

MPPT: Maximum power point tracking

Inseguimento del punto di massima potenza per pannelli fotovoltaici.

Premessa

Lo studio di quest'argomento lo iniziai per migliorare il rendimento di conversione di un impianto fotovoltaico sperimentale greed connected da 2MW. L'impianto non è mai stato realizzato (ormai sono passati 7 anni), per motivi che non sto ad elencare. Guardando su grix, per evitare di postare un articolo già realizzato, ho visto che di tale argomento non se ne parla o ci sono trattazioni molto superficiali, come del resto succede in rete. Per questo ho deciso di condividere con la comunità questa mia esperienza teorica. Vi chiedo in anticipo di perdonarmi i vari errori che sicuramente (da attenti lettori quali siete) troverete, riprendere un lavoro accantonato da tempo e riorganizzarlo per farci un'articolo non è stato molto facile. All'epoca dello studio ho avuto la fortuna di accedere alle pubblicazioni della biblioteca scientifica IEEE su cui ho potuto studiare ed approfondire alcuni concetti teorici sull'argomento (e non) prima sconosciuti. Tutti i circuiti, algoritmi, grafici sono stati realizzati e simulati con il Matlab/Simulink, quindi per chi ha dimestichezza con questo simulatore potrà facilmente replicare, approfondire, migliorare quanto trattato. Ma andiamo al dunque.

La potenza prodotta da un pannello fotovoltaico è limitata fortemente dalle condizioni atmosferiche: irraggiamento e temperatura.

Approssimativamente la radiazione solare in un giorno soleggiato è di $1000 \frac{W}{m^2}$

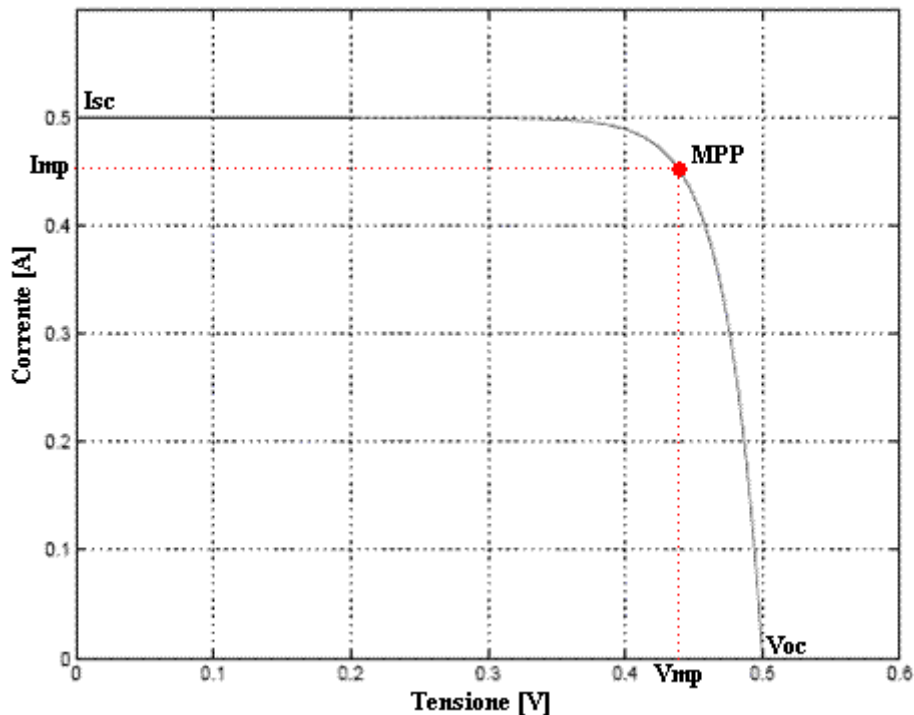
In combinazione con il fatto che il rendimento di conversione di una cella solare è compresa tra il 15% ed il 17% questo fa sì che la massima potenza prodotta è compresa tra $150 \frac{W}{m^2}$ e $170 \frac{W}{m^2}$. A questo punto l'esigenza di migliorare il rendimento del sistema.

Ci sono due modi di aumentare la potenza di un array di pannelli PV.

1 - Aggiungere pannelli all'array esistente con un aumento dell'area e del costo del sistema (banale e scontato!).

2 - Far lavorare il pannello alla massima potenza possibile (MPP Punto di massima potenza) attraverso vari metodi detti di tracking.

Per renderci conto di quanto detto basta considerare la caratteristica I-V di una cella (o pannello o array):



Con riferimento alla figura osserviamo che la caratteristica I-V consiste di due regioni quella di sinistra in cui il modulo si comporta da generatore di corrente con un'impedenza interna alta, e quella di destra in cui si comporta da generatore di tensione con un'impedenza interna del modulo molto bassa. Il punto di massima potenza (MPP) è localizzato sul ginocchio della curva. In base alla teoria il massimo trasferimento di potenza tra un generatore e un carico si realizza quando le due impedenze sono uguali. In questo modo possiamo variare l'impedenza vista dal modulo fotovoltaico e quindi adattarla per mezzo di un convertitore DC/DC variando il suo duty cycle. In realtà la funzione principale di un controllo MPPT è adattare la tensione del pannello ad un valore tale da aversi il massimo trasferimento di potenza al carico. Ma questo discorso lo riprendiamo in seguito, quando si analizzerà il modello matematico di quanto detto.

Quando il pannello viene fatto lavorare a questo punto operativo, a cui corrispondono i valori di corrente e tensione I_{mp} V_{mp} , si realizza la massima efficienza possibile.

Nella letteratura sull'argomento sono discussi e trattati molti metodi per la ricerca del MPP, quindi analizziamo in breve i più diffusi.

Vari metodi di tracking

Semplice accoppiamento tra pannello(array) fotovoltaico e carico

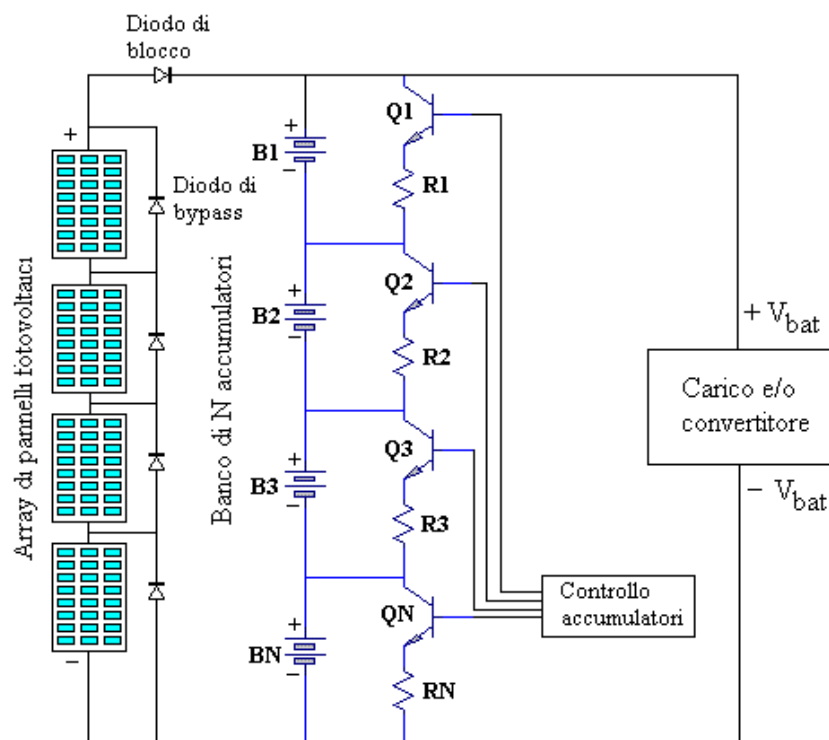
In questo metodo il punto operativo ottimale del pannello solare sotto determinate condizioni ambientali è determinato tramite una serie di misure. Valutato l'MPP, quindi i valori V_{mp} e $I_{m p}$, viene determinato il carico più adatto.

Questo è il caso in cui l'array di pannelli è connesso con un banco di accumulatori che funge da buffer tra l'array stesso e il circuito a valle che di solito è un convertitore DC/DC o DC/AC.

Il vantaggio di questa configurazione è la sua semplicità, in quanto non è usato nessun circuito supplementare, quindi l'intero sistema risulta molto affidabile e le perdite di potenza tra pannello e batterie sono ridotte alle sole perdite nei conduttori di collegamento.

L'inconveniente di tale sistema è che esso non risponde a cambi di irraggiamento e temperatura a cui, per quanto visto, corrispondono variazioni di V_{mp} . Per questo motivo si viene a creare una differenza tra la tensione V_{mp} e la tensione nominale del banco di accumulatori V_{bat} che produce una significativa riduzione della potenza estraibile dall'array di pannelli PV. Di conseguenza tale metodo è utilizzato solo per particolari applicazioni, in particolare per applicazioni di bassissima potenza (poche centinaia di watt).

Un miglioramento a questo metodo è quello di utilizzare per il banco di accumulatori un numero di batterie singolarmente controllabili connesse in serie, come si può osservare nel seguente schema di principio:



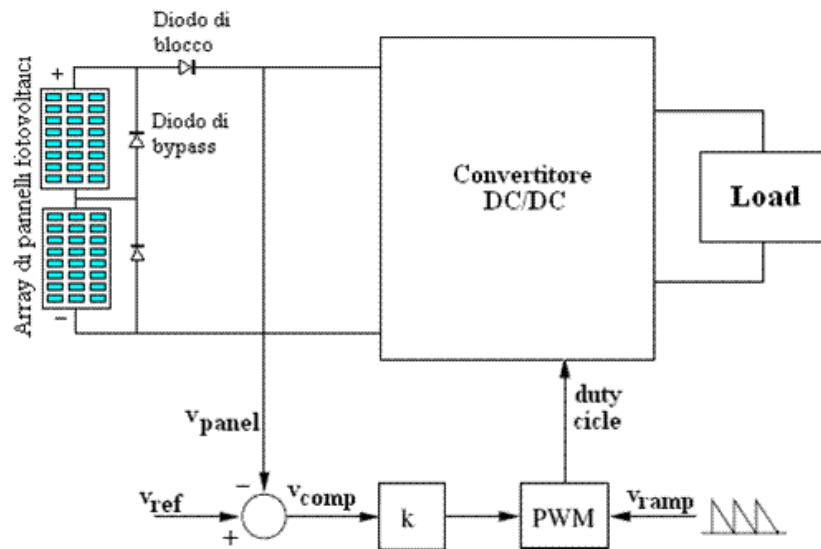
Brevemente, al variare della tensione dell'array di pannelli cambia il numero degli accumulatori in serie in modo tale da garantire un opportuno accoppiamento di potenza tra pannelli e banco di accumulatori. Un altro metodo invece utilizza un controllore di "riconfigurazione" che ha il compito di riarrangiare i collegamenti dei pannelli in serie e in parallelo fino ad ottenere l'accoppiamento di potenza voluto. Con questi accorgimenti il sistema reagisce a cambi d'irradiazione e temperatura garantendo di operare sempre all'MPP dell'array di pannelli. Le due soluzioni non riescono ad inseguire in modo ottimale l'MPP quando si hanno variazioni repentine delle condizioni di irraggiamento, inoltre non potendo garantire un'eguale carica per gli accumulatori formanti il banco, si ha una riduzione della vita operativa di questi ultimi. Pertanto questi metodi, vista l'elevata complessità dei cablaggi, sono utilizzati per applicazioni "stazionarie" e per sistemi di piccola potenza.

Retroazione di tensione :

Come detto in precedenza i banchi d'accumulazione fungono da buffer garantendo sul circuito a valle sempre lo stesso livello di tensione V_{bat} . In molte applicazioni, come quelle per elevate potenze, per vari motivi si realizzano sistemi senza banchi di accumulatori.

Questo perché, ad esempio, per un impianto da 10-50kW il numero di accumulatori e quindi il loro costo diviene improponibile, inoltre in presenza di accumulatori bisogna realizzare un non facile controllo della loro carica per aumentare la loro vita operativa, e nel caso di accumulatori piombo-acido evitare processi di gassificazioni che potrebbero innescare incendi nei locali adibiti alla loro ubicazione, quindi, prevedere nel sito dell'impianto locali appositamente progettati.

Nei sistemi senza accumulatori il buffer tra array di pannelli e carico viene realizzato con un convertitore DC-DC che consente di convertire la tensione V_{mp} ad un livello opportuno per l'elettronica a valle (di solito un inverter). La tensione V_{mp} ai capi dell'array di pannelli viene istante per istante comparata con una tensione costante di riferimento, il segnale così ottenuto viene utilizzato per generare il duty cycle del convertitore che consente all'array di pannelli di operare intorno all'MPP. Lo schema di principio di tale metodo di tracking è illustrato nella seguente figura:



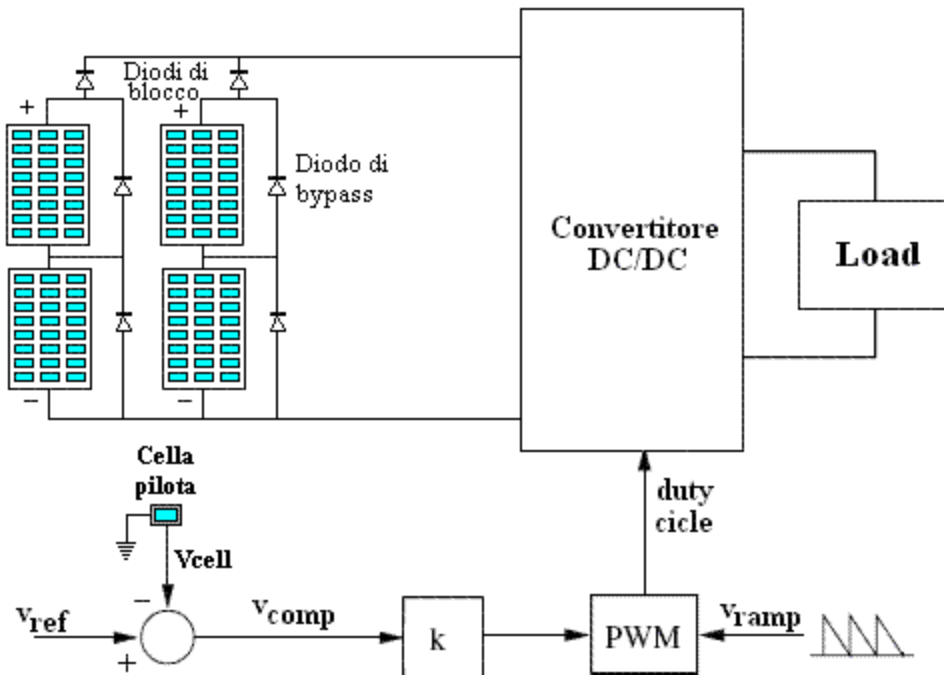
Con questo metodo è possibile far operare l'array di pannelli sotto diversi carichi. Gli svantaggi di questa configurazione sono gli stessi discussi nel caso di semplice accoppiamento tra array di pannelli e banco di accumulatori. Infatti, tale sistema non è in grado di adattarsi a variazioni dell'irradiazione e della temperatura. Quindi, come i metodi precedenti anche questo viene utilizzato per particolari applicazioni dove la potenza in gioco non è molto elevata.

Misura della tensione V_{oc} del pannello :

Discutiamo un miglioramento del metodo retroazione di tensione. La misura della tensione a circuito aperto del pannello V_{oc} è effettuata interrompendo con una certa frequenza il normale funzionamento del sistema fotovoltaico, memorizzando tale valore e modificando la tensione di riferimento V_{ref} della stessa frazione della tensione a circuito aperto che è stato determinato sperimentalmente essere il 76% della tensione V_{oc} . Questa tensione è comparata con la tensione operativa del pannello V_{pan} e il risultante segnale di errore V_{comp} viene utilizzato per generare, tramite un modulatore PWM, il duty cycle del convertitore DC-DC. Questo incremento permette il controllo della tensione operativa del pannello con considerazione di fattori importanti quali radiazione solare e temperatura. In questo modo si porta in conto l'invecchiamento e l'eventuale presenza di detriti sulla superficie del pannello, che tendono in generale a far diminuire nel tempo la tensione operativa del pannello. Per il fatto che la tensione di riferimento V_{ref} è una frazione fissa (76%) della tensione a circuito aperto, tale metodo non è un vero e proprio metodo di tracking. L'interruzione regolare del funzionamento del sistema per la misura della tensione a vuoto produce una perdita di potenza dello 0.05% di quella massima disponibile. Questa perdita di potenza è causata da un errore nella stima del maximum power point (MPP) quantificabile intorno allo 0.5%, inoltre l'interruzione frequente del normale funzionamento del sistema è causata da un rumore elettrico non trascurabile nel carico. In particolare il convertitore DC-DC e il circuito di controllo devono essere progettati tenendo conto delle frequenti interruzioni del loro funzionamento causa di spikes di tensione e quindi elevati correnti per la presenza di elementireattivi.

