

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITA' DI BOLOGNA

CAMPUS DI CESENA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA E DELLE
TELECOMUNICAZIONI**

Classe L-8

**CONVERTITORI SEPIC
PER APPLICAZIONI FOTOVOLTAICHE**

Elaborato in
Elettronica

Relatore

Claudio Fiegna

Correlatore

Paolo Magnone

Presentata da

Mattia Menghi

Sessione Terza

Anno accademico 2012/2013

Indice

Introduzione	p.1
CAPITOLO 1: Introduzione al fotovoltaico	p.3
1.1 Pannello fotovoltaico	p.3
1.2 Cella solare: principio di funzionamento e struttura	p.8
1.3 Curva caratteristica e standard di costruzione	p.13
CAPITOLO 2: Convertitori DC/DC	p.18
2.1 Convertitore buck	p.18
2.2 Convertitore boost	p.23
2.3 Convertitore buck-boost	p.27
CAPITOLO 3: Convertitore SEPIC e algoritmi di MPPT	p.32
3.1 Funzionamento del circuito	p.32
3.2 Caratteristiche e dimensionamento del convertitore	p.37
3.3 Algoritmi di MPPT	p.42
3.4 Esempio di un sistema fotovoltaico per la carica di una batteria mediante circuito SEPIC	p.46
CAPITOLO 4: Simulazione	p.49
4.1 Introduzione al programma LTSpice	p.49
4.2 Schema del circuito	p.51
4.3 Simulazione e comparazione fra dati teorici e dati rilevati	p.54
4.4 Simulazione di alcuni casi pratici e confronto con i dati teorici	p.59
CONCLUSIONE	p.61
BIBLIOGRAFIA	P.63

INTRODUZIONE

La produzione di energia elettrica con tecnica fotovoltaica si propone come una alternativa economica e a basso impatto ambientale rispetto a quelle attualmente utilizzate. La posizione geografica del nostro paese ci pone in una zona molto favorevole all'utilizzo di questa tecnica in quanto la nostra esposizione al sole è molto elevata per gran parte dei mesi dell'anno.

I pannelli fotovoltaici attuali hanno una durata molto lunga nel tempo (mediamente intorno ai 25-30 anni) e una volta installati richiedono bassi costi di manutenzione. L'evoluzione ha portato, seppur ancora in via del tutto sperimentale, all'unione di pannelli fotovoltaici e batterie per la creazione di sistemi stand-alone, ovvero completamente distaccati dalla rete di fornitura di energia pubblica. In particolare per questa tipologia di impianti si è reso necessario l'impiego di convertitori interfacciati con algoritmi di controllo in grado di estrarre, durante le ore di produzione, la maggior quantità possibile di energia.

In questo elaborato verranno trattati i convertitori DC/DC con particolare attenzione al convertitore di tipo SEPIC che per le sue caratteristiche tecniche si è dimostrato flessibile e adatto a questa applicazione. Nel testo vengono inoltre trattati alcuni dei principali algoritmi di MPPT e vengono proposti alcuni casi di studio relativi a possibili situazioni reali.

Di seguito si riporta il contenuto dei vari capitoli trattati nella tesi.

Nel primo capitolo, viene descritto il funzionamento di una cella fotovoltaica e le modalità di composizione per raggiungere valori di potenza utilizzabili a livello pratico. Si descrive la caratteristica elettrica della suddetta cella fotovoltaica e la sua dipendenza da temperatura e radiazione solare. Infine si elencano gli standard di produzione dei pannelli fotovoltaici.

Nel secondo capitolo si presentano le principali topologie di convertitori DC/DC: buck, boost e buck-boost. e SEPIC. In particolare, all'interno di questo capitolo verrà approfondito il funzionamento del convertitore SEPIC, ricavando le formule per il dimensionamento.

Nel terzo capitolo si trattano il convertitore SEPIC, di cui verrà approfondito il funzionamento ricavando le formule per il dimensionamento, e gli algoritmi MPPT elencandone alcune tipologie. Inoltre si mostrerà come questi ultimi vengono interfacciati con il convertitore SEPIC.

Nel quarto si tratta la parte di simulazione di un impianto, si propongono gli schemi circuitali e si confrontano alcuni casi pratici con i valori teorici.

CAPITOLO 1

INTRODUZIONE AL FOTOVOLTAICO

In questo capitolo viene analizzato il principio di funzionamento del pannello fotovoltaico e la sua struttura intrinseca. Vengono introdotte le tipologie di applicazione pratiche e le strutture con cui i pannelli vengono configurati al fine del raggiungimento dei valori di tensione e corrente richiesti. Viene ricavato il suo punto di lavoro e la relazione con le condizioni atmosferiche a cui è sottoposto. Infine si analizzeranno i vari standard di costruzione degli attuali moduli fotovoltaici in commercio.

1.1 Pannello fotovoltaico

L'energia solare è associata alla radiazione solare e da essa derivano più o meno direttamente quasi tutte le altre fonti energetiche disponibili all'uomo con le sole eccezioni dell'energia nucleare, dell'energia geotermica e dell'energia delle maree. È un'alternativa ai combustibili fossili in quanto è un'energia rinnovabile e per molti aspetti pulita. La produzione di energia è limitata alle sole ore diurne e a particolari condizioni meteorologiche.

I pannelli fotovoltaici sono composti da celle fotovoltaiche che convertono l'energia luminosa in energia elettrica; la prima si propaga dal sole fino alla terra con un'energia pari a 1367 W/m^2 , ma al suolo, in condizioni ottimali, la radiazione è approssimativamente di 1000 W/m^2 , di cui solo una parte può essere utilizzata dalla tecnologia fotovoltaica in quanto l'onda elettromagnetica può essere ostacolata da particolari condizioni meteorologiche e dall'incidenza della stessa sul pannello solare a seconda dell'orientamento

rispetto al sole.

Per far sì che un impianto fotovoltaico raggiunga valori di potenza considerevoli le celle vengono disposte in serie ed in parallelo formando in questo modo un modulo fotovoltaico. L'insieme di più moduli in serie e parallelo dà origine ad un pannello fotovoltaico. A sua volta la disposizione in serie di diversi pannelli fotovoltaici genera una stringa in grado di produrre un valore di tensione dato dalla somma dei singoli contributi. Infine le stringhe vengono a loro volta disposte in parallelo definendo così un campo fotovoltaico in grado di aumentare corrente I.

Gli impianti fotovoltaici possono essere di tre tipi:

- il primo stand-alone (ad isola) è un impianto collegato a strutture isolate dalla rete e richiede dispositivi di accumulo come ad esempio le batterie . La tensione di uscita dal pannello fotovoltaico è regolata dalle batterie stesse. Il sistema è composto da un campo fotovoltaico collegato ad un insieme di batterie di accumulo alle quali è poi connesso un inverter che ha la funzione di convertire la corrente continua in corrente alternata fino a 400V per impianti oltre i 5 KW. Negli impianti fotovoltaici di tipo stand-alone non sono previsti convertitori DC/DC in quanto la tensione fornita all'inverter è regolata dalla batteria. Le tradizionali batterie in commercio hanno una tensione di lavoro di 12V o 24V. Interposto tra il carico e l'inverter vi è un trasformatore che ha il compito di convertire la tensione e la corrente proveniente dall'inverter in valori adatti all'impiego.

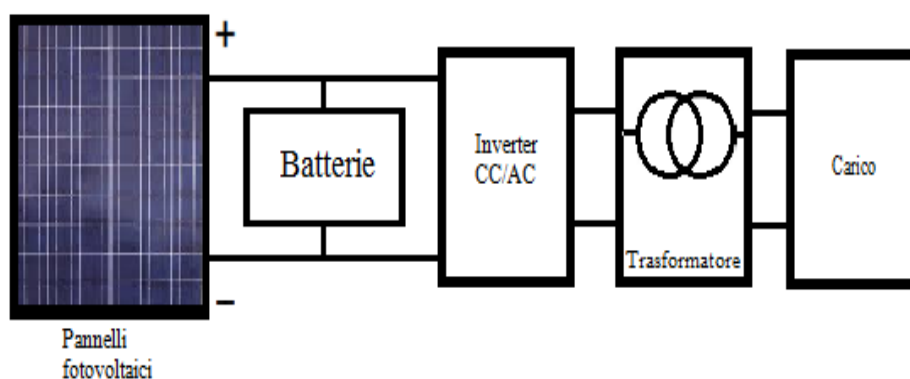


Fig. 1.1 - Schema di un impianto fotovoltaico stand alone

Per rendere più efficiente questa tipologia di impianto, si inserisce tra le batterie e i pannelli fotovoltaici un condensatore ed un convertitore di tipo SEPIC. Il primo garantisce la stabilità della tensione in ingresso in quanto, se correttamente dimensionato può far fronte a lievi variazioni della stessa. Il secondo garantisce una corretta conversione tra tensione in ingresso e tensione in uscita, inoltre mediante l'impiego di algoritmi di controllo, è possibile ricercare e porsi nel punto di lavoro in grado di produrre la maggior potenza possibile. Mediante la regolazione del duty-cycle dello switch elettronico che controlla il SEPIC si può rendere l'uscita stabile ad una tensione fissata entro i limiti imposti dalle variazioni della tensione in ingresso. Si veda un esempio di questo circuito in figura 1.2.

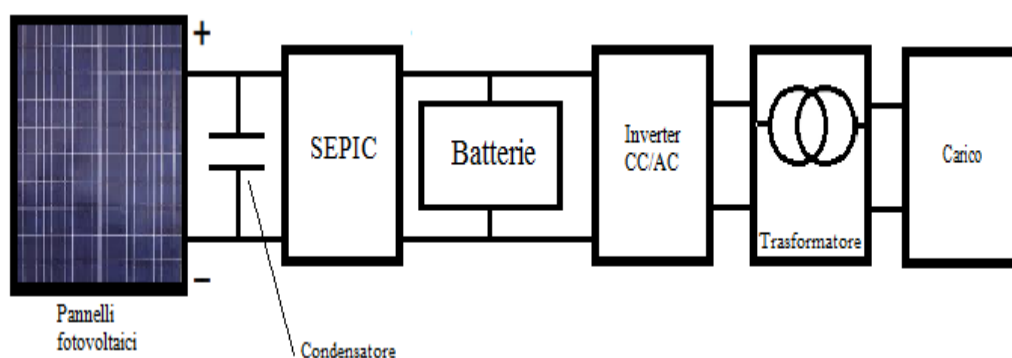


Fig. 1.2 - Schema di un impianto stand-alone con SEPIC e condensatore.

- Il secondo grid-connected ovvero collegato alla rete elettrica. In questi impianti l'eccesso di potenza elettrica generata dai pannelli viene immessa nella rete di distribuzione. Non vi saranno accumulatori e la tensione verrà regolata da un convertitore DC/DC in modo da erogare la potenza maggiore. Sarà poi necessario prevedere un circuito in grado di sincronizzare la tensione in uscita dall'impianto con quella della rete. Questi impianti sono riassunti schematicamente, come in figura 1.3, da un insieme di pannelli ai quali è collegato un inverter e interposto fra i due vi è un condensatore, che come nel caso precedente garantisce la stabilità della tensione in ingresso. La regolazione si ottiene

indirettamente mediante l'inverter che gestisce il flusso di potenza dai pannelli al trasformatore.

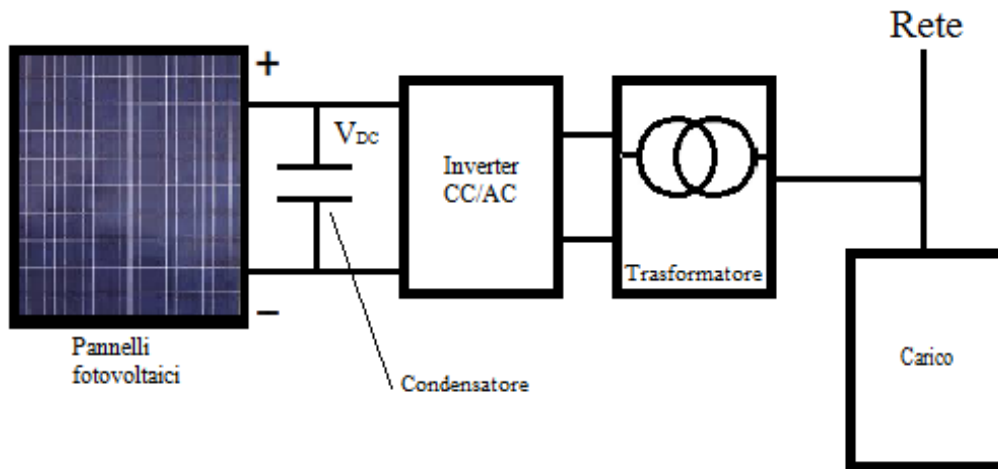


Fig. 1.3 - Schema di un impianto fotovoltaico grid-connected a singolo stadio di conversione

Per rendere più efficiente questa tipologia di impianto, si dividono i pannelli dall'inverter inserendo tra gli stessi un secondo condensatore ed un convertitore di tipo SEPIC. In questo modo la regolazione della tensione V_{MPPT} , vista dal condensatore 1, viene affidata al convertitore SEPIC, mentre la regolazione della tensione V_{DC} , vista dal condensatore 2, viene lasciata all'inverter. Si veda un esempio di questo circuito in figura 1.4.

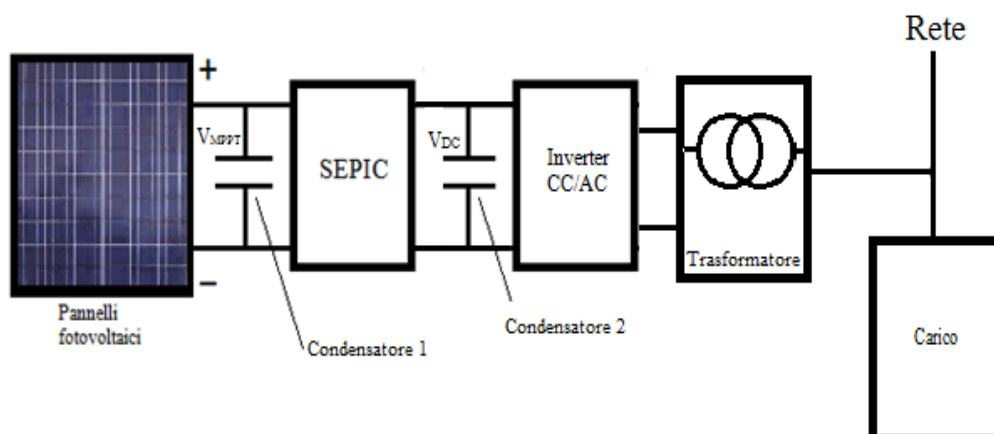


Fig. 1.4 - Schema di un impianto fotovoltaico grid-connected a doppio stadio di conversione

- Il terzo è l'impianto ibrido che è connesso alla rete elettrica e ad una o più batterie. I pannelli fotovoltaici caricano le batterie le quali sono connesse al carico e forniscono a quest'ultimo energia elettrica. Quando la loro carica è esaurita il carico sfrutta l'energia della rete. Il surplus di energia prodotta quando gli accumulatori terminano la loro fase di ricarica e l'impianto produce più di quanto richiesto, verrà inserito nella rete elettrica.

1.2 Cella solare: principio di funzionamento e struttura

▪ Principio di funzionamento

La cella fotovoltaica è costituita da silicio drogato tipicamente con atomi di fosforo e di boro. L'atomo di silicio ha 4 elettroni di valenza mentre l'atomo di fosforo ne ha 5. Inserendo atomi di fosforo fra quelli di silicio si crea una struttura con un elettrone disponibile per la conduzione. A questo punto si avrà un eccesso di cariche negative (elettroni) e si dice che il silicio è drogato negativamente. L'atomo di boro ha 3 elettroni di valenza. Inserendo atomi di boro si crea una struttura con l'assenza di un elettrone, detta lacuna e si dice che il silicio è drogato positivamente. La lacuna viene colmata da un elettrone che si sposta da un atomo vicino formando a sua volta una lacuna. Lo spostamento di elettroni in un verso corrisponde allo spostamento di lacune nel verso opposto. Mettendo a contatto la zona drogata positivamente con quella drogata negativamente si ottiene la cosiddetta giunzione P-N.

GIUNZIONE P-N

In una giunzione P-N, si innesca il principio di diffusione della carica. Nella zona drogata negativamente, quindi di tipo N, si innesca il processo di diffusione degli elettroni dalla zona a più alta densità verso quella a densità minore. Analogamente accade nella zona drogata positivamente, quindi di tipo P, nella quale si innesca il processo di diffusione delle lacune dalla zona a più alta densità verso quella a densità minore. A ridosso della giunzione P-N si crea, pertanto, un accumulo di carica elettrica la quale genera un campo elettrico che si andrà ad opporre alla ulteriore diffusione di cariche determinando così, una situazione di equilibrio. Applicando dall'esterno una tensione la cella viene polarizzata e consente il passaggio di corrente in modo unilaterale (comportamento analogo a quello di un diodo). Quando la stessa viene posta a contatto con la radiazione solare agli elettroni viene fornita energia sufficiente per passare dalla banda di valenza a quella di conduzione determinando una lacuna. Le cariche elettriche sono messe in moto dalla differenza di potenziale

presente ai capi della giunzione P-N.

