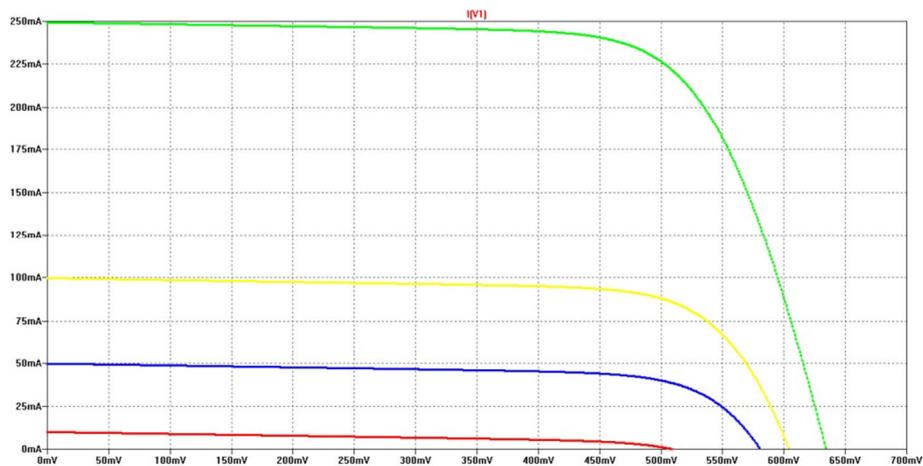


Figura 3: Curva I-V in condizioni di irraggiamento variabile

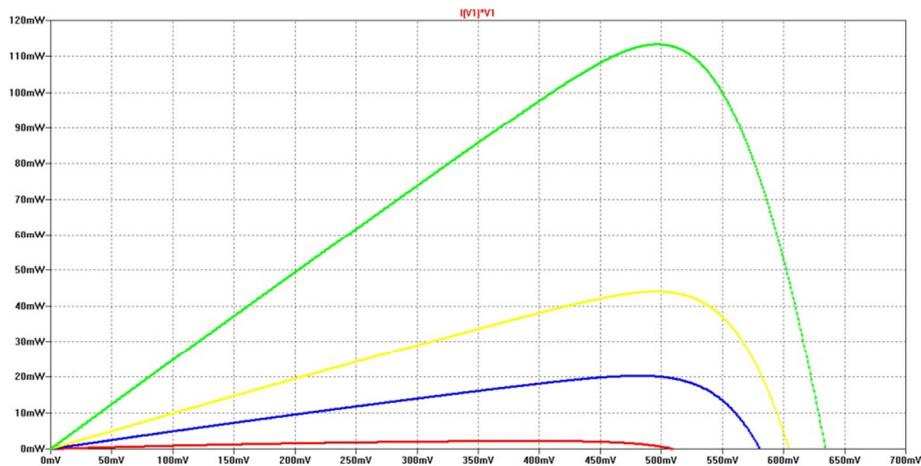


Figura 4: Curva P-V in condizioni di irraggiamento variabile

Ora è chiaro che al variare delle condizioni ambientali si ha uno spostamento del punto di massima potenza: è per queste ragioni opportuno che la tensione ai capi del pannello fotovoltaico non sia mantenuta costante, ma possa variare e seguire la tensione di funzionamento ideale V_{MPP} . Un ragionamento analogo potrebbe essere svolto se si decidesse di utilizzare la corrente come variabile di controllo della cella. L'insieme di regole e di procedure atte a determinare e inseguire il punto operativo ideale viene indicato come *maximum power point tracking algorithm* (MPPT).

Per eseguire tale “inseguimento” è necessario che la sorgente di potenza (ossia il pannello fotovoltaico) abbia una tensione indipendente da quella del carico utilizzatore di potenza. Infatti la tensione del carico sarà imposta dalle sue caratteristiche elettriche, mentre quella del pannello dovrà essere la più prossima possibile a V_{MPP} e modificarsi dinamicamente in base ai cambiamenti delle condizioni di irraggiamento.

È necessaria quindi l'introduzione di uno stadio intermedio tra pannello fotovoltaico e circuito di carico in grado di disaccoppiare in maniera intelligente le due tensioni.

Il presente lavoro di tesi si è occupato proprio del progetto di tale stadio di conversione e di mantenimento del punto di massima potenza.

Scenario

Lo scenario applicativo ipotizzato in questa tesi è quello di un sistema composto da un piccolo pannello fotovoltaico (potenze estratte variabili da qualche decina di mW a qualche centinaia di mW) avente una tensione di lavoro sempre superiore a quella del carico. Questo è rappresentato da un supercondensatore. In questo modo l'intero sistema è in grado di catturare l'energia proveniente dalla radiazione solare tramite il pannello ed immagazzinarla nel supercondensatore. L'utilizzatore vero e proprio andrà poi ad attingere energia proprio ai capi del condensatore, ma questa parte del processo non è oggetto del presente lavoro. Il terzo e più importante elemento dello scenario è proprio il convertitore intermedio di tensione che esegue l'operazione di MPPT.

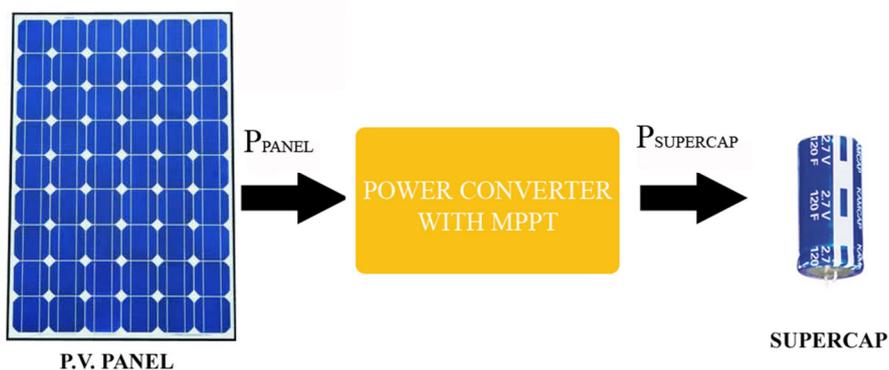


Figura 5: Scenario ipotizzato

Il sistema complessivo è pensato per poter operare in ambiente *outdoor* in condizioni di scarso irraggiamento, o meglio di illuminazione diffusa e non diretta. Infatti non è raro imbattersi in applicazioni in cui il pannello fotovoltaico sia ombreggiato dalla presenza di ostacoli fissi o in movimento. In queste condizioni risulta evidente come una delle caratteristiche più importanti richieste al sistema di conversione sia quella di un bassissimo consumo intrinseco

di potenza, in modo da avere un bilancio utile di potenza anche in casi estremamente sfavorevoli.

I dati del problema sono il pannello fotovoltaico utilizzato ed il *range* di tensioni operative del condensatore d'uscita.

Stanti i suddetti dati, che verranno approfonditi nel corso del primo capitolo, si è progettato lo schema risolutivo del convertitore di tensione come descritto nel secondo e terzo capitolo.

Capitolo 1

Analisi del problema

In questo capitolo si vogliono analizzare i dati del problema, ossia le caratteristiche elettriche del pannello fotovoltaico utilizzato e del supercondensatore applicato all'uscita del convertitore.

1.1 Pannello fotovoltaico

Per quanto riguarda i dati del pannello, in fase di progetto del sistema di conversione si sono utilizzate come riferimento le caratteristiche elettriche ricavate da alcune misurazioni svolte in altro contesto su un modulo in silicio policristallino avente area di 354 cm². Le misurazioni sono state effettuate in ambiente *outdoor* in una giornata di luglio ed hanno portato a due curve corrente-tensione: una ottenuta in condizioni di esposizione solare diretta, l'altra in totale ombreggiamento, come mostrato in figura 1.1.

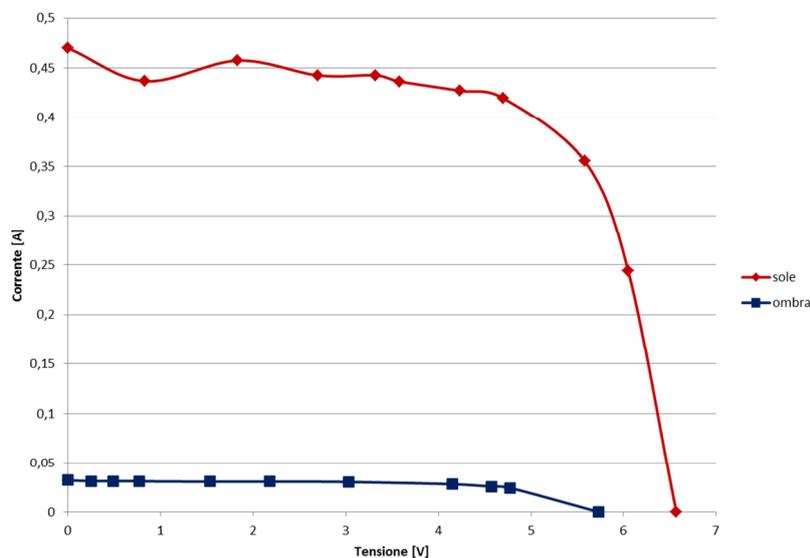


Figura 1.1: Caratteristiche I-V utilizzate come riferimento

Come si può notare, la condizione di totale ombreggiamento abbatte notevolmente la massima potenza prodotta dal pannello fotovoltaico, la quale può arrivare a circa un 5% rispetto al caso di illuminazione diretta. È chiaro dunque che, se utilizzato in tali condizioni operative, il sistema di conversione deve più che mai presentare caratteristiche di elevata efficienza energetica.

I dati riassunti in figura 1.1 rappresentano il punto di partenza per il presente lavoro: infatti durante la fase di progetto e simulazione del circuito che verrà descritta al capitolo 2 si è utilizzato al calcolatore un modello circuitale equivalente in grado di riprodurre le due condizioni di irraggiamento citate. In particolare le due curve verranno in seguito identificate per mezzo della tensione di circuito aperto (V_{OC}) e della corrente di corto-circuito (I_{SC}) del pannello fotovoltaico, che vengono ora riportate in figura 1.2.

	Voc [V]	Isc [mA]
SOLE	6.57	450
OMBRA	5.73	31

Figura 1.2: Tensione di circuito aperto e corrente di corto-circuito del pannello di riferimento

Pur non conoscendo le caratteristiche costruttive del pannello, si può ragionevolmente ipotizzare che esso sia composto dall'unione in serie di dieci celle elementari: infatti se ogni cella in silicio policristallino ha normalmente una tensione a circuito aperto di circa 0.7 V in condizioni di prova standard (ossia irraggiamento $S=1000W/m^2$ e temperatura $T_C=25^\circ C$) pare lecito pensare che in caso di esposizione al sole diretto nel mese di luglio questa tensione possa scendere a circa 0.65 V per cella, giustificando i 6.57 V totali del pannello. Infatti la tensione di circuito aperto dipende in maniera logaritmica dall'irraggiamento che, all'orario e nella zona di misura, presenta un valore di $464W/m^2$. Inoltre anche l'aumento di temperatura comporta un calo di V_{OC} . Ognuna delle dieci celle avrà dunque un'area stimata di circa $35.4cm^2$. Anche questi dati sul numero e sull'area delle celle sono stati considerati in fase di sviluppo di un modello equivalente del pannello fotovoltaico.

1.2 Supercondensatore

Nella descrizione dello scenario si è detto di come si sia voluto utilizzare un supercondensatore per poter conservare l'energia elettrica raccolta dal pannello. Si tratta, come suggerisce il nome, di condensatori di elevata capacità: quello considerato presenta una capacità di ben 82F nelle dimensioni di qualche centimetro. Tuttavia si paga un piccolo pegno in quanto le tensioni massime di lavoro sono limitate a valori piuttosto bassi, come ad esempio i 2.7V del dispositivo considerato.

La scelta di utilizzare un supercondensatore comporta numerosi vantaggi rispetto all'utilizzo di batterie ricaricabili. Il primo è senza dubbio la minore usura che subiscono i supercondensatori rispetto alle batterie tradizionali, le quali, dopo molti cicli di carica e scarica, debbono essere sostituite poiché perdono capacità energetica. Una soluzione che prevede l'uso di supercondensatori presenta quindi costi di manutenzione praticamente trascurabili rispetto al caso di batterie.

Altro importante vantaggio è che una batteria, per essere mantenuta in buono stato, deve presentare una tensione che si discosti di poco dal suo valore nominale: se la tensione scende troppo per motivi di autoscarica, facilmente si avrà un deterioramento delle prestazioni della batteria stessa. Viceversa, un supercondensatore è in grado di immagazzinare energia in tutto il *range* di tensioni da zero fino alla tensione massima.

Questa è in effetti la più importante osservazione ai fini del progetto svolto per la ragione che si dirà ora. Si è visto in figura 1.2 come il pannello fotovoltaico considerato abbia in condizioni di ombreggiamento una tensione massima di 5.73 V. Tuttavia le misurazioni sono state eseguite nel mese di luglio, quando l'irraggiamento presenta valori comunque accettabili. In inverno la situazione crolla drammaticamente con potenze irradianti che si riducono ad un quarto, portando la tensione di pannello a valori piuttosto bassi. Ciò non rappresenta alcun problema proprio perché il supercondensatore, a differenza delle batterie ricaricabili, è in grado in linea di principio di raccogliere energia utile anche a partire da tensioni prossime allo zero.

L'ipotesi considerata per lo sviluppo del progetto prevede comunque che la tensione fornita dal pannello sia sempre superiore a quella presente ai capi del supercondensatore. Come visto infatti il pannello fornisce tensioni nominali di circa 6.5V che diminuiscono in condizioni di scarso irraggiamento (ombreggiamento oppure condizioni invernali) rimanendo tuttavia sempre confinate a valori superiori a 4V, quindi maggiori della tensione massima del supercondensatore (2.7V).

Qualora ciò non fosse verificato il sistema sarà capace dapprima di autolimitarsi ed in seguito di disattivarsi, non essendoci abbastanza energia da catturare.

Capitolo 2

Soluzione al problema: progetto dello schematico e simulazioni

In questo capitolo viene descritta la fase di progettazione dello schematico, dalla scelta dell'architettura, alla realizzazione tramite il software LTspice IV di Linear Technology, fino alle simulazioni eseguite che hanno portato alla graduale ottimizzazione dello schema stesso.

2.1 Architettura proposta

2.1.1 Algoritmo di MPPT adottato

Come primo punto è il caso di fornire qualche delucidazione sul metodo che si è deciso di utilizzare per individuare e mantenere il punto di massima potenza durante il funzionamento del pannello fotovoltaico in caso di condizioni ambientali variabili come quelle che possono presentarsi nell'arco di una intera giornata.

La letteratura esistente è ricca di algoritmi di *maximum power point tracking* per applicazioni fotovoltaiche: i vari metodi sono differenti per grado di accuratezza, di affidabilità, di stabilità, di difficoltà implementativa. In particolare alcuni di essi possono essere implementati in forma completamente analogica, mentre altri richiedono unità di calcolo per la ricerca del massimo della curva potenza-tensione di un pannello fotovoltaico esposto ad irraggiamento solare variabile. Una esauriente descrizione dei principali metodi è fornita in [1] e viene discussa brevemente anche in Appendice A.

In questa sezione ci si limiterà alla descrizione del solo metodo utilizzato: questo prende il nome di algoritmo *fractional open circuit voltage*, spesso indicato con l'acronimo FOCV.

Il metodo FOCV si basa su dati empirici: misure sperimentali eseguite su pannelli fotovoltaici hanno infatti dimostrato l'esistenza di una

relazione approssimativamente lineare tra la tensione V_{MPP} del pannello nel punto di massima potenza e la tensione V_{OC} in condizioni di circuito aperto.

Si potrebbe riassumere quanto detto in una semplice formula:

$$V_{MPP} = K_{FOC} * V_{OC}$$

in cui K_{FOC} è un coefficiente adimensionale, ovviamente inferiore all'unità. Il valore di K_{FOC} dipende in realtà dal particolare modulo fotovoltaico utilizzato, ma per avere una prima idea si può assumere compreso nell'intervallo 0.71÷0.78. Si vedrà poi in seguito come l'azione su questo parametro sia uno dei passi per ottimizzare il funzionamento del circuito realizzato.

Dunque, riassumendo, si è detto che questo metodo consente di ottenere una stima della tensione ottimale semplicemente come una frazione di quella misurata ai capi del modulo in condizioni di circuito aperto, di corrente nulla (ecco spiegata la denominazione inglese *fractional open circuit voltage*). Si tratta tuttavia di una approssimazione in quanto il coefficiente K_{FOC} subisce in realtà delle lievi modificazioni al variare dell'irraggiamento solare incidente il modulo fotovoltaico.

Si consideri ad esempio il caso esaminato in [2], in cui si sono eseguite delle misure su un pannello commerciale esposto a diverse condizioni di illuminazione: gli autori, per ogni livello di irraggiamento S , hanno ottenuto sia la tensione di massima potenza V_{MPP} (evidentemente da una caratterizzazione I-V e successivamente P-V) sia la tensione V_{OC} di circuito aperto, potendo in tal modo calcolare il coefficiente di proporzionalità K_{FOC} . Come mostrato nella tabella riportata di seguito (tratta direttamente da [2]), il parametro in questione subisce delle variazioni di qualche punto percentuale.

S (W/m ²)	V_{MPP} (V)	V_{oc} (V)	K_{FOC}
20	2.29	3.23	0.71
40	2.69	3.58	0.75
60	2.92	3.76	0.78
80	3.08	3.98	0.77
100	3.12	4.01	0.78
200	3.17	4.10	0.78
400	3.19	4.16	0.77
600	3.24	4.21	0.76
800	3.27	4.26	0.77
1000 (STC)	3.29	4.29	0.78

Figura 2.1: Relazione tra tensione a vuoto e tensione di massima potenza

Ciò significa che utilizzando questo algoritmo di MPPT il sistema andrà ad operare in un punto prossimo a quello ottimo, ma mai esattamente alla massima potenza possibile.