Uso di una cella pilota :

Per eliminare gli effetti delle frequenti interruzioni del funzionamento del sistema per la misura della tensione a circuito aperto si può utilizzare una “cella pilota”. Questa altro non è che una singola cella fotovoltaica indipendente dal resto del pannello o array di pannelli , come mostrato nella seguente figura:

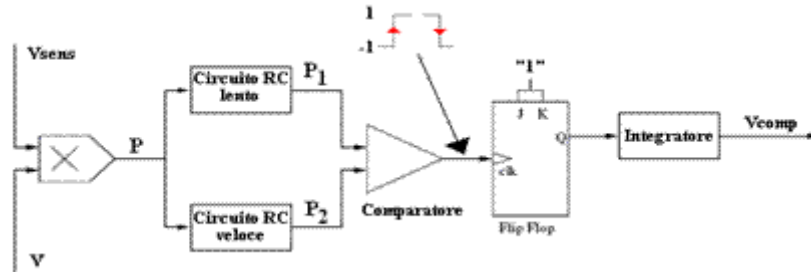


La tensione a circuito aperto V_{oc} della cella pilota è costantemente misurata dandoci implicitamente informazioni , sulle condizioni operative , sul resto dei pannelli costituenti il sistema fotovoltaico. Allo stesso modo la V_{oc} della cella è utilizzata per generare il duty cycle del convertitore DC-DC. Quindi per quanto detto con tale metodo evitiamo i problemi riscontrati in precedenza , permettendo , grazie al controllo in retroazione , di adattare la tensione dell’array di pannelli a quella del carico al variare dell’irradiazione solare e della temperatura.

Per quanto già osservato in precedenza tale metodo utilizzando una frazione fissa della tensione V_{oc} della cella pilota per determinare la tensione di riferimento V_{ref} non può essere classificato come un vero e proprio metodo di tracking, inoltre tale tecnica necessita della conoscenza a priori della caratteristica della cella pilota per determinare la collocazione dell’MPP. Per questi motivi l’individuazione dell’MPP non risulta molto precisa.

Metodo di tracking analogico:

Lo schema di principio di un metodo di tracking analogico è illustrato nella seguente figura:



La tensione V_{sens} risulta proporzionale alla corrente erogata dal pannello attraverso una resistenza o uno shunt di resistenze. Tale tensione viene moltiplicata per la tensione operativa V . Il segnale così ottenuto risulta proporzionale alla potenza erogata dal pannello. Come secondo passo tale segnale viene processato da due circuiti RC a differenti costanti di tempo ottenendo i due segnali P_1 e P_2 che vengono infine comparati. Come risultato finale tali operazioni ci danno la derivata della potenza $\frac{dP}{dt}$.

Se la potenza in uscita al pannello è in aumento la derivata $\frac{dP}{dt} > 0$, mentre se la potenza è in

diminuzione $\frac{dP}{dt} < 0$. In questo modo il segnale in uscita al comparatore varia tra -1 e 1 e viene utilizzato come segnale di clock del FF JK così come si osserva in figura. Il segnale in uscita dal FF JK viene integrato per ottenere il segnale V_{comp} da inviare ad un modulatore PWM per generare il duty cycle del convertitore DC/DC. Tale metodo è molto simile al P&O (che analizzeremo dopo) infatti la tensione operativa del pannello viene perturbata ad opera del cambiamento del duty cycle del convertitore. Tale metodo non è molto utilizzato perché risulta meno efficiente del P&O.

Il metodo di retroazione di potenza :

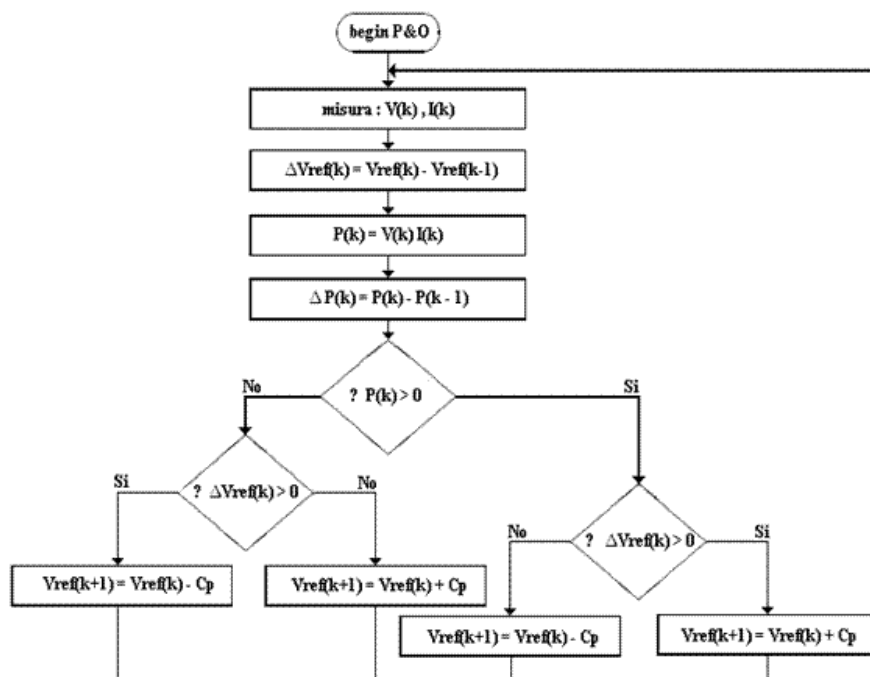
Da quanto discusso l'obiettivo principale di un metodo di tracking è quello di estrarre (concedetemi il termine) , sotto diverse condizioni ambientali , il massimo di potenza ottenibile da un pannello o array di pannelli solari. Gli attuali metodi di tracking , per realizzare quanto detto , utilizzano come informazione la potenza istantanea erogata dai pannelli fotovoltaici.

Questo comporta una misura della tensione e della corrente erogata dal pannello per ottenere la potenza istantanea .

Il metodo P&O (perturbation and observation) :

IL metodo P&O è largamente usato nell'approccio all'MPPT ed è la base di partenza da cui sono partito per sviluppare quanto segue. Tale metodo utilizza un sistema di calcolo (microcontrollori, PC, PLC) per calcolare la potenza erogata dal pannello e per calcolare la tensione di riferimento V_{ref} desiderata. Tale notazione per la tensione V_{ref} (tensione di riferimento) allude al fatto che tale sistema a "microprocessore" è inserito nel già discusso controllo in retroazione di tensione per generare il duty cycle del convertitore DC-DC. Attualmente il controllo in retroazione può essere omesso perché effettuabile tramite microcontrollori (come i più esperti di PIC e arduino su grix insegnano) che oltre a svolgere il controllo vero e proprio possono fungere da modulatori PWM.

Come è intuibile dal nome di questo metodo , esso lavora perturbando il sistema tramite un incremento o decremento della tensione operativa dell'array di pannelli, tramite un convertitore DC/DC, ed osservando l'effetto sulla potenza di uscita dall'array. La seguente figura mostra il diagramma di flusso del programma implementato per il sistema di controllo.



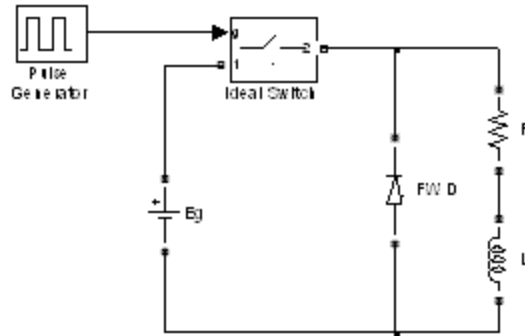
C_p è la perturbazione che incrementa o diminuisce la V_{ref} , V e I vengono misurate per calcolare la potenza istantanea $P(k)$. Il valore così ottenuto viene comparato con il valore della misura precedente $P(k-1)$. Se si ha un incremento della potenza di uscita ($P(k) > P(k-1)$) la perturbazione della tensione di uscita continuerà nella stessa direzione del ciclo precedente. Viceversa se si ha una diminuzione della potenza di uscita ($P(k) < P(k-1)$) la direzione della perturbazione deve essere invertita rispetto alla direzione del ciclo precedente. Con l'algoritmo P&O la tensione di uscita dell'array di pannelli viene perturbata ad ogni ciclo dell'MPPT. A causa di queste continue perturbazioni la tensione di uscita del pannello oscillerà intorno alla tensione V_{mp} .

Questo causa una perdita di potenza che dipende dall'ampiezza di ogni singola perturbazione. Se l'ampiezza della perturbazione è grande, l'algoritmo MPPT risponderà velocemente ad un cambio delle condizioni operative, ma l'ampiezza dell'oscillazione intorno al punto di massima potenza sarà rilevante. Il valore ideale del passo di perturbazione viene determinato per ogni sistema sperimentalmente.

E' doveroso prima di iniziare la modellizzazione del sistema, introdurre una breve trattazione dei convertitori DC/DC. Qualcuno a questo punto dirà che su grix già ci sono svariati articoli e tutorial che ne parlano, ma in questo caso lo faccio solo per non perdere continuità della trattazione, e per non introdurre brutalmente formule che ad i meno esperti confonderebbero solo le idee. Per chi già sa sull'argomento può tranquillamente saltare la seguente trattazione.

La conversione DC/DC

In questa trattazione cercherò (speriamo di riuscirci) di essere quanto più breve e più chiaro possibile cercando di rifarmi a casi reali. Il principio di funzionamento di un convertitore DC/DC è rappresentato dal seguente schema di principio, concedetemi il gioco di parole:



Quando lo switch è chiuso si ha una circolazione di corrente nella maglia costituita dal generatore E_g e dal carico (R L serie) essendo il diodo contropolarizzato.

Quando lo switch viene aperto nel circuito circola una corrente forzata dall'induttanza, che quando $S=ON$ si è caricata. Questa volta il diodo risulta polarizzato direttamente pertanto la corrente circola nella maglia formata dal diodo e dal carico.

La tensione sul carico quando $S=ON$ risulta pari a E_g , mentre quando $S=OFF$ risulta pari alla caduta di tensione di un diodo in conduzione (0.4V-0.6V).

Da quando detto se indichiamo con τ (tau) il tempo in cui l'interruttore rimane chiuso la tensione sul carico sarà:

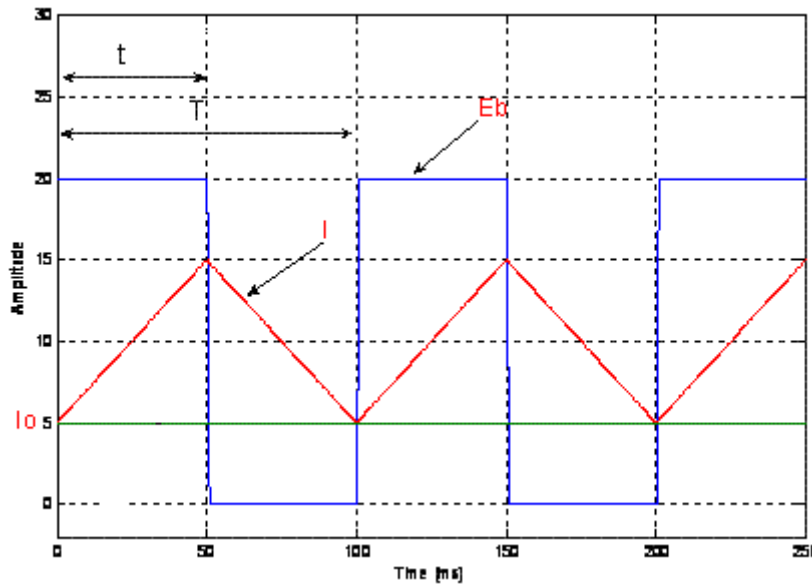
$$V_d = \frac{1}{T} E_B \tau = E_B \frac{\tau}{T} = E_B \delta$$

Dove:

$$\delta = \frac{\tau}{T}$$

è il duty cycle $\in [0,1]$ dato che :

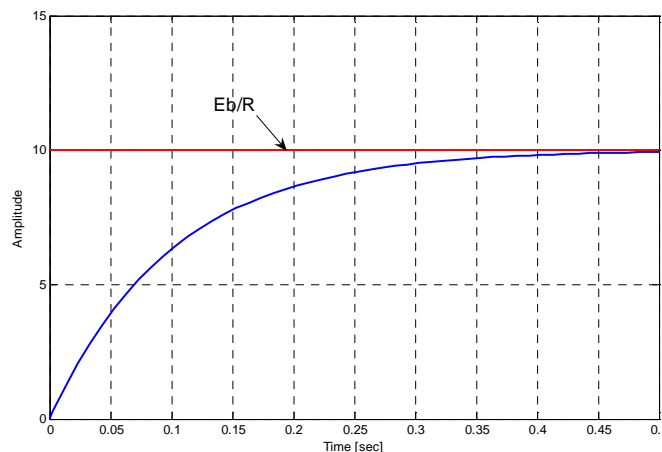
$$\tau \in [0, T]$$



Consideriamo l'andamento della corrente nel carico e supponiamo che il suo valore iniziale sia I_0 così come evidenziato nel grafico. Essendo il carico costituito da un circuito RL le grandezze elettriche che lo caratterizzano si portano a regime con un costante di tempo pari a :

$$\tau_L = \frac{L}{R}$$

come evidenziato nel seguente grafico.



Quindi quando sul carico è applicata la E_B la corrente che circola in esso cresce per la durata di τ cioè per il tempo di chiusura dell'interruttore. All'apertura dell'interruttore la tensione sul carico è nulla mentre la corrente inizia un'evoluzione libera nel tempo.

Se aumentiamo la costante di tempo del circuito RL rispetto a T si osserva una variazione trascurabile di I_0 , di contro si ha una diminuzione della dinamica del sistema con un aumento del tempo impiegato a raggiungere il valore di regime $\frac{E_B}{R}$. Questo è dovuto ad un filtraggio maggiore del circuito RL infatti:

La frequenza della 1° armonica è $\frac{1}{T}$, se T è piccolo $\Rightarrow \frac{1}{T}$ è molto grande, in tal caso si osserva che 1° armonica è fortemente attenuata pertanto la corrente appare quasi costante. Se la corrente nel carico non si annulla mai il circuito risulta lineare a tratti e a regime il valore medio della corrente risulta pari al valore medio della tensione diviso R.

Avendo osservato in precedenza la dipendenza del valore medio della tensione dal duty cycle

$$\delta = \frac{\tau}{T}$$

variando quest'ultimo possiamo variare il valore medio della tensione. Esistono varie tecniche di modulazione che ci permettono di ottenere tale risultato:

- Variando τ con $T=\text{cost.} \Rightarrow$ Tecnica di modulazione PWM
- Variando T con $\tau=\text{cost.} \Rightarrow$ Tecnica di modulazione PFM
- Variando direttamente il rapporto $\frac{\tau}{T} \Rightarrow$ Tecnica di modulazione PRM

La variazione di tau non comporta alcun costo in termini di potenza, attenendo una variazione del valore medio, quindi è come se si realizzasse un amplificatore. La potenza dissipata sullo switch nel periodo T è data da: $P = V_{SAT} i_L$

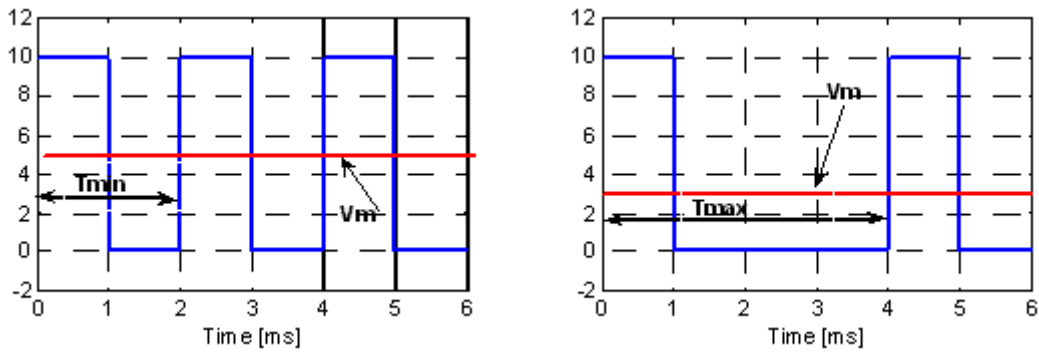
Dove con V_{SAT} indichiamo la tensione di saturazione del dispositivo utilizzato come switch, ad esempio per un BJT $V_{SAT}=1\div 4$ V . Da questa osservazione risulta che la potenza dissipata per commutazione sullo switch risulta molto contenuta, pertanto tali tecniche di conversione permettono di ottenere rendimenti molto elevati.