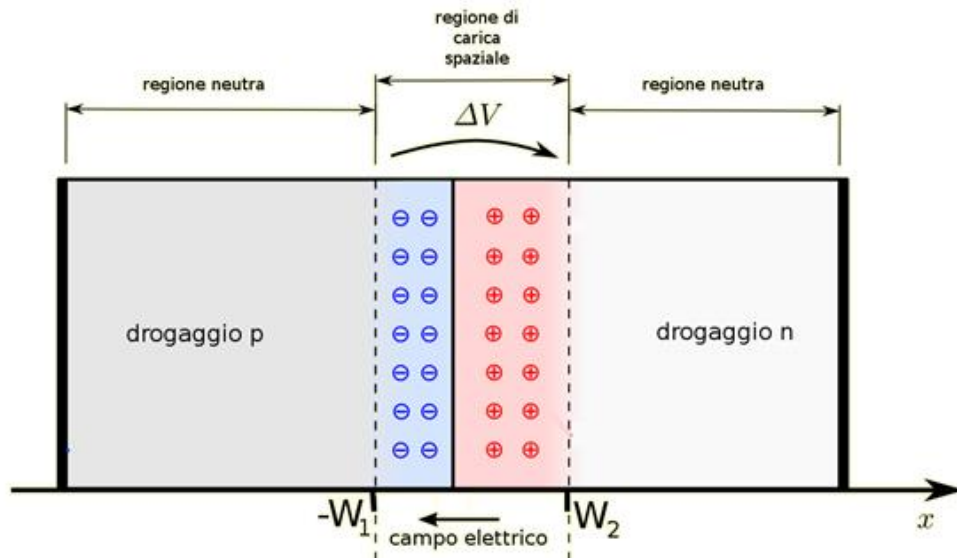


Fig. 1.5 - Schematizzazione della giunzione P-N in un diodo
(immagine tratta da "Giunzione P-N" di Wikipedia)

Per ricavare il punto di lavoro di una cella fotovoltaica bisogna studiarne la sua caratteristica I-V (fig. 1.6).

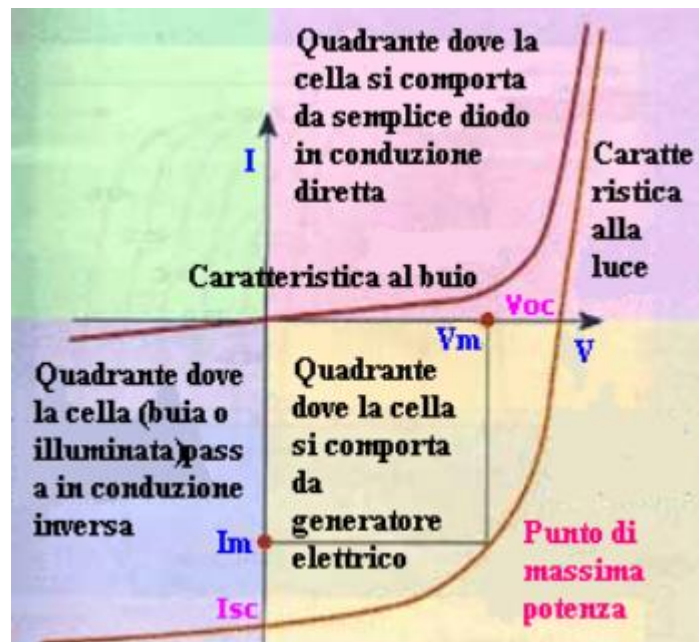


Fig. 1.6 - Caratteristica I-V di una cella fotovoltaica
(immagine tratta dal sito enerpoint.it)

Per semplicità portiamo la caratteristica I-V nel I quadrante.

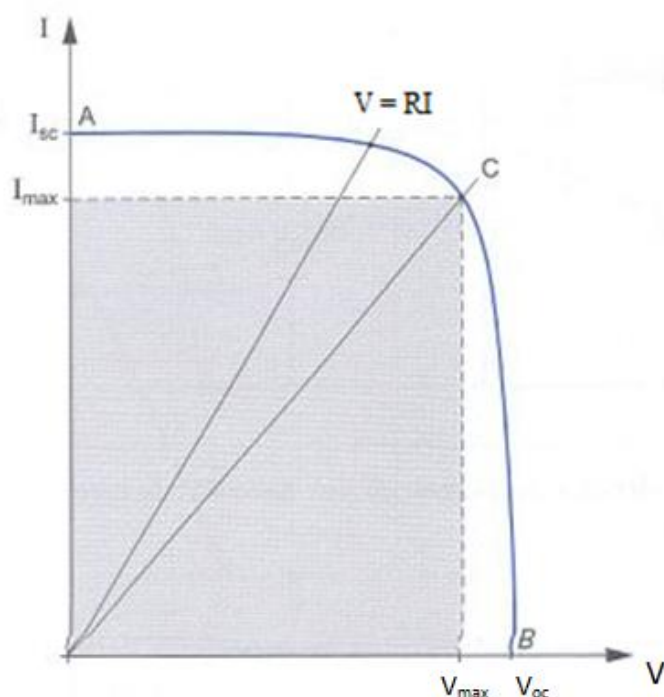


Fig. 1.7 Caratteristica I-V inversa con retta di carico

Il punto di funzionamento della cella chiusa su una resistenza R è rappresentato dall'intersezione della retta $V = RI$ con la caratteristica I-V della cella. Assume importanza il punto in cui il prodotto $P=V \cdot I$ è massimo in quanto esso rappresenta le condizioni in cui il generatore PV eroga la massima potenza che corrisponde al punto C. Il rapporto:

$$FF = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} \cdot 100 \quad (1.1)$$

prende il nome di fattore di riempimento FF (Fill Factor). Valori alti di FF indicano una maggiore qualità della cella (valori tipici sono compresi tra 70% e 85%). Il rapporto tra la potenza elettrica massima erogata dalla cella e la potenza ricevuta dal sole rappresenta l'efficienza della conversione η (rendimento) che varia tra dall'8% al 20% a secondo del tipo di cella.

- **Struttura della cella**

Il componente fondamentale dell'impianto fotovoltaico è la cella fotovoltaica detta comunemente cella solare, costituita da un semiconduttore al

silicio composto da un elettrodo superiore che lascia passare i fotoni della radiazione. Nel momento in cui una radiazione luminosa colpisce il reticolo cristallino si verifica la promozione di un elettrone dalla banda di valenza alla banda di conduzione. I fotoni assorbiti forniscono agli elettroni l'energia per superare il band gap del silicio. Le coppie elettrone-lacuna così generate vengono separate dal campo elettrico della giunzione PN. I portatori derivanti dall'effetto fotovoltaico possono quindi essere sfruttati per generare una corrente.

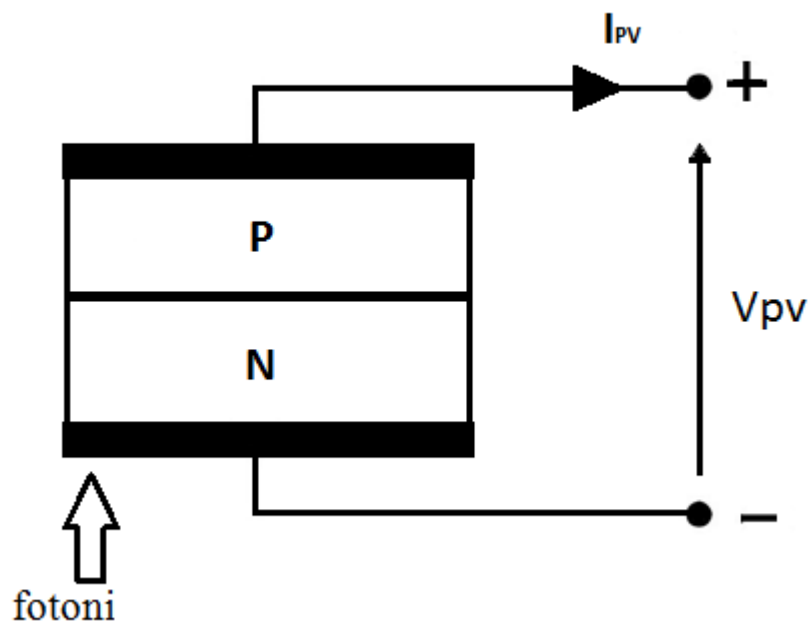


Fig. 1.8 – Struttura schematica di una cella fotovoltaica .

La cella solare può essere studiata mediante il suo circuito equivalente di figura 1.9.

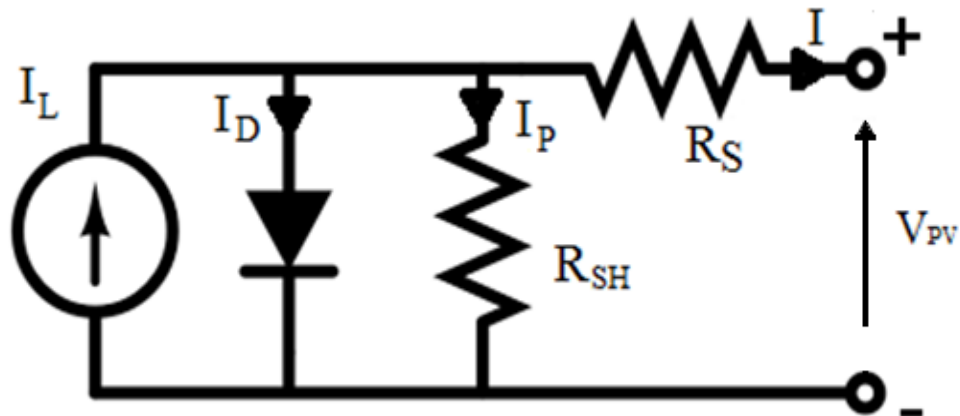


Fig. 1.9 – Circuito equivalente di una cella fotovoltaica

L'equazione caratteristica della cella illuminata ricavabile dal circuito equivalente è:

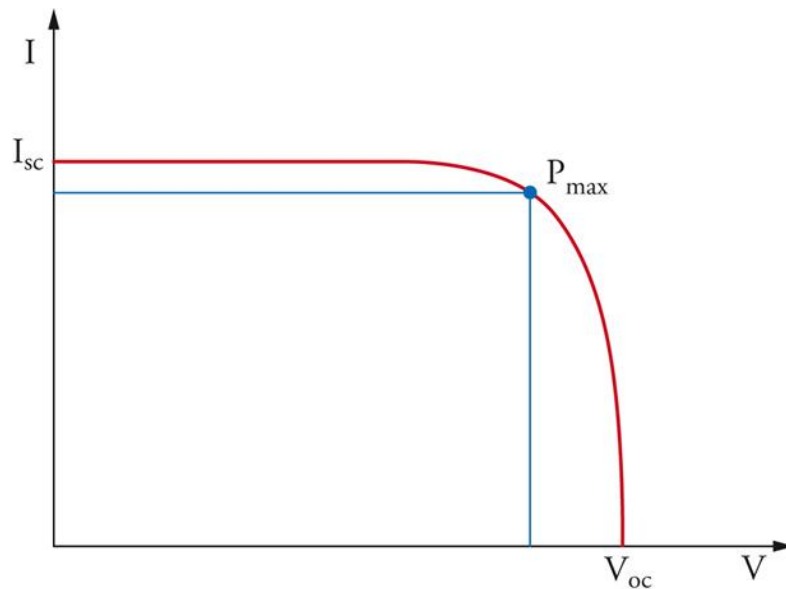
$$I = I_L - I_0 \cdot \left(e^{\frac{q(V_{PV} + I \cdot R_S)}{n \cdot K \cdot T}} - 1 \right) - \frac{V_{PV} + I \cdot R_S}{R_{SH}} \quad (1.2)$$

dove I è la corrente in uscita alla cella fotovoltaica, I_L è la corrente generata dalla radiazione luminosa e proporzionale al numero dei fotoni, I_0 è la corrente di saturazione inversa del diodo, q è la carica dell'elettrone ovvero $1.6 \cdot 10^{-19}$ C, n è un coefficiente compreso tra 1÷2 che dipende dai fenomeni di generazione e ricombinazione che avvengono nella zona di carica spaziale (zona di giunzione), che per un diodo ideale è pari a 1, K è la costante di Boltzmann quindi $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K, T è la temperatura della cella espressa in gradi Kelvin, infine R_S e R_{SH} sono rispettivamente la resistenze serie e la resistenza di shunt espresse in Ω .

1.3 Curva caratteristica e standard di costruzione

- **Curva caratteristica**

La caratteristica I-V di una cella fotovoltaica come ogni caratteristica di detta specie, presenta tre punti notevoli che sono: la massima corrente erogabile (in condizione di corto circuito), la massima tensione erogabile (in condizione di circuito aperto) e il punto di massima potenza in corrispondenza del valore massimo del prodotto V·I.



Fi g. 1.7 – Caratteristica I-V di un modulo fotovoltaico

Per calcolare i punti sopra citati si parte dall'equazione costitutiva del circuito (1.2) nella quale per calcolare la corrente di corto circuito si pone la tensione ai capi della cella $V_{PV}=0$:

$$I_{SC} = I_L - I_0 \cdot \left(e^{\frac{q \cdot I_{SC} \cdot R_S}{N \cdot K \cdot T}} - 1 \right) - \frac{I_{SC} \cdot R_S}{R_{SH}} \quad \xrightarrow{T = 300K} \quad I_{SC} \approx I_L \quad (1.3)$$

Per calcolare la tensione a circuito aperto, si annulla la corrente I nella 1.2 e si ottiene:

$$V_{OC} = N \cdot \frac{K \cdot T}{q} \ln \frac{I_L + I_0}{I_0} \quad (1.4)$$

Nei casi reali i pannelli fotovoltaici seguono la curva della cella, ma subiscono effetti dovuti alla dipendenza dalle variazioni di temperatura e radiazione solare. Questo modifica dinamicamente la caratteristica del sistema introducendo dipendenze che possono essere determinate mediante modelli matematici dai quali si ricavano quattro coefficienti da considerare in fase progettuale.

Gli effetti sono mostrati in figura 1.8 dove si mostra che all'aumento della temperatura di lavoro corrisponde una diminuzione della tensione di circuito aperto, mentre al diminuire della radiazione solare S_c diminuisce la corrente di corto circuito.

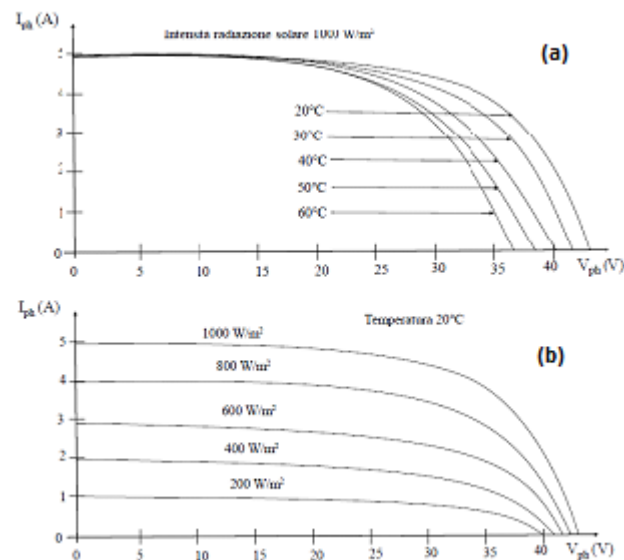


Fig. 1.8 – Caratteristica I–V di un pannello fotovoltaico
(a) al variare della temperatura (b) al variare della radiazione solare

Dai modelli matematici posso ricavare i seguenti coefficienti:

$$C_{TV} = 1 + \beta(T_a - T_x) \quad (1.5)$$

$$C_{TI} = 1 + \frac{\gamma_T}{S}(T_a - T_x) \quad (1.6)$$

$$C_{SV} = 1 + \beta \cdot \alpha(S_X - S) \quad (1.7)$$

$$C_{SI} = 1 + \frac{1}{S}(S_X - S) \quad (1.8)$$

I valori dei parametri per una cella fotovoltaica standard alla temperatura $T_a=20^\circ\text{C}$ sono $\beta=0,004$, $\gamma_T=0,06$, $\alpha=0,02$. S rappresenta l'intensità della radiazione solare e T_X la temperatura rispetto cui si vuole valutare la variazione. Infine per le ultime due S_X rappresenta l'intensità della radiazione rispetto cui si vuole valutare la variazione.

Questi coefficienti vengono inseriti nelle relazioni di tensione e corrente delle celle come:

$$V_{phx} = C_{TV} \cdot C_{SV} \cdot V \quad (1.9)$$

$$I_{phx} = C_{TI} \cdot C_{SI} \cdot I \quad (1.10)$$

I nuovi valori di tensione V_{phx} e corrente I_{phx} terranno conto delle condizioni atmosferiche a cui viene sottoposta la cella.

Durante l'esposizione della cella ai raggi solari il maggiore effetto è dettato dalle variazioni dell'intensità della radiazione solare (si pensi ad esempio al susseguirsi del giorno e della notte ed alle continue variazioni della posizione della terra rispetto al sole); pertanto ciò che più subirà mutamenti è la corrente.

Si mostra infine un grafico (fig. 1.9) in cui viene rappresentato nella caratteristica I-V del pannello fotovoltaico anche l'andamento della potenza ad una temperatura di lavoro di 25° . Dai picchi del grafico P-V si possono ricavare i punti di lavoro Q_i corrispondenti ad un determinato valore di corrente – tensione. Questi punti rappresentano il MPP ovvero la massima potenza erogabile dalla cella. Si intuisce come al diminuire dell'intensità della radiazione solare, diminuisce notevolmente la potenza prodotta dal pannello.