Perché allora adottare questo algoritmo all'apparenza così approssimativo? Il motivo risiede nel fatto che a fronte di piccoli errori percentuali di potenza estratta rispetto alla massima disponibile, si ha un notevole vantaggio in termini di semplicità implementativa dell'algoritmo. A grandi linee, il funzionamento del sistema comprenderà semplicemente l'acquisizione della tensione di circuito aperto ed il successivo mantenimento della tensione di lavoro del pannello in un piccolo intorno della tensione V_{MPP} "calcolata". Poi si ripeterà la procedura con una certa periodicità temporale che potrà essere scelta in base alla rapidità con cui variano le condizioni di irraggiamento.

Si faccia un attimo di attenzione a quell'uso del termine "calcolata" qualche riga sopra: in effetti la tensione V_{MPP} può essere ottenuta anche senza l'utilizzo di componenti digitali in grado di eseguire calcoli. Senza voler troppo anticipare quello che sarà spiegato più avanti si può dire che per ottenere una frazione di tensione è sufficiente anche un semplicissimo partitore resistivo in cui il rapporto tra i due resistori sia scelto in maniera da avere una tensione d'uscita che sia K_{FOC} volte quella di ingresso.

Ecco dunque il principale vantaggio di questa tecnica: la straordinaria semplicità implementativa che consente una realizzazione completamente analogica del sistema. Altre tecniche presentano invece la necessità di apparati di calcolo digitali che presentano dei consumi di potenza relativamente elevati in fase di conversione

analogico-digitale dei segnali. Senza dubbio codeste tecniche trovano vasto impiego per la loro precisione, ma sono utilizzate maggiormente in quei casi in cui le potenze estratte sono dell'ordine del W o più, e in cui un consumo di qualche decina di mW da parte dell'elettronica di controllo non ha molta influenza sul bilancio complessivo. Viceversa, nello scenario ipotizzato in cui le potenze estratte possono partire anche da qualche mW è il caso di limitare il più possibile i consumi intrinseci del convertitore di potenza.

2.1.2 Tipologia di convertitore adottato

Altro punto cruciale in fase di progetto è la scelta della tipologia di convertitore di tensione da applicare tra ingresso ed uscita del sistema per eseguire quel disaccoppiamento di tensione utile alla massimizzazione della potenza estratta.

Considerati i dati del problema illustrati nel corso del primo capitolo - in particolare la relazione tra le tensioni che vede ipotizzato un funzionamento in cui la tensione fornita dal pannello fotovoltaico sia maggiore di quella ai capi del supercondensatore d'uscita - si è deciso di implementare lo stadio mediante un convertitore di tipo *buck*, riduttore di tensione.

Si può ora fornire (figura 2.2) una prima visione intuitiva del sistema senza la pretesa di scendere troppo nei dettagli, che verranno invece analizzati al capitolo 2.2.

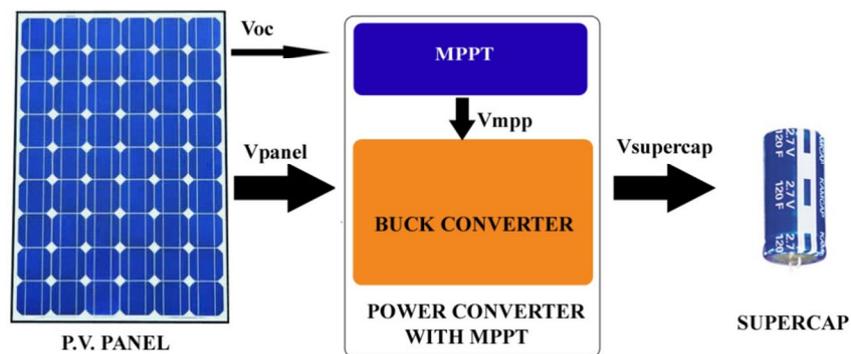


Figura 2.2: Rappresentazione “a blocchi” del sistema

In questa semplice rappresentazione a blocchi si è evidenziato come il blocco relativo alla parte di *maximum power point tracking*, prelevando la tensione di circuito aperto del pannello, vada ad agire sul dispositivo *buck* in modo da mantenere ai capi del pannello la corretta tensione V_{MPP} .

Si vedrà ora come possa esistere tale integrazione dei due blocchi.

2.2 Realizzazione dello schematico: funzionamento generale

Ora si vedrà in dettaglio come si è realizzato l'intero schematico del sistema, con particolare attenzione al funzionamento delle varie parti. Per il progetto è stato utilizzato il software gratuito LTspice IV di Linear Technology che permette un rapido sviluppo dello schematico e mette a disposizione dell'utente svariati tipi di simulazione: nel caso esaminato si è utilizzata esclusivamente un'analisi in transitorio.

2.2.1 *Buck converter*

Pare il caso di cominciare considerando il convertitore *buck*. Come accennato questo blocco è connesso tra il pannello fotovoltaico sorgente di potenza ed il supercondensatore utilizzato come riserva di energia, allo scopo di mantenere la corretta tensione ai capi del modulo fotovoltaico. La struttura utilizzata è quella più comune per questa tipologia di convertitore, ma con l'aggiunta di due MOSFET, indicati nello schema come M_2 e M_3 . È inoltre previsto un condensatore in ingresso, chiamato C_1 .

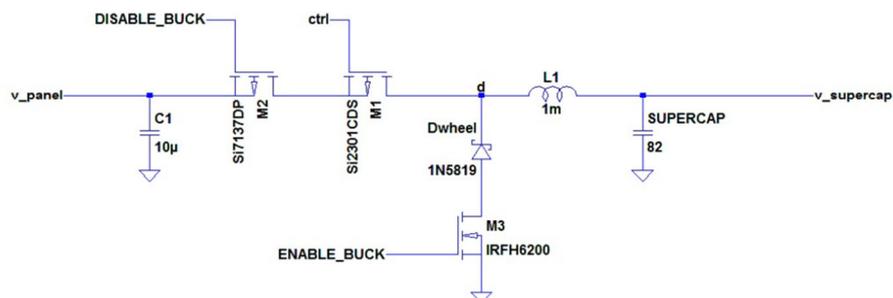


Figura 2.3: Struttura del *buck converter* utilizzato

Come sempre accade per questi convertitori di tipo *switching*, i transistori operano in regione triodo, ossia vengono utilizzati come interruttori statici. Anche i due MOSFET M_2 e M_3 hanno questo utilizzo: essi si comportano come interruttori chiusi durante tutto il

tempo ad eccezione degli istanti in cui si debba avere il pannello operante a circuito aperto per poter ottenere la tensione V_{OC} .

È noto che il convertitore *buck* viene solitamente utilizzato per avere una tensione d'uscita variabile a partire da una tensione d'ingresso costante: per eseguire tale operazione il MOSFET principale viene acceso e spento periodicamente (con conseguente interdizione e conduzione del diodo) regolando il flusso di potenza attraverso l'induttore ed il carico.

Nel caso in esame l'utilizzo del convertitore è totalmente differente, poiché non si ha una tensione costante di ingresso da cui voler ottenere una tensione d'uscita regolata a piacere, bensì una tensione di ingresso da dover mantenere in un certo *range* (quello più prossimo al valore V_{MPP}).

In questo tipo di funzionamento un ruolo chiave è svolto dalla capacità di ingresso. Come è possibile forzare una certa tensione ai capi del pannello fotovoltaico, ossia ai capi di C_1 ? È intuitivo che in condizioni di illuminazione il pannello sarà in grado di fornire una certa potenza (chiamata P_{PANEL}); il convertitore *buck* si comporterà come una valvola in grado di far fluire più o meno potenza verso il supercondensatore d'uscita (P_{OUT}). Se si considera la non idealità del convertitore, data dalle dissipazioni nei componenti, la potenza assorbita all'ingresso del *buck* sarà data da P_{OUT}/η (dove $\eta < 1$ rappresenta appunto l'efficienza del convertitore).

Ora è possibile esprimere la potenza che transita verso C_1 come:

$$P_{C1} = P_{PANEL} - \frac{P_{OUT}}{\eta}.$$

In figura 2.4 è data una visione grafica di tale bilancio di potenze.

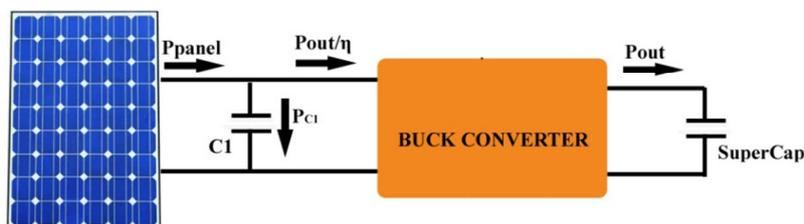


Figura 2.4: Flussi di potenza nello stadio di conversione

Pertanto in base all'intensità del termine P_{OUT}/η rispetto alla potenza erogata dal pannello vi sarà un maggiore o minore flusso di potenza verso il condensatore d'ingresso C_1 con conseguente innalzamento o abbassamento della tensione ai suoi capi (tensione che è di fatto la medesima del modulo fotovoltaico).

Ecco spiegato dunque il principio di funzionamento: la parte di controllo del sistema (quel blocco di MPPT che verrà analizzato in seguito) andrà ad agire sulla percentuale di tempo in cui il MOSFET principale del *buck converter* si trova in stato di conduzione o interdizione, andando di conseguenza a regolare il flusso di potenza verso il supercondensatore ed in ultima istanza la tensione di ingresso.

Si torni un istante a considerare i due MOSFET M_2 e M_3 a cui si è già accennato in precedenza: in linea con l'algoritmo di MPPT scelto e la conseguente necessità di periodiche misurazioni della tensione a circuito aperto del pannello, questi due MOSFET hanno proprio il compito di scollegare il convertitore, lasciando che la capacità di ingresso C_1 venga caricata alla tensione V_{OC} , la quale verrà poi utilizzata dalla parte circuitale di controllo per ottenere la tensione ottimale di lavoro V_{MPP} .

Va detto che in realtà anche quando il convertitore è scollegato dal pannello, vi è un assorbimento di corrente da parte dell'elettronica di controllo, ma questo può essere trascurato utilizzando componenti dai consumi estremamente ridotti, oppure si può andare a compensare questo non perfetto funzionamento a vuoto aumentando leggermente il coefficiente K_{FOC} di cui si è detto al capitolo 2.1.

2.2.2 *Maximum power point tracker*

Si passerà ora ad analizzare il funzionamento di quello che può essere considerato il cuore di tutto il sistema: la parte di controllo, l'implementazione dell'algoritmo di MPPT. Si tratta di una parte di circuito piuttosto articolata, che può essere suddivisa per comodità in vari sottosistemi più piccoli e semplici.

Una parte essenziale è costituita da un circuito di *sample and hold*, ossia di campionamento e mantenimento di una tensione. Le ragioni della sua esistenza sono presto spiegate.

Si è detto che il principio di funzionamento si basa sulla periodica acquisizione della tensione di circuito aperto del pannello e sul successivo mantenimento della tensione V_{MPP} ad opera del *buck converter*: dunque se si dispone di un circuito di tipo *sample and hold* risulta agevole “catturare” la tensione ottima da utilizzare poi come riferimento.

Verrà ora proposto lo schema di questa parte del sistema.

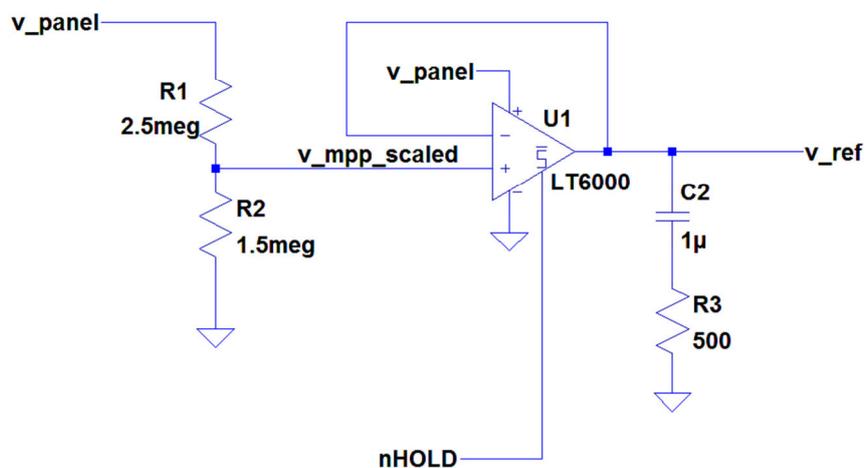


Figura 2.5: Circuito di *sample and hold*

Il circuito ruota evidentemente attorno ad un amplificatore operazionale (U_1) utilizzato in configurazione di inseguitore di tensione e alla capacità di *hold* C_2 . L'operazionale scelto ha la particolarità di presentare, oltre ai classici terminali di ingresso ed uscita, anche un quarto terminale (identificato con S^*) in grado di porre in alta impedenza l'uscita: quando il segnale nHOLD si trova a livello logico alto l'amplificatore operazionale lavora a guadagno unitario e applica al nodo v_{ref} la stessa tensione che si ha all'uscita del partitore R_1 - R_2 . Quando invece il segnale nHOLD è portato a livello logico basso l'operazionale scollega la propria uscita che in questo modo rimane agganciata alla tensione precedentemente imposta, salvo per i fenomeni di scarica della capacità di *hold*, che dovranno essere limitati il più possibile.

Il resistore R_3 , che in linea di principio non ha alcuna partecipazione attiva al funzionamento, è inserito per ragioni di stabilità che dipendono dal particolare amplificatore operazionale scelto.

Dunque il circuito appena visto ha il compito di rilevare e memorizzare una tensione: di che tensione si tratta? Tramite il partitore R_1 - R_2 viene applicata all'ingresso del *sample and hold* una versione opportunamente scalata della tensione di pannello v_{panel} . È abbastanza ovvio innanzi tutto che i resistori debbano avere un valore piuttosto elevato in modo da non comportare un eccessivo assorbimento di corrente. Per quanto riguarda poi il rapporto di partizione dal pannello fotovoltaico, esso è stato scelto in modo che, quando si interdicono i MOSFET M_2 e M_3 del *buck* ed il pannello va ad operare in un funzionamento a vuoto, la tensione $v_{p_mpp_scaled}$ equivalga a metà della tensione ottima $V_{MPP} = K_{FOC} * V_{OC}$. Se ad esempio si è scelto $K_{FOC}=0.75$ si avrà per R_2 un valore di $0.5*0.75=0.375$ volte quello totale del partitore R_1 - R_2 .

Si comincia ad intuire intanto che vi sarà una parte di controllo avente il compito di coordinare le operazioni di interdizione di M_2 ed M_3 (per favorire la condizione di circuito aperto) con quelle di campionamento e mantenimento da parte di U_1 e C_2 .

Riassumendo quanto visto finora, si ha da una parte un convertitore *buck* col compito di mantenere al proprio ingresso una tensione prossima a V_{MPP} , e dall'altra un circuito di *sample and hold* in grado di dettare proprio la giusta tensione V_{MPP} (in realtà una versione dimezzata di essa).

Per capire come poter far cooperare le due parti appena descritte è necessario fare un piccolo passo indietro e ricordare un istante che (durante il normale funzionamento con M_2 ed M_3 attivi) il *buck* è in grado di abbassare la tensione di ingresso quando è in conduzione il MOSFET principale M_1 ; viceversa può far innalzare la tensione v_{panel} quando si ha l'interdizione di M_1 . Questo accade per quel bilancio di potenze di cui si è detto al capitolo 2.1.

Risulta evidente dunque che il controllo della tensione del pannello passi attraverso quello del MOSFET M_1 e di ciò si occupa la parte di circuito che verrà ora esplicitata: questa è formata dal circuito integrato U_2 e dalla rete di resistori evidenziati in figura 2.6

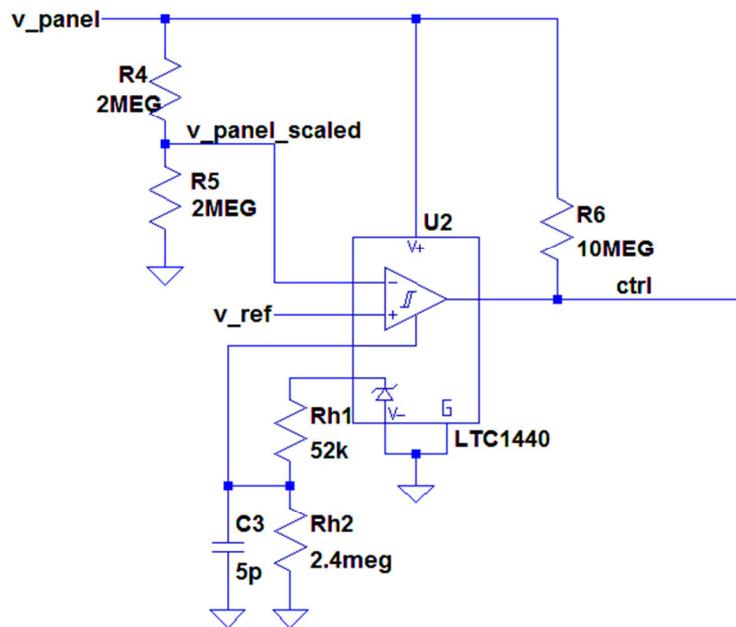


Figura 2.6: Circuito comparatore ad isteresi

Questa architettura è descritta anche in [1]. In sostanza il circuito integrato U_2 è progettato per realizzare comparatori con isteresi semplicemente aggiungendo un paio di resistori esterni (R_{h1} ed R_{h2} nel caso in esame) il cui valore determina l'ampiezza della banda di isteresi. Presenta due ingressi (uno invertente ed uno non invertente) ed una uscita che viene utilizzata in questo caso in forma digitale avendo valore alto quando l'ingresso + supera di un certo margine quello -, valore basso in caso contrario. Comincia pertanto a prendere corpo l'idea di collegare i due ingressi alle due tensioni che si vogliono mantenere circa uguali (ossia la tensione di uscita del *sample and hold* e la tensione del pannello) e l'uscita direttamente al gate del MOSFET M_1 del *buck converter*. In realtà poi tramite il partitore R_4 -

R_5 la tensione del pannello è dimezzata poiché, come si ricorderà, anche la tensione ottima V_{MPP} era stata scalata di un fattore 2 dalla circuiteria del *sample and hold*.