Quindi in definitiva possiamo dire che con la tecnica switching si riescono a controllare potenze elevate con rendimenti elevati.

Facciamo ora un confronto tra le varie tecniche di modulazione introdotte.

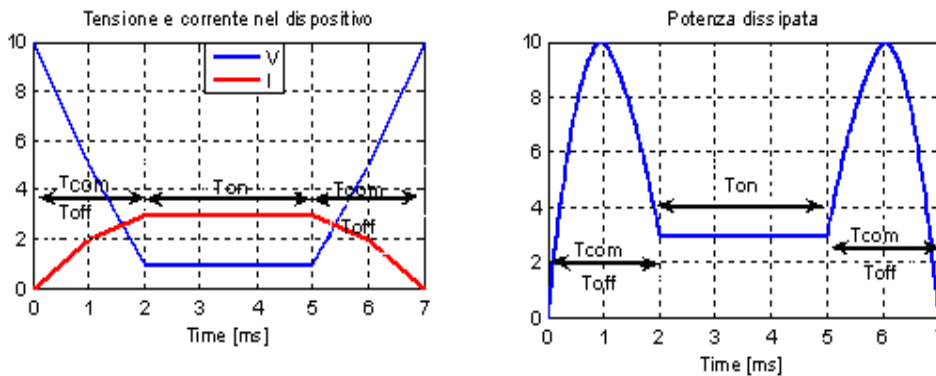
PWM: Come già osservato con tale tecnica T è fissato, quindi la frequenza, mentre si variare τ nell'intervallo $[0, T]$, in questo modo si ottiene un valore medio di tensione che varia con continuità tra 0 e E_B .

PFM: In questo caso è tau ad essere fissata, e si fa variare T. In particolare con un T basso si ha un valore medio elevato, mentre con un T alto si ha un valore medio basso. Tutto questo è schematizzato nel seguente grafico:



La limitazione principale della modulazione PFM sta nel fatto che non è possibile avere una variazione del valore medio del 100%, in quanto per fare ciò occorre una frequenza nulla o infinita, inoltre mentre nella modulazione PWM la frequenza è fissa, quindi conosciamo con esattezza il contenuto armonico che può essere filtrato, in PFM siccome varia la frequenza anche il contenuto armonico varierà entro un certo range. Inoltre bisogna tenere conto di un limite in frequenza perché all'aumentare di essa aumenta la potenza dissipata durante il tempo di commutazione che per i dispositivi reali risulta finito e per alcuni è molto influente come per i GTO che hanno tempi elevati di accensione e spegnimento quindi un'elevata potenza dissipata in commutazione.

Per renderci conto di questo fatto consideriamo l'andamento della corrente e tensione in un dispositivo reale, quindi della potenza dissipata in commutazione.

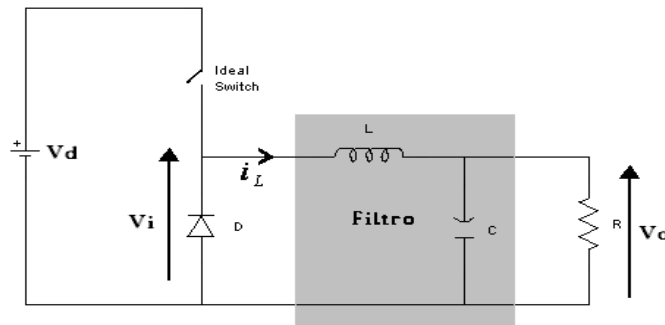


In fase progettuale bisogna tener conto di questa potenza perché ogni dispositivo ha una certa capacità di dissipazione termica, pertanto se la potenza dissipata aumenta la quantità di calore che deve essere smaltita aumenta e quindi bisogna prendere le dovute precauzioni per non provocare la rottura del dispositivo stesso con sistemi alettati ecc.

Tale potenza aumenta all'aumentare della frequenza di commutazione da questo osserviamo che la frequenza massima di switching dei dispositivi è legata ai tempi di commutazione. Fatta questa breve premessa passiamo ad analizzare i convertitori.

Convertitore Buck o step down

Con questo convertitore si ottiene una tensione d'uscita minore della tensione in ingresso.



Dallo schema di principio notiamo subito la presenza di un filtro LC per eliminare la componente alternativa presente sulla tensione di uscita V_o . Una breve considerazione : in generale si potrebbe utilizzare un filtro RC, che essendo un passa-basso del 1° ordine ben si adatta al nostro scopo, ma la presenza del resistore fa diminuire l'efficienza del convertitore, allora la soluzione migliore è quella di utilizzare un filtro LC, passa-basso del 2° ordine, che garantisce il recupero della componente continua presentando un'elevata efficienza essendo la resistenza intrinseca di un induttore molto bassa. L'utilizzo di un filtro LC presenta però un problema non trascurabile, infatti, in questo caso lo switch presente nel circuito va a commutare in maniera quasi istantanea su un'induttanza, per questo motivo ai capi di L si stabilisce una tensione che può assumere valori molto elevati, infatti :

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

Lo stesso problema si presenterebbe qualora non utilizzassimo il filtro LC ma utilizziamo il convertitore per alimentare un motore DC.

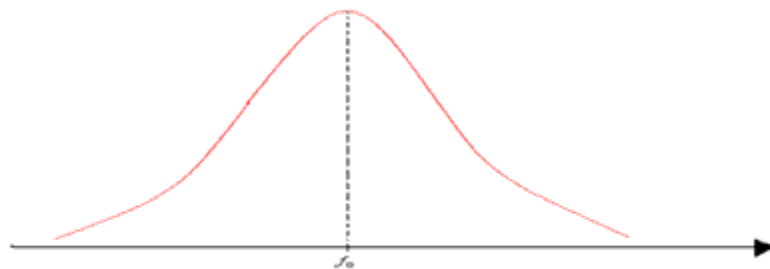
Inoltre anche se il carico fosse puramente resistivo si presenterebbe lo stesso problema per i conduttori utilizzati per effettuare il collegamento tra convertitore e carico. Tutto questo discorso per affermare che l'eccesso di tensione sull'induttore c'è la ritroviamo ai capi di uno switch (MOSFET,BJT,IGBT...) che essendo reale avrà un limite di tensione applicabile ai suoi capi pertanto se non si adottano delle precauzioni la probabilità che lo switch vada incontro a rottura sono elevate.

A tale scopo s'introduce il diodo (vedi schema di principio) che garantisce una circolazione alternativa per la corrente. L'influenza di tale diodo sul comportamento del circuito lo vedremo tra breve.

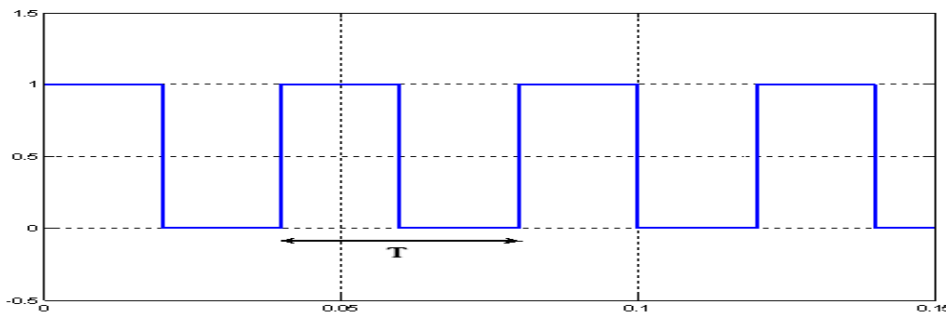
Facciamo ancora una considerazione sul filtro LC, questa volta di carattere progettuale. Essendo un filtro del 2° ordine avrà una frequenza di risonanza pari a:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

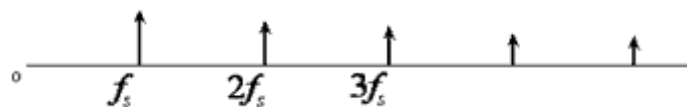
La risposta sarà del tipo:



Ricordo che il segnale d'uscita del convertitore è periodico di periodo T, con il seguente andamento nel tempo:



Il suo contenuto spettrale, posto $f_s = \frac{1}{T}$ (frequenza di switching), sarà del tipo:



Quindi basta scegliere per il filtro una frequenza di risonanza $f_0 < f_s$, ad esempio due decadi a sinistra di f_s , in modo tale che le armoniche superiori a f_s si trovino nel tratto a pendenza $-40dB$, quindi attenuate. A questo punto riveste notevole importanza la scelta di T e di f_s . Infatti se f_s è piccola (T grande) allora per quanto detto anche la frequenza di risonanza del filtro f_0 deve essere piccola questo comporta avere L e C con valori molto grandi, quindi una dinamica lenta del filtro e quindi del convertitore nonché un elevato costo per realizzare il filtro. Di contro non possiamo scegliere nemmeno una f_s molto grande (T piccolo) perché gli switch reali hanno tempi di commutazione finiti quindi limiti in frequenza, inoltre a frequenze troppo elevate i conduttori di collegamento si comportano da antenne creando problemi all'elettronica di contorno del convertitore. Quindi la scelta di f_s determina la scelta del filtro imponendo f_0 , in particolare la

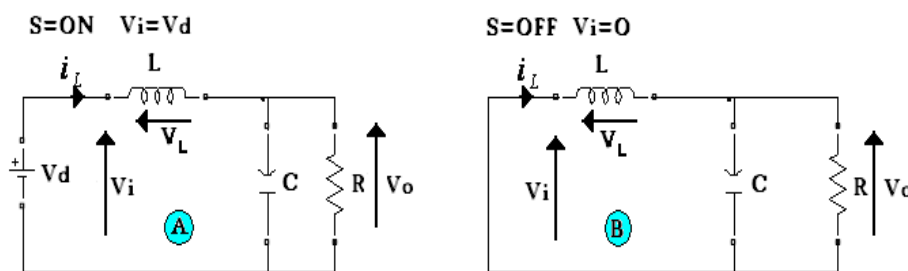
scelta della frequenza di taglio del filtro è una specifica del progetto e da quello che vedremo tra breve dipende dal ripple che vogliamo sulla tensione di uscita del convertitore. Quindi la scelta di f_s va ponderata in base a vari criteri.

Per potenze fino al KW si possono raggiungere frequenze dell'ordine dei KHz come accade nell'azionamento dei treni metropolitani di recente realizzazione. Per potenze dell'ordine delle decine di KW si raggiungono frequenze dell'ordine degli 80 KHz.

Osserviamo che il motivo fondamentale che ha spinto lo sviluppo di questi convertitori (detti switching per ovvi motivi!) è l'elevata efficienza di conversione rispetto ai sistemi tradizionali. Elevata efficienza vuol dire dimensioni ridotte dei circuiti, viceversa una bassa efficienza di conversione implica elevate potenze dissipate sui dispositivi, quindi adozione di dissipatori generosi a loro volta raffreddati, tutto questo aumenta l'ingombro dei circuiti e quindi i costi realizzativi.

Ritorniamo all'analisi del nostro convertitore step down.

Sempre con riferimento allo schema di principio osserviamo che lo switch(S) lavora nelle due fasi ON,OFF in tali condizione di funzionamento possiamo schematizzare il convertitore in due sottocircuiti rispettivamente:

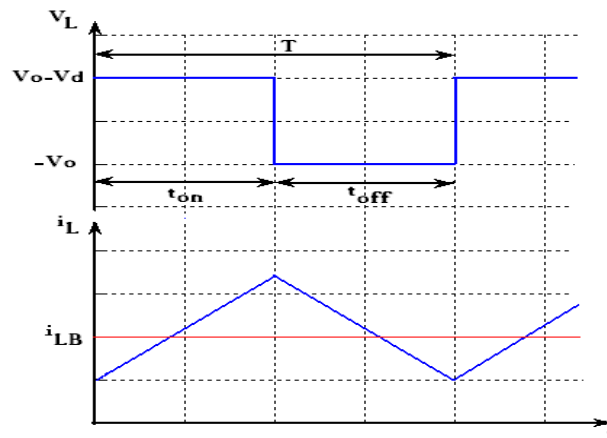


Osserviamo subito che per S=ON il diodo risulta contropolarizzato, quindi si comporta da circuito aperto, mentre per S=OFF il diodo è direttamente polarizzato e quindi, trascurando la caduta di tensione ai suoi capi, è equivalente ad un corto circuito.

Nel considerare questi circuiti equivalenti supponiamo $C=\infty$, in modo da avere una frequenza di taglio del filtro f_o molto piccola, in questo modo per quanto osservato nelle considerazioni fatte in precedenza, siamo sicuri di filtrare tutte le armoniche $2f_s, 3f_s, \dots$ e quindi trascuriamo il ripple presente sulla componente continua V_o all'uscita del convertitore. Osserviamo che specifiche realistiche di progetto per i convertitori DC-DC impongono un ripple minore dell'1%. Essendo V_D costante ed essendo

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

si ha che i_L varia linearmente in particolare durante t_{ON} i_L è crescente quindi $V_L > 0$, mentre durante t_{OFF} i_L è decrescente pertanto $V_L < 0$, come possiamo osservare dal seguente grafico:



Una cosa che ho dimenticato di dire : nel considerare tali grafici supponiamo che siano trascorsi alcuni periodi di funzionamento del circuito per considerare le grandezze riportate a regime. Infatti facciamo l'ipotesi che:

$$t = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_L = 0 \\ i_C = 0 \\ V_C = V_0 = 0 \end{cases}$$

Al primo periodo di funzionamento per t_{ON} cioè considerando il circuito equivalente A si ha: $V_L(0) = V_D$ perché abbiamo supposto $V_C = V_0 = 0$ cioè supponiamo che il condensatore sia inizialmente scarico, inoltre in t_{ON} essendo $V_L(t)$ quasi costante e pari a V_D si ha che la corrente $i_L(t)$ varia con

legge lineare con pendenza $-\frac{V_D}{L}$. Quando S=OFF consideriamo il circuito equivalente B e

nell'intervallo t_{OFF} $V_L(t) = -V_0$ cioè in tale intervallo è la capacità che scaricandosi fornisce energia al circuito, quindi la tensione ai suoi capi diminuisce con legge esponenziale (scarica del condensatore) ed inoltre essendo $V_L < 0$ la corrente i_L ha una pendenza negativa. Osserviamo, anche se dai grafici non è molto evidente, che la pendenza della corrente in fase decrescente è più piccola di quella in fase crescente perché nel circuito B è la capacità a fornire energia al circuito. Ritornando

ora nella fase t_{ON} cioè lo switch si richiude, la tensione ai capi dell'induttanza questa volta è pari a $V_D - V_0$ in quanto la capacità adesso risulterà un poco carica, la corrente $i_L(t)$ varierà sempre con legge

esponenziale ma con pendenza $\frac{V_D - V_0}{L}$ ed inoltre la tensione sulla capacità assume valori maggiori

essendo quest'ultima risultata un poco caricata dopo il primo periodo di funzionamento. Tutto questo discorso un po' articolato per dire che dopo un transitorio iniziale si raggiungerà la seguente condizione di regime per le due fasi di funzionamento, sono rispettivamente:

$$\begin{cases} t_{ON} \Rightarrow V_L(t) = V_D - V_0 \\ t_{OFF} \Rightarrow V_L(t + t_{ON}) = -V_0 \end{cases}$$

Quindi ritroviamo l' andamento riportato nel diagramma precedente.