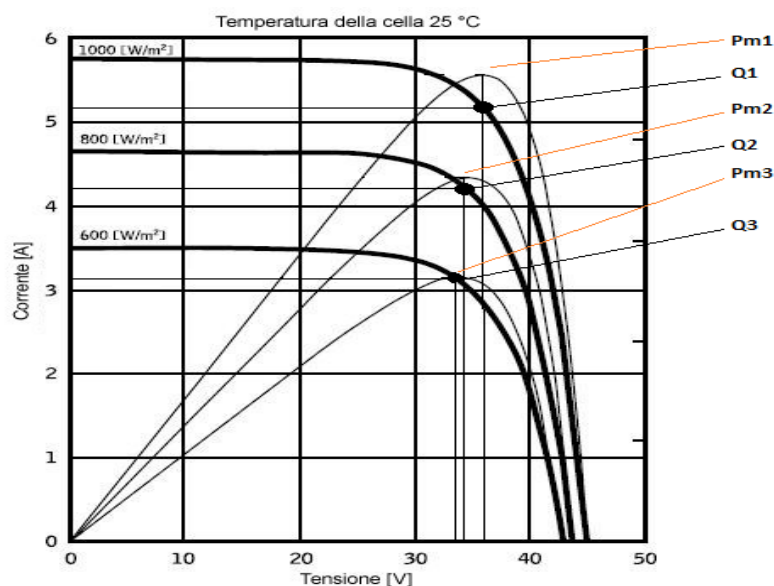


Fig. 1.9 – Caratteristiche I-V-P di un pannello fotovoltaico in funzione della radiazione solare

▪ Standard di costruzione

Le celle fotovoltaiche utilizzate in commercio presentano caratteristiche e costi differenti a seconda del materiale di cui sono costituite. Ad esempio quelle in Silicio monocristallino, che ad oggi sono le più utilizzate, hanno un'efficienza di conversione circa del 18-19 %. A seguire vi sono le celle in Silicio policristallino nelle quali si raggiunge un'efficienza circa del 15% e per ultime quelle in Silicio amorfo nelle quali si è intorno al 6%.

I vari produttori le identificano mediante targhette definite secondo la norma CEI EN 50380 "Fogli informativi e dati di targa per moduli fotovoltaici".

Su ogni targa sono espresse le seguenti informazioni:

- P_{mp} [Wp] potenza nominale del pannello fotovoltaico (massima potenza ottenibile)
- V_{oc} [V] tensione di circuito aperto (massima tensione ottenibile)
- V_{mp} [V] tensione d'esercizio ottimale (in condizioni normali d'esercizio)
- I_{sc} [A] corrente di cortocircuito (massima corrente ottenibile)
- I_{mp} [A] corrente di esercizio ottimale (in condizioni normali d'esercizio)
- coefficienti standar di riferimento: temperatura = 25°C, radiazione = 1000W/mq, massa d'aria = 1,5 AM

Di seguito viene riportata a titolo di esempio la targa di un pannello fotovoltaico (fig. 1.14).

Caratteristiche elettriche						
Modulo prodotto in Europa		NU-185 (E1)	NU-180 (E1)			
Modulo prodotto in Giappone		NU-S5 (E3E)	NU-S0 (E3E)	NU-S0 (E3Z)	NU-R5 (E3Z)	NU-R0 (E3E)
Potenza di picco		185 W _p	180 W _p	180 W _p	175 W _p	170 W _p
Tensione a circuito aperto	V _{OC}	30,2	30,0	30,0	29,8	29,4 V
Corrente di corto circuito	I _{SC}	8,54	8,37	8,23	8,29	8,37 A
Tensione alla massima potenza	V _{pm}	24,0	23,7	23,7	23,2	22,4 V
Corrente alla massima potenza	I _{pm}	7,71	7,6	7,6	7,55	7,60 A
Efficienza del modulo	η _m	14,1	13,7	13,7	13,4	13,0 %
Coefficiente di temperatura – tensione a circuito aperto	αV _{OC}	-104	-104	-104	-104	-104 mV/°C
Coefficiente di temperatura – corrente di corto circuito	αI _{SC}	+0,053	+0,053	+0,053	+0,053	+0,053 %/°C

Fig. 1.14 - Targa per moduli fotovoltaici

Attualmente i pannelli per applicazioni stand-alone hanno valori della tensione in uscita alla massima potenza di 12V (tensione di lavoro delle batterie), mentre quelli per applicazioni grid-connected hanno tensioni di 24V.

CAPITOLO 2

Convertitori DC/DC

In questo capitolo verranno analizzati i convertitori DC/DC, ovvero dispositivi che accettano una tensione in ingresso continua e producono una tensione di uscita continua, tipicamente di valore differente rispetto quella di ingresso. I convertitori DC/DC sono in circuiti che richiedono una regolazione di potenza continua. Si analizzeranno i principali modelli di convertitori, le modalità di funzionamento e le tipologie di conversione.

2.1 Convertitore buck

Un convertitore buck è un convertitore DC-DC produce in uscita una tensione minore rispetto a quella in ingresso (convertitore discesa). Fa parte della categoria dei convertitori switching in quanto il circuito è composto da un transistor che svolge la funzione di interruttore comandato in tensione. Questo convertitore ha una efficienza di conversione molto elevata e mediante la regolazione del duty-cycle (rapporto proporzionale ai tempi di carica e scarica del circuito) è molto versatile. Un esempio di circuito in grado di ridurre il valore della tensione di uscita può essere il partitore di tensione, ma malgrado la sua semplicità circuitale, presenta efficienze molto più basse in quanto parte della potenza deve essere dissipata per effetto Joule.

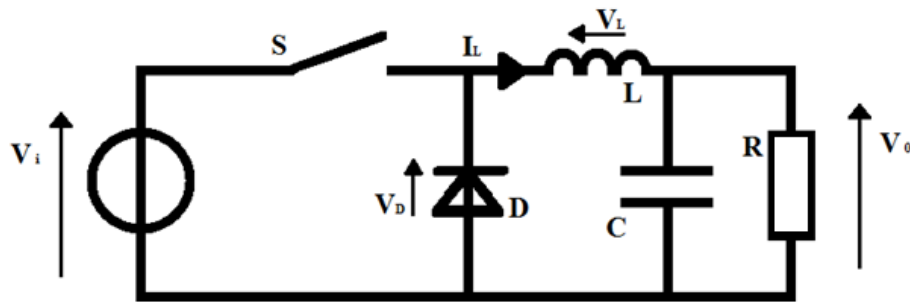


Fig. 2.1 – Schema circuitale di un convertitore buck

- *Funzionamento del circuito*

Il funzionamento del convertitore buck può essere riassunto in due fasi: la fase di carica in cui l'induttore è connesso al generatore e accumula energia e la fase di scarica in cui viene isolato il generatore e l'induttore si scarica sul carico. Il condensatore in uscita ha lo scopo di mantenere costante la tensione ai capi del carico. Se correttamente dimensionato non assorbe corrente, pertanto la corrente media fornita al carico (I_O) è pari al valore medio della corrente che scorre sull'induttore (I_L).

I convertitori possono funzionare secondo due modalità: modo continuo e modo discontinuo. Di seguito è riportata la descrizione dettagliata delle due modalità di funzionamento.

▪ **Modo continuo**

Un convertitore buck funziona in modo continuo (CCM) se la corrente che circola nell'induttore (I_L) non diventa mai nulla durante le due fasi di funzionamento. In figura 2.4 sono riportate le forme d'onda nel tempo. Quando l'interruttore è chiuso (stato "ON", fig. 2.2), siamo nella fase di carica. La tensione sull'induttore è $V_L = V_I - V_O$.

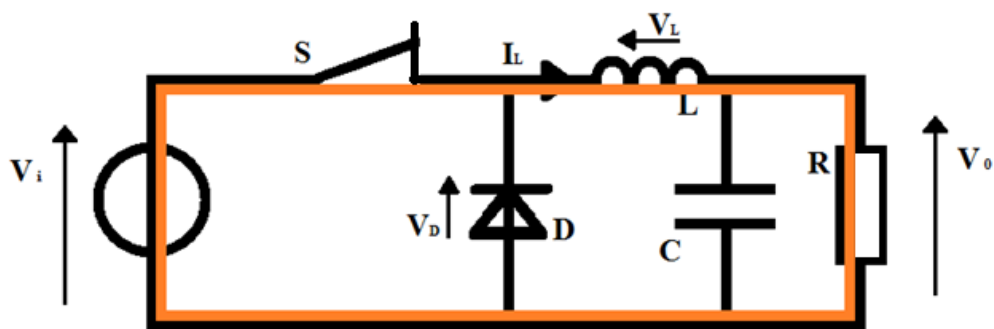


Fig. 2.2 – Stato ON Convertitore Buck

Il diodo è interdetto e si comporta come un circuito aperto. L'induttore è connesso al generatore V_i ed inizia a caricarsi. Durante questa fase la corrente che scorre su L cresce linearmente.

Quando l'interruttore viene chiuso inizia la fase di scarica (stato "OFF", fig. 2.3).

Il diodo è in conduzione e si comporta come un corto circuito (caso ideale: si trascura la caduta di tensione sul diodo). L'induttore è connesso al carico ed inizia a scaricarsi su di esso e la corrente I_L diminuisce. La tensione sul carico assumerà il seguente valore $V_o = -V_L$

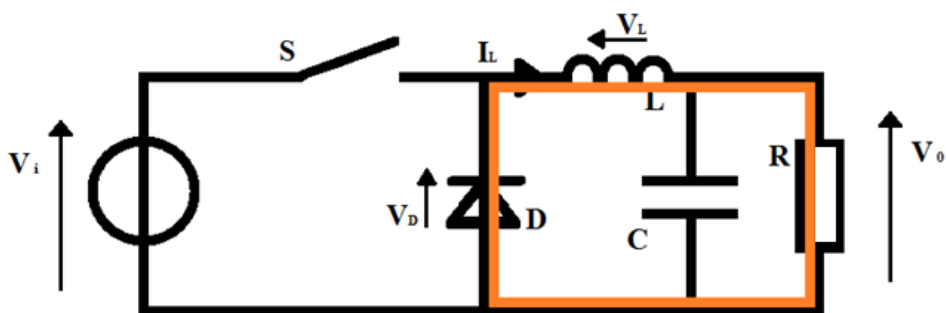


Fig. 2.3 – Stato OFF Convertitore Buck

L'energia immagazzinata sull'induttore durante un ciclo di commutazione è pari a $E = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2$, aumenta durante lo stato ON e diminuisce durante lo stato OFF.

L'induttore trasferisce l'energia dall'ingresso all'uscita del convertitore.

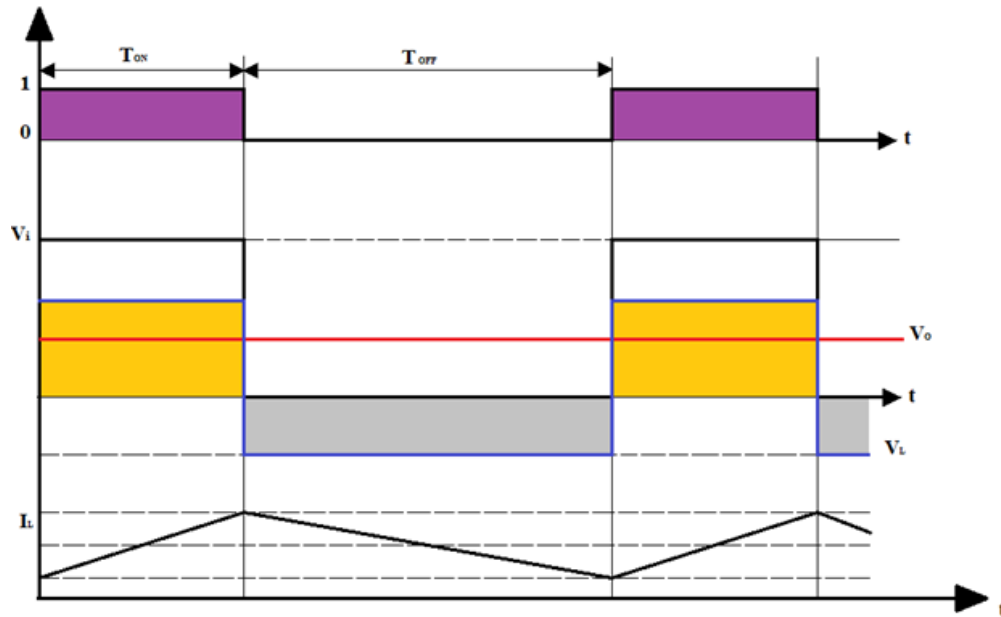


Fig. 2.4 – Forme d'onda in funzione del tempo

Come si evince da fig. 2.4 il valore della tensione d'uscita viene regolato dal rapporto tra la durata di T_{ON} e T_{OFF} . Il loro rapporto $D=T_{ON}/T$ (≤ 1) viene denominato duty-cycle e rappresenta il fattore di conversione del circuito. La $V_O=V_I*D$ da cui si ricava che $V_O \leq V_I$.

- **Modo discontinuo**

In alcuni casi il valore dell'energia richiesta dal carico è molto piccola tanto da poter essere trasferita in un periodo di tempo minore dell'intero periodo di commutazione. In tal caso, la corrente che scorre nell'induttore raggiunge lo zero durante il periodo di commutazione. Rispetto al modo di funzionamento descritto sopra, annullandosi la corrente sull'induttore, questo risulterà completamente scarico. Data la ciclicità di funzionamento si avrà pertanto che l'energia da esso immagazzinata all'inizio e alla fine di un periodo sarà identicamente nulla. Se ne deduce che la tensione media su L_1 sarà zero.

La tensione di uscita, si presenta più complessa rispetto alla precedente, ed è data da:

$$V_O = V_I \frac{1}{\frac{2L_1 I_O}{D^2 \cdot V_I T} + 1} \quad (2.1)$$

Il fattore di conversione non dipende più solo dal duty-cycle ma anche dal valore dell'induttanza L , da I_O , che rappresenta il valore della corrente in uscita, da V_I , che rappresenta il valore della tensione in ingresso e da T , che rappresenta il periodo di commutazione.

2.2 Convertitore boost

Un convertitore boost è un convertitore DC-DC con una tensione di uscita maggiore dell'ingresso (convertitore salita). Anch'esso fa parte dei convertitori switching in quanto il circuito, analogamente al precedente, è composto da un transistor che svolge la funzione di interruttore comandato in tensione. Questi circuiti spesso vengono integrati con filtri in uscita per ridurre il valore di ripple della tensione. Per ripple si intende l'oscillazione nel tempo di un segnale nell'intorno del suo valor medio.

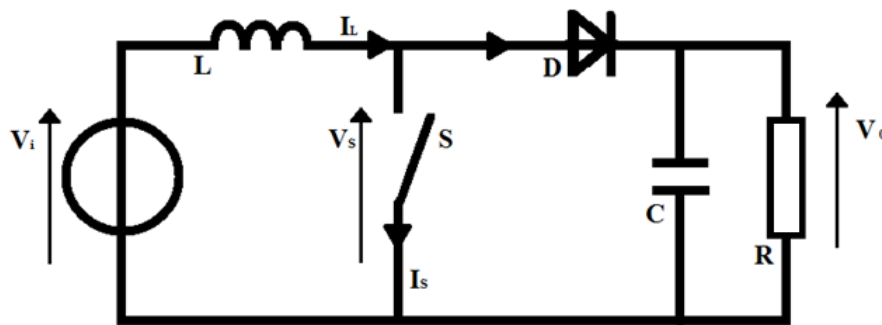


Fig. 2.5 – Schema circuitale di un convertitore boost

- Funzionamento del circuito

Il funzionamento del convertitore boost può essere riassunto in due fasi: la fase di carica in cui l'induttore è connesso al generatore e accumula energia e la fase di scarica in cui sia il generatore che l'induttore forniscono sono connessi al carico. L'energia accumulata su L durante la prima fase fa sì che al carico venga fornita una tensione superiore a quella generata dall'alimentatore.

▪ Modo continuo

Un convertitore boost funziona in modo continuo (CCM) se la corrente che circola nell'induttore (I_L) non diventa mai nulla durante le due fasi di funzionamento. Quando l'interruttore è chiuso (stato "ON", fig. 2.6), siamo nella fase di carica. L_1 viene posta alla tensione V_1 del generatore; la corrente inizia a

crescere ed andando a risolvere l'equazione costitutiva dell'induttore per t da 0 a T_{ON} ottengo:

$$\Delta I_L = \frac{V_I}{L} T_{ON} \quad (2.2)$$

che rappresenta l'incremento della corrente, quindi dell'energia immagazzinata.

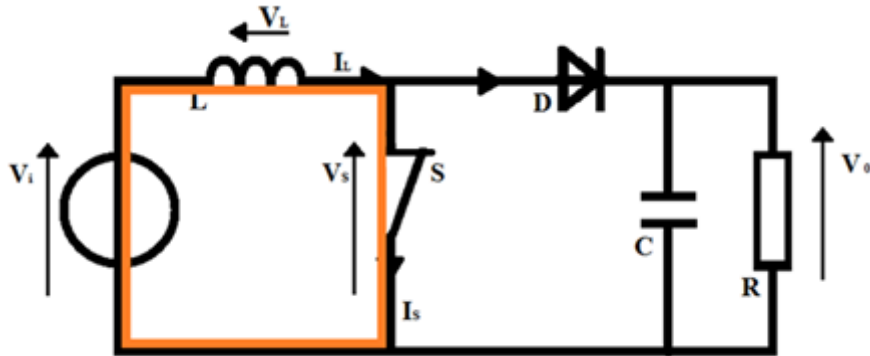


Fig. 2.6 – Stato ON Convertitore Boost

Durante la fase di scarica (stato “off”, fig. 2.7), il commutatore S è aperto, perciò la corrente dell'induttore e del generatore passano attraverso il diodo e il carico. Se si considera nulla la caduta di potenziale sul diodo (caso ideale), e la capacità C abbastanza grande tanto da garantire costante la tensione ai suoi capi, la tensione in uscita può essere espressa come:

$$V_O = V_I - \frac{dI_L}{dt} \quad (2.3)$$

In figura 2.8 vengono mostrate le forme d'onda di tensione e corrente tipiche delle fasi di funzionamento sopra descritte.