Ricordando un attimo lo scopo di questo blocco, ossia mantenere la tensione v_{panel_scaled} il più vicino possibile a v_{ref} , si comprende per quale ragione si sia collegato il primo nodo all'ingresso invertente ed il secondo a quello non invertente: se la tensione del pannello scalata (v_{panel_scaled}) è più elevata di quella ottima (v_{ref}) significa che si dovrà andare ad attivare il pMOS M_1 , ponendo a livello basso il suo gate, ovvero l'uscita del comparatore. In questo modo si avrà una scarica della capacità di ingresso C_1 e un conseguente calo della tensione del pannello. Viceversa, quando il pannello avrà una tensione più bassa di quella ottima, l'uscita del comparatore (segnale ctrl) avrà livello logico alto andando ad interdire il pMOS M_1 : in tal modo la potenza fornita dal pannello andrà a caricare C_1 , aumentandone la tensione.

Dunque, durante il funzionamento, la tensione ai capi della capacità C_1 varierà in continuazione aumentando e diminuendo attorno al valore di tensione ottima $V_{MPP} = K_{FOC} * V_{OC}$. Di conseguenza la potenza estratta dal modulo fotovoltaico oscillerà attorno alla massima possibile. La durata dei transitori di carica e scarica della capacità dipenderà dalla potenza erogata dal pannello fotovoltaico e dal valore dell'induttore L_1 del *buck*, nonché del supercondensatore d'uscita, essendo quindi difficilmente predicibile.

Prima di proseguire nel progetto del circuito è il caso di riportare intanto la parte di schema analizzata finora, ossia la rete formata dal *buck converter* (corredato del supercondensatore d'uscita), dal circuito di *sample and hold* e dal comparatore ad isteresi. Questa prima parte rappresenta la vera "intelligenza" del circuito ed è visualizzata in figura 2.7.

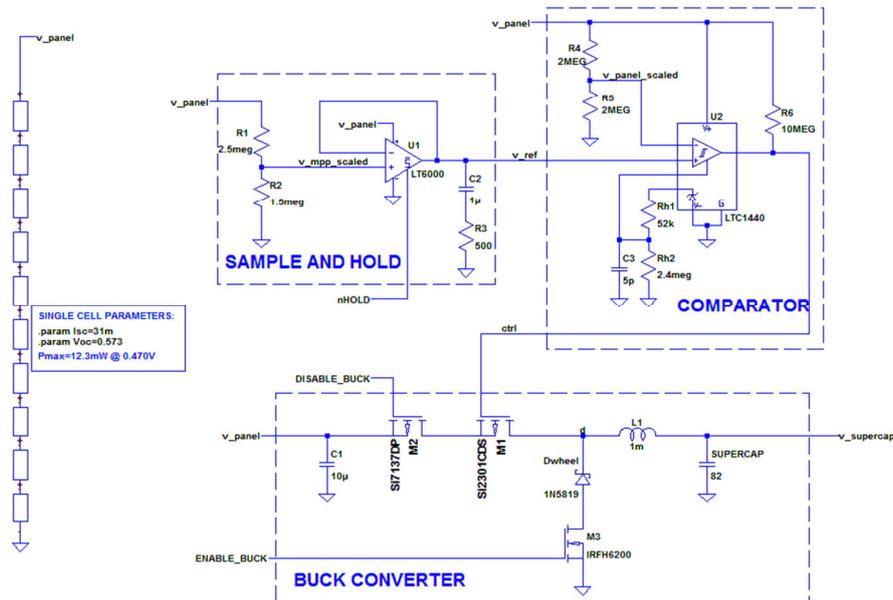


Figura 2.7: Buck converter e maximum power point tracker

In figura 2.7, nella parte di sinistra è inoltre rappresentato il pannello fotovoltaico utilizzato per la simulazione: esso è immaginato come composto da dieci singole celle collegate in serie, le cui caratteristiche principali (ossia tensione di circuito aperto V_{OC} e corrente di cortocircuito I_{SC}) sono definite da quelli che sono indicati come *single cell parameters*. Per un approfondimento su come sia composto il circuito equivalente di una singola cella fotovoltaica e per comprendere a cosa servano tali definizioni si veda Appendice B. In questa sezione ci si limita a sapere che ognuno di quei circuiti equivalenti è in grado di generare una caratteristica I-V del tipo mostrato in figura 2.8.

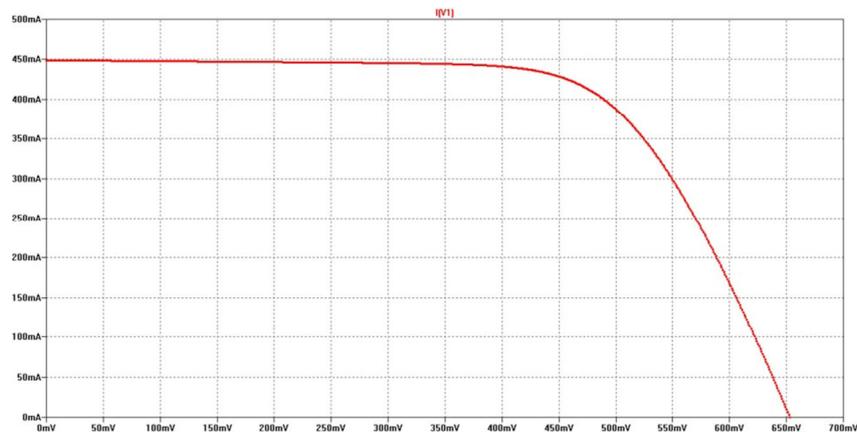


Figura 2.8: Caratteristica I-V di una cella fotovoltaica

Del circuito mostrato in figura 2.7 resta da comprendere in che modo siano gestiti i segnali di controllo: nHOLD si è detto debba stare a livello logico alto nel momento in cui si vuole campionare la tensione di circuito aperto del pannello, avendo quindi M_2 (pMOSFET) ed M_3 (nMOSFET) interdetti, condizione realizzata con DISABLE_BUCK a livello logico alto ed ENABLE_BUCK a livello logico basso.

La fase in cui invece il pannello lavora attorno alla tensione di massima potenza è quella per cui nHOLD è a livello basso, così come DISABLE_BUCK, mentre ENABLE_BUCK si trova a livello alto per attivare M_3 .

La gestione dei tre segnali appena evidenziati è eseguita dalla restante parte di circuito che verrà analizzata da qui alla fine del capitolo 2.2.

Tutto quello che serve per regolare e sincronizzare i tre segnali è un semplice circuito di temporizzazione in grado di generare delle semplici onde rettangolari. A tal fine si è scelto di utilizzare un microcontrollore programmabile: tramite poche righe di codice infatti è possibile far generare al microcontrollore le forme d'onda desiderate impostando a proprio piacere con relativa facilità sia il periodo che il *duty cycle*. È ovvio che la periodicità con cui si va ad eseguire il campionamento della tensione di circuito aperto sia in qualche modo legata da una parte alla rapidità con cui variano le condizioni di irraggiamento, dall'altra alla capacità del condensatore C_2 di

mantenere intatta la tensione durante la fase *hold*: se ad esempio le condizioni ambientali sono in genere piuttosto stazionarie si può adottare un periodo di campionamento più ampio, ma senza esagerare in modo da non soffrire troppo dei fenomeni di scarica di C_2 e perdita dell'informazione sulla tensione da mantenere ai capi del pannello.

Il vantaggio di adottare microcontrollori piuttosto che circuiti astabili tradizionali risiede nel fatto che ormai i primi hanno raggiunto consumi di potenza dell'ordine del μW (come nel caso della serie MSP430 prodotta da Texas Instruments), e nella maggior flessibilità in quanto con piccole modifiche al codice è possibile modificare le forme d'onda e le politiche di aggiornamento.

In sede di progetto dello schematico su LTspice si è data una semplicissima rappresentazione elettrica alle porte del microcontrollore tramite generatori di tensione che realizzassero le onde rettangolari desiderate. Di fatto i segnali da realizzare sono soltanto due, in quanto ENABLE_BUCK e DISABLE_BUCK non sono che l'uno la negazione logica dell'altro ed è quindi sufficiente generare uno dei due. Ovviamente se si pensa al funzionamento del circuito si intuisce che la prima operazione da svolgere è il “distacco” del *buck* (abbassamento del segnale ENABLE_BUCK) per ottenere un funzionamento a vuoto del pannello; successivamente si potrà campionare la tensione $v_{\text{mpp_scaled}}$ (innalzamento del segnale nHOLD) e, dopo il transitorio di carica di C_2 , si potrà passare in modalità *hold* di tale tensione (abbassamento di nHOLD); infine si potrà finalmente attivare il convertitore *buck* (innalzamento di ENABLE_BUCK ed abbassamento di DISABLE_BUCK) il quale inizierà la propria fase di *switching* attorno alla tensione V_{MPP} .

Tutte le operazioni saranno poi ripetute con la periodicità di cui si è detto alla pagina precedente, in modo da adattarsi alle condizioni ambientali variabili eseguendo un vero e proprio *tracking* della tensione di massima potenza.

In figura 2.9 e 2.10 vengono date rispettivamente la visione delle forme d'onda desiderate e dello schema elettrico rappresentativo del microcontrollore scelto. In rosso è evidenziato il segnale ENABLE_BUCK, in blu quello di nHOLD.

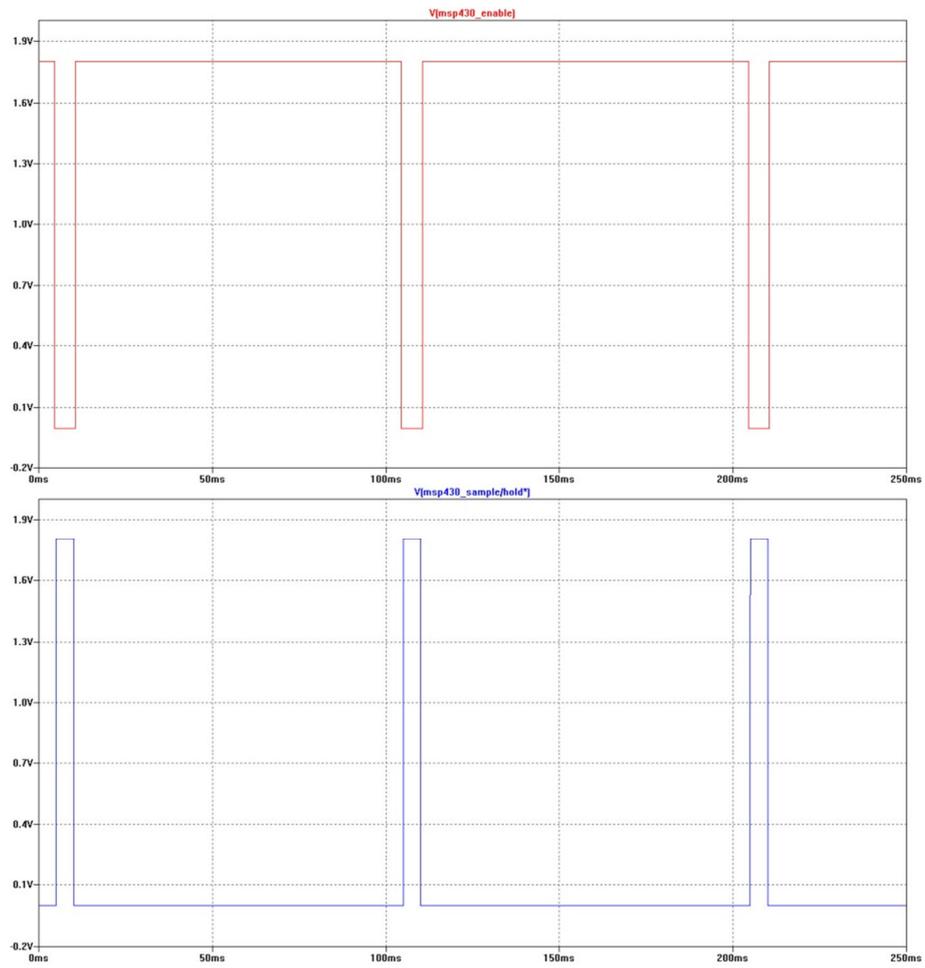


Figura 2.9: Forme d'onda generate dal microcontrollore

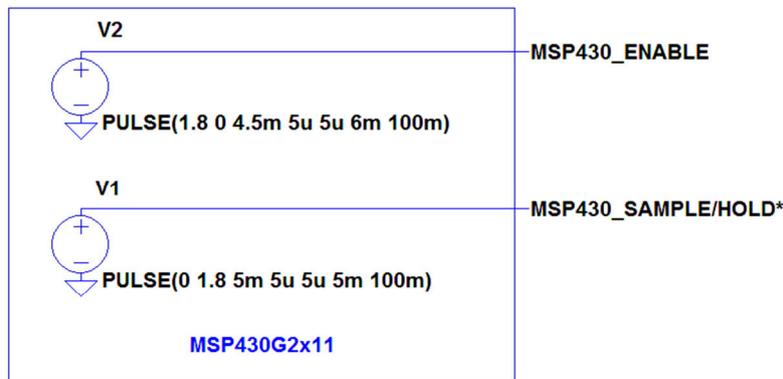


Figura 2.10: Equivalente elettrico utilizzato in LTspice per emulare il comportamento del microcontrollore

Come si sarà sicuramente notato dalle due precedenti figure i segnali generati presentano un livello logico alto non compatibile con quello dei dispositivi da controllare, ossia l'amplificatore operazionale U_1 ed i MOSFET M_2 e M_3 . Infatti questi dispositivi vengono alimentati direttamente dalla tensione di pannello v_{panel} la quale, per quanto ipotizzata in sede di analisi dei dati al Capitolo 1, ha sempre valori superiori ai 2 V.

I segnali generati dal microcontrollore hanno invece un livello logico alto in corrispondenza di 1.8 V, per motivi realizzativi del dispositivo stesso.

Questa osservazione giustifica l'esistenza di quella che è l'ultima parte di circuito per quanto riguarda lo schematico realizzato in LTspice: si tratta della rete di adattamento dei livelli logici che verrà ora analizzata. Essa è composta da un doppio invertitore e da un dispositivo di tipo DCVSL (*differential cascode voltage switch logic*).

Il doppio invertitore riportato in figura 2.11 ha il compito di adattare il segnale MSP430_SAMPLE/HOLD* proveniente dal microcontrollore al segnale nHOLD richiesto dall'operazionale U_1 per eseguire l'operazione di *sample and hold* della tensione ottima.

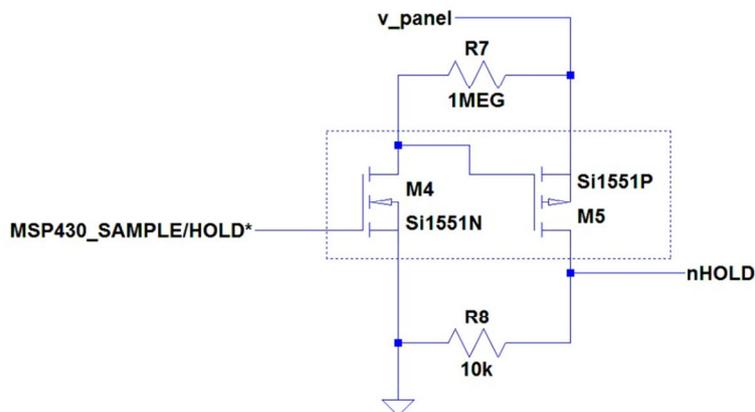


Figura 2.11: Doppio invertitore logico

Si può notare come il pMOSFET M_5 che alimenta l'uscita sia collegato alla tensione di pannello v_{panel} , garantendo così l'adeguato livello di tensione per il comando di U_1 pur utilizzando ingressi gestiti a 1.8V.

In figura 2.12 è riportato invece il dispositivo DCVSL avente il compito di interfacciare il microcontrollore ai due MOSFET M_2 e M_3 : si ricorda che questa parte di circuito ha il compito di controllare l'abilitazione del *buck converter*.

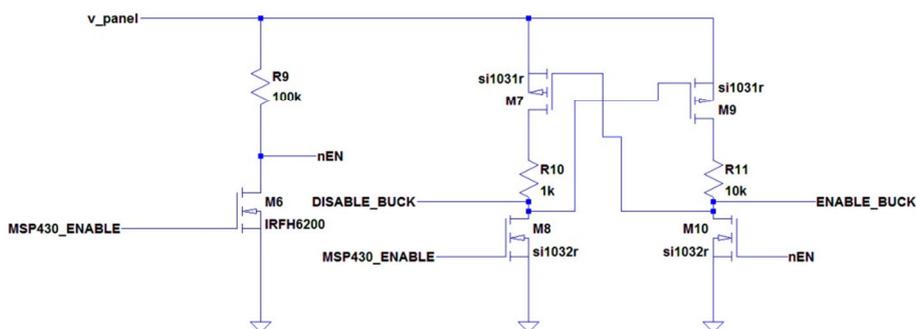


Figura 2.12: *Differential cascode voltage switch logic* (DCVSL) utilizzato per adattare i livelli logici

In questo caso è stato preferito questo dispositivo ad un semplice invertitore logico, poiché dovendo comandare due MOSFET si garantisce un minor consumo di potenza in quanto grazie al DCVSL i *gate* si troveranno sempre a potenziale nullo oppure alla tensione v_{panel} , e mai a potenziali intermedi che porterebbero entrambi i MOSFET a canale n e a canale p ad essere accesi contemporaneamente, causando elevati consumi di corrente.