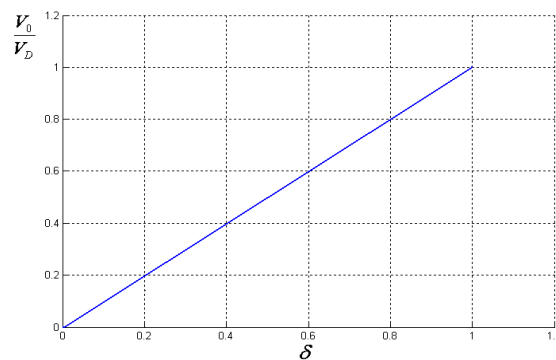
Il valore medio della tensione sull'induttore deve essere nullo pertanto si ha:

$$\int_{t_{ON}} (V_D - V_0) dt + \int_{t_{OFF}} (-V_0) dt = 0 \Rightarrow (V_D - V_0)t_{ON} = V_0 t_{OFF}$$

$$V_D t_{ON} = V_0 t_{ON} + V_0 t_{OFF} \Rightarrow V_D t_{ON} = V_0 t_{ON} + V_0 t_{OFF}$$

$$\frac{V_0}{V_D} = \frac{t_{ON}}{T} = \delta \quad \text{Duty cycle}$$

Quindi ritroviamo la solita espressione per il duty cycle , in particolare quest'ultima espressione ci dice che è possibile variare la V_0 variando il duty cycle come si osserva nella seguente figura.



Limite di funzionamento in conduzione continua:

Ricavata la relazione fondamentale per il convertitore buck o steep-down:

$$V_0 = V_D \delta$$

nell'ipotesi di capacità infinita in modo tale che sul carico non sia presente una componente alternativa. Un simile legame è possibile ottenerlo anche per le correnti, rispettivamente quella erogata dal generatore (I_D) e quella assorbita dal carico (I_0). Se supponiamo gli elementi costituenti il convertitore privi di perdite possiamo dire che la potenza erogata dal generatore è uguale alla potenza assorbita dal carico:

$$V_D I_D = V_0 I_0 \Rightarrow \frac{I_0}{I_D} = \frac{V_D}{V_0} = \frac{1}{\delta} \Rightarrow I_0 = \frac{1}{\delta} I_D$$

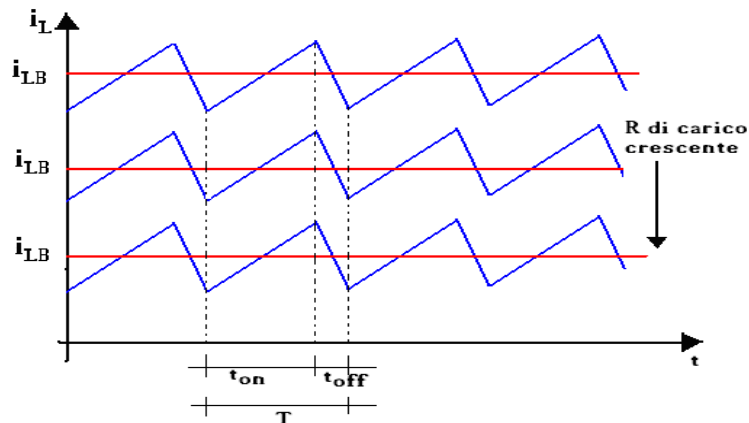
Da quest'ultima relazione possiamo dire che il convertitore in esame si comporta come un trasformatore in continua con rapporto di trasformazione pari al duty cycle δ (delta).

Aumentando la resistenza di carico deve diminuire il valore medio di $i_L(t)$ in quanto V_0 non varia al

variare della resistenza di carico, questo perché se ragioniamo sulle componenti continue il condensatore C si comporta da circuito aperto pertanto si ha:

$$i_0 = i_L(t) \Rightarrow i_L(t) = \frac{V_0}{R}$$

Tutto questo è ben evidente nel seguente grafico:

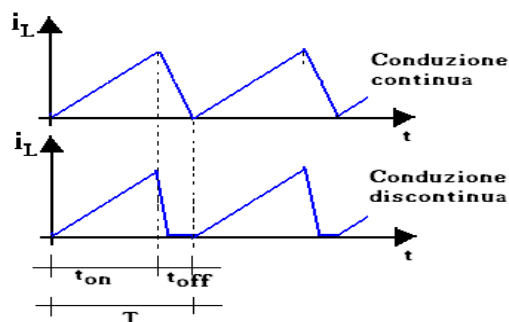


Come è intuibile aumentando ulteriormente R si può raggiungere la condizione

$$i_L(0) = i_L(T) = 0$$

Tale condizione segna il confine tra due regioni di funzionamento del convertitore:

- Regione di conduzione continua caratterizzata dal fatto che la corrente nell'induttore non è mai nulla.
- Regione di conduzione discontinua caratterizzata dal fatto che per un certo intervallo di tempo la corrente nell'induttore si annulla.



La conduzione discontinua è spiegabile perché aumentando la resistenza di carico R, dopo che si è giunti al limite di funzionamento in conduzione continua, la $i_L(t)$ deve diminuire e non potendo

diventare negativa l'unica possibilità è che vari la pendenza di $i_L(t)$ ed essendo in t_{OFF} tale pendenza data da $-\frac{V_o}{i_L}$, deve aumentare la V_o quindi le equazioni :

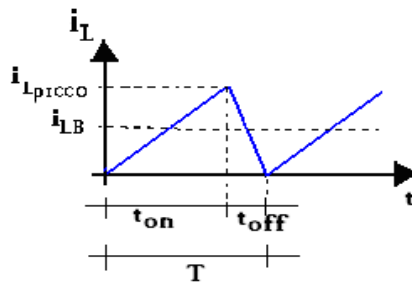
$$\begin{cases} V_o = V_D \delta \\ I_o = \frac{1}{\delta} I_D \end{cases}$$

non sono più valide. Pertanto in conduzione discontinua bisogna trovare delle nuove relazioni che descrivono il funzionamento del circuito.

Innanzitutto esprimiamo il limite tra la conduzione continua e discontinua in termini di corrente nell'induttanza e nel carico, tale limite abbiamo già osservato è dato da :

$$i_L(0) = i_L(T) = 0$$

ed in tale condizione andiamo a calcolare il valore medio della corrente nell'induttanza, più avanti la giustificazione di tale scelta.



Con riferimento al grafico che segna il limite di conduzione continua discontinuo si ha:

$$i_{LB} = \frac{1}{2} i_{Lpicco} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_D - V_o}{L} \right) \delta T = \frac{1}{2} \frac{V_o}{L} (1 - \delta) T$$

$$i_{LB} = \frac{1}{2} \frac{V_o}{L} t_{OFF}$$

A questo punto bisogna ricordare che stiamo sempre considerando $C = \infty$ e quindi una V_o esente da ripple, quindi in R circola la sola componente continua della corrente, questo per dire che a regime nella capacità circola una componente alternata di valore medio nullo, questo perché se fosse presente una componente continua la $V_L(t)$ continuerebbe a crescere cioè non saremmo a regime. In altre parole possiamo affermare che la componente alternata di $i_L(t)$ circola in C mentre quella continua circola in R.

Ma nel caso reale C non è infinita quindi avremo un certo ripple associato alla componente continua di corrente che circola in R. In precedenza però abbiamo osservato che R e L venivano scelti in modo che la frequenza di risonanza f_o del filtro fosse due decadi a sinistra di f_s frequenza di switching, in modo da avere un ripple, per scelta progettuale, non superiore all'1%. Quindi in definitiva anche nel caso reale in buona approssimazione è possibile trascurare la componente alternata che circola nel carico, tale corrente è data da:

$$I_{0B} = i_{LB} = \frac{1}{2L} V_0 (1 - \delta) T$$

Con riferimento a questa corrente, fissati δ e V_D possiamo affermare che se nel carico circola una corrente minore di I_{0B} allora ci troviamo in regime di conduzione discontinua, viceversa in conduzione continua. Troviamo ora il legame tra V_D e V_0 in regime di conduzione discontinua visto che abbiamo già osservato che le equazioni

$$\begin{cases} V_0 = V_D \delta \\ I_0 = \frac{1}{\delta} I_D \end{cases}$$

non sono più valide.

Per trovare tali equazioni dobbiamo identificare la funzione che deve svolgere il convertitore.

Nel convertitore in questione possiamo variare tre grandezze V_0, V_D e δ , allora facendo variare due grandezze per volta e mantenendone una costante, rappresentandole su di un piano, possiamo individuare due modi di funzionamento per il convertitore buck, rispettivamente:

- *Facendo variare δ e V_0 con V_D costante* \Rightarrow Il convertitore funziona come amplificatore di potenza.

- *Facendo variare δ e V_D con V_0 costante* \Rightarrow Il convertitore funziona come regolatore di tensione.

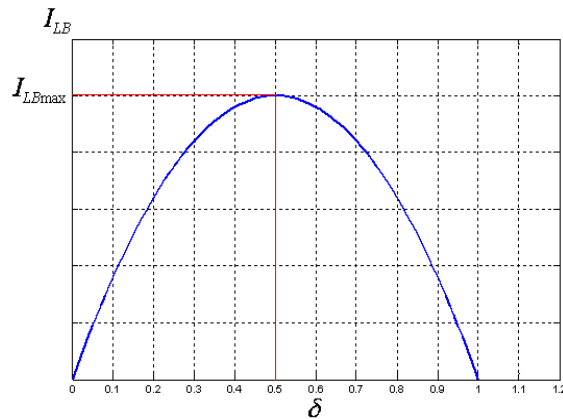
Osserviamo che in entrambi i casi il duty cycle δ è sempre variabile perché è la grandezza che ci permette di controllare il sistema. Consideriamo il primo caso, quindi la funzione del convertitore è:

$$V_0 = f(\delta, I_0) \Big|_{V_D = \text{cost.}}$$

Partiamo dall'equazione del valore medio della corrente che circola nell'induttore:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} \frac{V_D - V_0}{L} \delta T = \frac{T \delta}{2L} V_D \left(1 - \frac{V_0}{V_D}\right) = \frac{T \delta}{2L} V_D (1 - \delta) = \frac{T V_D}{2L} \delta (1 - \delta)$$

Infatti trovandoci al limite della conduzione continua e discontinua è ancora valida la relazione $V_0 = \delta V_D$, otteniamo (fidatevi del matlab) anche se non è molto chiaro l'equazione di una parabola come evidenziato nella seguente figura:



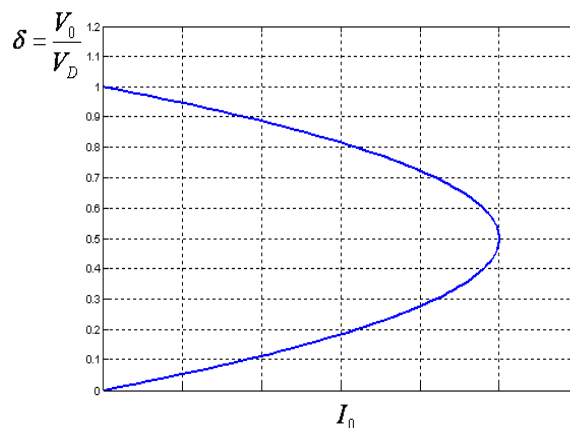
Derivando rispetto a δ ed uguagliando a zero troviamo il valore massimo $\delta=0.5$ che sostituito nella precedente espressione ci da:

$$I_{LB \max} = \frac{TV_D}{8L}$$

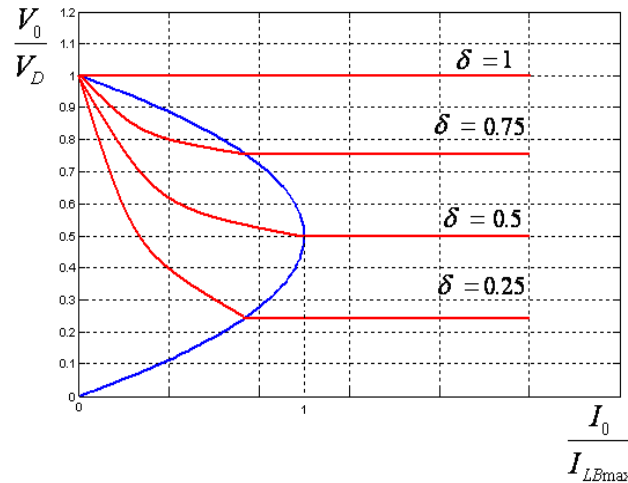
Quindi per valori di i_L al di sopra di questa parabola ci troviamo in regione di conduzione continua, al di sotto in regione di conduzione discontinua. Volendo ottenere la relazione

$$V_0 = f(\delta, I_0) \Big|_{V_D = \text{cost.}}$$

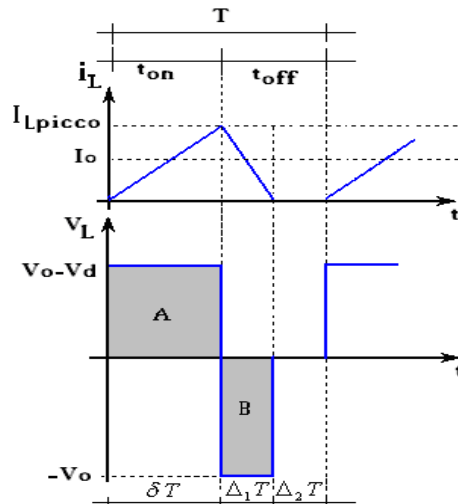
tale parabola la riportiamo nel piano $(\frac{V_0}{V_D}, I_0)$ osservando che l'asse $\frac{V_0}{V_D}$ coincide proprio con δ , questo è vero al limite delle due conduzioni, ma la nostra parabola rappresenta proprio questo limite pertanto non ci stupiamo di questo.



Sapendo inoltre che $i_{LB} = i_{OB}$ per valori di I_0 al di sopra della parabola cioè per $I_0 > i_{LB}$ ci troviamo in regime di conduzione continua quindi $V_0 = \delta V_D$ e tale tensione risulta indipendente dalla corrente, pertanto in questa regione le caratteristiche $(\frac{V_0}{V_D}, \frac{I_0}{I_{LB \max}})$ saranno delle costanti, così come possiamo osservare nel seguente grafico, il cui valore è indipendente da δ .