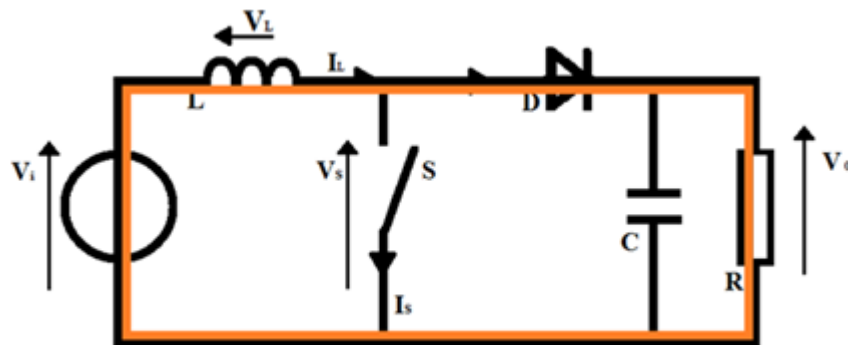


Fig. 2.7 – Stato OFF Convertitore Boost

Per quanto si può ricavare dalla teoria, tutti i componenti presenti nel circuito presentano valore di energia nulla allo stato iniziale e finale del ciclo di commutazione, tranne l'induttore per il quale vale la formula $E = \frac{1}{2}L \cdot I_L^2$ che rappresenta il valore medio dell'energia accumulata durante un periodo.

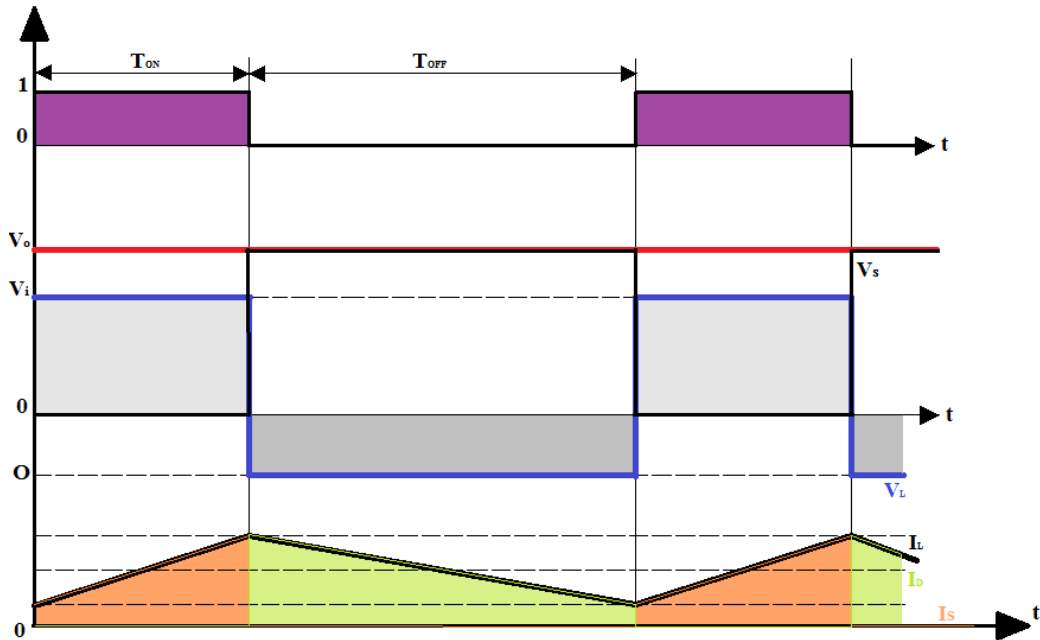


Fig. 2.8 - Forme d'onda in funzione del tempo

La formula che lega tensione in ingresso e tensione di uscita nei due stati può essere espressa come:

$$V_O = \frac{1}{1-D} V_I \quad (2.4)$$

la quale presenta la dipendenza con il duty-cycle, che come nel caso precedente rappresenta il rapporto T_{ON}/T (≤ 1). Si nota che, in questo caso, la tensione di uscita è sempre maggiore di quella di ingresso infatti cresce con l'aumentare di D .

▪ Modo discontinuo

Nei casi in cui l'energia richiesta dal carico è piccola, si verifica che la corrente che passa attraverso l'induttore scende a zero durante parte del periodo di commutazione. La differenza rispetto al modo precedentemente descritto è che annullandosi la corrente, sull'induttore si annullerà anche l'energia accumulata,

che pertanto sarà uguale all'inizio e alla fine di un ciclo. Se ne deduce che la tensione media ai capi di L vale zero.

La formula che esprime il valore della tensione in uscita risulta più complessa rispetto al modo precedente in quanto dipende, oltre che dalla tensione in ingresso V_I e dal duty-cycle, anche dal periodo di commutazione T, dal valore dell'induttanza L e dalla corrente sul carico I_O .

$$V_O = V_I + \frac{V_I^2 \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_O} \quad (2.5)$$

Il valore della corrente I_O è pari alla corrente I_D media che scorre attraverso il diodo. Quest'ultima è diversa da zero solo durante la fase di scarica, pertanto è pari alla corrente I_L durante lo stato off. Volendo esprimere il valore di I_O possiamo scrivere:

$$I_O = \bar{I}_D = \frac{V_I^2 \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot (V_O - V_I)} \quad (2.6)$$

Le formule che descrivono questo modo di funzionamento sono più complesse rispetto a quello continuo, inoltre la loro dipendenza da un numero maggiore di parametri fa preferire l'impiego di questi convertitori in modo continuo.

2.3 Convertitore buck-boost

Il convertitore buck-boost è un convertitore DC/DC che può produrre in uscita una tensione maggiore, minore o uguale in valore assoluto rispetto a quella in ingresso. Si possono avere due diverse tipologie funzionamento:

- Invertente: la tensione in uscita ha polarità opposta rispetto a quella in ingresso
- Non invertente: la tensione in uscita segue la polarità di quella in ingresso. Il convertitore viene ottenuto dalla cascata di un convertitore buck (discesa) seguito da un convertitore boost (salita)

Analisi della tipologia invertente

Il convertitore buck-boost ha una configurazione circuitale simile a quella dei precedenti convertitori. Agendo sull'interruttore S è possibile modificare il duty-cycle, quindi il valore della tensione in uscita. Come si evince da figura 2.9 l'interruttore S non è collegato a massa e questo rappresenta uno svantaggio per la sua progettazione. Una seconda nota negativa è data dalla tensione in uscita ha polarità inversa rispetto all'ingresso.

- Funzionamento del circuito

Anche questo convertitore opera in due fasi: la fase di carica, stato ON (interruttore chiuso), in cui all'induttore viene applicata mediante l'interruttore la tensione in ingresso V_{IN} . Il diodo è interdetto e si comporta come un circuito aperto. La fase di scarica, stato OFF (interruttore aperto), in cui l'induttore è collegato al carico ed alla capacità. In questa fase il diodo è polarizzato direttamente e consente all'induttore di cedere l'energia accumulata nella fase precedente.

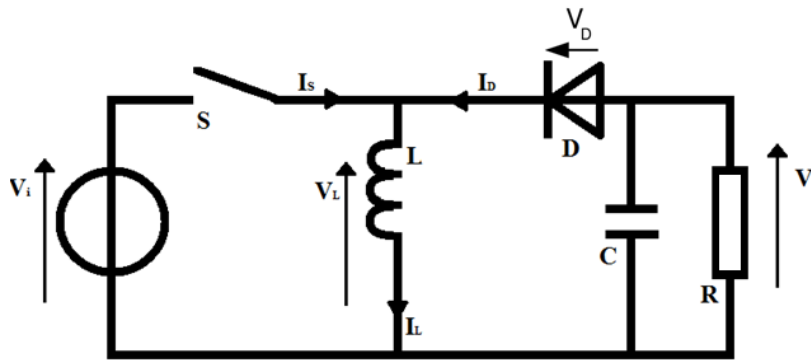


Fig. 2.9 - Schema circuitale di un convertitore buck-boost

▪ **Modo continuo**

Un convertitore buck-boost opera in modalità continua (CCM) se la corrente sull'induttore L non si annulla mai durante un ciclo di commutazione.

Durante lo stato ON, lo switch S è chiuso e l'induttore L è connesso al generatore V_{IN} . Inizia la fase di carica in cui l'induttore aumenta la propria energia interna. La corrente che lo attraversa inizia a crescere seguendo l'andamento dell'equazione costitutiva dell'induttore:

$$\Delta I_L = \frac{V_I}{L} T_{ON} \quad (2.7)$$

La capacità C dovrà essere progettata in modo da garantire al carico tensione costante per tutto il periodo di durata di T_{ON} . In figura 2.10 si mostrano i percorsi seguiti dalle correnti nelle due maglie.

Il diodo è polarizzato indirettamente, e si comporta come un circuito aperto.

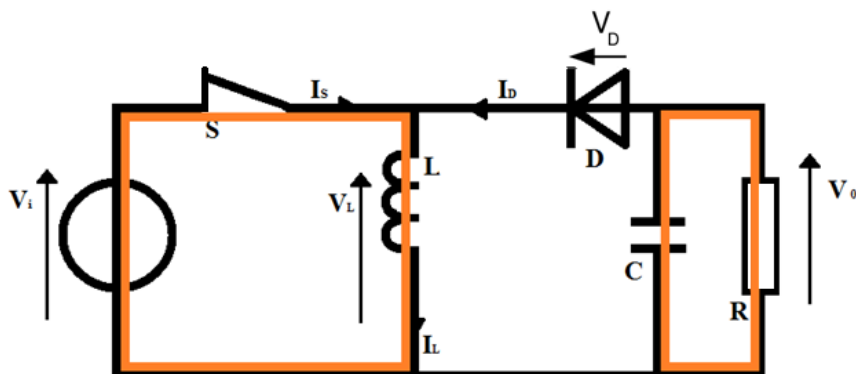


Fig. 2.10 - Stato ON Convertitore buck-boost

Durante lo stato OFF, lo switch è aperto, l'induttore L inizia la sua fase di scarica attraverso il diodo verso il condensatore C e il carico. L'energia accumulata durante lo stato precedente inizia a diminuire così come la corrente I_L .

$$\Delta I_L = -\frac{V_O}{L} T_{OFF} \quad (2.8)$$

Il diodo è polarizzato direttamente e se si suppone essere ideale, la caduta di tensione ai suoi capi è nulla.

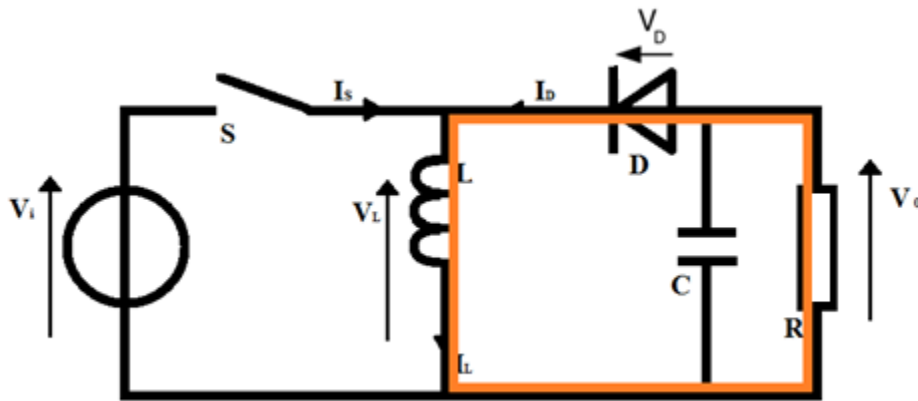


Fig. 2.11 - Stato OFF Convertitore buck-boost

Il valore delle energie accumulate dai componenti all'istante iniziale e finale del ciclo di commutazione è la stessa in quanto il circuito opera in regime statico. Un valore di interesse è rappresentato dall'energia accumulata dall'induttore che in termini medi, durante un ciclo di commutazione si può calcolare come:

$$E = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2 \quad (2.9)$$

Di seguito verranno mostrate le forme d'onda di tensione e corrente di un convertitore ideale.

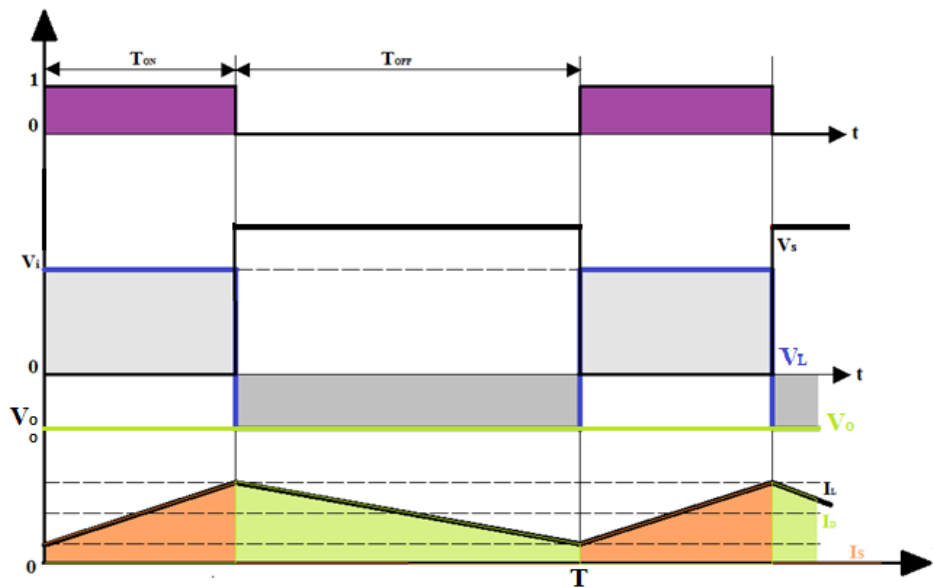


Fig. 2.12 - Forme d'onda in funzione del tempo

La relazione fra ingresso e uscita può essere espressa dalla formula

$$V_o = V_i \left(\frac{-D}{1-D} \right) \quad (2.10)$$

da cui si ricava:

$$D = \frac{V_o}{V_o - V_i} \quad (2.11)$$

Dall'espressione 2.10 si nota il carattere invertente di questo convertitore. Il duty-cycle è dato dal rapporto T_{ON}/T ed ha valori compresi fra 0 e 1. Il valore della tensione in uscita può variare fra un minimo di 0V ad un massimo teorico di $-\infty$, non raggiungibile nella realtà

▪ **Modo discontinuo**

In alcuni casi il valore dell'energia richiesta dal carico è molto piccola tanto da poter essere trasferita in un periodo di tempo minore dell'intero periodo di commutazione. In tal caso, la corrente che scorre nell'induttore raggiunge lo zero durante il periodo di commutazione. Rispetto al modo sopra descritto si annulla nell'induttore l'energia accumulata. All'inizio e alla fine di ogni ciclo essa avrà valore nullo. Questa differenza crea una variazione della relazione fra ingresso e uscita; si avrà in particolare che la tensione V_o sarà ricavabile mediante:

$$V_O = -\frac{V_I^2 \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_O} \quad (2.12)$$

dove D e V_I rappresentano rispettivamente duty-cycle e tensione del generatore. Rispetto alla 2.10 si nota la comparsa dei termini I_O che rappresenta la corrente di carico ottenibile mediando la corrente dell'induttore durante T_{OFF} , T che rappresenta il periodo di commutazione e L che rappresenta l'induttanza.

CAPITOLO 3

Convertitore SEPIC e algoritmi di MPPT

In questo capitolo verranno analizzati i convertitori di tipo SEPIC, ovvero dispositivi in grado aumentare diminuire o eguagliare la tensione in uscita rispetta quella in ingresso. Questi dispositivi ricevono in ingresso e producono in uscita segnali in continua. La loro funzione all'interno del circuito è quello di regolare il rapporto fra potenza in ingresso e in uscita. Verranno analizzati il principio di funzionamento, le caratteristiche di affidabilità e efficienza e verranno mostrate in dettaglio le formule per il dimensionamento del convertitore.

Si tratteranno infine alcuni dei principali algoritmi di MMPT (Maximum power point tracking) e si mostrerà come implementarli in un convertitore SEPIC.

3.1 Funzionamento del circuito

Il convertitore SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) è un dispositivo operante a tensione continua in grado di aumentare, diminuire o uguagliare il valore della tensione in uscita rispetto alla tensione in ingresso. Rispetto ai convertitori introdotti nel capitolo precedente, presenta alcune caratteristiche circuitali quali: la possibilità di essere spento (shutdown mode), infatti quando viene spento l'interruttore S1 (che tipicamente è un transistor MOSFET) l'uscita del circuito si pone a 0V, l'isolamento tra ingresso e uscita operato dal condensatore in serie C_1 e rispetto al convertitore buck-boost la sua

uscita non è invertita, ovvero segue la polarità dell'ingresso. Il suo principio di funzionamento si basa sullo scambio di energia fra induttori e condensatori che viene controllata dall'interruttore S_1 . Mediante quest'ultimo infatti è possibile regolare il duty-cycle che è legato al rapporto fra ingresso e uscita.