Il circuito progettato in LTspice è stato così interamente analizzato in ogni suo sotto-sistema. Riassumendo brevemente, il sistema è suddiviso in due blocchi funzionali principale: il *buck converter* ed il *maximum power point tracker*. Quest'ultimo si compone in realtà di numerosi sistemi di livello inferiore: il circuito di *sample and hold*, il comparatore ad isteresi, il microcontrollore, infine il doppio invertitore ed il DCVSL per l'adattamento dei livelli logici. Lo schema complessivo è riportato in figura 2.13 alla pagina seguente.

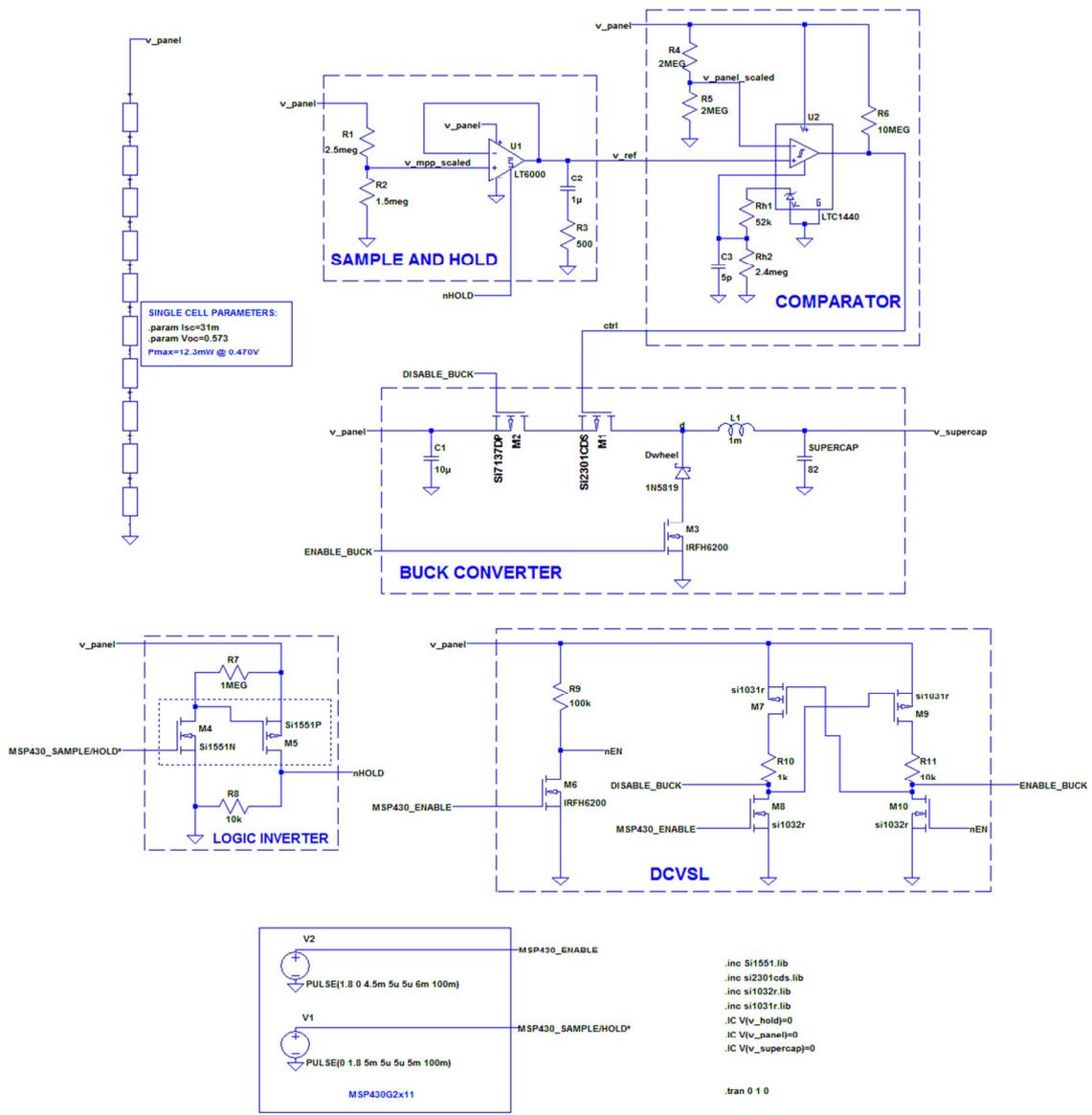


Figura 2.13: Schematico completo del circuito sviluppato in LTSpice

2.3 Realizzazione dello schematico: scelta dei componenti

In questa sezione verranno evidenziate le caratteristiche richieste ad alcuni dei componenti maggiormente critici del sistema. Si tratta di una sezione che fa dunque da ponte tra la progettazione teorica del circuito descritta in 2.2 e le necessità pratiche della realizzazione fisica vera e propria che ne segue. È compito del progettista analizzare tutte quelle non idealità che rendono la realtà dei fatti a volte ben diversa dal progetto iniziale.

2.3.1 *Buck converter*

Per quanto riguarda il convertitore *buck*, è importante innanzi tutto capire come dimensionare la capacità di ingresso C_1 . Si tratta infatti di un componente assai critico per quanto riguarda l'efficienza dell'intero sistema: ovviamente capacità maggiori presenteranno transitori di carica e scarica più lenti, a parità di potenza generata dal pannello e richiesta dal supercondensatore d'uscita. Ciò significa che la tensione v_{panel} impiegherà più tempo ad attraversare tutta la banda di isteresi attorno al valore V_{MPP} , riducendo quindi il numero di commutazioni del segnale *ctrl* in uscita dal comparatore e di conseguenza la frequenza di *switching* del convertitore. È noto che per un *buck converter* elevate frequenze di commutazione consentono l'utilizzo di induttori più piccoli, garantendo comunque un *ripple* di corrente limitato, condizione importante al fine di limitare le dissipazioni nell'induttore stesso. D'altro canto però frequenze di *switching* troppo elevate possono portare ad una diminuzione di efficienza a causa delle perdite per pilotaggio delle capacità di *gate* del MOSFET principale M_1 .

Quest'ultimo è senz'altro il secondo componente su cui prestare attenzione: deve essere scelto infatti in modo da limitare da un lato le dissipazioni statiche di potenza nel periodo di conduzione (deve quindi godere di una bassissima resistenza $R_{DS(on)}$) e dall'altro le suddette perdite dinamiche per commutazione (deve pertanto presentare bassa carica totale di *gate* Q_g).

La scelta dell'induttore deve tenere invece conto della massima corrente che deve sostenere, la quale si manifesta negli istanti iniziali del transitorio di carica del supercondensatore e nel caso di massimo irraggiamento; in tutti gli altri casi si avrà sicuramente una corrente minore.

Per quanto riguarda i MOSFET M_2 e M_3 (adibiti allo spegnimento del *buck* per avere funzionamento a vuoto del pannello) si è mostrato in precedenza come la loro frequenza di commutazione dipenda dalla scelta del progettista e comunque sia molto minore della frequenza di *switching* del MOSFET principale M_1 . Le caratteristiche richieste a questi due MOSFET sono pertanto esclusivamente quelle di bassa resistenza $R_{DS(on)}$, senza invece alcun bisogno di ottime caratteristiche dinamiche (Q_g).

Infine, il diodo D_{wheel} che consente la circolazione della corrente quando è interdetto M_1 è stato scelto tra i diodi a barriera Shottky in quanto presentano minori cadute di tensione in polarizzazione diretta e quindi minori dissipazioni di potenza.

Ovviamente per evitare danneggiamenti tutti i MOSFET devono avere delle tensioni *drain-source* massime superiori alla più alta tensione che il pannello fotovoltaico è in grado di fornire, ovvero la tensione di circuito aperto in condizioni di massimo irraggiamento.

2.3.2 *Maximum power point tracker*

Senza dubbio uno dei componenti più critici di questa parte di circuito è il comparatore ad isteresi U_2 : come sempre è necessario un buon compromesso tra rapidità di risposta e basso consumo di potenza. Non si dimentichi infatti che il sistema è pensato per lavorare in condizioni di irraggiamento scarso o comunque diffuso, e che quindi non ci si possono permettere consumi troppo elevati di potenza per l'elettronica di controllo. Investigando tra le varie possibilità esistenti, la scelta è ricaduta sul modello LTC1440 di Linear Technology: questo presenta un assorbimento di corrente in modalità *quiescent* di soli $2.1\mu A$ ed un tempo di propagazione tra ingresso ed uscita di $12\mu s$. Rispetto ad altri concorrenti dall'assorbimento di corrente anche inferiore, questo dispositivo ha il vantaggio di poter operare in tutto il *range* di tensioni del pannello fotovoltaico.

Del tempo di propagazione bisognerà tenere conto in fase di simulazione per comprendere come mai la tensione v_{panel} non resterà confinata perfettamente all'interno della banda di isteresi predefinita, soprattutto in caso di elevato irraggiamento e quindi di rapidi transitori di carica della capacità di ingresso C_1 . La banda di isteresi è programmabile mediante una rete di resistori esterna (R_{h1} e R_{h2}) come ampiamente descritto nel *datasheet* del componente.

Procedendo nell'analisi dei componenti, l'amplificatore operazionale U_1 (che costituisce il circuito di *sample and hold*) è stato scelto sempre nella direzione di minimizzare i consumi di potenza: si è optato per LT6000 di Linear Technology, il quale presenta correnti di alimentazione massime di $24\mu\text{A}$. Questo modello di operazionale non dispone di un elevato prodotto guadagno-banda, ma è anche vero che nel caso in esame questa non è considerata una caratteristica essenziale: infatti, quando attivo, esso viene utilizzato a guadagno unitario e con segnale $v_{\text{mpp_scaled}}$ decisamente costante. Come già accennato una caratteristica interessante di questo modello è la possibilità di porre l'uscita in alta impedenza tramite il comando S^* realizzando così la condizione di *hold* per la tensione v_{ref} .

Altro componente cruciale, sempre in ambito di *sample and hold*, è ovviamente il condensatore C_1 : il suo valore di capacità deve essere abbastanza elevato da consentire il mantenimento della corretta tensione v_{ref} tra due campionamenti successivi. Tuttavia un valore eccessivo comprometterebbe la stabilità dell'operazionale U_1 . Inoltre tale condensatore deve presentare una elevata resistenza di isolamento per prevenire fenomeni di autoscarica che andrebbero a degradare la tensione imposta ai suoi capi: a questo scopo una valida possibilità è offerta dai condensatori a film di poliestere.

Altro elemento degno di nota è il microcontrollore adibito alla generazione delle onde rettangolari che regolano e sincronizzano le operazioni di *sample and hold* con quelle di abilitazione del circuito *buck*. Ovviamente il codice da eseguire è davvero semplice quindi non sono richieste straordinarie caratteristiche in termini di memoria; ancora una volta è invece estremamente importante limitare i consumi di potenza.

Per queste ragioni si è adottato il microcontrollore MSP430G2111 prodotto da Texas Instruments, che può operare con tensione di 1.8V garantendo assorbimento di corrente di soli 2 μ A in modalità *low power mode* (quella utilizzata per la maggior parte del tempo) e di 220 μ A in modalità *active mode* utilizzata soltanto durante i fronti di salita o di discesa delle forme d'onda generate (MSP430_ENABLE ed MSP430_SAMPLE/HOLD*).

La restante parte di circuito di MPPT è costituita quasi esclusivamente da MOSFET e resistori. Tutti i MOSFET operano alla frequenza del segnale nHOLD (quindi relativamente bassa) e non richiedono perciò elevate prestazioni dinamiche; molto più importante è invece la resistenza $R_{DS(on)}$, che deve essere ancora una volta minimizzata. È altresì fondamentale una bassa tensione di soglia per M₆ ed M₈.

2.4 Simulazioni e risultati

In questa sezione verranno riportati ed analizzati i risultati delle simulazioni eseguite a partire dallo schematico descritto in precedenza.

Prima di procedere è d'obbligo precisare che le simulazioni sono state condotte scegliendo un periodo di *sample and hold* di 100ms, con una durata di 5ms per la fase di campionamento (carica o scarica della capacità C_2). Le simulazioni hanno lo scopo di mostrare l'andamento temporale delle principali forme d'onda per valutare l'efficienza del convertitore proposto.

2.4.1 Simulazione con capacità d'uscita ridotta

In prima analisi si è svolta una simulazione ad irraggiamento ridotto e costante, in modo da rappresentare la condizione di ombreggiamento mostrata in figura 1.1. Questa prima simulazione è utile anche per il lettore per comprendere meglio il funzionamento generale del sistema. Proprio a tal proposito si è utilizzato un valore di 100mF per la capacità d'uscita in modo da poterne apprezzare il transitorio di carica in tempi ragionevoli.

La prima e più importante forma d'onda da evidenziare è senza dubbio la tensione di pannello v_{panel} riportata in figura 2.14.

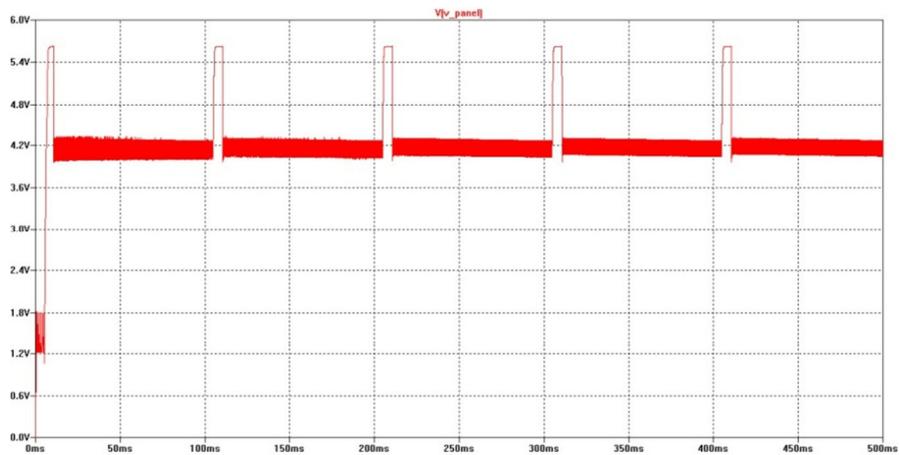


Figura 2.14: Tensione v_{panel} ad irraggiamento ridotto costante

In tale forma d'onda sono ben evidenti le due fasi di funzionamento del circuito: la breve fase in cui v_{panel} sale al valore $V_{OC} = 5.73V$ ed il resto del periodo in cui invece oscilla attorno al valore $V_{MPP} = K_{FOC} * V_{OC} = 0.75 * 5.73V = 4.3V$. In realtà i valori riscontrati sono leggermente inferiori a quelli attesi poiché durante la fase di campionamento il pannello non opera perfettamente a vuoto.

Altra forma d'onda molto interessante è quella riguardante la tensione d'uscita $v_{supercap}$, riportata in figura 2.15.

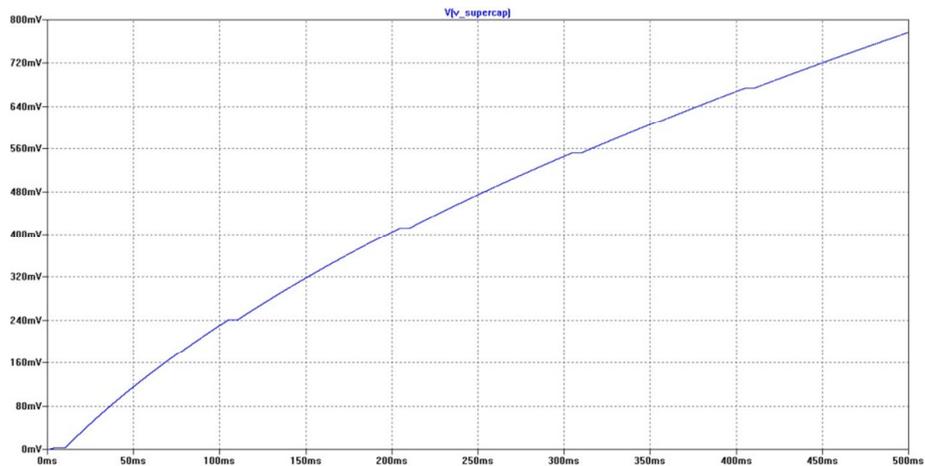


Figura 2.15: Tensione $v_{supercap}$ ad irraggiamento ridotto costante

Si notano gli istanti in cui il pannello è disconnesso e quindi la tensione v_{supercap} non aumenta poiché non viene ceduta potenza al supercondensatore: questi intervalli rappresentano tuttavia una minima percentuale (circa 5%) del tempo operativo ed il loro impatto potrebbe essere addirittura diminuito aumentando il periodo di campionamento.

In figura 2.16 sono evidenziate (in una scala temporale ben diversa dalla precedente) le tensioni in ingresso al comparatore ad isteresi U_2 : come noto, v_{ref} è la tensione di riferimento corrispondente a metà di V_{MPP} , mentre $v_{\text{panel_scaled}}$ è metà della tensione di pannello. Come ci si attendeva, quest'ultima oscilla attorno al valore desiderato rimanendo confinata in una banda legata all'isteresi programmata.