Il valore più elevato di corrente critica si ha in corrispondenza di un duty cycle pari a 0.5. Analizziamo ora la conduzione discontinua cioè ricaviamo il legame tra $\frac{V_o}{V_D}$ e I_o al variare di δ in tale regione di funzionamento del convertitore si ha:



A regime sappiamo che

$$i_L(nT) = i_L((n+1)T)$$

ora il fatto che

$$i_L(\Delta_2 T) = 0$$

non comporta niente, l'importante è che i_L assuma lo stesso valore alla fine e all'inizio del periodo. In tali condizioni possiamo dire che l'area dei due rettangoli, A e B, sono uguali e quindi si ha:

$$\int_{\delta T} (V_D - V_o) dt + \int_{\Delta_1 T} (-V_o) dt = 0$$

pertanto:

$$(V_D - V_o)\delta T = V_o \Delta_1 T$$

Essendo $t_{ON} = \delta T$ e $t_{OFF} = (1 - \delta)T$ si ha:

$$\frac{V_o}{V_D} = \frac{\delta}{\delta + \Delta_1}$$

quindi come ci aspettavamo in conduzione discontinua non vale più la ben nota relazione:

$$V_0 = \delta V_D$$

Quello che vogliamo trovare è il legame tra $\frac{V_0}{V_D}$ in funzione di I_0 e δ . Per fare ciò determiniamo

prima il legame tra Δ_1 e I_0 . Δ_1 dipende dalla corrente che circola nel carico, in particolare si osserva:

$$I_0 = i_{LB} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = \frac{1}{T} \left[\frac{i_{L\max}}{2} \delta T + \frac{i_{L\max}}{2} \Delta_1 T \right]$$

area del triangolo di base $\Delta_1 T + \delta T$ della figura precedente.

$$I_0 = \frac{i_{L\max}}{2} (\delta + \Delta_1)$$

considerando l'intervallo $\Delta_1 T$ si ha:

$$-V_0 = -L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow V_0 dt = L di_L$$

$$\int_{\Delta_1 T} V_0 dt = \int_0^{I_{L\max}} i_L dt$$

Pertanto si ha:

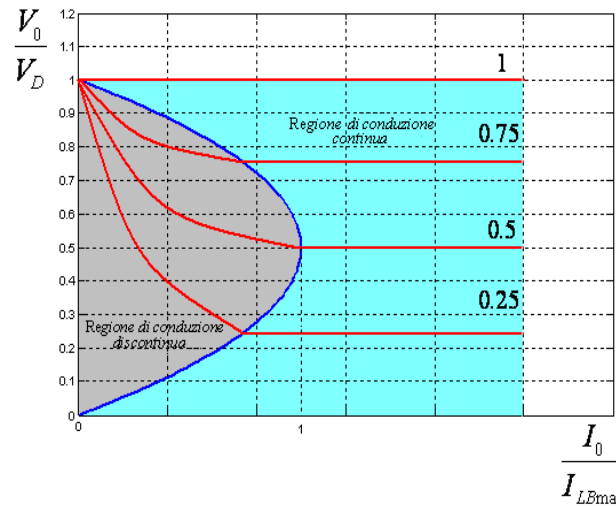
$$I_0 = \frac{i_{L\max}}{2} (\delta + \Delta_1) = \frac{\Delta_1 T V_0}{2L} (\delta + \Delta_1) = \frac{\Delta_1 T \delta V_D}{2L} \text{ ricordando che } I_{LB\max} = \frac{TV_D}{8L} \text{ si ha:}$$

$$I_0 = 4\delta\Delta_1 I_{LB\max} \Rightarrow \frac{I_0}{I_{LB\max}} = 4\delta\Delta_1 \Rightarrow \Delta_1 = \frac{I_0}{4\delta I_{LB\max}}$$

Quindi abbiamo trovato il legame tra I_0 e Δ_1 , sostituendo tali valori in $\frac{V_0}{V_D} = \frac{\delta}{\delta + \Delta_1}$ si ha:

$$\frac{V_0}{V_D} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + \frac{1}{4} \frac{I_0}{I_{LB\max}}}, \text{ cioè una relazione tra } \frac{V_0}{V_D} \text{ e } I_0 \text{ in funzione di } \delta.$$

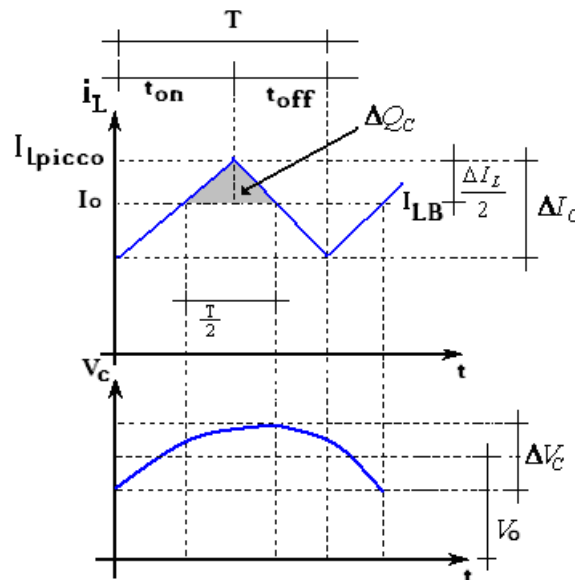
. Riprendendo il seguente grafico osserviamo:



In regione di conduzione discontinua fissato δ dato che V_D è costante, V_0 aumenta al diminuire della corrente. Quindi un controllo non lineare.

Ripple in uscita al convertitore, rimuoviamo l'ipotesi di capacità infinita:

Per determinare il ripple sulla tensione di uscita lavoriamo nella regione di conduzione continua, visto che da quando osservato in regione di conduzione discontinua il legame tra V_D e V_0 non è lineare, infatti tale tipo di convertitore è utilizzato principalmente in tale regione di funzionamento, inoltre rimuoviamo l'ipotesi di capacità infinita. L'andamento della tensione sul condensatore al variare di i_L ha il seguente andamento:



Abbiamo già osservato che la componente alternata di i_L circola nella capacità, mentre la componente continua circola nel carico. La variazione di tensione ai capi del condensatore sarà data dalla relazione:

$\Delta V_c = \frac{\Delta Q_c}{C} = \Delta V_0$ dove ΔQ_c è la variazione di carica immagazzinata dal condensatore. La capacità si carica quando $i_c(t) > 0$, mentre si scarica quando $i_c(t) < 0$. La base del triangolo in grigio, che rappresenta la fase di carica, è $\frac{T}{2}$, infatti siamo in conduzione continua ed inoltre supponiamo di essere a regime, cioè $i_L(0) = i_L(T)$, togliendo dalla $i_L(t)$ la componente continua otteniamo proprio questa simmetria, pertanto si ha:

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q_c}{C} = \frac{i_c(t)\Delta t}{C} = \frac{T}{2} \frac{i_{Lpicco}}{2} \frac{1}{2C}$$

Per ricavare la i_{Lpicco} basta osservare che quando S=OFF a regime si ha $V_L(t) = -V_0$ quindi la pendenza di i_L è $-\frac{V_0}{L}$. Osserviamo che stiamo considerando la $i_L(t)$ perché:

essendo $i_c(t)$ la componente alternativa di $i_L(t)$ il valore di picco delle due correnti è lo stesso, osserviamo inoltre che essendo $V_0 = L \frac{di_L}{dt}$ nell'intervallo t_{OFF} si ha:

$$\begin{aligned} V_0 t_{OFF} &= L i_{Lpicco} \\ t_{OFF} &= (1 - \delta)T \end{aligned}$$

Quindi in definitiva:

$i_{Lpicco} = \frac{V_0}{L} (1 - \delta)T$ sostituendo quest'ultima espressione nella precedente equazione ricaviamo:

$$\Delta V_0 = \frac{T}{2} \frac{i_{Lpicco}}{2} \frac{1}{2C} = \frac{T^2 V_0 (1 - \delta)}{8CL} \Rightarrow \frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{T^2 (1 - \delta)}{8CL}$$

Tenuto conto che la frequenza di risonanza del filtro è:

$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ed essendo $f = \frac{1}{T}$ il livello di stabilità della tensione di uscita al convertitore:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{\pi^2}{2} (1 - \delta) \frac{f_0^2}{f^2}$$

Da quest'ultima relazione osserviamo che in regione di conduzione continua il ripple di tensione non dipende dalla corrente di carico ma dipende sola da δ, f_0 ed f , quindi agendo su queste grandezze riusciamo ad ottenere un ripple desiderato. In generale la f è assegnata dato il dispositivo utilizzato come switch e il campo di impiego del convertitore, quindi scelta una f_0 che ci dia il ripple desiderato rimangono fissati L e C .

In generale però la cosa migliore da fare è scegliere una L in modo da far lavorare il nostro convertitore in regione di conduzione continua quindi imponendo:

$$I_{LB\max} = \frac{TV_D}{8L} < I_0 \Rightarrow L$$

Fissata L e f_0 che impone un ripple desiderato ricaviamo C .

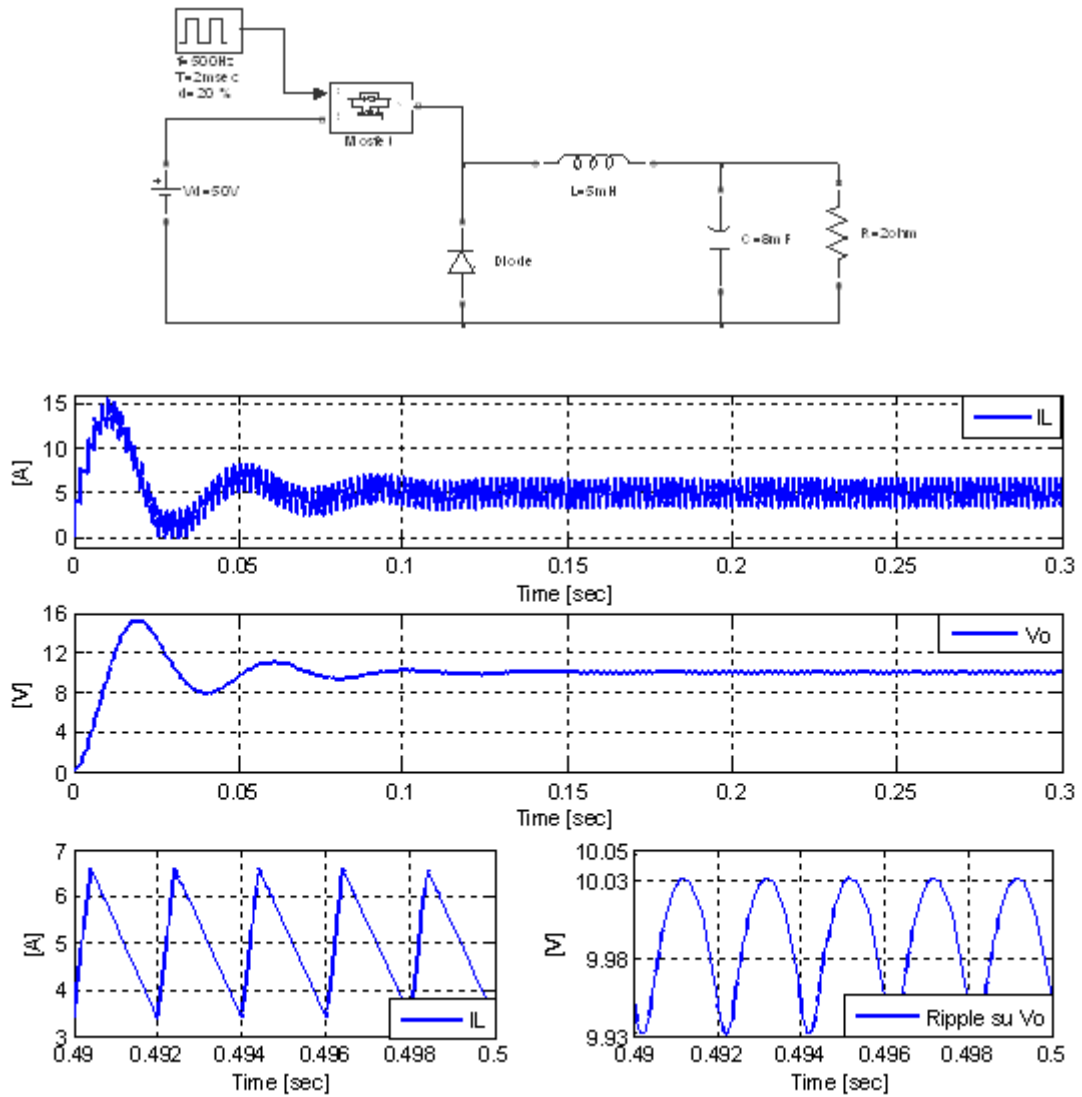
In conclusione osserviamo che :

La frequenza di cutoff del filtro è molto bassa quindi introduce una costante di tempo molto elevata nel sistema complessivo pregiudicandone la dinamica.

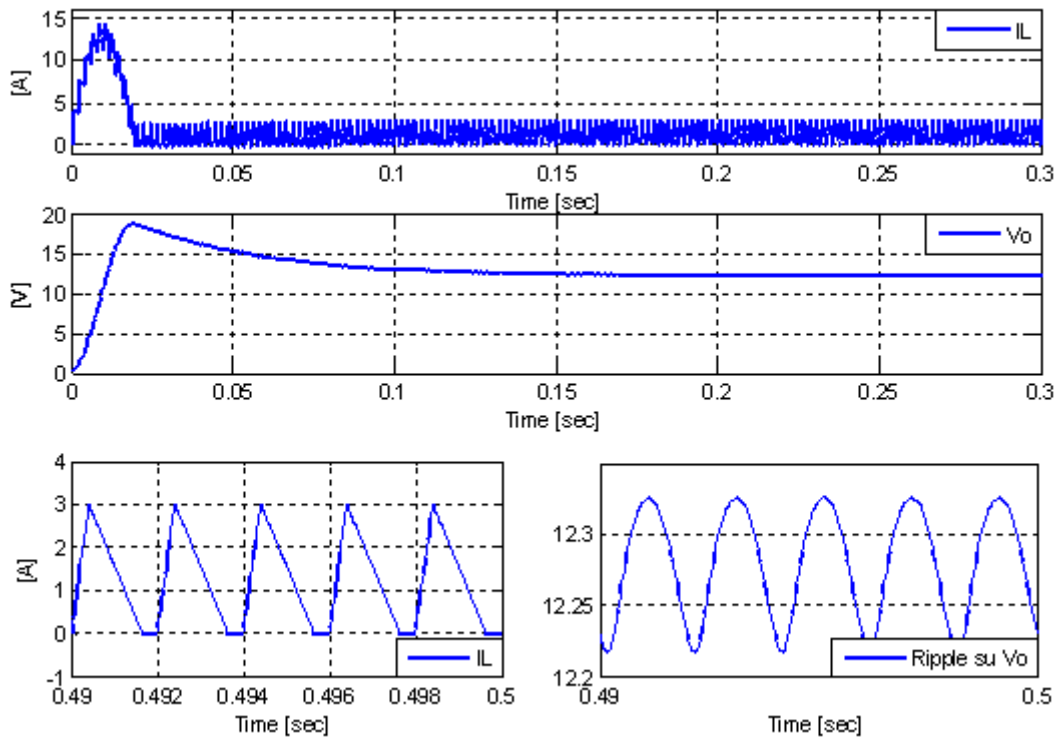
A questo punto facciamo un esempio pratico per vedere come si procede alla progettazione. Supponiamo di avere una $V_D=50V$ e di volere ottenere una $V_0=10V$ assorbendo una corrente massima $I_0=5A$, fissiamo inoltre come specifica di progetto un ripple sulla tensione di uscita pari a $\Delta V_0=0.1V$ ed inoltre una $f_S=500\text{ Hz}$. Dalle espressioni precedentemente ricavate otteniamo:

$$\begin{cases} V_0 = V_D \delta \\ I_0 = \frac{1}{\delta} I_D \end{cases} \Rightarrow \delta = 0.25$$
$$I_{LB\max} = \frac{TV_D}{8L} < I_0 \Rightarrow L > \frac{TV_D}{8I_0} = 5^{-4} \Rightarrow L = 5mH$$
$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{\pi^2}{2} (1-\delta) \frac{f_0^2}{f^2} \Rightarrow f_0 = \sqrt{\frac{2f_s^2 \Delta V_0}{V_0 \pi^2 (1-\delta)}} \approx 25Hz$$
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = 8mF$$

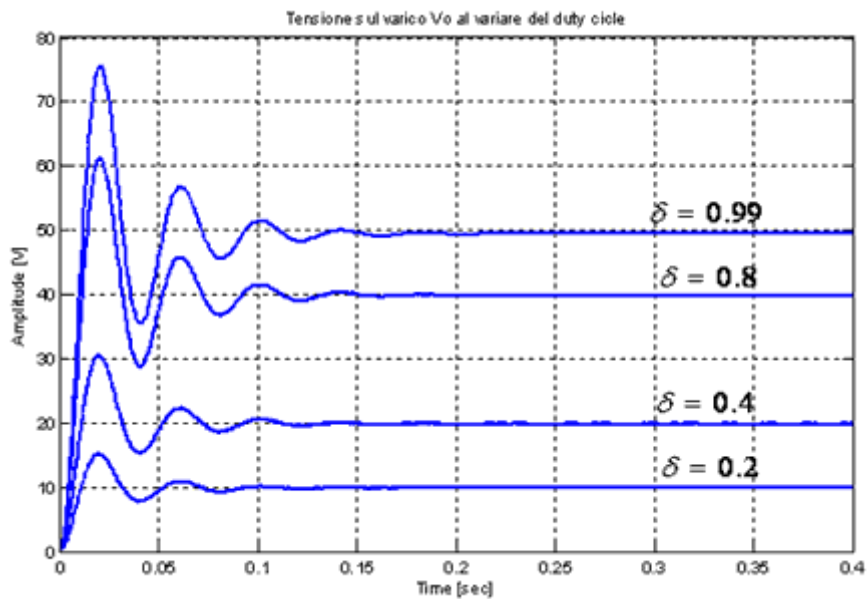
Mettiamo tutto nel simulatore e vediamo di analizzare i risultati sulla base di quanto detto. Il circuito dai dati progettuali è il seguente:



Vediamo cosa succede se portiamo a lavorare il convertitore in conduzione discontinua. Per quanto detto possiamo farlo variando il rapporto I_o/IL_{Bmax} agendo su I_o aumentando la resistenza di carico da 2Ω a 10Ω . In questo modo assorbiamo una corrente di $I_o=1\text{A}$ e per essere in regione di conduzione continua dovremmo avere una $L>2.5\text{mH}$.