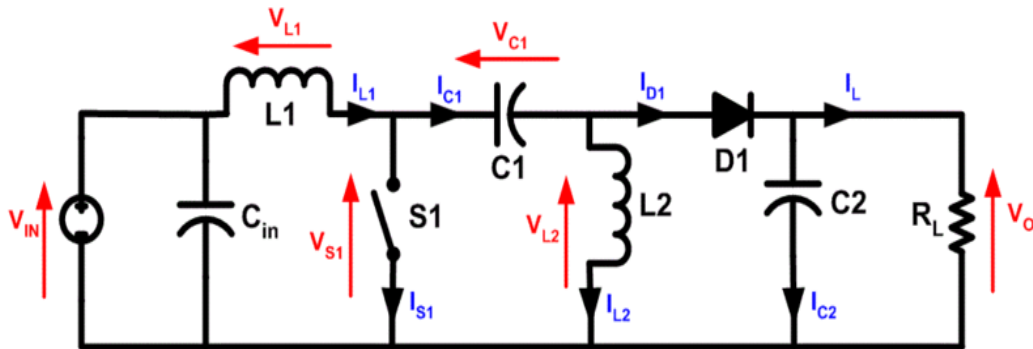


Fig. 3.1 – Schema circuitale di un convertitore SEPIC

La scelta di inserire come interruttore S_1 un transistor MOSFET è dettata dai suoi principali vantaggi: la resistenza in ingresso è molto alta e viene comandato in tensione a differenza del transistor BJT che richiede una corrente di polarizzazione e quindi presenta un maggiore consumo energetico.

Il funzionamento di questi convertitori può avvenire in due modi:

- **Modo continuo**

Come per gli altri convertitori, anche il SEPIC opera in modo continuo se la corrente che scorre sull'induttore L_1 non scende mai a zero. In fase di funzionamento la tensione media applicata al condensatore C_1 è pari a quella in ingresso V_{IN} . Il condensatore per definizione ha corrente media su un periodo nulla e queste sua proprietà consente l'isolamento fra ingresso e uscita in quanto blocca il segnale a frequenza zero. L'induttanza L_2 viene percorsa in media su un periodo dalla stessa corrente che percorre il carico, infatti per la presenza di C_1 è lei che gli fornisce energia. Pertanto in termini medi si può scrivere l'equazione che lega la tensione in ingresso con quella sui componenti:

$$V_{IN} = V_{L1} + V_{C1} + V_{L2} \quad (3.1)$$

Dato che la tensione media V_{C1} è pari alla V_{IN} si può dedurre da figura 3.1 che la

tensioni medie sui due induttori avranno lo stesso modulo ma segno opposto, pertanto posso esprimere questa relazione come:

$$V_{L1} = -V_{L2} \quad (3.2)$$

Andando a valutare poi la corrente che scorre lungo il diodo, avendo supposto mediamente nulla quella su C_1 , posso scrivere:

$$I_{D1} = I_{L1} - I_{L2} \quad (3.3)$$

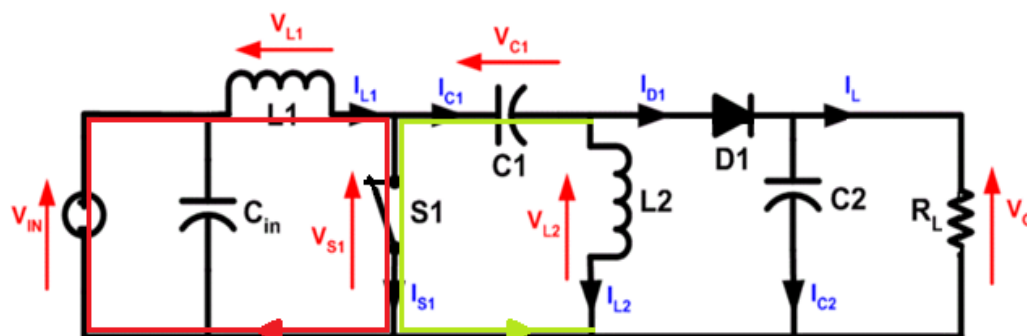


Fig. 3.2 – Stato ON Convertitore SEPIC

Durante lo stato ON (fig. 3.2), l'alimentatore fornisce energia all'induttore L_1 che si carica aumentando così il valore della corrente che la percorre. A destra di S_1 il condensatore C_1 si trova ad una tensione approssimabile a V_{IN} e mediante il cortocircuito creato dall'annullarsi di V_{S1} si inizia a scaricare su L_2 con una corrente opposta a I_{L2} . L'induttanza L_2 aumenta la propria energia interna, energia che cederà alla carico durante lo stato successivo.

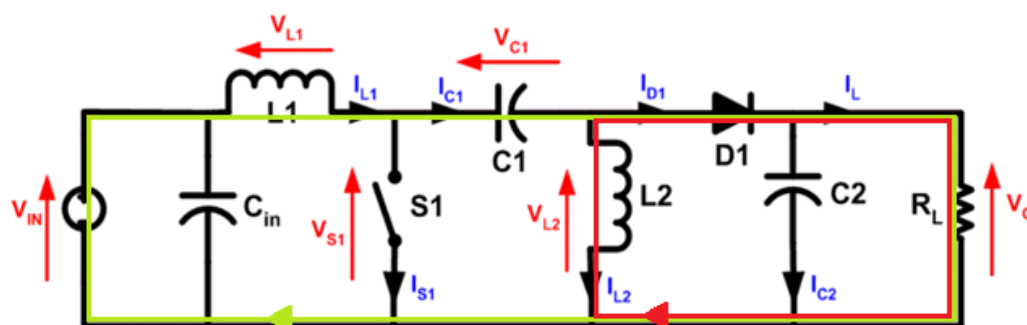


Fig. 3.3 – Stato OFF Convertitore SEPIC

Durante lo stato OFF (fig.3.3), viene aperto il ramo dell'interruttore, il condensatore C_1 viene percorso dalla stessa corrente di L_1 , iniziando così la sua

fase di carica. L'induttanza L_2 per definizione si oppone alle variazioni rapide di corrente pertanto su di essa continua a scorrere la corrente in verso opposto a quello indicato nel circuito. Da analisi reali si mostra che la corrente di L_2 non avrà mai verso positivo. Si può pertanto ricavare la corrente che percorre il diodo come:

$$I_{D1} = I_{C1} - I_{L2} \quad (3.4)$$

La corrente indicata nella 3.3 è anche la corrente che verrà fornita al carico.

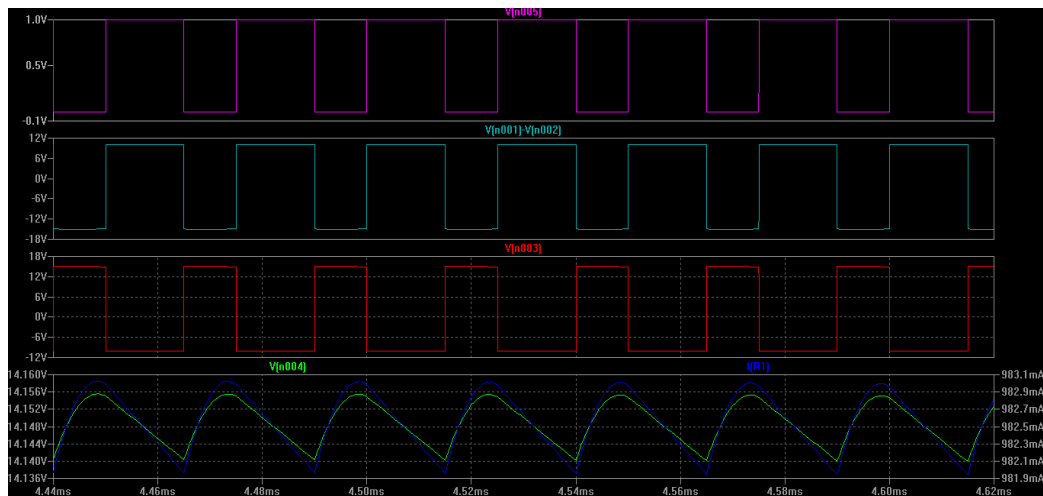


Fig. 3.4 – Forme d'onda in funzione del tempo
(legenda: grafico 1 V_{S1} ; grafico 2: V_{L1} ; grafico 3 V_{L2} ;
grafico 4: tensione e corrente sul carico)

-Note pratiche

Le tensioni su L_1 e L_2 sono uguali in valore assoluto ma opposte di segno. Per ridurre l'ingombro del circuito possono essere avvolte sullo stesso nucleo. Si annullano così gli effetti di mutua induttanza e si uguaglia il ripple di corrente dei i due componenti.

Il condensatore C_1 dovrà essere di tipo non polarizzato in quanto la tensione ai suoi capi può essere soggetta ad inversione fra un ciclo e il successivo.

▪ **Modo discontinuo**

In alcuni casi il valore dell'energia richiesta dal carico è bassa abbastanza da poter essere trasferita in un periodo di tempo minore dell'interno periodo di commutazione. In tal caso, la corrente che scorre nell'induttore raggiunge lo zero durante il periodo. Il limite tra i due modi di funzionamento è ricavabile mediante la $I_{OUT,B}$ (Boundary) di cui ne verrà ricavata la formula nei paragrafi successivi. Quando si opera in modalità discontinua la corrente e la tensione in uscita sono soggette ad un valore maggiore di ripple (discostamento dal valore medio). Per applicazioni in campo fotovoltaico si preferisce evitare questa modalità di funzionamento, pertanto sarà necessario in fase di progettazione prevedere una corrente in uscita superiore alla corrente di Boundary. In modalità discontinua il duty-cycle dipende dalla corrente in uscita, dall'induttanza in ingresso (L_1), dalla tensione in ingresso e dal periodo di commutazione mediante la formula:

$$D = 1 - \frac{I_{OUT,B} \cdot 2 \cdot L_1}{V_{IN} \cdot T} \quad (3.5)$$

Da tale formula posso ricavare l'andamento della $I_{OUT,B}$ in funzione della variazione di alcuni parametri:

$D \uparrow$	$I_{OUT,B} \downarrow$	con R_{OUT} fissa
$R_{OUT} \uparrow$	verso modo discontinua ($I_{OUT} \downarrow$)	con D e $I_{OUT,B}$ fissi
$R_{OUT} \downarrow$	allontano da modo discontinuo ($I_{OUT} \uparrow$)	con D e $I_{OUT,B}$ fissi

3.2 Caratteristiche e dimensionamento del convertitore

I convertitori di tipo SEPIC hanno numerose caratteristiche in termini di efficienza, affidabilità e flessibilità che li rendono più interessanti di altri convertitori con caratteristiche di conversione simili. Di seguito ne verranno elencate le principali.

Innanzitutto il SEPIC presenta un'uscita non invertita, è facile da realizzare (le induttanze L_1 e L_2 possono far parte dello stesso nucleo) e presenta la modalità shutdown: quando il MOSFET è spento l'uscita scende a 0V (utile nelle ore notturne).

Un altro vantaggio è presentato dalla bassa tensione a cui è sottoposto il drain del MOSFET che è pari alla somma della tensione in ingresso e di quella in uscita. Questo consente l'utilizzo di componenti con tensioni nominali più basse, quindi più economici e meno ingombranti. L'isolamento fra ingresso e uscita consente di ridurre le interferenze elettromagnetiche.

Inoltre per applicazioni in cui la tensione in ingresso non è fissata a valori stabili, con una retroazione della tensione in uscita è possibile regolare il duty-cycle in modo da mantenerla costante ad un valore. I pannelli fotovoltaici in base alle condizioni atmosferiche e all'alternanza di giorno e notte forniscono in uscita tensioni variabili. Monitorando la tensione di uscita, il SEPIC, in combinazione con gli algoritmi di controllo, consente di mantenere un valore quanto più stabile e prossimo al valore di potenza massima in modo da garantire ad esempio la carica di una batteria.

▪ Dimensionamento dei componenti

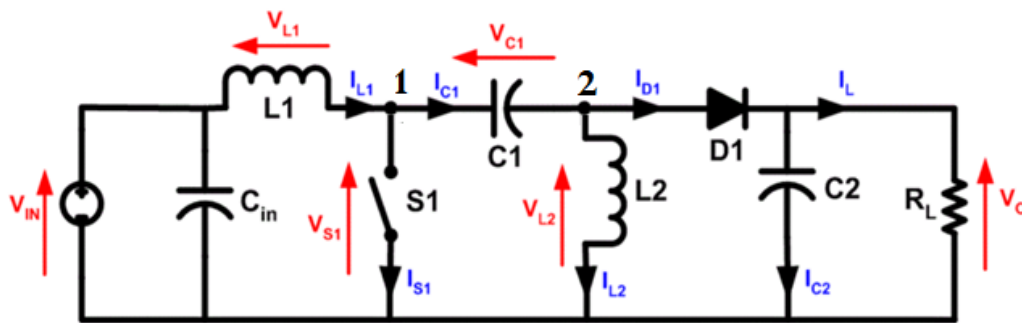


Fig. 3.5 – Schema circuitale di un convertitore SEPIC

➤ S1 ON (Corto circuito)

In questa fase V_{IN} carica L_1 e C_1 carica $L_2 \rightarrow V_{IN}=V_{C1}$

➤ S1 OFF (Circuito aperto)

In questa fase L_1 carica C_1 , C_{OUT} e fornisce energia al carico. C_1 e C_{OUT} accumulano energia che cederanno a L_1 e al carico nello stato successivo

Il duty-cycle è dato da:

$$D = \frac{V_{OUT}+V_{FWD}}{V_{IN}+V_{OUT}+V_{FWD}} \quad \left. \vphantom{D} \right\} \begin{array}{l} D \text{ massimo con } V_{IN} \text{ minimo} \\ D \text{ minimo con } V_{IN} \text{ massimo} \end{array} \quad (3.6)$$

dove $V_{FWD} = 0,15 \div 0,45V$ è la caduta di tensione ai capi del diodo in conduzione.

Dalla 3.5 posso esprimere la relazione fra la corrente in ingresso e quella in uscita:

$$\frac{D}{1-D} = M = \frac{V_{OUT}+V_{FWD}}{V_{IN}} = \frac{I_{IN}}{I_{OUT}} \quad (3.7)$$

Analisi induttore L_1 ($i_{L1,pp}$)

- T_{ON} Rampa di salita

$$V_{L1} = V_{IN} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt}$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int_0^{T_{ON}} V_{IN} dt \Rightarrow i_{L1,pp} = \frac{1}{L_1} V_{IN} \cdot T_{ON}$$

- T_{OFF} Rampa di discesa

$$V_{L1} = -V_{OUT} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt}$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int_0^{T_{OFF}} -V_{OUT} dt \Rightarrow i_{L1,pp} = -\frac{1}{L_1} V_{OUT} \cdot T_{OFF}$$

$$\frac{1}{L_1} V_{IN} \cdot T_{ON} = \frac{1}{L_1} V_{OUT} \cdot T_{OFF} \Rightarrow \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}}$$

$$\overline{V_{L1}} = 0V$$

$$V_1(T_{ON}) = 0V \Rightarrow V_{L1} = V_{IN} - 0 = V_{IN}$$

$$V_1(T_{OFF}) = V_{MAX} \Rightarrow V_{L1} = V_{IN} - V_{MAX} = -V_{OUT}$$

$$V_{MAX} = V_{IN} + V_{OUT}$$

Analisi induttore L₂ (**i_{L2,pp}**)

- T_{ON} Rampa di salita

$$V_{L2} = -V_{IN} = L_1 \frac{d - i_{L1}}{dt}$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{1}{L_2} \int_0^{T_{ON}} V_{IN} dt \Rightarrow i_{L2,pp} = \frac{1}{L_2} V_{IN} \cdot T_{ON}$$

- T_{OFF} Rampa di discesa

$$V_{L2} = V_{OUT} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt}$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{1}{L_2} \int_0^{T_{OFF}} V_{OUT} dt \Rightarrow i_{L2,pp} = \frac{1}{L_2} V_{OUT} \cdot T_{OFF}$$

$$\frac{1}{L_2} V_{IN} \cdot T_{ON} = \frac{1}{L_2} V_{OUT} \cdot T_{OFF} \Rightarrow \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}}$$

$$\overline{V_{L2}} = 0V$$

$$V_2(T_{ON}) = -V_{IN} = V_{L2,ON}$$

$$V_2(T_{OFF}) = V_{OUT} = V_{L2,OFF}$$

Calcolo della I_{OUT,B} (Boundary) alla condizione di limite

$$\Delta i_{L1,pp} = 2I_{L1,B} \Rightarrow I_{L1,B} = \frac{\Delta i_{L1,pp}}{2}$$

$$\frac{V_{IN} T_{ON}}{L_1 \cdot 2} = I_{IN,B}$$

$$\overline{I_{L1}} = \overline{I_{IN}}$$

$$I_{OUT,B} = I_{IN,B} \cdot \frac{1-D}{D} = \frac{V_{IN}}{2} \cdot \frac{1}{L_1} \cdot T_{ON} \cdot \frac{1-D}{D} = \frac{V_{IN}}{2} \cdot \frac{1}{L_1} \cdot T \cdot (1-D)$$

Pertanto quando la corrente in uscita sarà superiore alla corrente di Boundary il circuito opererà in modalità continua; in caso contrario in modalità discontinua.