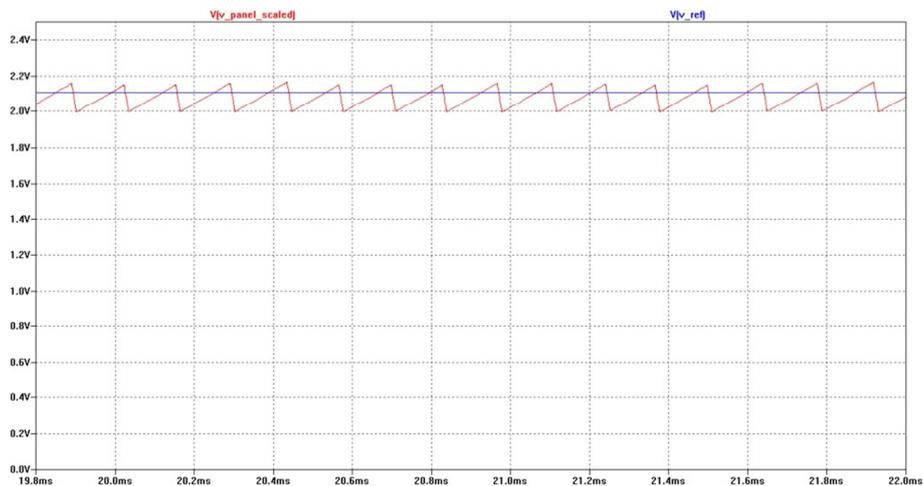


Figura 2.16: Tensioni in ingresso al comparatore ad irraggiamento ridotto costante

Tuttavia si nota una lieve asimmetria tra i transitori di carica e quelli di scarica di $v_{\text{panel_scaled}}$: questa è dovuta al ritardo di propagazione del comparatore (circa $12\mu\text{s}$) che ha un impatto differente in base alla disparità tra la potenza erogata dal pannello nei transitori di salita e quella assorbita dal carico nei transitori di discesa e quindi alla rapidità dei transitori stessi.

Infine in figura 2.17 si riporta il segnale ctrl, ossia l'uscita del comparatore U_2 che pilota il pMOSFET M_1 del convertitore *buck*.



Figura 2.17: Segnale di controllo di M_1 ad irraggiamento ridotto costante

Il segnale ctrl è a livello logico alto (M_1 interdetto) per tutto il tempo in cui v_panel_scaled è al di sotto della soglia di isteresi superiore e si abbassa (attivazione di M_1) quando tale soglia viene superata, in modo da forzare un calo di tensione ai capi della capacità d'ingresso C_1 . Quando poi v_panel_scaled scenderà al di sotto della soglia inferiore, con un certo ritardo di propagazione verrà disabilitato M_1 in modo che la tensione possa tornare a salire.

Le operazioni verranno ripetute fino al successivo campionamento della tensione V_{OC} che potrebbe dettare un differente valore di v_ref se nel frattempo le condizioni di irraggiamento sono variate.

In questa prima simulazione, condotta con capacità d'uscita ridotta esclusivamente allo scopo di verificare il funzionamento del sistema, non sono stati eseguiti calcoli di efficienza, che saranno invece svolti nel caso di supercondensatore in cui la tensione d'uscita potrà essere imposta di volta in volta ad un valore circa costante.

2.4.2 Simulazione con irraggiamento costante

Anche questa seconda simulazione è stata condotta in condizione di irraggiamento ridotto (ossia ipotizzando per il pannello una tensione di circuito aperto di 5.73V ed una corrente di corto circuito di 31mA) e costante, ma a differenza della prima si è preservata la capacità d'uscita di 82F. Non si potrà dunque apprezzare il transitorio di carica in tempi ragionevoli, ma sarà utile piuttosto per ricavare alcune importanti considerazioni circa l'efficienza energetica del sistema. Sono state in realtà condotte diverse simulazioni, imponendo di volta in volta una precisa tensione al nodo `v_supercap`: 0.1V, 0.5V, 1.0V, 1.5V, 2.0V, 2.5V.

Si riporta in figura 2.18 l'andamento della potenza estratta dal pannello fotovoltaico: questa è la medesima in tutte le simulazioni poiché dipende esclusivamente dall'irraggiamento.

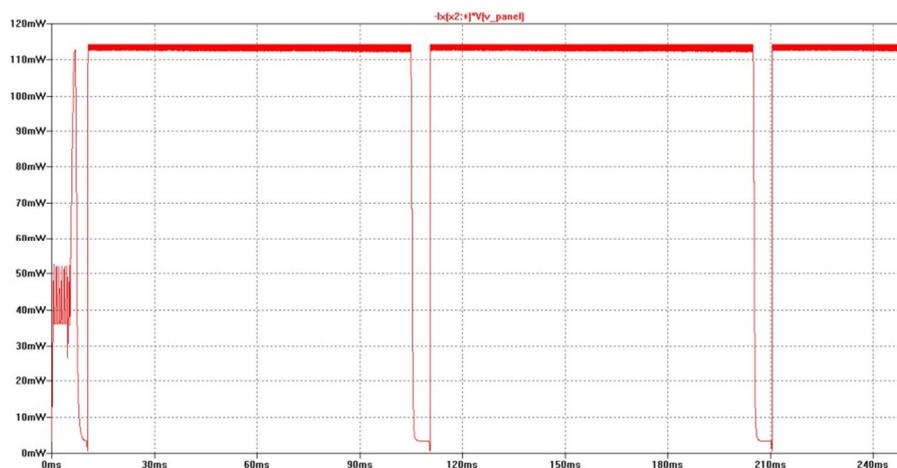


Figura 2.18: Potenza estratta dal pannello fotovoltaico

Ancora una volta è ben visibile la fase di (quasi) circuito-aperto in cui la potenza estratta scende ad un valore prossimo a zero. Il valore raggiunto (circa 3.5mW) rappresenta il consumo di potenza dell'elettronica di controllo, che incide quindi nella misura di un 3% sulla potenza totale estratta (circa 115mW) nel resto del periodo. Va

considerato che questo valore rappresenta il caso peggiore, trattandosi di simulazione in condizioni di basso irraggiamento, e che in caso di irraggiamento maggiore il consumo di potenza da parte dell'elettronica di controllo ha un impatto relativo inferiore.

LTspice mette a disposizione una funzione di integrazione con la quale è possibile calcolare l'energia totale estratta dal pannello durante i 250ms simulati: il risultato di 26.486mJ verrà poi utilizzato in seguito per i calcoli sull'efficienza del sistema.

Come si diceva, la prima simulazione è stata condotta con una tensione $v_supercap$ di 0.1V producendo la seguente forma d'onda per la potenza ceduta al supercondensatore:

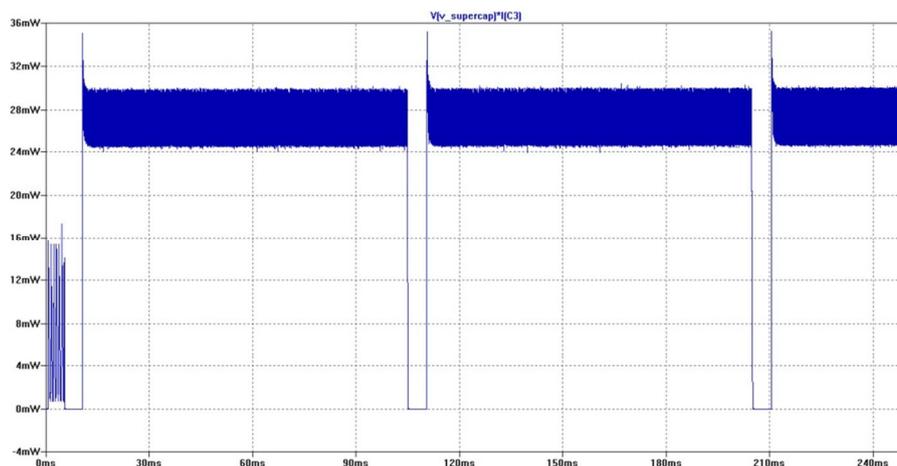


Figura 2.19: Potenza ceduta a $v_supercap=0.1V$

Sono ben visibili i tratti in cui il *buck converter* è disabilitato e non viene ceduta alcuna potenza utile al supercondensatore. Tramite il già citato strumento di integrazione è possibile calcolare l'energia totale che vale 6.2471mJ.

Come si diceva, identiche simulazioni sono state condotte con altre tensioni per il nodo $v_supercap$: 0.5V, 1.0V, 1.5V, 2.0V e 2.5V. Le forme d'onda prodotte in uscita sono qualitativamente le stesse di figura 2.19, perciò non saranno riportate. Ovviamente ciò che cambia è il valore dell'energia ceduta al supercondensatore. In tabella 2.20 vengono riportati sinteticamente i valori dell'energia utile nei vari casi.

v_superacap [V]	energia ceduta al supercondensatore [mJ]
0.1	6.2471
0.5	17.347
1.0	21.005
1.5	23.007
2.0	24.5
2.5	25.138

Figura 2.20: Energia ceduta al supercondensatore in 250ms

I dati appena riassunti sono utili per calcolare l'efficienza di conversione energetica del sistema complessivo:

$$\eta = \frac{E_{OUT}}{E_{IN}}$$

dove E_{OUT} rappresenta l'energia ceduta al supercondensatore ed E_{IN} quella estratta dal pannello, che in tutti i casi analizzati vale 26.486mJ come visto sopra.

I semplici calcoli svolti hanno portato alla curva di efficienza mostrata in figura 2.21.

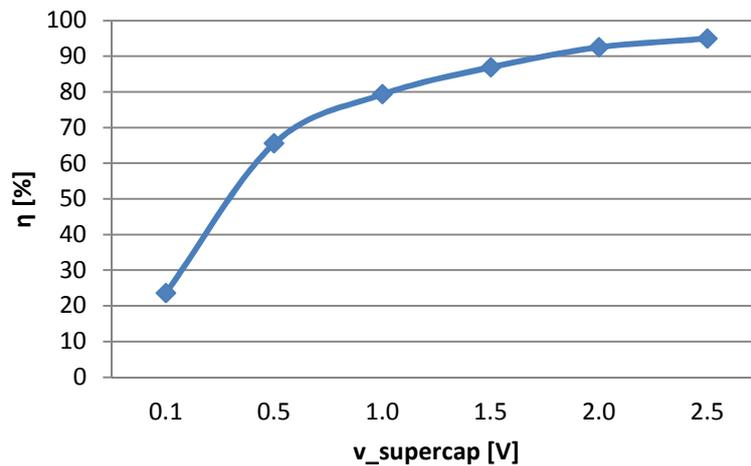


Figura 2.21: Efficienza di conversione energetica del sistema

Come lecito attendersi, l'efficienza del sistema di conversione aumenta al crescere della tensione ai capi del supercondensatore: infatti mentre questo si carica diminuisce la corrente che ad ogni periodo di *switching* attraversa l'induttore L_1 , i MOSFET ed il diodo D_{wheel} del *buck converter*, determinando quindi una minor perdita di potenza per effetto Joule (proporzionale al quadrato della corrente). Inoltre, aumentando il livello di carica del condensatore di uscita, si riduce la durata dei transistori nei circuiti risonanti e, di conseguenza, lo smorzamento di correnti e tensioni.

2.4.3 Simulazione con irraggiamento variabile

Ultima simulazione eseguita è quella che prevede un regime di irraggiamento variabile periodicamente tra le due condizioni di ombreggiamento totale e di esposizione solare diretta mostrate al capitolo 1. Tale variazione di condizione è implementata nel circuito equivalente della cella fotovoltaica descritto in Appendice B.

Anche in questo caso si tratta di una simulazione a scopo puramente dimostrativo, senza la pretesa di eseguire alcun calcolo di efficienza, ma soltanto al fine di controllare il corretto funzionamento del sistema, ossia il vero e proprio *tracking* del punto di massima potenza. Il regime di irraggiamento è stato mantenuto ridotto per 150ms (condizione di ombreggiamento), quindi aumentato per i successivi 150ms; si è poi ripetuta l'operazione con un periodo di 300ms.

La tensione v_{panel} ai capi del pannello fotovoltaico varia nel modo mostrato in figura 2.22.

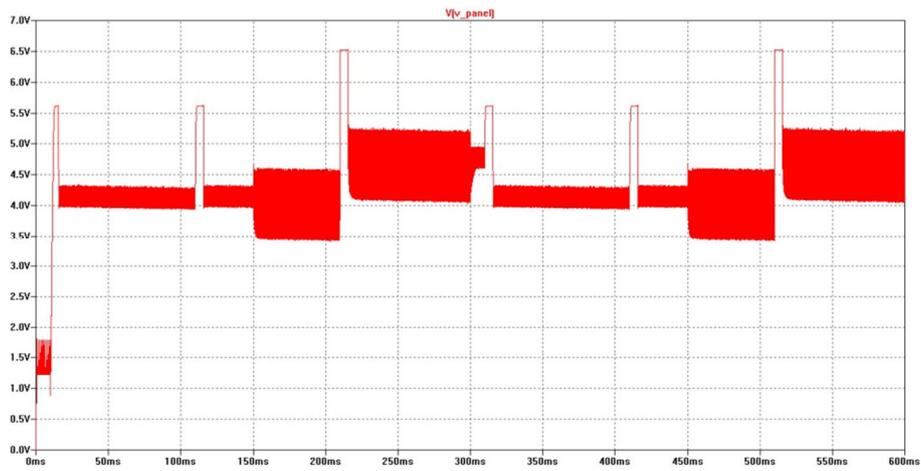


Figura 2.22: Tensione v_{panel} in regime di irraggiamento variabile

Si riporta in figura 2.23 anche l'andamento della tensione $v_{supercap}$.

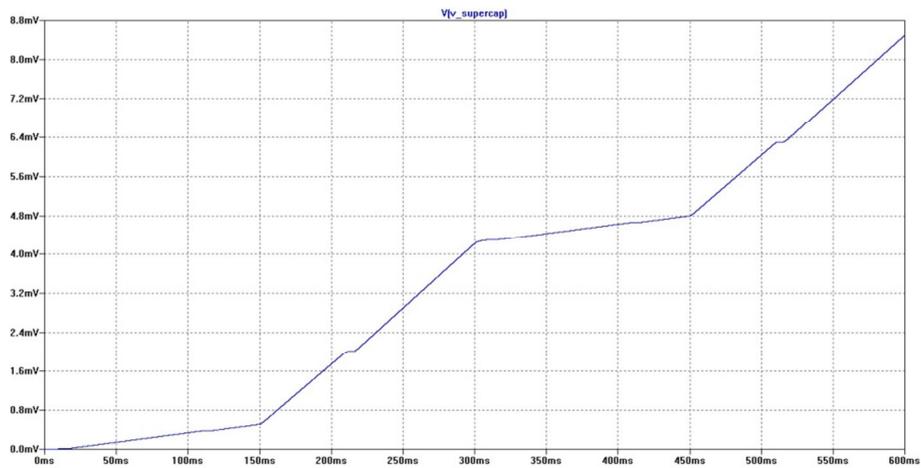


Figura 2.23: Tensione $v_{supercap}$ in regime di irraggiamento variabile

La prima osservazione riguardante la figura 2.22 è che al passaggio da irraggiamento ridotto ad irraggiamento aumentato (al tempo 150ms e 450ms) la tensione v_{panel} non risponde con un aumento immediato, ma continua ad oscillare intorno al valore precedente, pur con una ampiezza maggiore. Questo risultato è predicibile in quanto il campionamento della tensione V_{OC} avviene al tempo 10ms, 110ms, 210ms, 310ms, 410ms, 510ms e solo in queste circostanze si ha l'aggiornamento della tensione V_{MPP} . Inoltre la maggior ampiezza dell'oscillazione di v_{panel} è giustificata dalla maggior potenza scambiata che causa transitori di carica di C_1 più rapidi.

Al tempo di 210ms e 510ms si ha finalmente il rilevamento dell'irraggiamento massimo e la tensione v_{panel} inizia correttamente ad oscillare attorno ad un valore di circa 4.8V che rappresenta il 75% della tensione di circuito aperto rilevata di 6.5V.

Va però detto che nella realtà difficilmente le condizioni di irraggiamento avranno una dinamica più rapida del campionamento: pertanto il sistema sarà in grado di eseguire un *tracking* pienamente soddisfacente.

Per quanto riguarda la forma d'onda v_{supercap} mostrata in figura 2.23, si nota molto bene innanzi tutto la differente pendenza tra i tratti a basso irraggiamento e quelli ad elevato irraggiamento. Inoltre, considerato ad esempio il tratto ad alto irraggiamento compreso tra 150ms e 300ms, si hanno per v_{supercap} due tratti, il secondo dei quali (tra 215ms e 300ms) ha una pendenza (misurata tramite cursori) leggermente superiore a quella del primo (tra 150ms e 210ms). Infatti, come si è detto, il maggior irraggiamento che subentra a 150ms non viene sfruttato appieno fino al campionamento dei 210ms, ovvero la potenza estratta viene massimizzata solo a partire da questo istante.