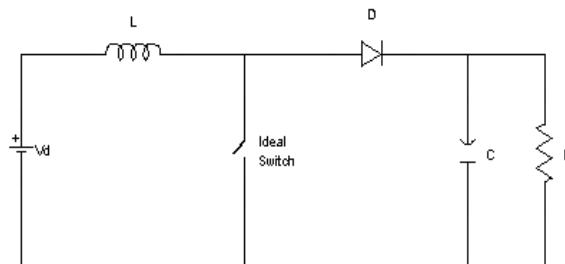


Dallo zoom osserviamo l'annullamento della corrente caratteristica del funzionamento in conduzione discontinua. Riportando il convertitore in conduzione continua vediamo l'andamento della tensione di uscita a variare del duty cycle.



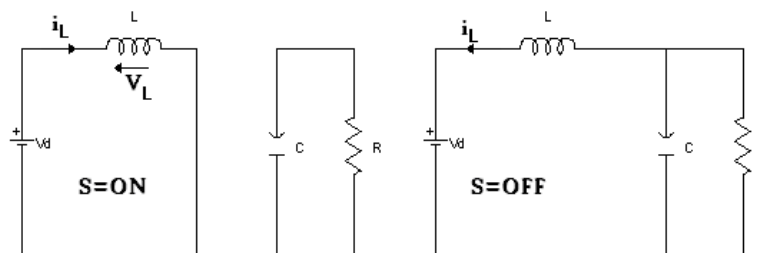
Convertitore Boost o step up

Con tale convertitore al contrario del buck si ottiene una tensione in uscita maggiore della tensione in ingresso. Lo schema di principio è il seguente:



Come in precedenza per fare un'analisi del circuito consideriamo il diodo e lo switch ideali. Quando S=ON la tensione V_D è applicata ai capi dell'induttanza il diodo risulta contropolarizzato quindi si comporta da circuito aperto.

Quando S=OFF l'induttanza si scarica polarizzando direttamente il diodo pertanto anche questa volta possiamo considerare due sottocircuiti rispettivamente per S=ON e per S=OFF come rappresentato in figura.



Facciamo un'analisi qualitativa del circuito supponendo che le grandezze di stato $i_L(t)$ e $V_C(t)$ siano nulle all'istante $t=0$.

Per S=ON ai capi dell'induttore è applicata la tensione V_D la corrente cresce linearmente con pendenza $-\frac{V_D}{L}$, mentre per l'ipotesi fatta sulla grandezze di stato, la tensione sul condensatore sarà nulla.

Per S=OFF il diodo va in conduzione, infatti a causa dell'apertura rapida dello switch si ha una variazione di corrente nell'induttanza che da luogo ad una f.e.m. che tende ad opporsi alla causa che l'ha generata facendo circolare una corrente in senso contrario che polarizzerà direttamente il diodo portandolo in conduzione. Tale corrente in parte circolerà nel condensatore caricandolo ed in parte

nella resistenza di carico. Quindi il condensatore inizierà a caricarsi, e nell'ipotesi di capacità infinita, la tensione ai suoi capi sarà molto piccola.

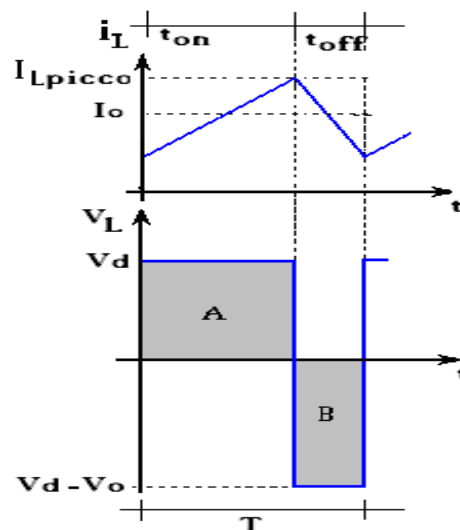
In questa condizione inoltre la tensione ai capi dell'induttore sarà diminuita portandosi al valore $V_D - V_0$. Quando lo switch si richiude sull'induttore ritroviamo la tensione V_D e quindi la $i_L(t)$

riprenderà a crescere con pendenza $-\frac{V_D}{L}$, mentre sul condensatore non essendo applicata nessuna

tensione ed avendo accumulato carica in precedenza si scaricherà sulla resistenza di carico. Tale transitorio durerà fino a quando la carica del condensatore non sarà completa. Pertanto quando S=OFF l'induttore carica il condensatore di una quantità ΔQ_C che viene ceduta nella fase S=ON.

Quindi nei periodi successivi al transitori iniziale la tensione sul condensatore aumenta mentre quella sull'induttore diminuisce fino a diventare negativa, infatti nella fase S=OFF la tensione sull'induttore è sempre data da $V_D - V_0$. In definitiva dopo il transitorio avremo il seguente

andamento per $i_L(t)$ e $V_L(t)$ come si può osservare nei diagrammi:



Dato che a regime $i_L(nT) = i_L((n+1)T)$ si ha che l'area dei due rettangoli è la stessa (area A = area B) pertanto si ha:

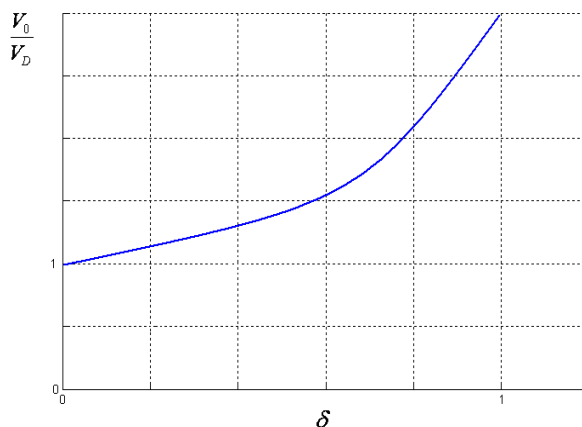
$$\int_{t_{ON}} V_0 dt + \int_{t_{OFF}} (V_D - V_0) dt = 0 \Rightarrow V_D \delta T = -(V_D - V_0)(1 - \delta)T$$

$$\frac{V_0}{V_D} = \frac{T}{t_{OFF}} = \frac{1}{1 - \delta} \quad [1]$$

Quest'ultima espressione rappresenta la legge di controllo a regime del convertitore step-up.

Osserviamo che essendo il duty cycle sempre compreso tra 0 e 1 allora $\frac{V_0}{V_D}$ è compreso tra 1 e ∞ .

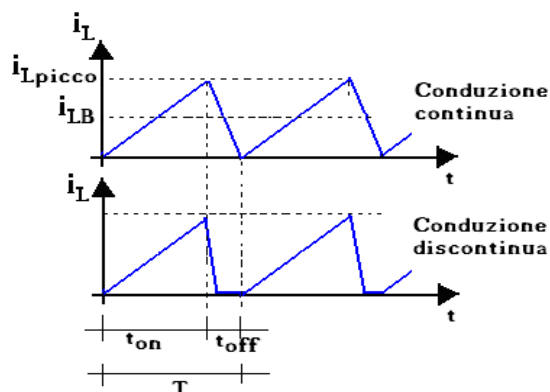
Pertanto ponendoci nel piano $[\frac{V_0}{V_D}, \delta]$ abbiamo la caratteristica di figura per tale convertitore.



Osserviamo che avendo fatto l'ipotesi di idealità dei dispositivi presenti nel convertitore, possiamo ricavare una legge di controllo anche per la corrente:

$$V_D I_D = V_0 I_0 \Rightarrow \frac{I_0}{I_D} = 1 - \delta$$

Determiniamo ora il limite della corrente per il quale si passa dalla regione di conduzione continua a quella di conduzione discontinua.



$$V_D = L \frac{I_{Lpicco}}{t_{ON}} = \frac{2LI_{LB}}{\delta T} \text{ pertanto si ha :}$$

$$I_{LB} = \frac{V_D \delta T}{2L} \quad [2]$$

Tale corrente rappresenta quella minima, al di sotto della quale si instaura la condizione discontinua.

Affinché ciò non accada bisogna imporre una corrente nel carico tale che:

$$I_{LB \max} > I_0$$

Dove ricordiamo:

$$I_{LB \max} = I_{LB} \Big|_{\delta=1} = \frac{V_D T}{2L}$$

Con ragionamenti del tutto analoghi a quelli affrontati nel convertitore step-down si ha che il ripple della tensione di uscita è:

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q_C}{C} = \frac{I_0 \delta T}{C} = \frac{V_0 \delta T}{RC}$$

Da cui ricaviamo il livello di stabilità della tensione di uscita del convertitore:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{\delta T}{RC} \quad [3]$$

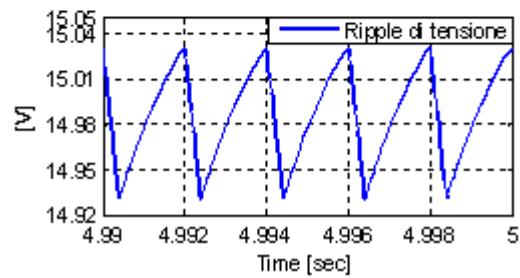
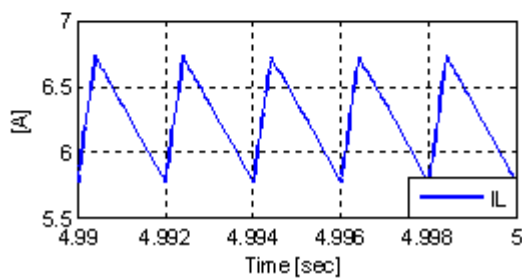
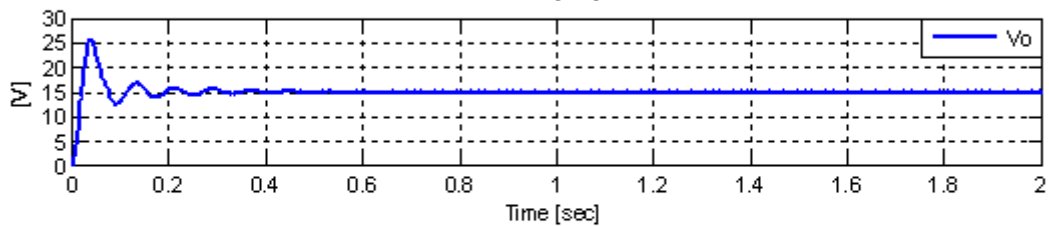
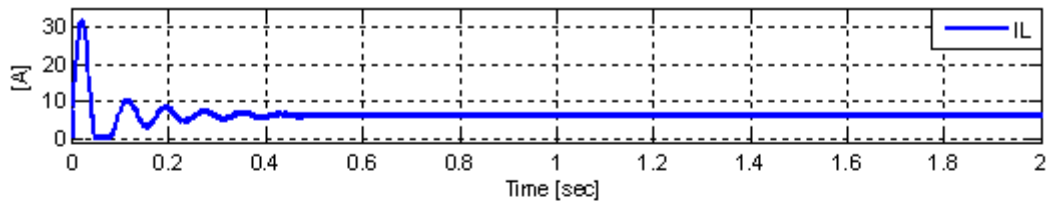
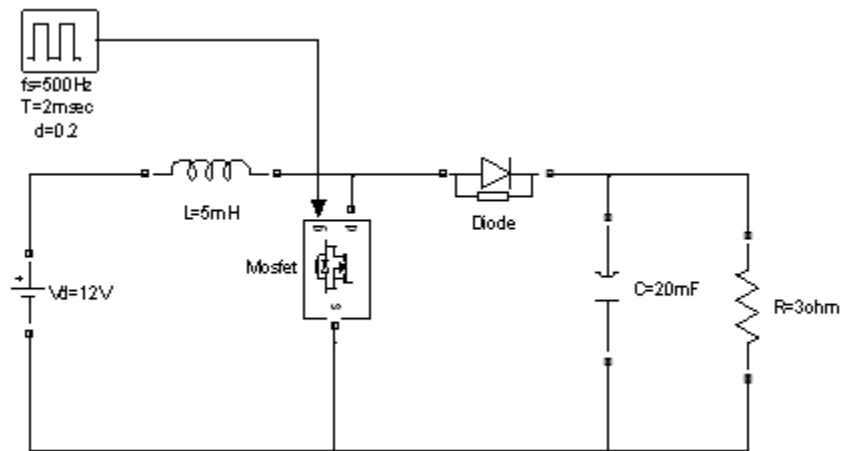
Anche in questo caso facciamo un esempio su come si dimensiona questo tipo di convertitore. Supponiamo di avere una $V_D = 12V$ e di volere ottenere una $V_0 = 15V$ assorbendo una corrente massima $I_0 = 5A$, fissiamo inoltre come specifica di progetto un ripple sulla tensione di uscita pari a $\Delta V_0 = 0.1V$ ed inoltre una $f_s = 500Hz$. Dalle espressioni precedentemente ricavate otteniamo:

$$\frac{V_0}{V_D} = \frac{1}{1-\delta} \Rightarrow \delta = 1 - \frac{V_D}{V_0} \approx 0.2$$

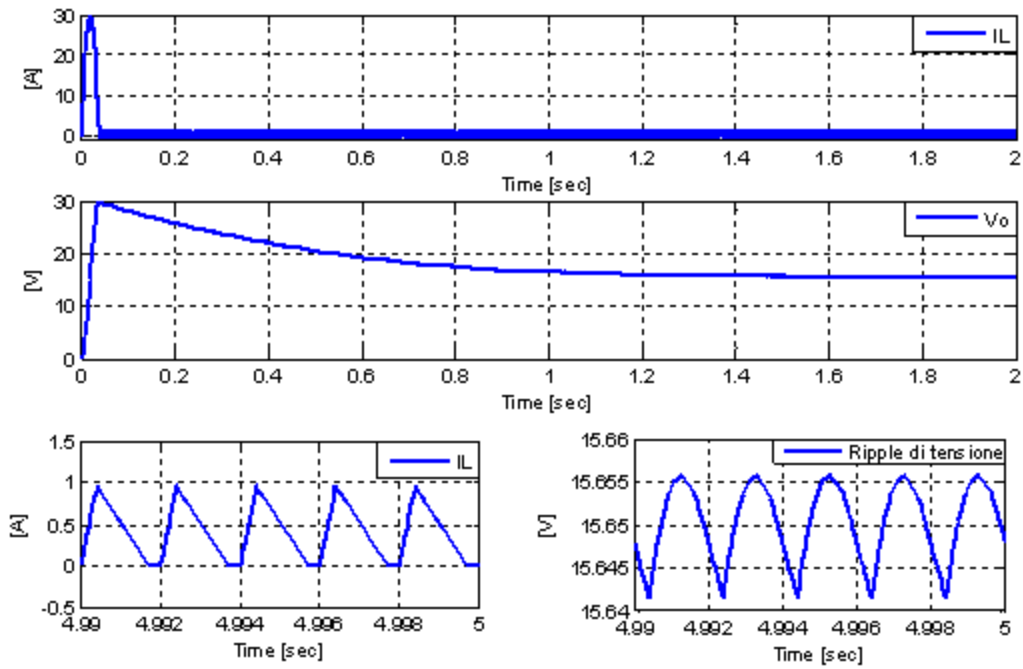
$$I_0 = 5A \Rightarrow R = 3\Omega$$

$$I_{LB} = \frac{V_D \delta T}{2L} > I_0 \Rightarrow L > \frac{V_D T}{2I_0} = 3mH \Rightarrow L = 5mH \Rightarrow I_{LBmax} = \frac{V_D T}{2L} = 2.4A$$