Modalità continua (CCM) $\rightarrow I_{OUT} > I_{OUT,B}$

Modalità discontinua (DCM) $\rightarrow I_{OUT} < I_{OUT,B}$

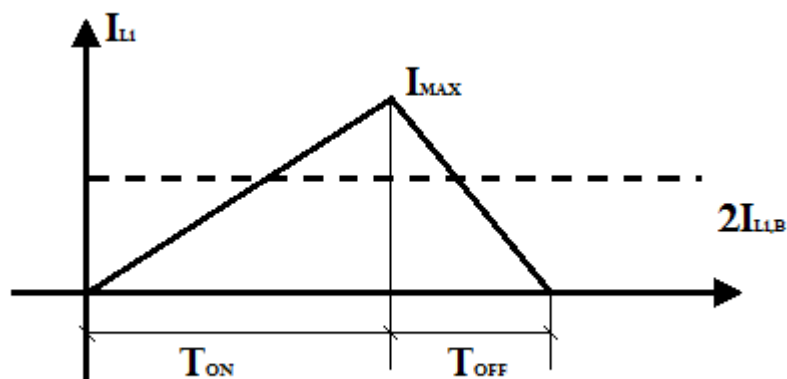


Fig. 3.6 – Andamento della corrente $i_{L1}(t)$

▪ Progetto del convertitore Sepic

La relazione tra la tensione V_{OUT} e la tensione di ingresso può essere espressa dalla 3.5 trascurando la caduta di tensione sul diodo come:

$$M = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{D}{1-D} \quad (3.8)$$

Una specifica di progetto è la $\Delta i_{L1,pp}$ ovvero la corrente picco-picco della L_1 :

$$\Delta i_{L1,pp} = 2I_{IN,min} = \frac{2P_{IN,min}}{V_{IN}} = \frac{V_{IN}}{L_1} D_{MAX} T \quad (3.9)$$

Con $P_{IN,min}$ si intende la minima potenza del generatore in ingresso (data dalle specifiche di progetto) e con $I_{IN,min}$ la corrente del PV nella condizione di minima potenza. Le due induttanze L_1 e L_2 vengono scelte dello stesso valore. Questa decisione è dettata dalla necessità di minimizzare il più possibile la superficie del circuito e dato che le induttanze sono i componenti che occupano maggior spazio, vengono utilizzate induttanze accoppiate dello stesso valore che hanno una superficie di ingombro nettamente minore. Il loro valore può essere ricavato dalla seguente relazione:

$$L1 = L2 = \frac{V_{OUT}^2}{2M(M+1)P_{IN,min} \cdot 1/T} \quad (3.10)$$

Anche i condensatori C_p e C_s vengono scelti di uguale capacità e il loro valore è determinato dalla loro resistenza serie equivalente R_e . Il valore di R_e è legato al progetto tramite il valore massimo di Ripple in tensione e in corrente che si può tollerare:

$$R_e = \frac{\Delta V_{IN}}{\Delta i_{L1,pp}} = \frac{\Delta V_{IN}}{2I_{IN,min}} \quad (3.11)$$

Dalla 3.10 posso ricavare il valore di C_s e C_p come:

$$C_s = C_p = \frac{k}{R_e} \quad (3.12)$$

dove k è una costante del condensatore definita nel data-sheet. Il suo valore classico per un condensatore elettrolitico è $30 \div 80 \times 10^{-6}$. Il valore più comunemente utilizzato è $k=40 \times 10^{-6}$.

3.3 Algoritmi di MPPT

In questo paragrafo si presentano i più comuni e usati metodi MPPT con controllo sulla tensione con particolari riferimenti alla produzione fotovoltaica.

- ***Tracciamento a Tensione Costante***

Il tracciamento a Tensione Costante TTC raggiunge il valore di MPP confrontando la tensione in uscita dai pannelli con una tensione V_{ref} caratteristica dell'impianto fotovoltaico in condizioni standard (temperatura e radiazione solare). Si suppone così che le variazioni di temperatura siano da considerarsi poco rilevanti e che il valore di riferimento confrontato con la tensione in uscita dai pannelli riesca a regolare il duty-cycle del convertitore in modo da ottenere la V_{MPP} .

Si deduce facilmente che questo algoritmo è molto semplice da realizzare e nei casi di basso irraggiamento è più preciso di altri più complessi, per questa ragione viene spesso integrato in parallelo con altri.

Ovviamente il punto di MPP non viene mai raggiunto esattamente, ma trovandoci in condizioni di basso irraggiamento il valore della perdita è ininfluente. L'implementazione di questo algoritmo è molto semplice in quanto richiede un solo sensore di tensione necessario a misurare la tensione in uscita ai pannelli ed un operazionale in grado di comparare la tensione misurata con quella di riferimento. Il risultato verrà elaborato per generare il controllo del sistema.

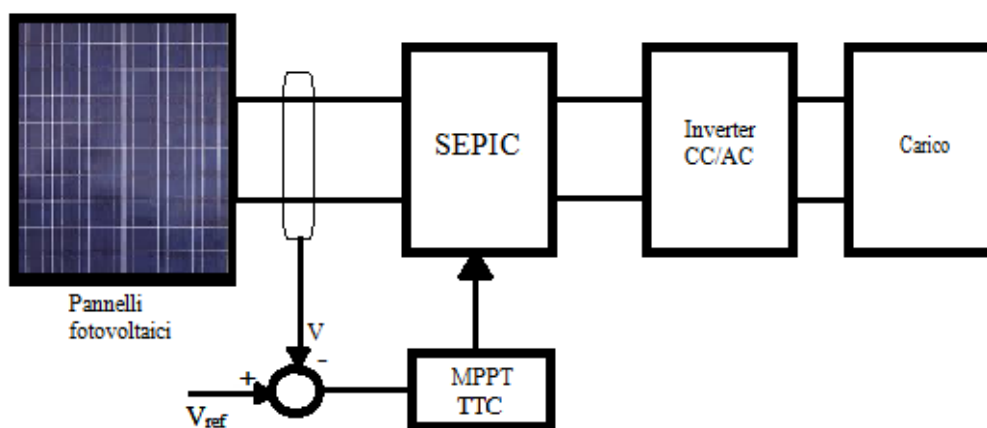


Fig. 3.7 – Schema di impianto fotovoltaico controllato con algoritmo TTC

- **Metodo della Tensione a Circuito Aperto**

Questo algoritmo sfrutta la relazione di proporzionalità esistente fra la tensione a circuito aperto e la tensione di MPP delle celle. La complessità di questo algoritmo risiede nella misurazione della tensione a vuoto, in quanto per essere rilevata è necessario scollegare la cella dal circuito. Questo è possibile inserendo fra i due uno switch in serie. Questa misura provoca un annullamento della potenza ceduta al carico ogni volta che viene effettuata. Una possibile soluzione consiste nell'utilizzare una cella separata dalle altre, ma con le medesime caratteristiche e nelle stesse condizioni, per effettuare la misura. La relazione su cui si basa l'algoritmo è la seguente:

$$V_{MPP} \approx K \cdot V_{OV} \quad (3.13)$$

Come nel caso precedente l'utilizzo di valori costanti porta al raggiungimento di una tensione di MPP che non è quasi mai ottimale, in quanto vengono definite in relazione a condizioni standard nelle quali si assumono le variazioni di temperatura e irraggiamento quasi nulle.

A favore di questo algoritmo vi sono i costi ridotti e la semplice implementazione circuitale.

- **Metodo Perturba & Osserva**

Perturba e Osserva è un algoritmo che ricerca il punto di MPPT introducendo nel circuito piccole perturbazioni e ne osserva gli effetti.

Inizialmente mediante due sensori posti in uscita al pannello misura la tensione e la corrente prodotta e ne ricava la potenza. Una volta ottenuto questo dato compie nel circuito una perturbazione tale da modificare i valori precedentemente ricavati. Calcola infine il nuovo valore di potenza prodotta e lo confronta con quello precedente. Assegniamo per semplicità il termine P_{IN1} al valore di potenza prima della perturbazione e P_{IN2} al valore dopo. Se risulterà che P_{IN2} è maggiore di P_{IN1} allora la perturbazione introdotta ha avuto effetti positivi, ci stiamo avvicinando al MPP, in caso contrario, ci stiamo allontanando, quindi bisogna procedere con perturbazioni opposte.

Un problema di questo algoritmo è la sua incapacità di convergere stabilmente al MPP, infatti una volta raggiunto il massimo, questo verrà abbandonato in seguito alla successiva perturbazione. Il punto di lavoro si troverà ad oscillare attorno al MPP, specie se le condizioni di lavoro del PV sono lentamente variabili nel tempo o addirittura costanti.

Esistono varianti di tale metodo in cui l'ampiezza della perturbazione varia dinamicamente tra la media di più campioni di potenza rilevata. Questo metodo consente di convergere più velocemente al MPP e una volta raggiunto di rimanerne il più vicino possibile.

Un terzo metodo detto Comparazione dei Tre Punti Pesati (Three point weight comparison) consiste nell'introdurre nel circuito prima una perturbazione di ampiezza unitaria in una direzione, e successivamente una perturbazione di ampiezza doppia in direzione opposta alla precedente. Questo metodo permette di scannerizzare più velocemente il sistema inoltre l'oscillazione intorno al punto di massima potenza è notevolmente minore e quindi minore è la perdita di potenza soprattutto se sottoposto a repentini cambiamenti atmosferici; convergere più facilmente all'MPP.

- ***Metodo della Conduttanza incrementale***

La tecnica si basa sullo studio della seguente equazione:

$$\left(\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}}\right) + \left(\frac{I_{PV}}{V_{PV}}\right) = 0 \quad (3.14)$$

dove I_{pv} e V_{pv} sono corrente e tensione dell'array di celle PV riferite al medesimo istante. Quando il punto di lavoro si trova nel piano P-V a destra del MPP, la 3.13 risulta minore di zero, mentre quando si trova a sinistra del MPP risulta maggiore di zero. Nel primo caso si ridurrà la tensione di riferimento del controllore del duty-cycle, mentre nel secondo la si aumenterà. In questo modo ci si si raggiunge il MPP. Una volta raggiunta questa condizione l'equazione risulterà verificata e la perturbazione si fermerà, così da mantenere stabile il punto di lavoro al MPP. Se si rileva una variazione del MPP (ovvero una variazione della I_{pv}), la 3.13 non risulterà più verificata e l'algoritmo riprenderà la sua funzione di ricerca. Il metodo ha la caratteristica di convergere velocemente nell'intorno del MPP per poi rallentare la velocità di calcolo e catturare con assoluta precisione il punto di massimo reale. Rispetto al Perturba & Osserva questo metodo è stato sviluppato per risolvere il problema delle rapide variazioni delle condizioni atmosferiche per le quali il P&O risulta inefficiente. Inoltre una volta che si è raggiunto il MPP questo algoritmo risulta più stabile ed è soggetto a perturbazioni meno ampie. Il sistema di controllo risulta però più complesso nonché più costoso anche per la presenza di sensori sia di tensione che di corrente.

3.4 Esempio di un sistema fotovoltaico per la carica di una batteria mediante circuito SEPIC

[Lo studio del seguente paragrafo e le immagini sono tratte da: "Modeling and Control of PV Charger System With SEPIC Converter" di S. J. Chiang, Hsin-Jang Shieh, Member, IEEE, and Ming-Chieh Chen]

Il sistema di fig. 3.8 realizza un impianto PV a isola con carica di batterie. L'intero sistema è controllato in retroazione da diverse grandezze di interesse quali: il Maximum Power Point (MPP) (controllo in retroazione tramite algoritmo di MPPT); stato di carica della batteria (controllo eseguito tramite il loop indicato in figura); sistema di salvaguardia della batteria. I controlli del MPP e della carica della batteria agiscono sul sistema di controllo del duty-cycle.

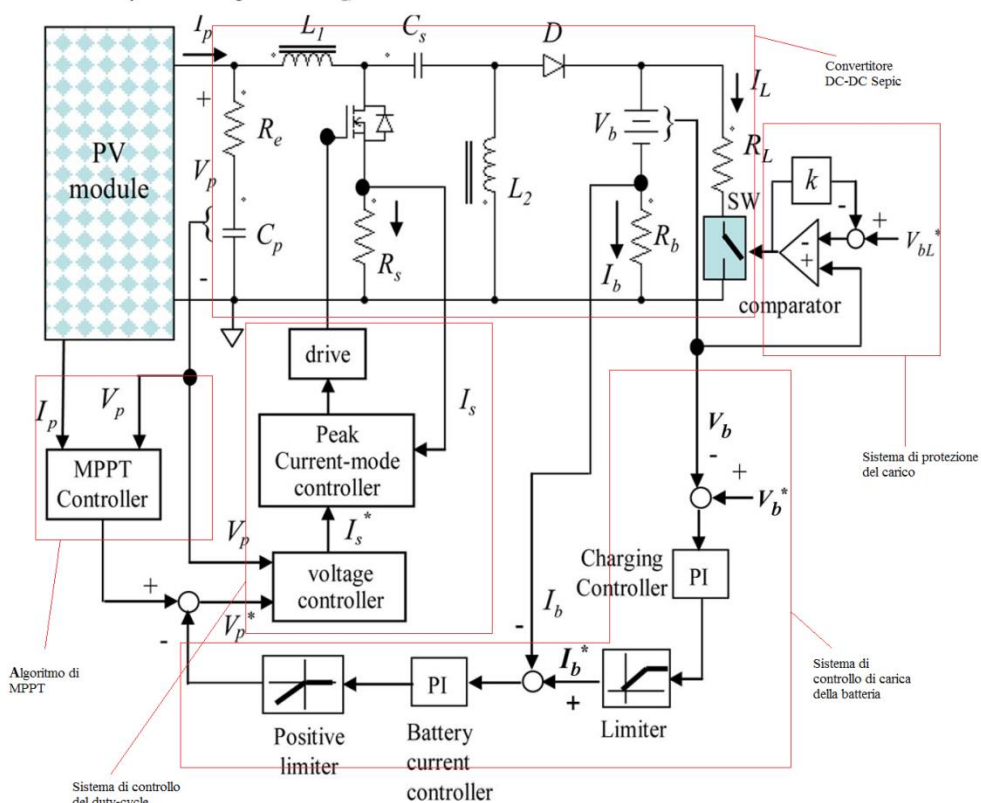


Fig. 3.7 – Schema di progetto di un convertitore SEPIC per sistemi PV stand-alone

Il sistema presenta tre stadi di funzionamento:

1. Discharging Mode: il sistema PV non riesce ad erogare sufficiente potenza per sopprimere alle esigenze del carico. La batteria eroga potenza.

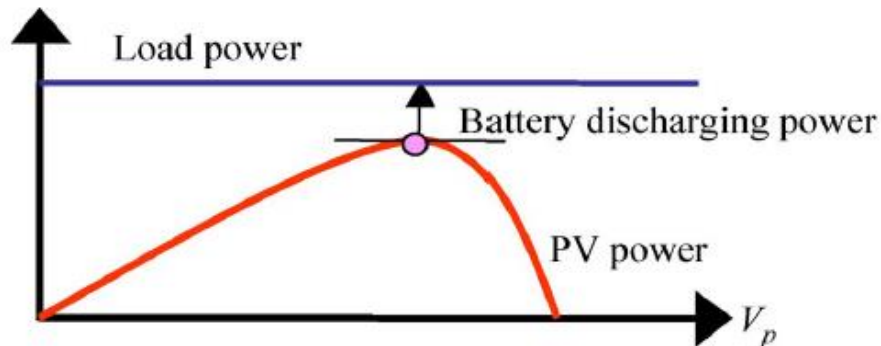


Fig. 3.8 – Grafico PV Discharging Mode

2. Partial Charging Mode: il sistema PV eroga più potenza di quella richiesta dal carico e l'energia superflua viene immagazzinata dalla batteria. Nonostante le venga fornita energia la corrente di carica è minore della corrente di carica nominale (charge current command).

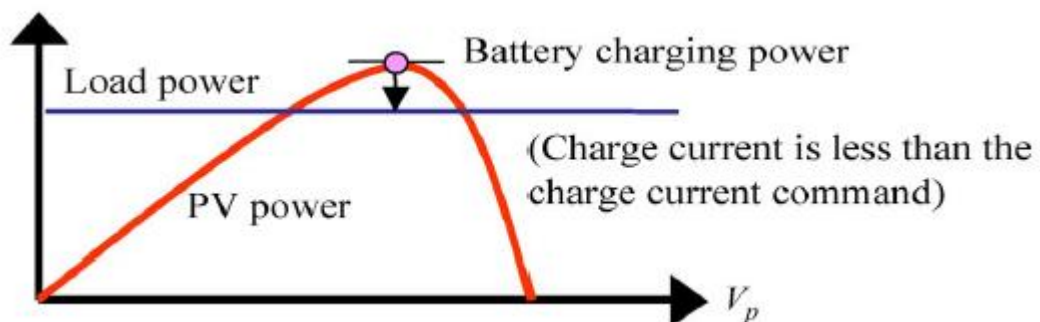


Fig. 3.9 – Grafico PV Partial Charging Mode

3. Charging Mode: ancora una volta il sistema PV eroga più potenza di quella richiesta dal carico, ma questa volta la corrente di carica della batteria è pari alla corrente di carica nominale. In questo stadio la batteria inizia il suo processo vero e proprio di carica.