Capitolo 3

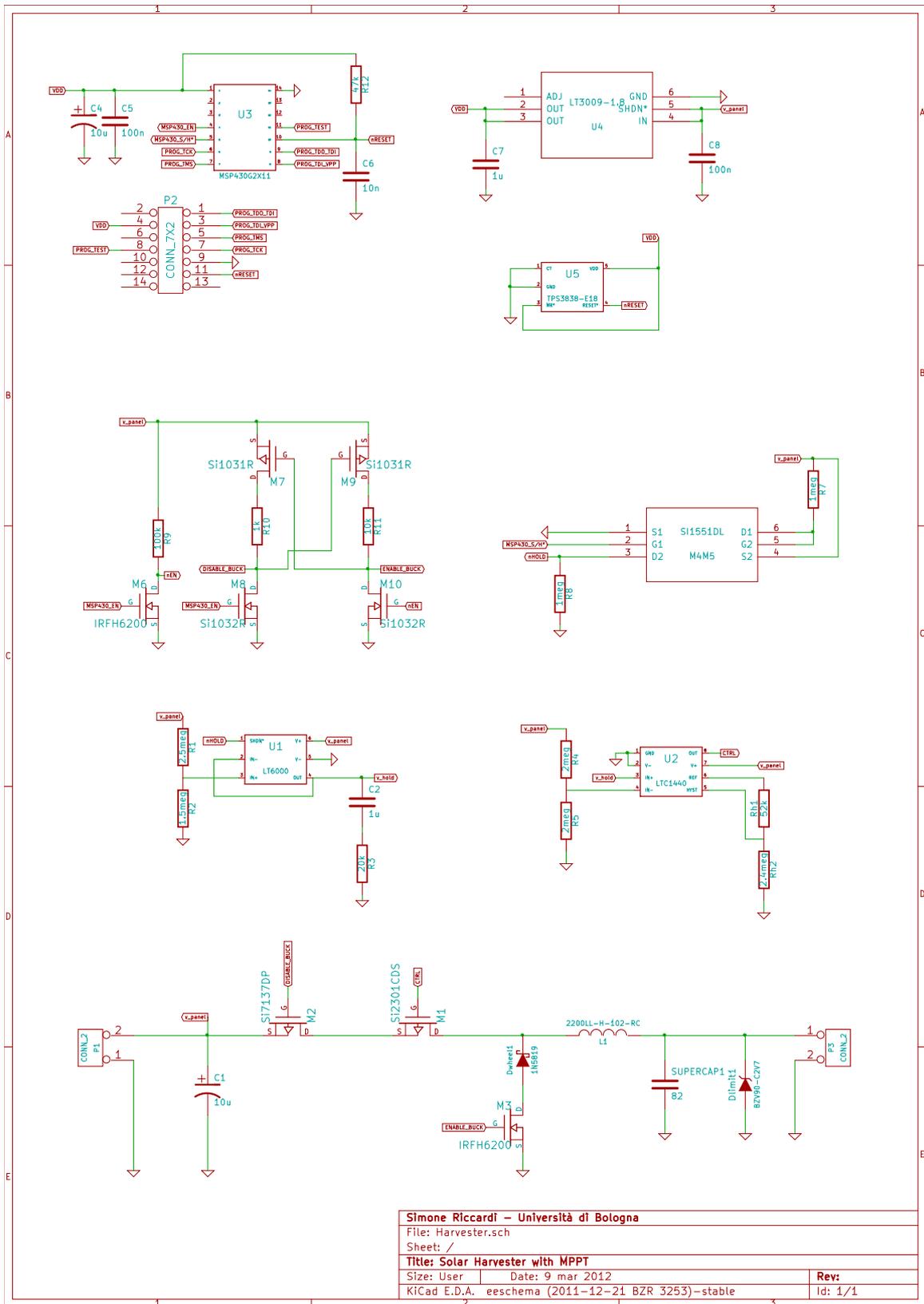
PCB design

Questo capitolo descrive in che modo, una volta accertatisi tramite le simulazioni del corretto funzionamento del sistema, si sia passati al progetto del circuito stampato per la realizzazione finale.

Per il progetto della *printed circuit board* si è utilizzato Kicad, un software *open source*. L'utilizzo di tale software prevede tre semplici passaggi: la realizzazione dello schematico, una associazione tra simboli dello schematico e impronte dei componenti reali, infine la fase di disposizione dei componenti ed il *routing* delle piste.

3.1 Realizzazione dello schematico

Questa fase consiste nel disegno dello schema elettrico del circuito e viene svolta mediante il *tool* Eeschema. In figura 3.1 alla pagina seguente è riportato proprio lo schema tracciato, che servirà come spunto per l'osservazione di alcune importanti novità rispetto a quanto visto finora.



Simone Riccardi – Università di Bologna		
File: Harvester.sch		
Sheet: /		
Title: Solar Harvester with MPPT		
Size: User	Date: 9 mar 2012	Rev:
KiCad E.D.A. eeschema (2011-12-21 BZR 3253)-stable		Id: 1/1

I componenti sono stati annotati allo stesso modo di quanto fatto in ambiente LTspice, in modo da favorire un rapido riscontro. Va tuttavia sottolineato che tra i due circuiti esiste una importante differenza. Nella parte alta di figura 3.1 si hanno infatti numerosi componenti non menzionati nel capitolo 2 dedicato alla fase di progetto e simulazione, ed il cui funzionamento verrà ora descritto.

In fase di simulazione si era infatti considerata per il microcontrollore U_3 una rappresentazione elettrica equivalente come da figura 2.10: la realtà prevede invece che tale dispositivo debba essere corredato di tutta una serie di componenti che ne permettano il corretto funzionamento. Si tratta di alcuni condensatori di filtraggio e livellamento (C_4 , C_5 , C_7 , C_8), una rete per il *reset* del microcontrollore (R_{12} - C_6), e di due componenti attivi: U_4 ed U_5 .

Il componente U_4 è un regolatore lineare di tensione, si tratta del modello LT3009-1.8 prodotto da Linear Technology che può accettare in ingresso qualunque tensione prodotta dal pannello fotovoltaico scelto e fornire in uscita (vdd) la corretta tensione di 1.8 V che alimenta il microcontrollore MSP430G2111. Per quanto concerne invece U_5 , si tratta del supervisore di tensione TPS3838-E18 prodotto da Texas Instruments avente un ruolo molto importante nel sistema.

Se si pensa all'utilizzo del circuito in ambiente *outdoor* in una giornata si intuisce come arriverà un momento, al calare del sole, in cui la tensione fornita dal pannello sarà piuttosto bassa potendo addirittura non essere più utile per estrarre potenza da riversare nel supercondensatore. Inoltre, se tale tensione scendesse al di sotto di 1.8V il microcontrollore cesserebbe di funzionare a dovere e si perderebbe totalmente il controllo del sistema di conversione. Il supervisore U_5 è pensato proprio per segnalare tramite l'abbassamento del segnale nRESET una tensione vdd inferiore a 1.71V: il microcontrollore viene così posto in regime di *reset* e le uscite MSP430_SAMPLE/HOLD* e MSP430_ENABLE vengono poste a livello basso comportando lo spegnimento del convertitore *buck*, e la fine del processo di conversione. Ovviamente, al mattino seguente la tensione di pannello tornerà gradualmente a crescere ed il sistema potrà riprendere il proprio funzionamento.

Altra differenza rispetto al circuito utilizzato in fase di simulazione è la presenza del diodo D_{limit1} in parallelo al supercondensatore: si tratta di uno zener avente tensione di Zener di 2.7V utilizzato allo scopo di proteggere il supercondensatore (avente proprio una tensione massima ammissibile di 2.7V).

Ovviamente poi questa parte di progetto non contempla il pannello fotovoltaico, ma ne prevede comunque la connessione tramite il connettore P_1 posizionato nell'angolo in basso a sinistra di figura 3.1. Non vi sono ulteriori particolari di rilievo se non la presenza del connettore a 14 vie P_2 utilizzato per la programmazione del microcontrollore in modalità *4-wire*.

Dopo aver realizzato lo schema elettrico del circuito si è generata una *netlist* contenente tutti i dati sui componenti utilizzati e le relative connessioni.

3.2 Associazione dei componenti

La fase successiva del lavoro svolta tramite il *tool* CvPcb prevede l'apertura della *netlist* appena generata e l'associazione tra ogni simbolo elettrico dello schema ed una precisa impronta (denominata modulo) del componente reale. La *netlist* viene poi salvata per la fase finale descritta alla sezione 3.3.

Un modulo è in sostanza un'entità contenente informazioni grafiche sulla dimensione del componente ed informazioni sui pad, nonché informazioni sui fori se si tratta di componenti di tipo *through-hole* come nel caso di condensatori e resistori. Molti dei moduli dispongono anche di elementi per la visione tridimensionale della pcb. Si vedano ad esempio le figure 3.2 e 3.3, la prima riferita ad un componente SMD (*surface mounted device*) e la seconda riferita ad un resistore *through-hole*.

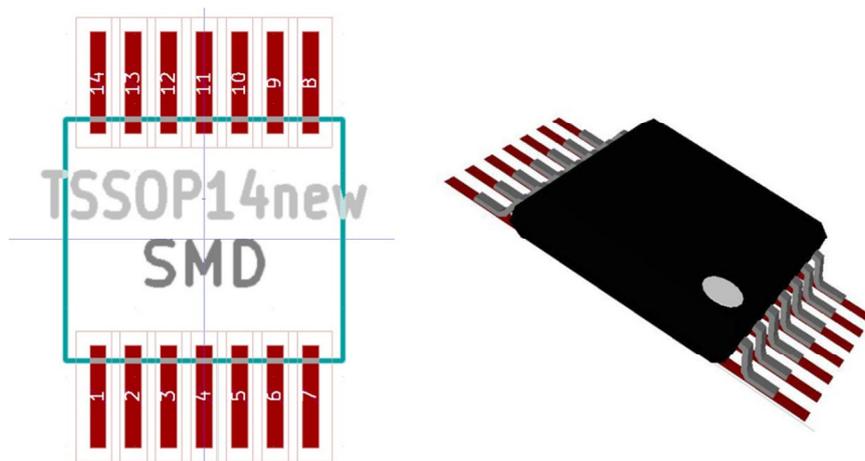


Figura 3.2: Modulo di componente SMD

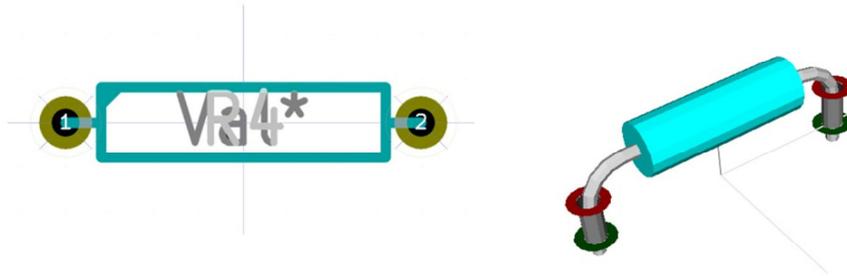


Figura 3.3: Modulo di componente *through hole*

L'ambiente Kicad mette a disposizione numerosissime librerie di moduli ed offre la possibilità di crearne anche di personali, sia ex-novo sia modificando quelli esistenti. Proprio questa possibilità è stata sfruttata per aumentare le dimensioni dei *pads* di diversi componenti SMD in modo da facilitare la fase di montaggio.

Si è comunque verificata la correttezza di tutte le impronte rispetto alle raccomandazione riportate nei *datasheets* dei componenti utilizzati, come nell'esempio di figura 3.4, tratto dal manuale del pMOSFET Si7137DP (M₂).

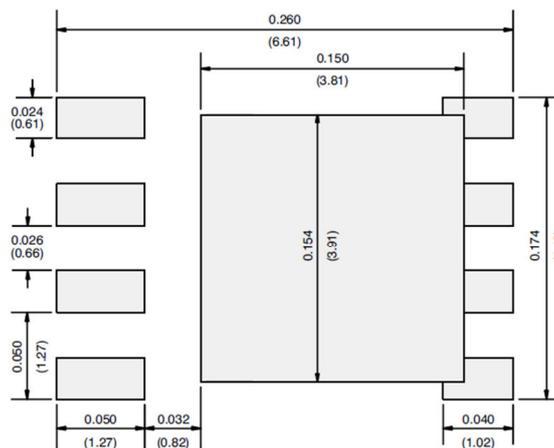


Figura 3.4: Raccomandazioni sui *pads* del componente Si7137DP

3.3 Disposizione dei componenti e *routing*

Dopo le dovute verifiche sulle impronte dei componenti, si è passati alla fase finale del progetto, eseguita tramite il *tool* PcbNew. È senza dubbio la fase più impegnativa del lavoro svolto in Kicad, poiché prevede la disposizione fisica sulla Pcb dei componenti caricati tramite *netlist* e la loro interconnessione (*routing*) tramite piste e zone in rame.

Per ragioni di complessità del circuito e numerosità delle interconnessioni si è optato per una *printed circuit board* a doppio strato in cui lo strato inferiore è stato utilizzato quasi esclusivamente come riferimento dei segnali. Lo strato superiore (*top layer*) ospita tutti i componenti e gran parte delle piste per segnali; solo poche piste sono state deviate sul lato inferiore (*bottom layer*) tramite l'utilizzo di vie.

L'operazione di disposizione dei componenti e *routing* deve tenere conto di numerosi criteri: alcuni piuttosto generali quali la minimizzazione della lunghezza delle tracce, ed altri tipici di progetti che come quello in esame hanno a che fare con convertitori di tipo *switching*.

Senza dubbio il primo criterio in fase di progetto è stato quello di riservare due zone ben distinte della Pcb alla parte di potenza (*buck converter*) e a quella di controllo (*maximum power point tracker*).

Come mostrato in figura 3.5, i componenti del convertitore (C_1 , M_1 - M_3 , D_{wheel1} , D_{limit1} , $SUPERCAP_1$, L_1) sono stati disposti nella parte inferiore della Pcb, riservando il resto dello spazio alla elettronica di supervisione.

La scheda misura complessivamente 71.00 x 84.00 mm e sono stati previsti dei fori ai quattro angoli per agevolarne il sostegno in fase di montaggio e di collaudo del sistema.

Lo strato di rame inferiore è rappresentato in colore verde, mentre quello superiore in colore giallo.

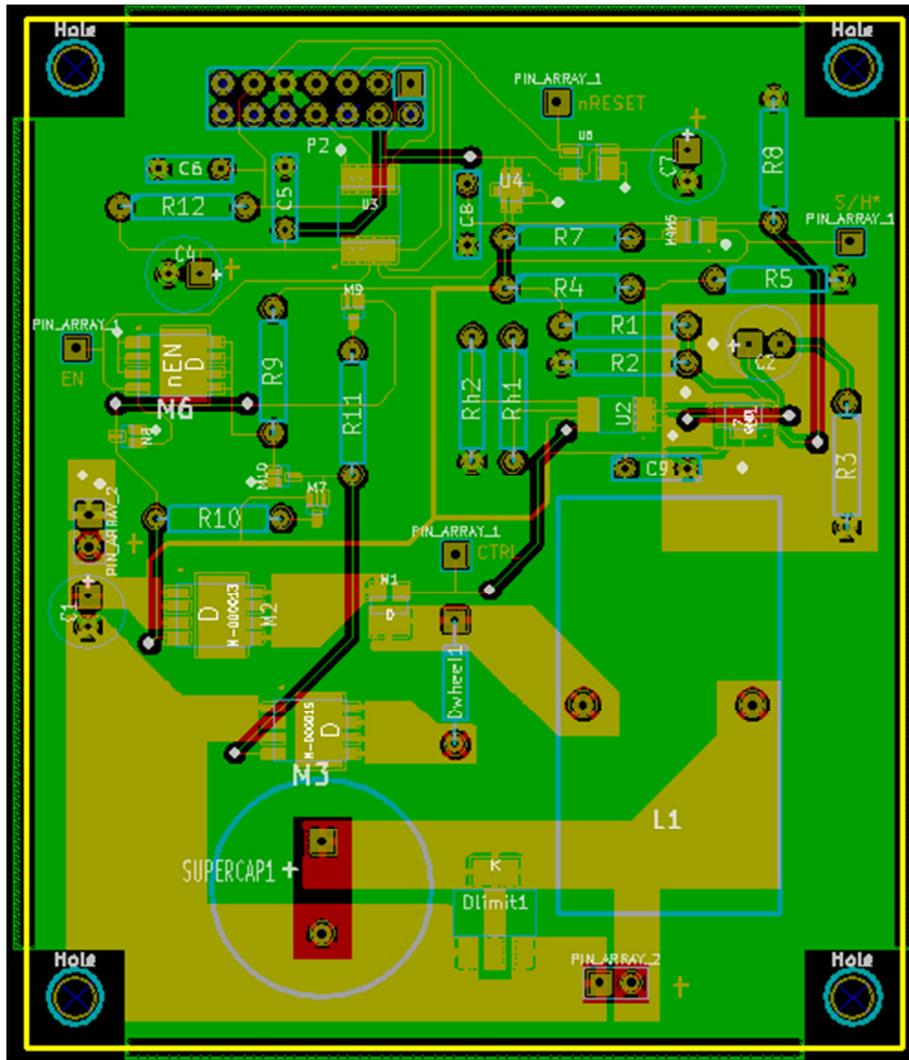


Figura 3.5: Printed circuit board

Come già accennato (e come discusso in [3]), i convertitori *switching* presentano alcune caratteristiche che obbligano a particolari accorgimenti circuitali. La prima osservazione generale riguarda le piste: trattandosi di una sezione di potenza in cui scorrono correnti che possono raggiungere anche qualche Ampere, è buona norma adottare

piste molto larghe in modo da minimizzare le dissipazioni per effetto Joule.

In secondo luogo, si consideri la tensione al nodo comune tra il MOSFET principale M_1 , il diodo D_{wheel1} e l'induttore L_1 : si tratta di una tensione ad onda quadra, contenente pertanto armoniche ad elevata frequenza in grado di irradiare un campo elettrico variabile che potrebbe indurre interferenza elettromagnetica sia al resto del convertitore che ad altri elementi. Per ridurre la radiazione generata è opportuno che il nodo abbia un'area il più possibile limitata, avvicinando il più possibile i suddetti tre componenti.

Altra accortezza è quella di prevedere un piano di massa per la parte di potenza diverso da quello dei segnali di controllo: è buona norma infatti che le correnti di *switching* non condividano alcun percorso con quelle di controllo. In figura 3.5 si nota bene la massa "di potenza" disposta nell'angolo in basso a sinistra, mentre la massa "di segnale" è ovviamente tutta la grande area verde che trova posto sul *bottom layer*. Per garantire l'equipotenzialità delle due zone è previsto un solo punto di interconnessione corrispondente al terminale negativo della capacità di ingresso C_1 .

Non vi sono altri particolari di rilievo da segnalare per quanto riguarda la sezione di potenza.

In merito alla parte di MPPT, la porzione senz'altro più delicata è rappresentata dal circuito di *sample and hold* riportato in figura 3.6.