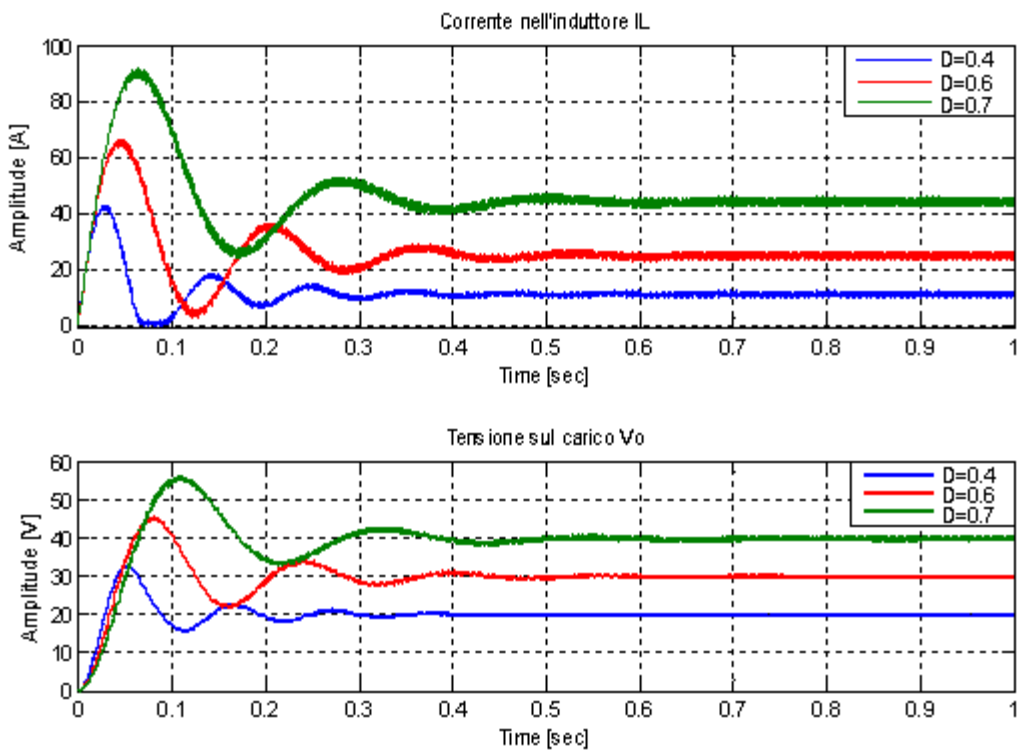
$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{\delta T}{RC} \Rightarrow C = \frac{\delta T V_0}{R \Delta V_0} = 20mF \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 16Hz$$

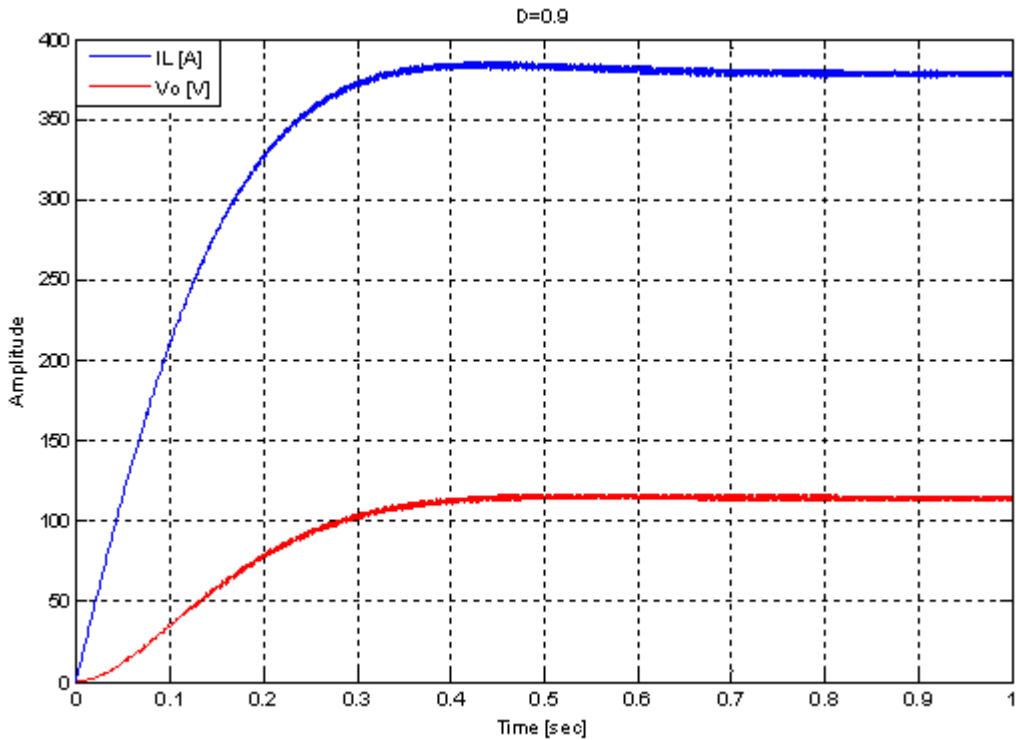


Come fatto in precedenza possiamo portare a lavorare il convertitore in regione di conduzione discontinua agendo sulla I_0 aumentando la resistenza di carico :

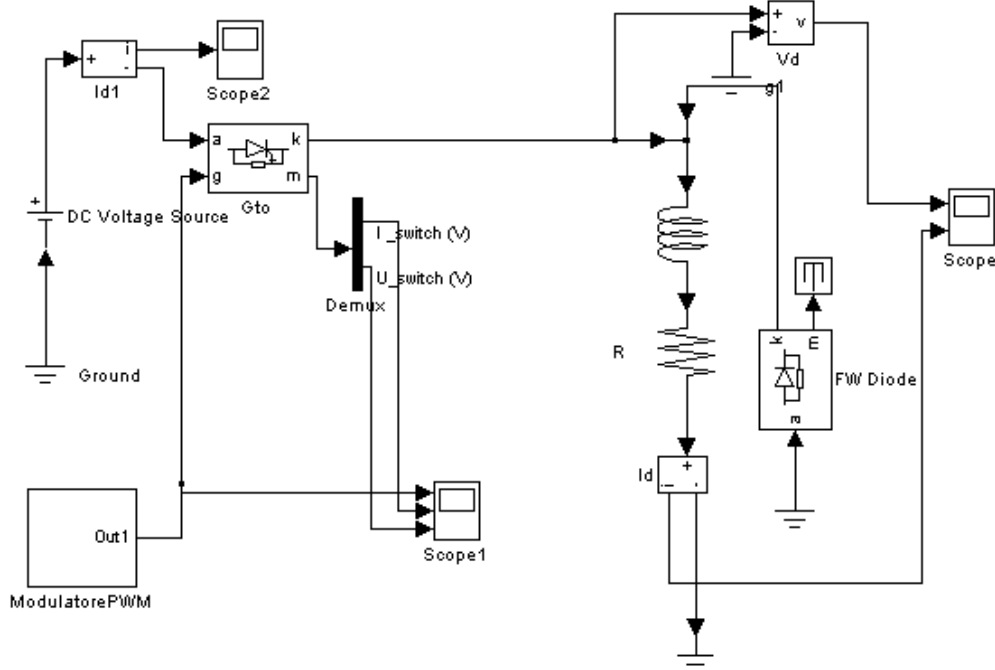


Riportiamo il convertitore in conduzione continua e vediamo come variano tensioni e correnti sul carico per diversi valori del duty cycle:





Da questi ultimi grafici si osserva che all'aumentare del duty cycle peggiorano i valori di ripple delle varie grandezze. Dimensionare un filtro che va bene per tutti i valori del duty cycle richiederebbe valori troppo elevati per C e L ed inoltre visto il valore di corrente nell'induttore sezioni per i conduttori improponibili. Pertanto tale convertitore lavora bene per valori di $\delta < 0.5 \div 0.6$. Consideriamo ora un altro utile esercizio per comprendere l'importanza dei filtri in questo tipo di applicazioni. Consideriamo un convertitore unipolare con modulatore PWM step down, un semplice ciopperino come da schema che alimenta un carico RL.



Con : $R=50 \text{ ohm}$ $L=100 \text{ mH}$
 $V_{dc}=100 \text{ V}$;

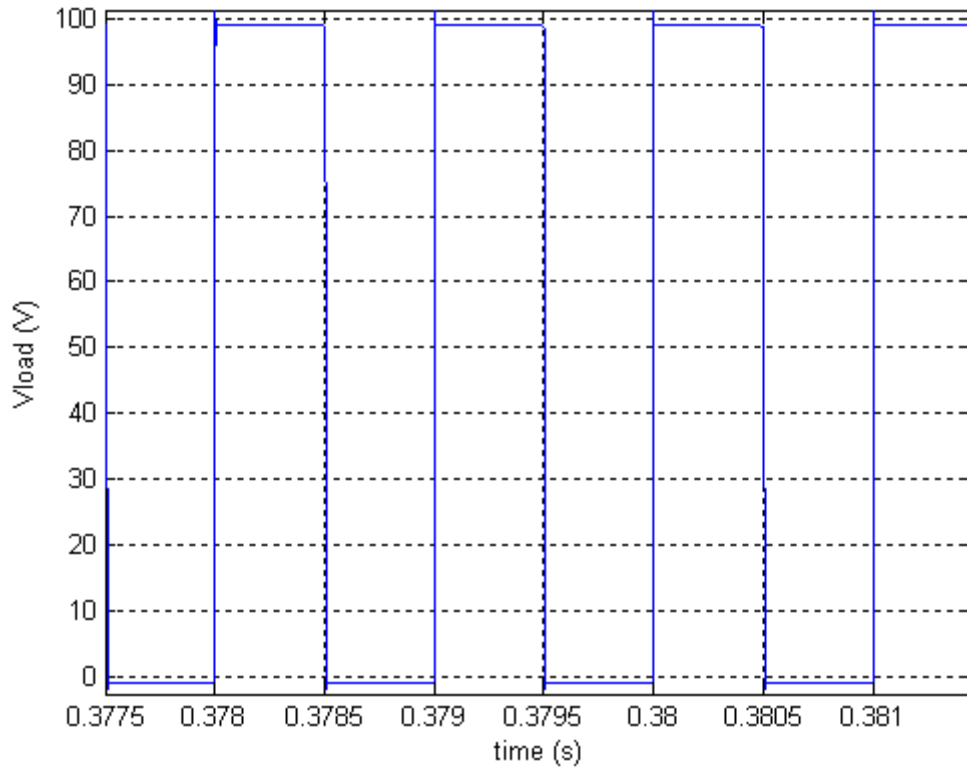
duty cycle = 50 %;

frequenza della portante = 1 kHz;

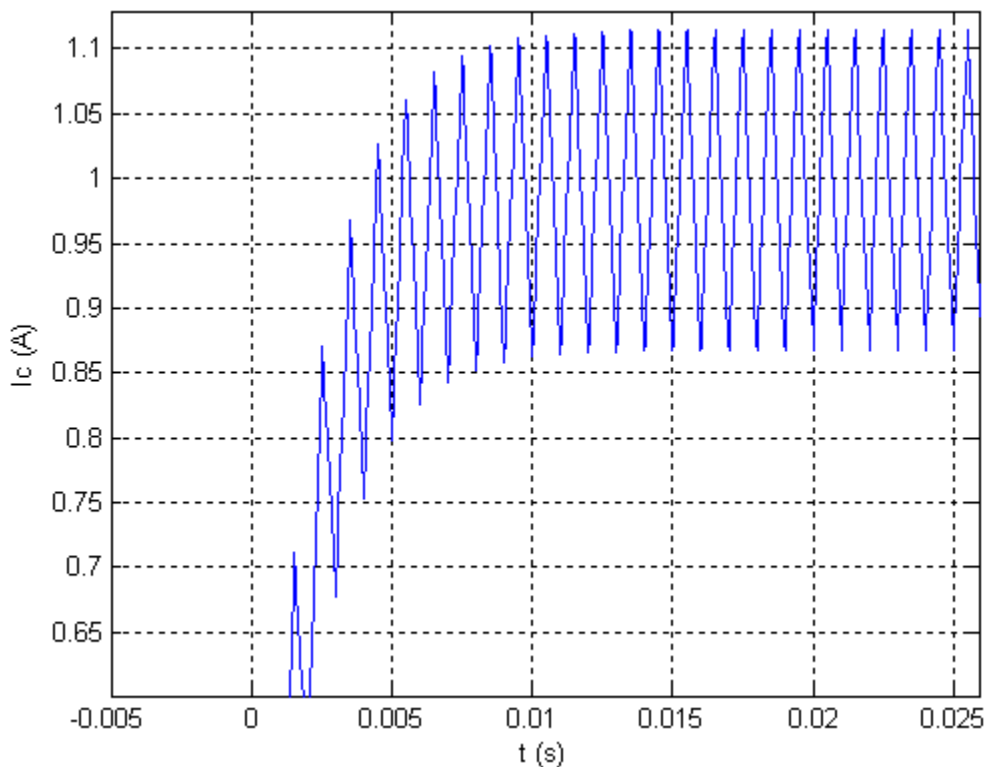
Con queste caratteristiche, da quanto già discusso, la tensione continua sul carico è 50 V, la corrente assorbita a regime è pari ad 1 A con un ripple alla frequenza della portante e ampiezza pari a:

$$\Delta I = ((V_{dc} - V_{load}) / L) \delta T = 0.25 \text{ A}$$

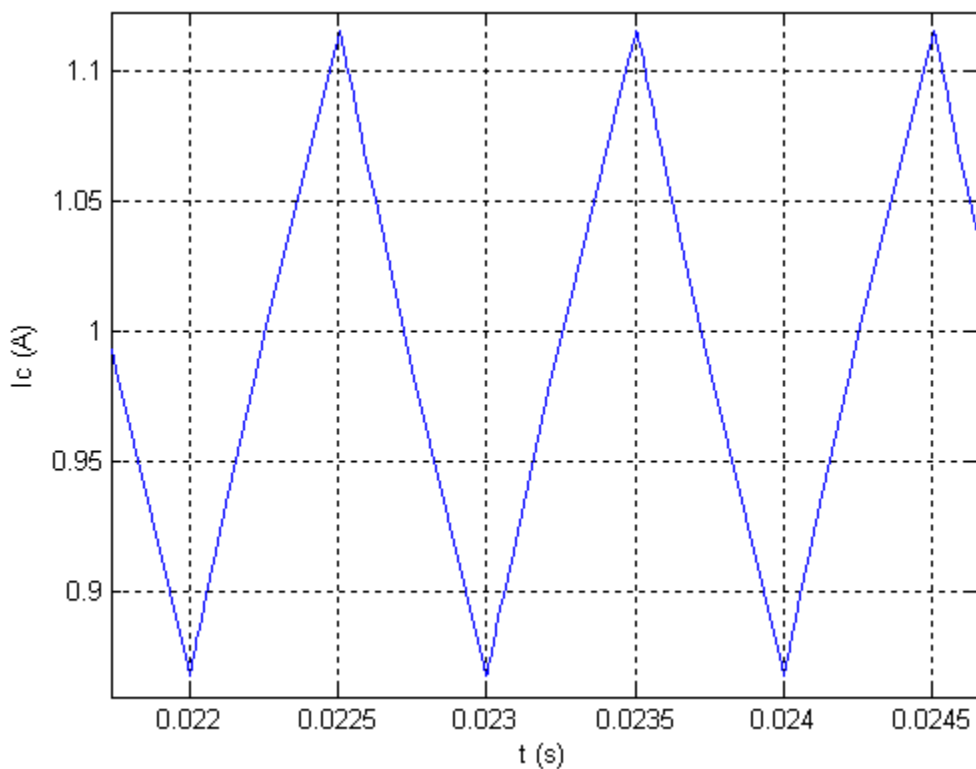
Consideriamo i grafici della tensione e della corrente sul carico:



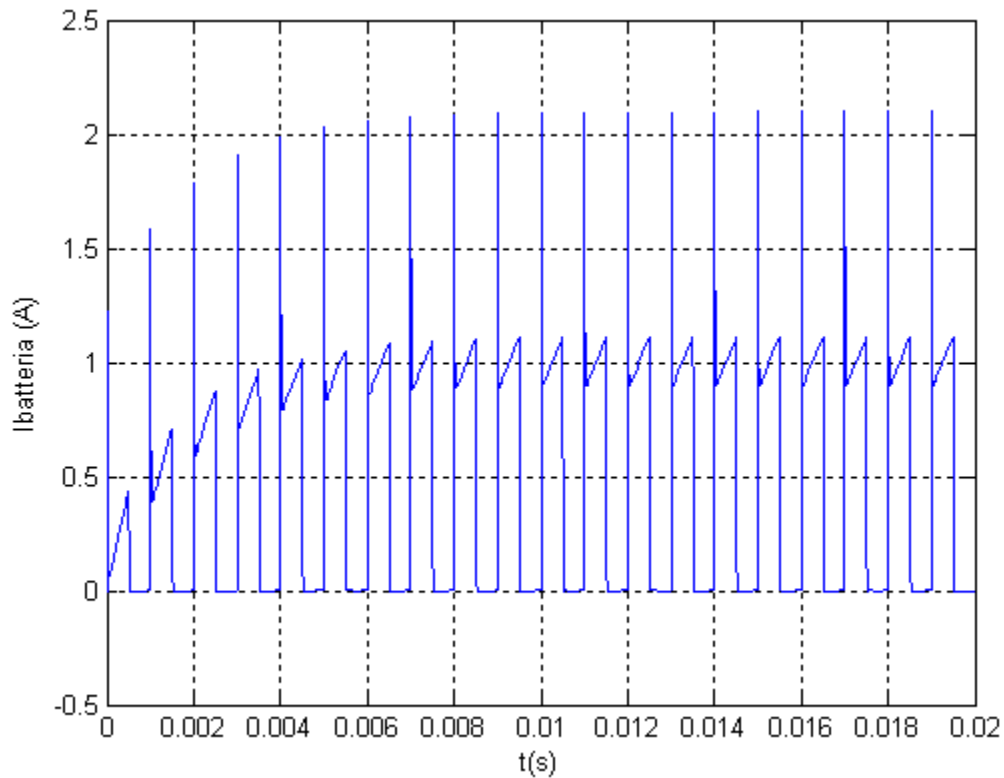
Anche se dal grafico non si vede questa tensione ha un valore medio di 50V. La corrente invece sale con andamento esponenziale dovuto alla componente continua riportata sul carico e arriva a regime a circa 0.008 s in accordo con la costante di tempo del circuito:



A causa del contenuto armonico alle alte frequenze della tensione riportata sul carico, la corrente mostra un ripple sovrapposto.