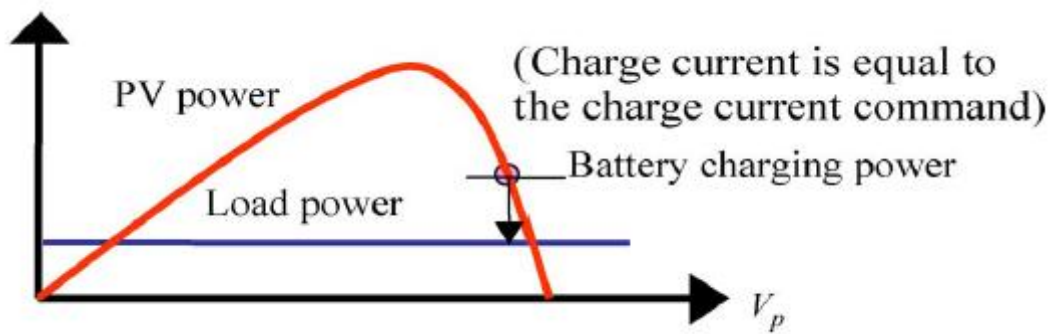


Fig. 3.10 – Grafico PV Charging Mode

Le modalità con le quali può essere caricata una batteria sono tre:

- I. Carica a corrente costante: alla batteria viene fornita una corrente costante e la tensione ai poli della cresce linearmente verso il suo valore nominale.
- II. Carica a tensione costante: una volta raggiunta la tensione nominale della batteria, l'intensità della corrente iniettata diminuisce linearmente.
- III. Carica flottante o Floating charge state: la corrente iniettata nella batteria è diminuita fino a diventare pressoché nulla e la tensione è pari alla Tensione nominale della batteria. La batteria ora è carica e pronta all'uso.

Il controllo della carica della batteria rileva nel circuito la tensione V_b e la corrente I_b . I dati verranno poi elaborati dal controllo del duty-cycle per decidere quale corrente applicare e quale modalità di ricarica scegliere. Il duty-cycle è controllato contemporaneamente dall'algoritmo di MPPT (Maximum Power Point Tracking) e dal loop di carica della batteria. Quando questa è completamente carica e non viene richiesta potenza dal carico il circuito abbandona il MPP in quanto l'energia prodotta dovrebbe essere dissipata dal circuito. In caso contrario il duty-cycle viene controllato per raggiunge l'MPP e la retroazione della batteria non ha effetti. Il controllo di protezione del carico fa sì che quando il sistema PV non riesce ad erogare sufficiente potenza e la batteria ha una carica residua minore di un valore limite (definito in fase di progetto V_{bL}^*), lo stesso venga isolato tramite lo switch posto in serie.

CAPITOLO 4

Simulazione

In questo capitolo viene descritto il programma LTSpice prodotto dalla Linear Technology utilizzato per le simulazioni. Si mostrerà l'interfaccia utente e le varie funzionalità, al fine di fornire una breve guida sull'utilizzo. In seguito, si implementerà un convertitore SEPIC in ambiente LTSPICE, che verrà utilizzato nelle simulazioni di varie casistiche pratiche che verranno poi confrontate con i dati ricavati per via teorica mediante le formule definite nel capitolo precedente.

4.1 Introduzione al programma LTSpice

LTSpice è un programma sviluppato dalla Linear Technology Corporate dedicato alla simulazione di circuiti regolatori in modalità Switch-mode e circuiti integrati. L'acronimo LTSpice indica "Linear Technology Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis". Una nota molto positiva di questo software è che è gratuito per qualsiasi tipo di utilizzo, sia esso privato o commerciale e viene utilizzato per verificare le previsioni sui comportamenti dei circuiti. Tra le opzioni di output vi è la possibilità di scegliere analisi in regime DC, in regime transitorio, in regime AC e analisi del rumore visualizzabile anche tramite la trasformata di Fourier. LTSpice consente la creazione dei circuiti mediante componenti grafici. Una volta ultimato lo schema elettrico si può generare la Netlist, ovvero un file di testo in cui vengono raccolte tutte le

informazioni del circuito (nomi dei nodi, connessione dei componenti, dei generatori e loro dimensionamento e la tipologia dell'analisi di simulazione). Questo file viene utilizzato dal simulatore per produrre le forme d'onda di tensione e corrente associate ai vari rami del circuito.

Nella figura 4.1 viene mostrata l'interfaccia del programma: la finestra 'A' rappresenta lo spazio dedicato alla creazione dei modelli circuitali. Mediante la barra degli strumenti (fig. 4.2) è possibile selezionare i vari componenti da inserire nel progetto.

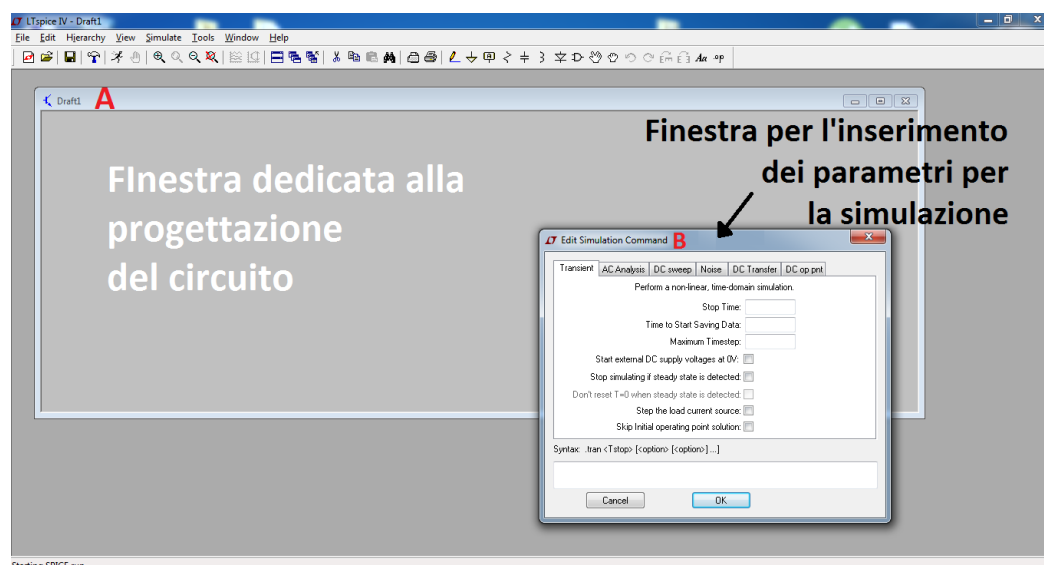


Fig. 4.1 – Interfaccia utente LTSpice IV

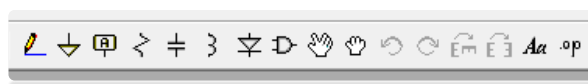


Fig. 4.2 – Barra degli strumenti

Il pulsante a forma di operazionale consente di inserire componenti contenuti nelle librerie di default e il caricamento di altri per i quali sia stata rilasciata una libreria compatibile.

La finestra 'B' permette di selezionare la modalità di analisi e, per ognuna di quella disponibili, di impostarne i parametri. La simulazione produce in output un grafico cartesiano, dove sull'asse delle ascisse è riportato il tempo o la frequenza (a seconda del tipo analisi effettuata) e sull'asse delle ordinate uno o più valori che verranno selezionati dall'utente.

4.2 Schema del circuito

Lo schema del convertitore SEPIC (fig. 4.2) mostra l'implementazione del circuito di figura 3.1 implementato in LTSpice. La prima differenza che si nota è data dall'interruttore che regola il duty-cycle. Il dispositivo MYSW è un interruttore comandato in tensione per il quale vengono definite le caratteristiche elettriche.

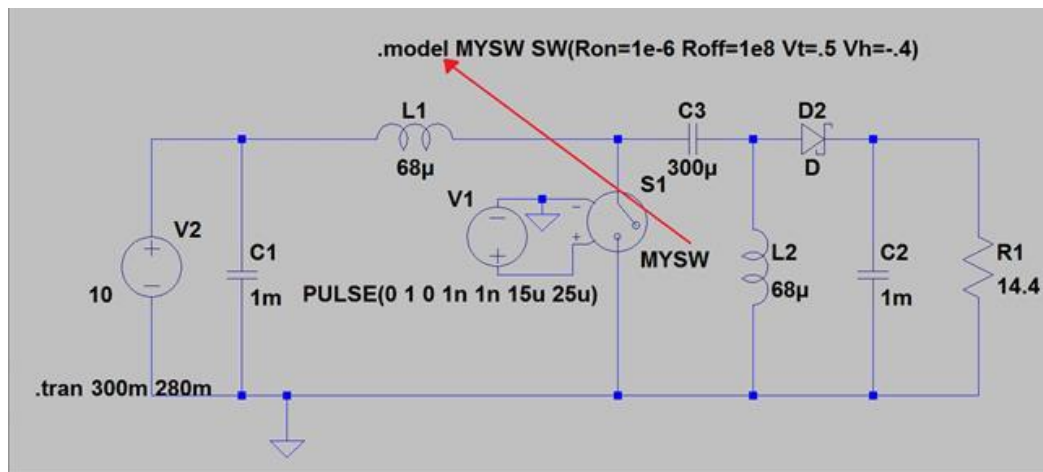


Fig. 4.3 – Circuito convertitore SEPIC

Nel dettaglio R_{ON} che rappresenta la resistenza in fase di conduzione, R_{OFF} che rappresenta la resistenza in fase di circuito aperto, V_t ovvero la tensione di soglia e V_h tensione di isteresi.

Il generatore V_1 connesso allo switch è un oscillatore che produce in uscita un onda quadra. Regolando il suo periodo potrà variare il duty-cycle del convertitore. Nella realtà questi due componenti verranno sostituiti da un transistor comandato da un algoritmo di MPPT. I parametri forniti al generatore di onda quadra hanno la seguente sintassi:

- PULSE (V_0 V_1 T_d T_r T_f T_{ON} T) che indicano rispettivamente: tensione a valore basso, tensione a valore alto, tempo di ritardo, tempo di salita, tempo di discesa, tempo di ON, periodo di commutazione.

I dispositivi devono essere dimensionati seguendo modelli di dispositivi reali perché in caso contrario la simulazione restituisce errore.

Le caratteristiche sul tipo di analisi che andremo ad effettuare sono raccolte in basso a sinistra. L'acronimo .TRAN indica che l'analisi verrà effettuata in regime transitorio, che avrà una durata di 300ms e che i dati visualizzati saranno quelli successivi ai primi 280ms. Questa impostazione consente di eliminare eventuali transitori dovuti alla carica dei componenti e di visualizzare solo i dati di funzionamento a regime.

Su LTSpice non esiste un modello di cella fotovoltaica, ma in base alla sua costituzione lo si può ricreare con un modello come quello di figura 4.4 dove I_1 rappresenta la generazione di corrente per effetto fotovoltaico e in diodo in antiparallelo la giunzione PN della cella. Si assume che la cella abbia una dimensione di 15.6 cm x 15.6 cm. In questo caso è possibile utilizzare un valore tipico per la corrente di saturazione inversa I_S del diodo D1 pari a 243pA.

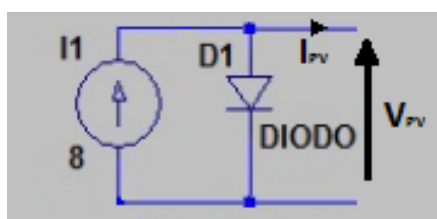


Fig. 4.4 – Modello elettrico di una cella fotovoltaica

Viene di seguito riportato il grafico cartesiano I-V del modello della cella fotovoltaica.

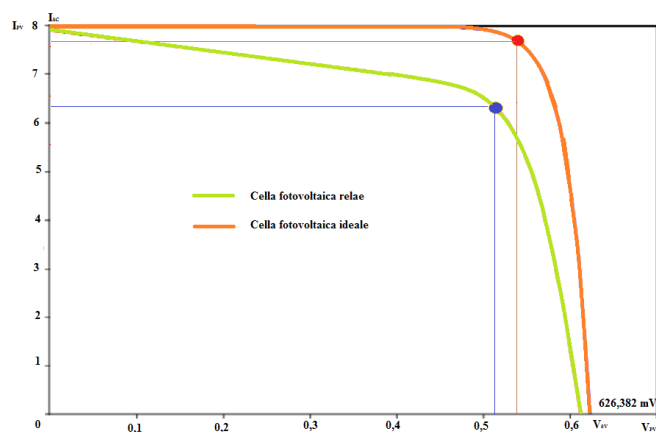


Fig. 4.5 – Caratteristica di uscita cella fotovoltaica

Sulla base di quanto introdotto, viene riportato di seguito il circuito utilizzato per le simulazioni del quarto paragrafo. Al fine di simulare un pannello solare reale sono state poste in serie di 36 celle.

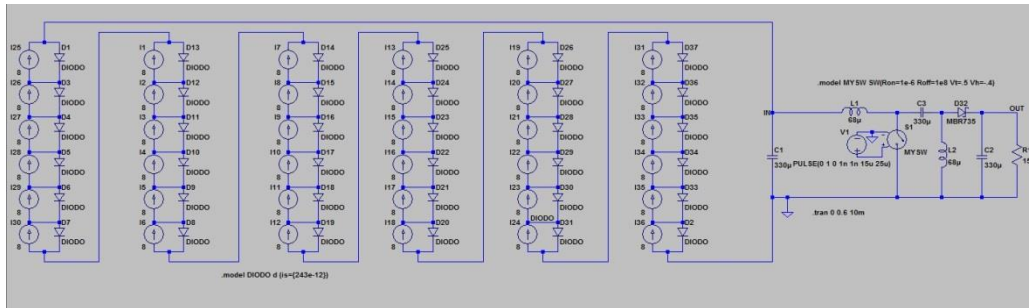


Fig. 4.6 - Circuito convertitore SEPIC con sorgente fotovoltaica

La serie delle celle fotovoltaiche fornisce in ingresso al circuito una tensione che è data dalla somma di ciascuna di esse. Nel grafico vengono mostrati gli andamenti di tensione, corrente e potenza ai suoi capi rispetto al tempo.

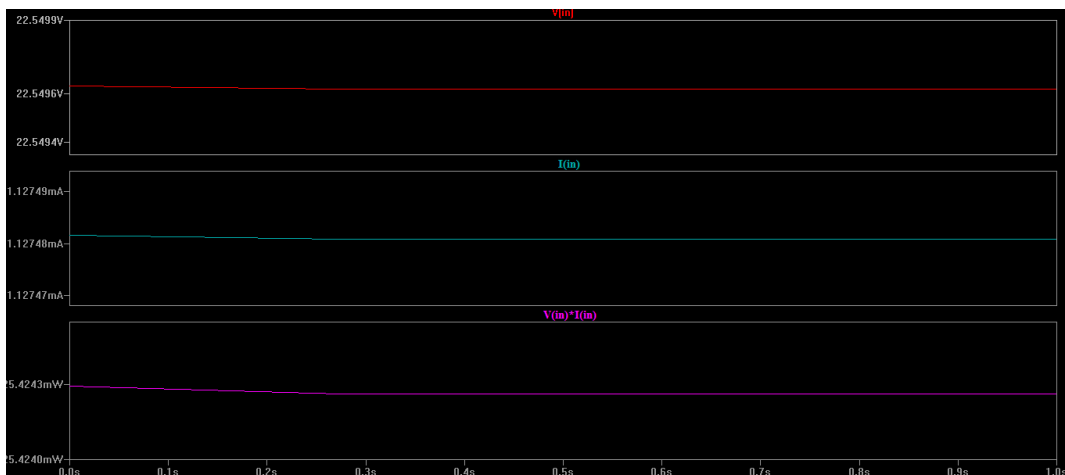


Fig. 4.7 – Grafico del pannello fotovoltaico

4.3 Simulazione e comparazione fra dati teorici e dati rilevati

Prima di procedere all'illustrazione dei dati raccolti si introducono alcuni relazioni costitutive utili per i calcoli dei valori teorici.