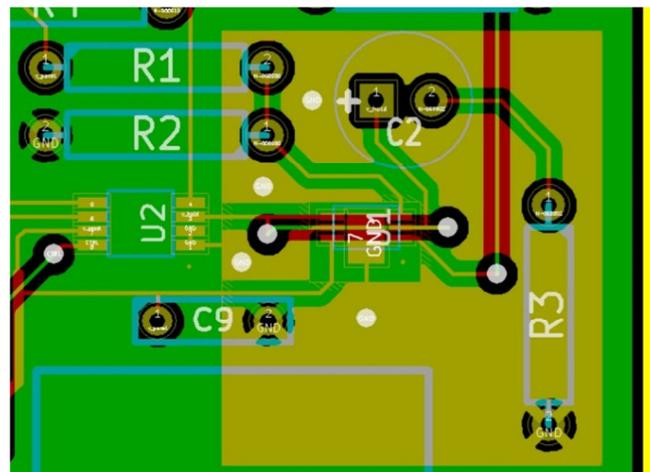


Figura 3.6: Circuito di *sample and hold*

In particolare, il nodo compreso tra l'amplificatore operazionale U_1 e la capacità di *hold* C_2 viene a trovarsi in condizione di alta impedenza durante gran parte del funzionamento del sistema. La sua tensione (fondamentale poiché usata come riferimento per determinare V_{MPP}) potrebbe perciò risentire di qualche accoppiamento con segnali circostanti digitali. Per prevenire qualsiasi disturbo si è protetta questa delicata parte di circuito con una zona di massa sul *top layer* come mostrato in figura 3.6: tramite tale accorgimento i campi elettrici generati dai segnali digitali si richiudono sul circuito di massa senza poter raggiungere il nodo in questione.

Ultima nota infine sulle capacità di livellamento (C_4 , C_5 , C_7 , C_8) necessarie al corretto funzionamento del microcontrollore U_3 e della sua circuiteria di abilitazione: come raccomandato dai *datasheet* è opportuno porre tali capacità nelle immediate vicinanze dei dispositivi attivi.

Viene data infine in figura 3.7 una visione tridimensionale del circuito stampato e dei componenti annessi.

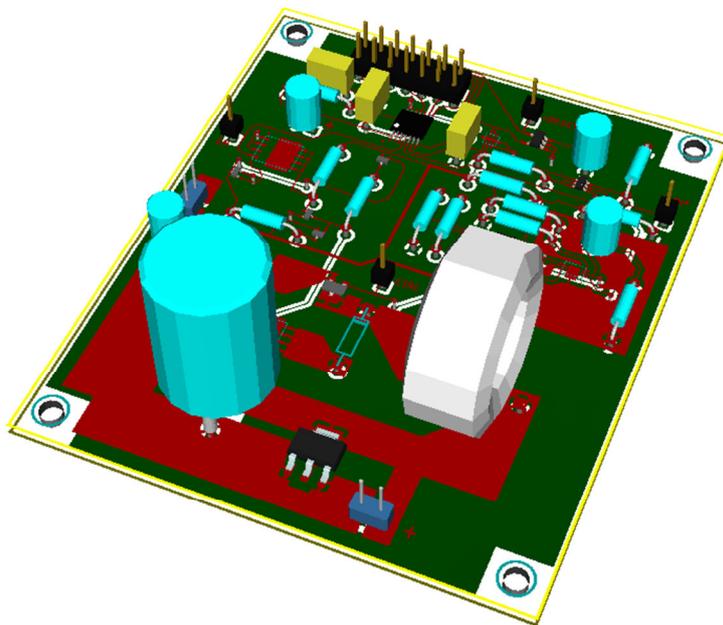


Figura 3.7: Visione tridimensionale del circuito complessivo

Si notano quattro connettori a singolo pin inseriti in punti strategici del circuito per controllare mediante un oscilloscopio alcuni dei segnali più importanti per il funzionamento del sistema: si tratta dei segnali ENABLE, SAMPLE/HOLD* e nRESET in uscita ed ingresso al microcontrollore e del segnale CTRL di controllo del MOSFET principale M_1 .

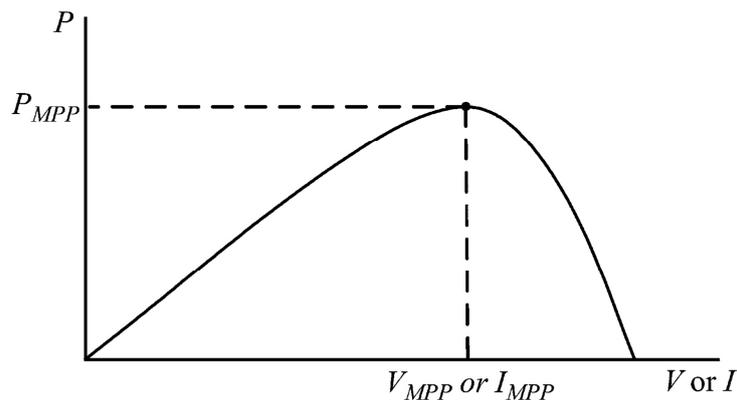
Completato il design del circuito si sono generati i *gerber file* relativi a *top layer*, *bottom layer*, fori meccanici e bordi della scheda da inviare al produttore per la realizzazione della Pcb.

Appendice A

Principali algoritmi di MPPT per sorgenti fotovoltaiche

Come noto, una fonte di energia di tipo fotovoltaico ha bisogno di un circuito di interfacciamento all'utilizzatore che permetta di controllarne il punto di lavoro.

Infatti la caratteristica potenza-tensione di una cella fotovoltaica presenta un massimo in corrispondenza di una determinata tensione, detta appunto V_{MPP} (*maximum power point voltage*), come mostrato nella figura seguente:



Inoltre la tensione V_{MPP} si sposta al variare dell'irraggiamento solare S [W/m^2] che investe la superficie esposta della cella, e della temperatura della stessa: in particolare si nota un aumento di V_{MPP} all'aumentare di S ed una diminuzione di V_{MPP} all'aumentare di T_c .

Per queste ragioni è opportuno prevedere un controllo che permetta di mantenere il punto di lavoro ottimale della cella anche in presenza di variazioni di irraggiamento e/o temperatura.

Sono numerose le tecniche utilizzate, differenti per grado di complessità implementativa ed efficienza. Tutte queste tecniche hanno in comune il fatto che il controllo della tensione o della corrente dell'array fotovoltaico è eseguito mediante il controllo del *duty cycle* del convertitore di potenza (*buck*, *boost*, o *buck/boost*) posto tra l'array ed il carico.

1-Perturb&Observe

Questo algoritmo prevede una struttura periodica consistente in due fasi. La prima fase prevede l'applicazione di una perturbazione al *duty cycle* del convertitore di potenza (ad esempio aumentandolo rispetto a quello precedente); quindi si esegue la misurazione della potenza istantanea erogata dall'array fotovoltaico per capire se la perturbazione applicata ha portato ad un aumento o una diminuzione della stessa.

Ovviamente, in caso di aumento anche la successiva perturbazione sarà dello stesso tipo (aumento del *duty cycle* nel caso in esempio), contrariamente si dovrà provvedere a diminuire il *duty cycle*.

Uno dei criteri progettuali di questa tecnica è essenzialmente l'ampiezza della perturbazione: infatti una perturbazione troppo ampia porta ad una convergenza più rapida verso il punto di massima potenza, ma anche a maggiori oscillazioni attorno ad esso in caso di condizioni stazionarie. Viceversa, una troppo piccola, pur offrendo una miglior stabilità attorno a V_{MPP} , implica maggiori tempi di convergenza.

Altro criterio è il periodo di osservazione/perturbazione che se troppo ampio può portare ad una mancanza di efficienza dell'algoritmo, poiché non è garantito il *tracking* in tempo quasi-reale del punto di massima potenza.

Questa tecnica pur essendo una delle più efficienti, presenta la necessità di un'unità di controllo (microcontrollore) in grado di eseguire calcoli e confronti di misurazioni; inoltre per ottenere una misura della potenza sono necessarie una sonda di tensione (spesso integrata nel MCU stesso) ed una di corrente (di ben più difficile realizzazione).

2-Fractional open-circuit voltage

Questa tecnica si basa sull'evidenza sperimentale per cui, per certe condizioni di irraggiamento e temperatura della cella fotovoltaica, la sua tensione di circuito aperto V_{OC} e la V_{MPP} sono legate da una proporzionalità lineare. In sostanza, V_{MPP} è una frazione di V_{OC} : il valore della costante di proporzionalità dipende quasi esclusivamente dalle caratteristiche della cella utilizzata, ed il suo valore – da determinarsi preventivamente mediante una serie di misure di V_{OC} e V_{MPP} – è in genere compreso nel range 0.71-0.78.

La tecnica prevede dunque la periodica misurazione della tensione di circuito aperto della cella per individuare quale sia la tensione ottimale di lavoro V_{MPP} : è evidente quindi che uno degli svantaggi di questa tecnica sia la necessità della periodica, momentanea, disconnessione del carico per eseguire la misura della tensione a vuoto. Questo comporta ovviamente un “vuoto” di potenza nell'istante della disconnessione: pertanto è necessario individuare un buon compromesso tra ampiezza del periodo di misurazione di V_{OC} e durata della disconnessione per non incorrere in grosse perdite di efficienza. Ad esempio se le condizioni ambientali variano lentamente si può scegliere di eseguire le misure di V_{OC} con una periodicità abbastanza ampia e quindi ci si può permettere un tempo di disconnessione maggiore rispetto al caso di variazioni ambientali più repentine. Una soluzione alternativa consiste nell'affiancare all'array principale una cella pilota delle stesse caratteristiche utilizzata allo scopo di ottenere la tensione a vuoto senza dover effettuare alcuna disconnessione.

Una volta ottenuta la stima della V_{MPP} si deve forzare l'array fotovoltaico ad operare a quella precisa tensione, e lo si ottiene mediante un controllo in catena chiusa sul convertitore di potenza.

Questa tecnica, pur presentando una notevole semplicità implementativa che ne permette la realizzazione anche senza unità di calcolo, garantisce soltanto un funzionamento approssimativo, dal momento che la costante di proporzionalità presenta variazioni, seppur piccole, al variare dell'irraggiamento: pertanto la tensione operativa effettiva potrà talvolta discostarsi da quella teorica.

Tuttavia la caratteristica di potenza mostra un andamento piuttosto piatto attorno al punto di massimo: quindi è possibile tollerare un errore in tensione senza incorrere in gravi perdite di potenza.

3-Fractional short-circuit current

Questa tecnica è dal punto di vista procedurale identica alla precedente, ma invece di una proporzionalità di tensioni si basa sulla linearità tra la corrente di corto-circuito della cella I_{SC} e la corrente I_{MPP} corrispondente al punto di massima potenza. In questo caso la costante di proporzionalità è maggiore, essendo compresa tra 0.78 e 0.92, come può essere intuito se si pensa alla caratteristica corrente-tensione della cella che presenta un andamento piuttosto piatto a sinistra del punto di massima potenza. Anche se come detto il principio è lo stesso della tecnica precedente, questa presenta maggiori difficoltà implementative in quanto la misura ed il mantenimento di una informazione di corrente non sono altrettanto semplici: spesso è necessario ricorrere a microcontrollori o altri circuiti digitali.

4-Incremental conductance

Questa tecnica si basa sul fatto che la curva potenza-tensione della cella fotovoltaica presenta derivata positiva, nulla e negativa rispettivamente a sinistra, in corrispondenza e a destra del punto di massima potenza.

Sviluppando tale derivata come segue:

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

si evince come debba aversi $\Delta I/\Delta V = -I/V$ in corrispondenza di V_{MPP} , $\Delta I/\Delta V > -I/V$ a sinistra di V_{MPP} , e $\Delta I/\Delta V < -I/V$ a destra di V_{MPP} .

Quindi il punto di massima potenza viene ricercato e mantenuto eseguendo un confronto tra $\Delta I/\Delta V$ (che è di fatto una conduttanza incrementale della cella) e I/V che invece è una conduttanza istantanea. In base al risultato del confronto verrà innalzata o abbassata la tensione di lavoro della cella mediante un'azione sul *duty cycle* del convertitore. La variazione incrementale di tensione (a cui fa seguito una variazione di corrente) è in questo caso da intendersi a tempo fissato: nella realizzazione pratica tuttavia si esegue una approssimazione in quanto le variazioni sono calcolate tra due istanti

di tempo successivi. Se però la distanza temporale tra i due istanti è piccola l'approssimazione non porta ad errori.

Il compromesso principale da raggiungere nell'implementazione di questa tecnica riguarda l'ampiezza della perturbazione ΔV , che, come sempre, se troppo piccola porta a lentezza nella convergenza, mentre se troppo grande porta ad oscillazioni attorno al punto di massima potenza.

Anche questa tecnica necessita di un controllore digitale che possa mantenere in memoria i valori di tensione e corrente ed eseguire calcoli e confronti, nonché di una sonda di corrente.

5-Current sweep method

Questo metodo di individuazione del punto di massima potenza consiste nell'imposizione periodica alla corrente della cella fotovoltaica di un breve impulso noto di tipo esponenziale decrescente:

$$i(t) = I_{max}e^{-t/\tau}$$

Grazie a questo artificio si può scrivere la derivata della potenza istantanea rispetto alla corrente nel modo seguente:

$$\frac{dp(t)}{di(t)} = \frac{d[i(t)v(t)]}{di(t)} = v(t) - \tau \frac{dv(t)}{dt}$$

E' quindi agevole ricavare la tensione di massima potenza, cioè quella per cui:

$$0 = \frac{dp(t)}{dt} = \frac{dp(t)}{di(t)} \frac{di(t)}{dt}$$

semplicemente annullando l'equazione sopra contenente soltanto la tensione:

$$v(t) - \tau \frac{dv(t)}{dt} = 0$$

Questo metodo deve chiaramente essere implementato mediante un sistema digitale in grado di memorizzare l'andamento della tensione $v(t)$ durante la scansione, e di risolvere l'ultima equazione differenziale scritta. Lo svantaggio principale di questa tecnica è la necessità di periodiche disconnessioni del carico per eseguire lo *sweep* in corrente,

con conseguente perdita di potenza. Come nei casi precedenti si deve raggiungere un buon compromesso nell'ampiezza del periodo di scansione in base alle necessità dell'applicazione specifica.

6-Load current/load voltage maximization

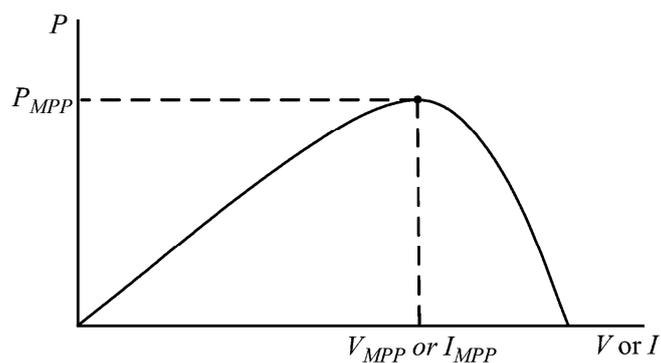
Questo metodo si basa sulla semplice osservazione per cui massimizzare la potenza estratta dall'array fotovoltaico equivale a massimizzare la potenza ceduta al carico nel caso in cui tra i due sia frapposto un convertitore dc-dc.

Inoltre nel caso particolare in cui il carico sia un bus dc a tensione costante, come ad esempio una batteria, la massimizzazione della potenza ceduta può essere ottenuta massimizzando semplicemente la corrente che fluisce verso il carico stesso. Quando invece il carico assorbe una corrente costante è sufficiente massimizzare la sua tensione.

La tecnica consiste quindi in un controllo sulla tensione o corrente del carico ed una conseguente azione sul *duty cycle* del convertitore, presentando quindi una relativa semplicità implementativa.

7-Ripple correlation control (RCC)

Questa tecnica sfrutta la naturale oscillazione della tensione/corrente (*ripple*) della cella fotovoltaica quando è collegata ad un convertitore di potenza di tipo *switching*. Se si fa riferimento ad una caratteristica potenza-tensione della cella fotovoltaica come la seguente:



risulta evidente che il prodotto

$$\frac{dp(t)}{dt} \frac{dv(t)}{dt}$$

debba essere positivo, nullo e negativo per tensioni rispettivamente minori, uguali e maggiori di V_{MPP} . In altre parole, le fasi di $p(t)$ e $v(t)$ passano da valori concordi a valori discordi nell'attraversare il punto di massima potenza.

È quindi sufficiente implementare una tecnica che permetta di ottenere l'informazione sulla fase relativa, e il metodo scelto in questo caso è proprio il calcolo dell'integrale di correlazione:

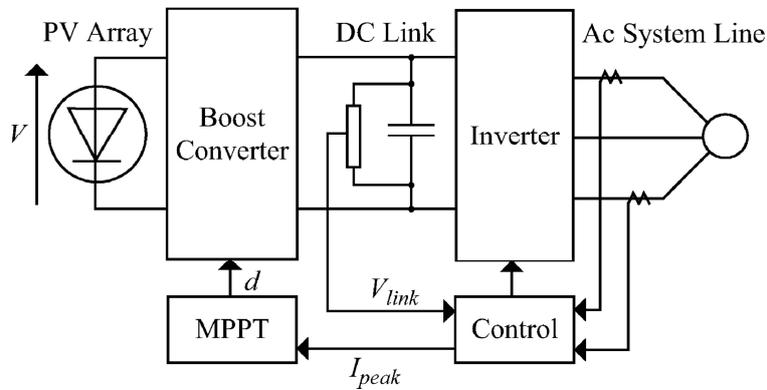
$$D(t) = \int \frac{dp(t)}{dt} \frac{dv(t)}{dt} dt$$

Inoltre il valore dell'integrale così calcolato può essere direttamente utilizzato per determinare il *duty cycle* del convertitore mediante una tecnica di tipo PWM, garantendo un costante e preciso *tracking* del punto di massima potenza.