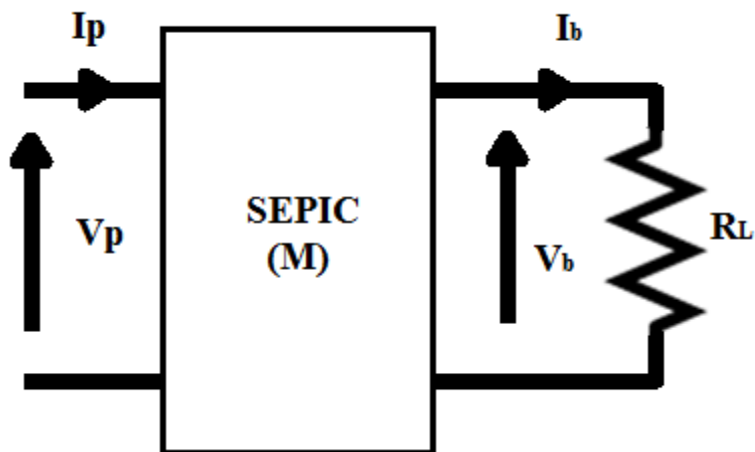


Fig. 4.8 – Schema a blocchi SEPIC

$\frac{V_p}{I_p} = R_p$	Resistenza in ingresso al convertitore
$M = \frac{D}{1-D}$	Fattore di conversione
$V_B = MV_p$	Relazione fra tensione in ingresso e tensione in uscita
$I_B = \frac{1}{M} I_p$	Relazione fra corrente in ingresso e corrente in uscita
$R_p = \frac{V_p}{I_p} = \frac{V_B}{M I_B} = \frac{V_B}{I_B} \frac{1}{M^2} = \frac{R_L}{M^2}$	Relazione fra resistenza in ingresso e resistenza in uscita

Altro importante dato da considerare in fase di progetto è il limite di Boundary che determina il modo di funzionamento del circuito. Dalla corrente $I_{OUT,B}$ possiamo ricavare il valore del duty-cycle di Boundary D_B che rappresenta il limite minimo affinché il circuito operi in modalità continua CCM. Per arrivare a questo valore si parte eguagliando:

$$I_{OUT} = I_{OUT,B} \rightarrow \frac{V_{IN}}{R_{OUT}} \frac{D}{1-D} = \frac{V_{IN}}{2L_1} DT \frac{1-D}{D}$$

Risolvendo l'equazione rispetto D ottengo:

$$D_B = \frac{(2K+1) \pm \sqrt{(2K+1)^2 - 4K^2}}{2K} = \frac{2K+1}{2K} \pm \frac{\sqrt{4K+1}}{2K} \quad \text{con} \quad K = \frac{TR_{OUT}}{2L_1} \quad (4.1)$$

Per le simulazioni vengono definiti i seguenti dati fissi:

$$L_1=L_2=68\mu\text{H} ; T=25\mu\text{s} ; f=40\text{KHz} ; V_{IN}=10\text{V}$$

I valori variabili utilizzati nella prima simulazione sono:

$$C_1=C_2=1\text{mF} ; C_3=300\mu\text{F} ; T_{ON}=15\mu\text{s} ; D=0,6 ; R_{OUT}=14,4\Omega ; M=1,5$$

Confronto fra dati teorici e dati raccolti

Valori teorici Formula	Dato	Valori misurati
$V_{OUT} = V_{IN} \frac{D}{1-D}$	$V_{OUT} = 15\text{V}$	14,148 V
$I_{OUT} = V_{IN} \frac{D}{1-D} \frac{1}{R_L}$	$I_{OUT} = 1,041\text{A}$	0,9825 A
$P_{OUT} = P_{IN} = V_{IN} \cdot I_{IN}$	$P_{OUT} = P_{IN} = 15.62\text{W}$	$P_{OUT} = 13,9 \text{ W} \quad P_{IN} = 14,71 \text{ W}$
$I_{IN} = I_{OUT} \frac{D}{1-D}$	$I_{IN} = 1,562 \text{ A}$	1,471 A
$\Delta i_{L1} = \frac{1}{L_1} V_{IN} \cdot T_{ON}$	$\Delta i_{L1} = 2,205 \text{ A}$	2,200 A
$V_{MAX} = V_{IN} + V_{OUT}$	$V_{MAX} = 25\text{V}$	25,009 V
$\Delta i_{L2} = \frac{1}{L_2} V_{IN} \cdot T_{ON}$	$\Delta i_{L2} = 2,205 \text{ A}$	2,200 A
$\frac{I_{IN}}{I_{OUT}} = \frac{D}{1-D} = M$	$\frac{I_{IN}}{I_{OUT}} = 1,5$	1,497
$I_{IN,B} = \frac{V_{IN} T_{ON}}{L_1} \frac{1}{2}$	$I_{IN,B} = 1,10 \text{ A}$	//

$I_{OUT,B}$ $= I_{IN,B} \cdot \frac{1-D}{D}$	$I_{OUT,B} = 0,735 \text{ A}$	//
$\Delta v_{L1} = \Delta v_{L2} = 0$	$\Delta v_{L1} = \Delta v_{L2} = 0$	$3,98 \text{ mV}$
		$\Delta V_{OUT} = 15,21 \text{ mV}$
		$\Delta I_{OUT} = 1,056 \text{ mA}$

Di seguito viene mostrato un grafico contenente alcune forme d'onda dei dati raccolti.

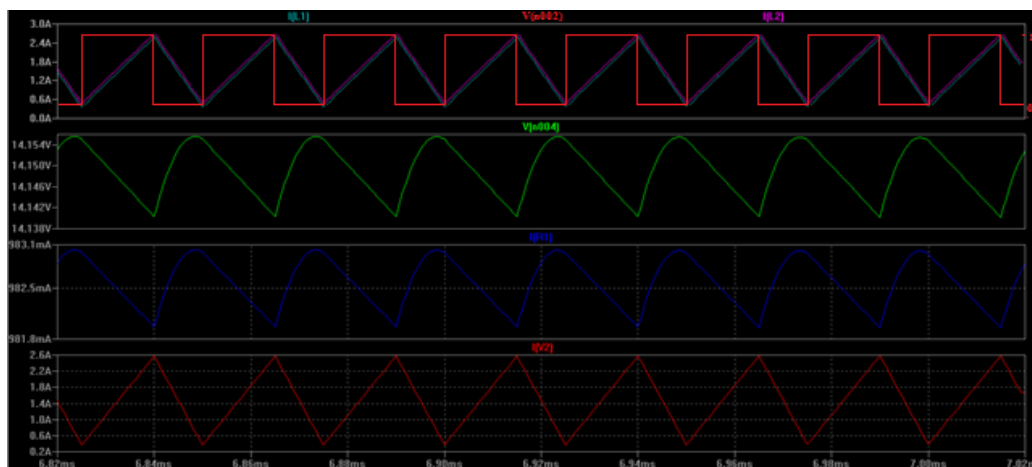


Fig. 4.9 – Forme d'onda simulazione 1 (D=0,6)

Rispetto ai dati calcolati mediante le formule, quelli ricavati dalla simulazione si discostano lievemente. La differenza è dovuta al comportamento dei componenti che nella teoria viene considerato ideale mentre nel simulatore seguono modelli reali. Tensione, corrente e potenza in uscita hanno valore inferiore, così come quelli in ingresso. Questi dati ci forniscono indicazioni per il progetto dell'algoritmo di MPPT e del processo di carica della batteria. Il fattore di conversione risulta di poco inferiore rispetto al valore atteso.

Le successive prove sono state eseguite modificando il valore dei condensatori al fine di valutare quali effetti si introducono sul ripple di corrente e tensione in uscita.

	Ipotesi 1	Ipotesi 2
<i>Dato rilevato</i>	$C_1=C_2=220\mu\text{F}$ $C_3=330\mu\text{F}$	$C_1=C_2=C_3=330\mu\text{F}$
V_{OUT}	14,141V	14,144 V
I_{OUT}	0,0982 A	0,09822 A
P_{IN}	14,69 W	14,7 W
P_{OUT}	13,88 W	13,89 W
I_{IN}	1,469 A	1,47 A
Δi_{L1}	2,190 A	2,1944 A
V_{MAX}	25,0185 V	25,014 V
Δi_{L2}	2,190 A	2,1946 A
$\frac{I_{IN}}{I_{OUT}}$	1,4959	1,4966
Δv_{L1}	57,84 mV	76,3 mV
Δv_{L2}	54,19 mV	85,3 mV
ΔV_{OUT}	69,49 mV	46 mV
ΔI_{OUT}	4,82 mA	3,2 mA

Il ripple in uscita si riduce all'aumento del valore dei condensatori C_1 , C_2 . Rispetto alla V_{OUT} questo valore è molto piccolo, e la sua variazione, in proporzione al costo dei componenti è quasi trascurabile. Per condensatori elettrolitici di capacità $330\mu\text{F}$ il costo si aggira intorno a qualche decina di centesimi di euro. I vantaggi introdotti non sono tali da giustificare l'impiego.

Es. $C_1=C_2=470\mu\text{F}$

$V_{OUT} = 14,146 \text{ V}$	$I_{OUT} = 0,98235 \text{ A}$	$\Delta V_{OUT} = 32,28 \text{ mV}$	$\Delta I_{OUT} = 2,24 \text{ mA}$
$P_{OUT} = 13,8963 \text{ W}$			

Come introdotto mediante l'equazione 4.1, il duty-cycle incide sulla modalità di funzionamento (continua o discontinua). Ipotizzando il seguente dimensionamento per i componenti:

$L_1=L_2=68\mu\text{H}$; $T=25\mu\text{s}$; $f=40\text{KHz}$; $V_{IN}=10\text{V}$; $C_1=C_2=C_3=300\mu\text{F}$; $R_{OUT}=14,4\Omega$

si ottiene: $K = \frac{TR_{OUT}}{2L_1} = 2,647 \cdot 10^3$ e

$$D_B = \frac{2K+1}{2K} \pm \frac{\sqrt{4K+1}}{2K} = 54,5\% \quad \Rightarrow \quad T_{ON,B} = 13,62\mu s$$

I valori sopra riportati esprimono il limite tra il funzionamento continuo e quello discontinuo. Come introdotto nel precedente capitolo, si preferisce non operare in modo discontinuo in quanto la relazione costitutiva M del SEPIC non è costante, ma varia al variare del duty-cycle. Valori superiori a D_B rendono il circuito operante in modo continuo, pertanto esso rappresenta un limite inferiore.

Dato rilevato	MODO CONTINUO			
	D=60% $T_{ON}=15\mu s$		D=80% $T_{ON}=20\mu s$	
	Teorico	Rilevato	Teorico	Rilevato
V_{OUT} [V]	15	14,14	40	39,06
I_{OUT} [A]	1,04	982 m	2,78	2,71
P_{IN} [W]	15,62	14,74	111,11	108,55
P_{OUT} [W]	15,62	13,89	111,11	105,97
I_{IN} [A]	1,5625	1,47	11,11	10,85
$\frac{I_{IN}}{I_{OUT}}$	1,5	1,4969	3,996	4,003
$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$	1,5	1,4399	4	3,945
ΔV_{OUT} [mV]	//	15,21 m	//	162,9 m
ΔI_{OUT} [mA]	//	1,05 m	//	11,31 m
$I_{IN,B}$ [A]	0,735	//	1,47	//
$I_{OUT,B}$ [A]	1,10	//	0,36	//

4.4 Simulazione di alcuni casi pratici e confronto con i dati teorici

Per questo studio verrà utilizzato il modello di figura 4.6 che è composto da 36 celle fotovoltaiche in serie. Ogni cella è ottenuta mediante un modello circuitale composto da un generatore di corrente da 8 A con un diodo collegato in antiparallelo. Il diodo ha una corrente di saturazione inversa $I_S=243\mu A$. La tensione a vuoto generata è $V_{OC}=22,55V$ e la corrente di corto circuito è $I_{SC}=8 A$. L'analisi verte sugli effetti che il duty-cycle ha su tensione e corrente ingresso. Questo consentirà di ricavare informazioni utili per la progettazione dell'algoritmo MPPT.

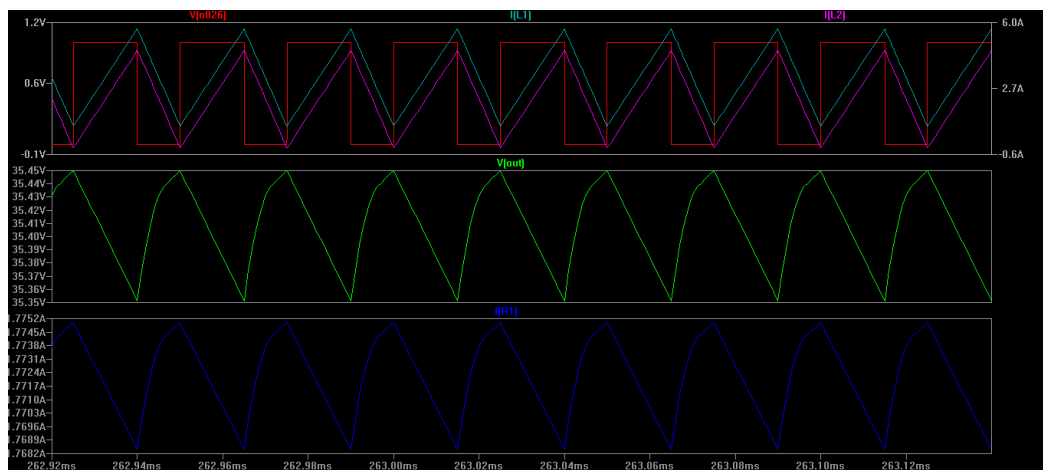


Fig. 4.10 – Forme d'onda simulazione con cella (D=0,6)

Nel seguito vengono raccolti in tabella i valori ottenuti mediante 4 simulazione nelle quali è stato modificato il valore del duty-cycle.

Il dimensionamento dei componenti è il seguente:

$$L_1=L_2=68\mu H ; T=25\mu s ; f=40KHz ; C_1=C_2=C_3=300\mu F ; R_{OUT} =20\Omega$$

Per quanto ricavato dal precedente paragrafo, tutte le analisi saranno effettuate in modo continuo (CCM). Di seguito i calcoli per ricavare il limite inferiore a questa tipologia di funzionamento.

$$K = \frac{TR_{OUT}}{2L_1} = 3,676 \cdot 10^3$$

$$D_B = \frac{2K+1}{2K} \pm \frac{\sqrt{4K+1}}{2K} = 59,7\% \quad \Rightarrow \quad T_{ON,B} = 14,92\mu s$$

Basandoci sulle formule introdotte nel capitolo 1, posso determinare il valore di tensione e di corrente a cui corrisponde la massima potenza erogabile. Per i calcoli verrà utilizzato un valore di temperatura $T=300K$.

$$P_{MPP} = V_{MPP} \cdot I_{MPP} = V_{MPP} \cdot \left[I_{SC} - I_0 \left(e^{\frac{V_{MPP} \cdot q}{k \cdot T}} - 1 \right) \right]$$

$$\frac{dP_{MPP}}{dV_{MPP}} = 0 \quad \rightarrow \quad V_{MPP,cella} = V_{OC} - \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{q \cdot V_{OC}}{kT} \right) = 543,9266mV$$

Il valore ottenuto è riferito ad una singola cella. Nel caso in specie otterremo:

$$V_{MPP} = 36 \cdot V_{MPP,cella} = 19,5814V$$

$$I_{MPP} = \left[I_{SC} - I_0 \left(e^{\frac{V_{MPP} \cdot q}{k \cdot T}} - 1 \right) \right] = 7,6726A$$

$$R_{MPP} = \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}} = 2,5521\Omega \quad D_{MPP} = \frac{M}{M+1} \cdot 100 = 73,68\%$$

	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4
<i>Dato rilevato</i>	D=60% T _{ON} =15μs	D=65% T _{ON} =16,25μs	D=70% T _{ON} =17,5μs	D=72% T _{ON} =18μs
V _{IN}	22,13 V	21,96 V	21,36 V	20,79 V
V _{OUT}	35,4 V	40,19 V	49,2 V	52,76 V
I _{IN}	2,88 A	3,73 A	5,74 A	6,79 A
I _{OUT}	1,77 A	2 A	2,46 A	2,63 A
R _{IN}	7,68 Ω	5,87 Ω	3,71 Ω	3,06 Ω
P _{IN}	63,79 W	82,12 W	122,8 W	141 W
P _{OUT}	62,66 W	80,78 W	121,03 W	139 W
$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = M$	1,599	1,83	2,30	2,53
$M_{teor.} = \frac{D}{1-D}$	1,5	1,85	2,33	2,57

CONCLUSIONE

Le simulazioni effettuate mostrano come più ci si avvicina al punto di MPP, più cresce il valore della potenza in ingresso. I dati ottenuti mostrano come il duty-cycle influisca non solo sulla tensione e la corrente in uscita al circuito, ma anche su:

- Tensione in ingresso, l'aumento del duty-cycle provoca una diminuzione del valore della tensione. Questo ci sposta verso sinistra nel piano I-V della cella, quindi se il mio punto di lavoro si trova a destra del punto di MPP dovrò aumentare D, viceversa dovrò diminuirlo.
- Corrente in ingresso, l'aumento del duty-cycle provoca un aumento del valore della corrente. Questo ci sposta verso l'alto nel piano I-V della cella, quindi se il mio punto di lavoro si trova più in alto del punto di MPP dovrò diminuire D, viceversa dovrò aumentarlo.
- Resistenza in ingresso, è inversamente proporzionale al duty-cycle per tutti i punti di lavoro compresi fra l'origine degli assi e le coordinate di MPP del piano I-V, ciò giustifica le due relazioni introdotte precedentemente. Superate le coordinate di MPP, la resistenza è proporzionale a D. Al punto di MPP corrisponde il valore di resistenza in ingresso più basso.
- Potenza, il suo valore aumenta più ci si avvicina al punto di MPP. Se questo punto viene superato allora il suo valore diminuisce. A dimostrazione si riporta il valore della potenza in uscita per $T_{ON}=23\mu s$, $D=92\%$, $P_{OUT}=802.678mW$.

Bibliografia

Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, *“Power Electronics: Converters, Applications and Design”* John Wiley & Sons Inc; edizione 10 ottobre 2002.

Jeff Falin, *“Designing DC/DC converters based on SEPIC topology”* Texas Instruments corporated.

S. J. Chiang, Hsin-Jang Shieh, Ming-Chieh Chen, *“Modeling and Control of PV Charger System With SEPIC Converter”* IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 56, NO. 11, November 2009.

“Convertitore buck-boost” da Wikipedia

“Convertitore buck” da Wikipedia

Fabio Filippa, *“Regolatore Buck - Note sul dimensionamento del controllo”* Politecnico di Torino CeTeM, 1999.

Moacyr Aureliano Gomes de Brito, Luigi Galotto, Jr., Leonardo Poltronieri Sampaio, Guilherme de Azevedo e Melo, Carlos Alberto Canesin, *“Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications”* IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 60, NO. 3, March 2013.

Dongbing Zhang, *“Designing A SEPIC Converter”* Texas Instruments, Aprile 2013.

“DC DC Converter” maximintegrated.com, sez. Power-Supply Circuits, 29 November 2001.