Questa tecnica può essere implementata in forma completamente analogica, presentando una certa semplicità realizzativa.

8-DC-Link Capacitor Droop Control

Questa tecnica (ampiamente descritta in [4]) è applicata nel caso in cui il sistema sia corredato da due convertitori di potenza. Il primo è di tipo dc-dc ed è applicato tra l'array fotovoltaico ed un bus dc realizzato mediante un condensatore; il secondo è un dc-ac (inverter) posto a valle del condensatore secondo lo schema riportato a pagina seguente.



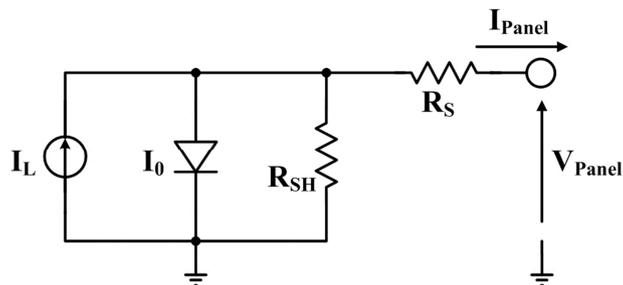
Si ipotizzi che la tensione del collegamento dc sia mantenuta costante: in questo caso un aumento della corrente che fluisce verso l'inverter implica un aumento della potenza estratta dall'array. La tensione del bus dc potrà mantenersi costante (grazie ad un controllo sull'inverter) fintantoché la potenza richiesta dall'inverter (e quindi dal carico) non supererà la potenza massima erogabile dall'array. Viceversa, quando al crescere della corrente la potenza richiesta supererà quella disponibile, la tensione sul condensatore inizierà a decrescere: questo istante (e in particolare la relativa corrente I_{peak}) segnala il punto in cui la potenza dell'array ha raggiunto il massimo, ossia il MPP, e si appresta a calare. Il presente algoritmo di MPPT può essere implementato sia in forma digitale che completamente analogica.

Appendice B

Circuito equivalente di una cella fotovoltaica

Questa breve appendice fornisce importanti delucidazioni su come si sia realizzato in LTspice un equivalente elettrico della cella fotovoltaica utile al progetto e alle simulazioni descritte al capitolo 2.

I meccanismi di generazione fotovoltaica che avvengono all'interno della cella sono assai complessi e per questa ragione esistono diversi livelli di accuratezza a cui ci si può porre nel realizzare un modello elettrico equivalente a componenti discreti: quello utilizzato prende il nome di modello a singolo diodo ed è rappresentato nella seguente figura



Il generatore di corrente I_L rappresenta la corrente fotogenerata la quale dipende direttamente dall'irraggiamento S [W/m^2] incidente sulla cella e dalla temperatura T_C [K] secondo la relazione

$$I_L = I_{L,STC} * \frac{S}{S_{STC}} + \alpha \left(\frac{1}{T_{STC}} - \frac{1}{T_C} \right) \quad (1)$$

dove $S_{STC}=1000$ W/m^2 e $T_C=298$ K rappresentano le condizioni di prova standard per la cella alle quali la corrente generata vale $I_{L,STC}$.

Tuttavia la cella, essendo di fatto una giunzione p-n di grande area, non si presenta come un generatore di corrente ideale: perciò è introdotto il diodo avente una corrente di saturazione I_0 ed un fattore di idealità n non necessariamente unitario.

Non è tutto, poiché è necessario tenere in considerazione anche alcuni fenomeni dissipativi: R_S rappresenta le perdite dovute al basso drogaggio della regione di base, all'area limitata della regione di emettitore ed alla resistenza dei contatti metallici di raccolta della corrente. Nella resistenza R_{SH} sono invece concentrate tutte le correnti di dispersione che si richiudono all'interno della cella.

Considerata una singola cella, l'equazione che lega la corrente I_{panel} alla tensione V_{panel} è la seguente:

$$I_{panel} = I_L - I_0 \left(e^{\frac{V_{panel} + I_{panel} R_S}{a}} - 1 \right) - \frac{V_{panel} + I_{panel} R_S}{R_{SH}} \quad (2)$$

$$a = nV_t$$

Quello appena esposto è dunque un modello teorico interamente descritto da cinque parametri: $I_{L,STC}$, I_0 , n , R_S , R_{SH} . Tuttavia il *datasheet* della cella (o del pannello) non fornisce mai questi parametri: vengono forniti solamente dati “ai terminali” della cella quali la caratteristica I-V in condizioni di prova standard, la tensione di circuito aperto V_{OC} , la corrente di corto-circuito I_{SC} e le grandezze relative al punto di massima potenza V_{MPP} , I_{MPP} , P_{MPP} .

L'estrazione dei parametri del modello a partire dai dati forniti dal costruttore passa attraverso la complessa risoluzione di un sistema di cinque equazioni esponenziali in cinque incognite come descritto in [5]. Nel presente lavoro di tesi si è invece utilizzata una procedura semplificata, ma più che soddisfacente considerato il livello di accuratezza richiesto.

Rielaborando l'equazione (2) per i casi di corto circuito e circuito aperto si ottengono rispettivamente le seguenti due equazioni:

$$I_{SC} = I_L - I_0 \left(e^{\frac{I_{SC} R_S}{a}} - 1 \right) - \frac{I_{SC} R_S}{R_{SH}} \quad (3)$$

$$0 = I_L - I_0 \left(e^{\frac{V_{OC}}{a}} - 1 \right) - \frac{V_{OC}}{R_{SH}} \quad (4)$$

Considerando il piccolo valore di R_S ed il grande valore di R_{SH} si possono ottenere le due seguenti approssimazioni delle suddette equazioni:

$$I_{SC} \cong I_L \quad (5)$$

$$0 \cong I_{SC} - I_0 \left(e^{\frac{V_{OC}}{a}} - 1 \right) \quad (6)$$

$$a = nV_t$$

L'equazione (6) è di fondamentale importanza per i calcoli che seguiranno. Se si dispone dei valori di V_{OC} e I_{SC} in due differenti condizioni di irraggiamento è possibile, uguagliando l'espressione di I_0 nei due casi, approssimare dapprima il coefficiente di idealità n come:

$$n = \frac{V_{OC,2} - V_{OC,1}}{V_t \ln \left(\frac{I_{SC,2}}{I_{SC,1}} \right)} \quad (7)$$

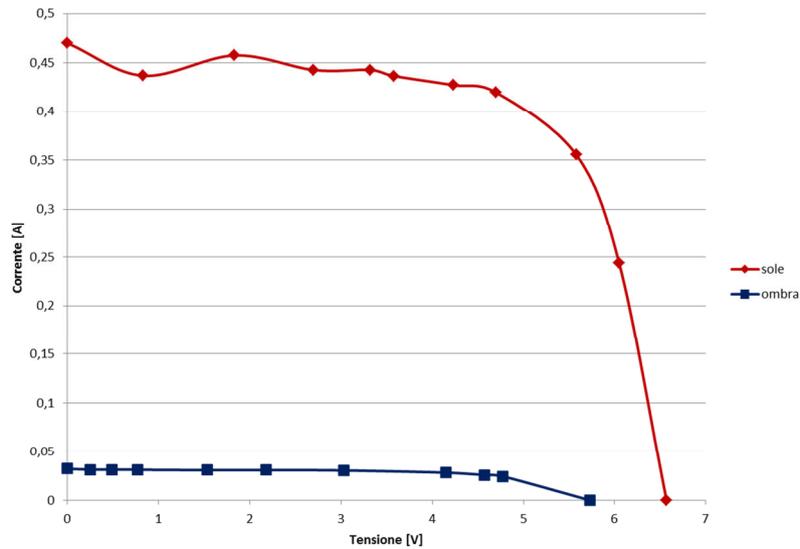
quindi ottenere la corrente di saturazione I_0 con la semplice formula:

$$I_0 = \frac{I_{SC,1}}{\left(e^{\frac{V_{OC,1}}{a}} - 1 \right)} \quad (8)$$

Per il momento si dispone dunque, seppure grazie a delle approssimazioni, dei parametri I_L , n ed I_0 come riassunto nelle equazioni (5), (7), (8).

Rimane da affrontare la determinazione di R_S ed R_{SH} la quale invece seguirà una via decisamente più empirica e pragmatica come verrà descritto a breve.

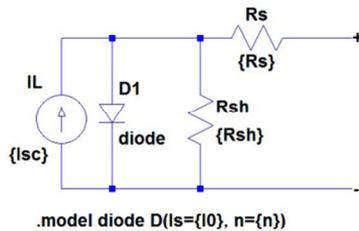
Come spiegato al capitolo 1, si è deciso di implementare in LTspice un modello di pannello avente le caratteristiche in irraggiamento diretto ed in ombreggiamento mostrate in figura 1.1 e qui riportate per comodità:



Si è inoltre ipotizzato un pannello composto dalla serie di dieci celle elementari, potendo dunque ottenere le caratteristiche salienti della singola cella semplicemente scalando di un fattore 10 la tensione come riassunto nella seguente tabella:

	Voc [V]	Isc [mA]
SOLE	0.657	450
OMBRA	0.573	31

Con i dati appena forniti e grazie alle equazioni (7) e (8) è possibile calcolare i due parametri $n=1.207646648902010$ ed $I_0=3.68027E-10$ A ed inserirli nel circuito equivalente LTspice riportato alla pagina seguente.

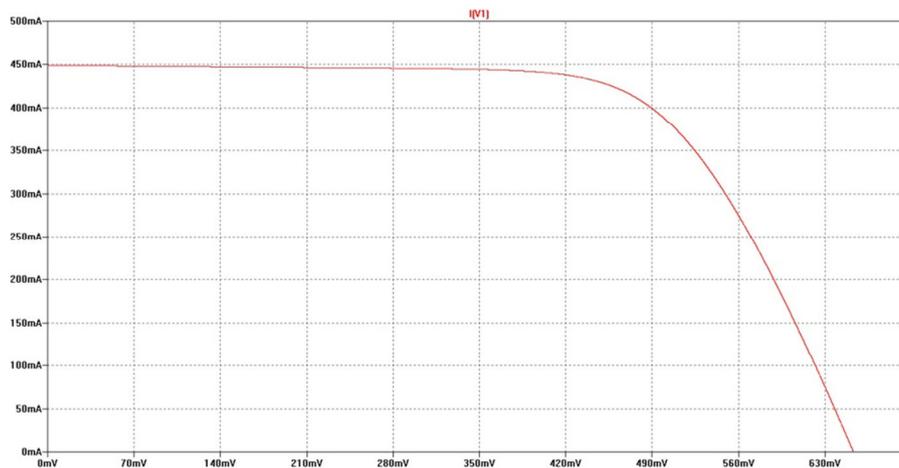


INPUT PARAMETERS

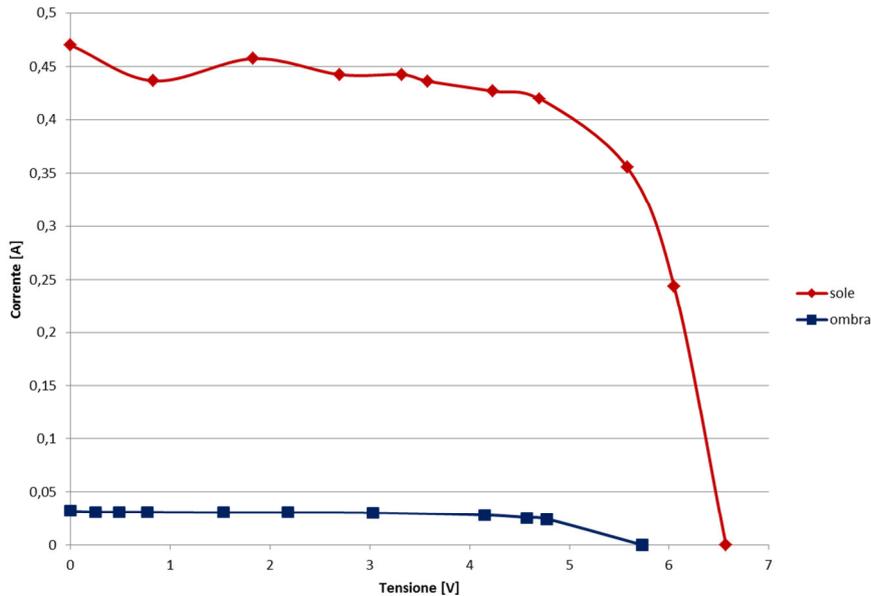
.param Rsh=91.42	Shunt resistance [Ohm]
.param Rs=0.2286	Series resistance [Ohm]
.param Vt=26e-3	Thermal voltage @STC [V]
.param n=1.20764664890201	Diode ideality factor
.param I0=3.68027E-10	Diode saturation current [A]

Il valore I_{SC} dipenderà da quale delle due condizioni di irraggiamento si desidera simulare e verrà specificato di volta in volta scegliendo tra il valore di 31mA o quello di 450mA, oppure prevedendo un'alternanza tra i due come in caso di simulazione in condizioni dinamiche.

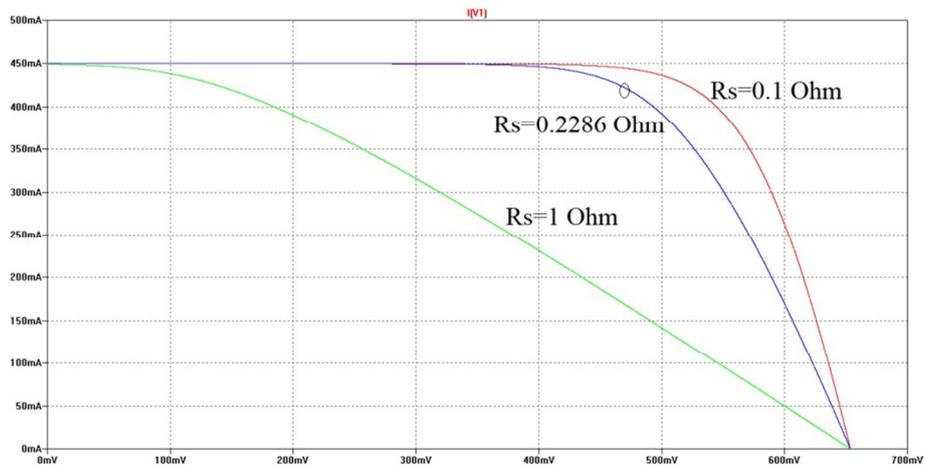
Eseguendo una simulazione di tipo *DC sweep* (ad esempio nel caso di esposizione solare diretta) si è ottenuta per la cella la seguente caratteristica:



I valori delle resistenze R_S ed R_{SH} sono stati ricavati mediante simulazioni parametriche, cercando di ottenere un discreto *fitting* tra le curve simulate e quelle di riferimento riportate di seguito:



Si consideri ad esempio la curva rossa, ossia in condizioni di esposizione solare diretta. Un punto molto interessante poiché prossimo al “ginocchio” e quindi al *maximum power point* è (4.7V;0.42A). Ricordando che si è ipotizzato un pannello composto dalla serie di dieci celle, significa che la singola cella opera nel punto (0.47V;0.42A). In condizioni di elevato irraggiamento (e quindi elevata corrente della cella) il contributo di R_S diviene rilevante (poiché le cadute di tensione su di essa possono divenire importanti) ed è quindi in questo caso che si deve determinare il suo valore. A questo scopo si è imposto un valore grande per R_{SH} (ad esempio 100k Ω) e si sono eseguite simulazioni parametriche rispetto ad R_S fino a determinare il passaggio della caratteristica nel punto desiderato, evidenziato da un segno grafico come nell’esempio mostrato nella figura a pagina seguente.



Si può determinare il valore di R_{SH} mediante analoghe osservazioni nel caso di irraggiamento ridotto: infatti è in caso di basse correnti di uscita dalla cella che non è possibile trascurare la corrente che fluisce nel ramo dissipativo parallelo.

Conclusioni

Con il lavoro di tesi descritto in queste pagine si è potuto apprezzare l'intero processo di realizzazione di una sistema elettronico: dalla preliminare fase di studio del problema, alla fase progettuale di simulazione ed ottimizzazione al calcolatore, fino alla fase di design del circuito stampato.

La soluzione proposta gode di ottima efficienza energetica come dimostrano i risultati delle simulazioni, pur nella sua discreta semplicità implementativa. Si sono utilizzati infatti algoritmi e componenti appositamente studiati per applicazioni di tipo *low power*. Unico piccolo inconveniente è la dipendenza dalle caratteristiche dello specifico pannello fotovoltaico utilizzato: tuttavia questo problema può essere facilmente superato mediante una iniziale fase di taratura in cui si vada ad agire sul rapporto di tensione ottima rispetto a quella di circuito aperto modificando un semplice partitore resistivo.

Il sistema gode inoltre di ottima stabilità nel mantenimento del punto di massima potenza e di buona rapidità di adattamento alle condizioni di irraggiamento come dimostrano le simulazioni condotte in regime di illuminazione variabile.

Bibliografia e webgrafia

- [1] ESRAM, T.; CHAPMAN, P.L.; , "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.22, no.2, pp.439-449, June 2007
- [2] BRUNELLI, D.; DONDI, D.; BERTACCINI, A.; LARCHER, L.; PAVAN, P.; BENINI, L.; , "Photovoltaic scavenging systems: Modeling and optimization," *Microelectronics Journal* , vol.40, issue 9, pp.1337–1344, September 2009
- [3] <http://www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/3645>
"Correct board layout lowers EMI of switchmode converters"
Application Note 3645, November 2005
- [4] MATSUI, M.; KITANO, T.; DE-HONG XU; ZHONG-QING YANG; , "A new maximum photovoltaic power tracking control scheme based on power equilibrium at DC link," *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE* , vol.2, no., pp.804-809 vol.2, 1999
- [5] SERA, D.; TEODORESCU, R.; RODRIGUEZ, P.; , "PV panel model based on datasheet values," *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.2392-2396, 4-7 June 2007