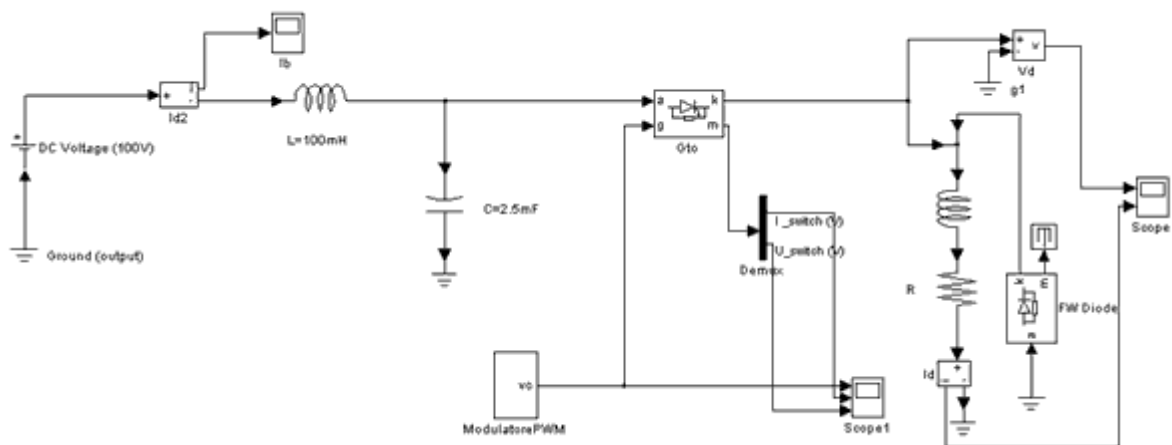
Questo grafico mostra come l'andamento della corrente in batteria sia molto discontinua e pulsata e questo notevole contenuto armonico provoca dissipazioni inutili oltre a stressare l'alimentazione.



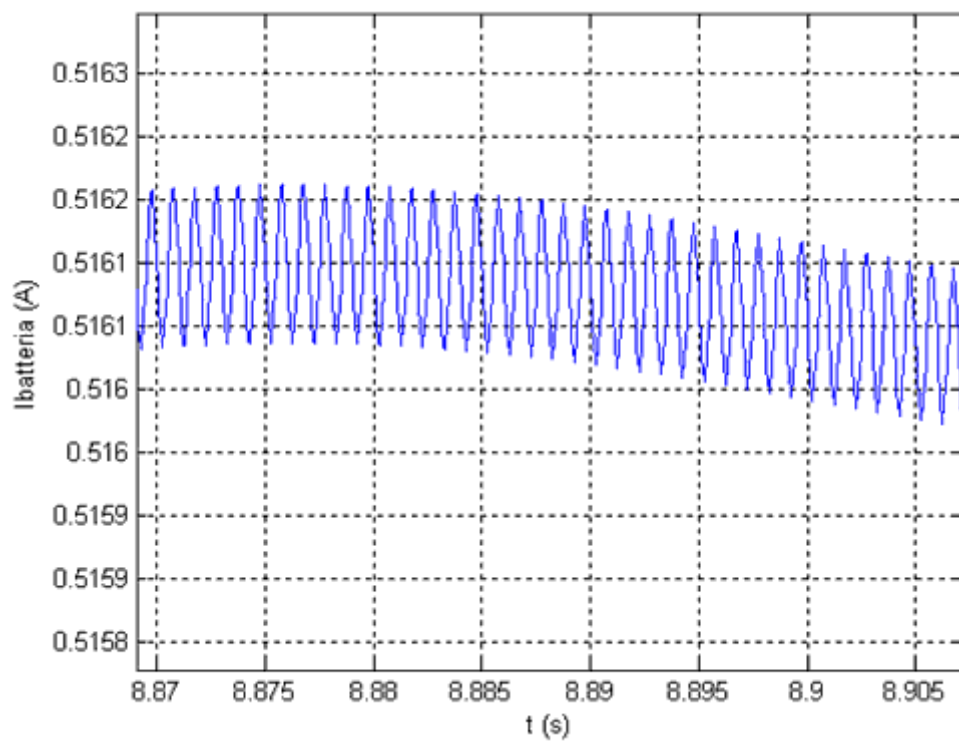
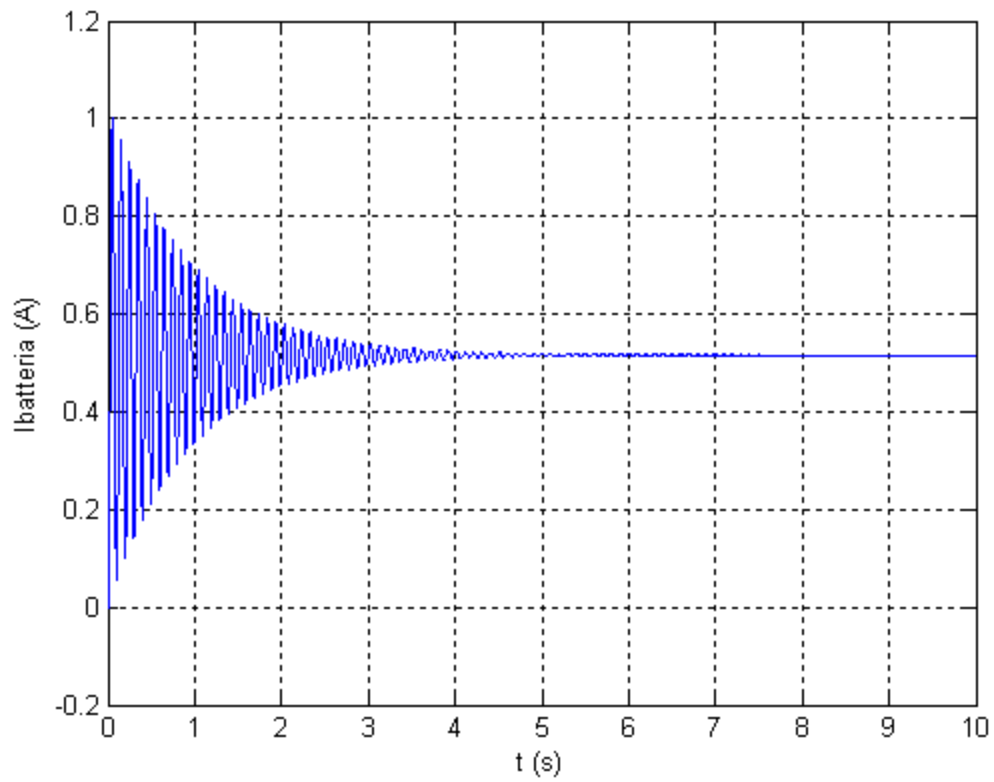
Per risolvere tale problema per quanto osservato si può utilizzare un filtro LC in ingresso del convertitore con una frequenza di taglio pari a 10 Hz cioè 2 decadi prima della frequenza della portante (1K Hz).

Il valore del capacitore è stato scelto in modo da avere un ΔV max pari a 1 V. Dal valore di C si è poi scelto L in modo da soddisfare la condizione sulla frequenza di taglio.

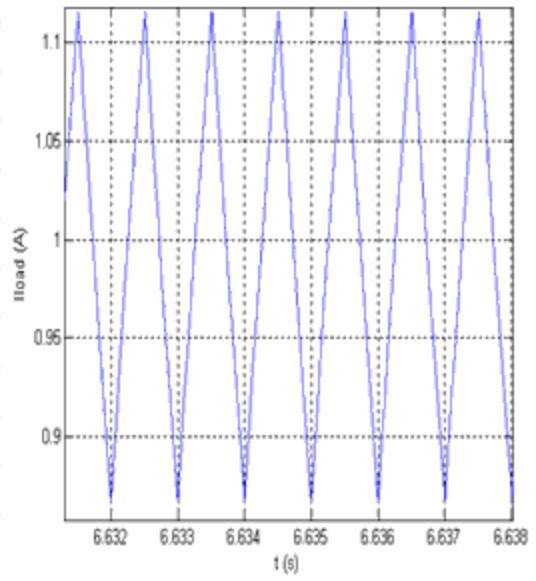
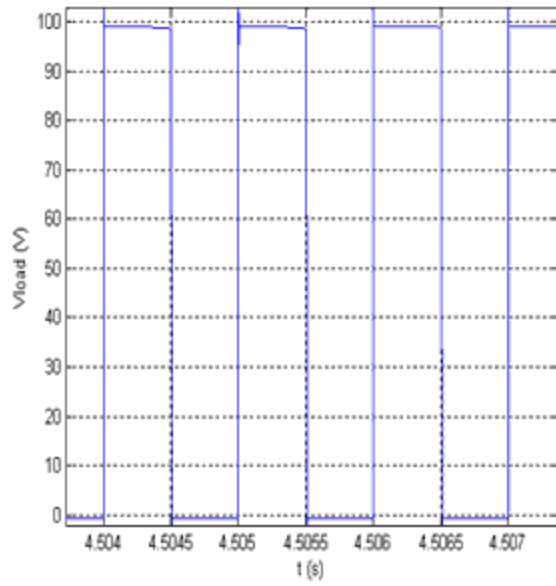
I valori sono: $L=100$ mH e $C=250$ mF



Come si vede dal grafico dopo un transitorio iniziale la corrente ha un andamento costante con un ripple sovrapposto molto contenuto.



Inoltre osserviamo che l'andamento della tensione e della corrente sul carico non è stato influenzato dalla presenza del filtro LC.



MPPT

Per prima cosa partiamo naturalmente dalla modellizzazione di una cella fotovoltaica per arrivare al pannello e successivamente ad un array. All'epoca dello studio presi in esame pannelli di varie case produttrici in relazione al rapporto qualità prezzo. Scelsi il modulo SM100, la marca evito di menzionarla, con le seguenti caratteristiche :

Silicio monocristallino

Numero di celle che compongono i moduli : 72

Potenza massima (STC) : 100W

Tensione nel punto di massima potenza (STC) : 17V

Corrente nel punto di massima potenza (STC) : 5.9A

Tensione a vuoto (STC) : 21V

Corrente di cortocircuito (STC) : 6.5A

Rendimento di conversione del modulo : 11.5%

Hxlp[mm]:1316x360x40

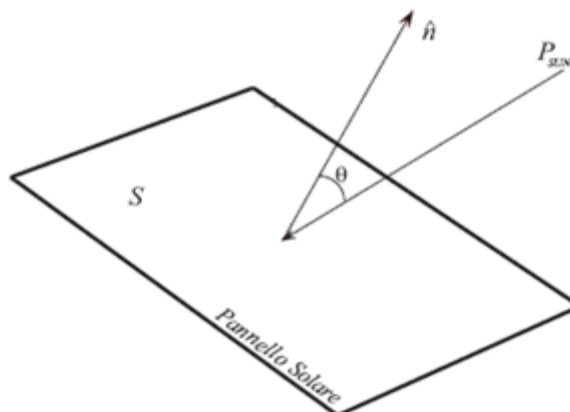
S=0.4737 m²

Dove la sigla STC sta a significare condizioni standard di irraggiamento : $1000 \frac{W}{m^2}$ di intensità luminosa alla temperatura atmosferica di 25 °C

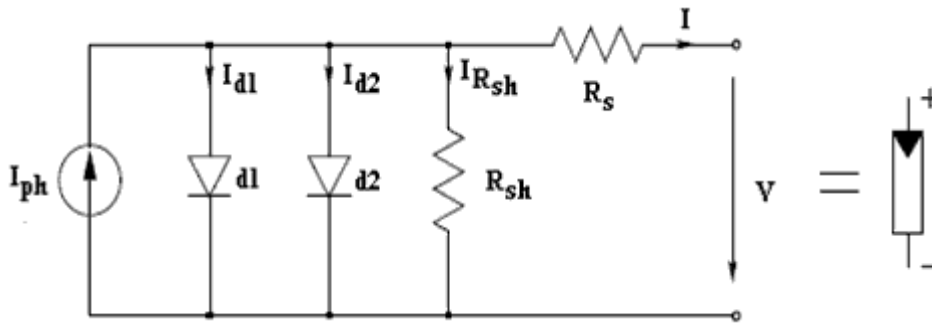
Inoltre la radiazione solare è standardizzata in unità AM (da Atmospheric Mass): ad esempio, nello spazio l'atmosfera è assente, quindi la sua massa è zero, pertanto l'intensità solare corrispondente è indicata con AM0; sulla Terra, invece, essa varia da AM1, corrispondente ad una giornata di sole senza nubi, a superiori. L'indicatore AM0 identifica una potenza per unità di superficie pari a circa $1360 \frac{W}{m^2}$, pertanto è necessario conoscere l'area dei pannelli solari al fine di ricavare la potenza. La relazione che lega la potenza elettrica a quella incidente sui pannelli è data dalla seguente espressione:

$$P = \eta P_{SUN} S \cos \theta$$

Dove S è la superficie del pannello, θ è l'angolo di incidenza dei raggi solari ed η è il rendimento di conversione del pannello stesso ed infine P_{SUN} è la potenza della radiazione solare. La seguente figura rappresenta la situazione descritta dall'equazione :



Per descrivere il comportamento di una cella il modello più usato che più si avvicina alle condizioni reali di funzionamento è quello mostrato nella seguente figura:



Dove I_{ph} indica la corrente fotogenerata. Per ricavare il modello matematico da inserire nel simulatore, applicando la legge di Kirchoff al circuito rispetto al nodo dove confluisce I_{ph} si ha:

$$I = I_{ph} - I_{S1} \left(e^{\frac{q(V+IR_S)}{n_1KT}} - 1 \right) - I_{S2} \left(e^{\frac{q(V+IR_S)}{n_2KT}} - 1 \right) - \frac{V + IR_S}{R_{sh}}$$

I_{S1} e I_{S2} sono le correnti di saturazione inversa dei due diodi del modello mentre le costanti n_1 e n_2 sono fattori di correzione. In generale possiamo assumere in buona approssimazione :

$$n_1 = n_2 \cong 1$$

Le due resistenze, serie e parallelo, hanno ordini di grandezza rispettivamente di $m\Omega$ e decine di Ω . La corrente foto generata I_{ph} dipende fortemente dalla temperatura a cui si trova la cella , che supponiamo uguale a quella dell'ambiente circostante , e naturalmente dalla potenza della radiazione solare P_{sun} . In particolare si ha:

$$I_{ph} = P_{SUN} [\%] I_{phMAX}$$

dove I_{phMAX} coincide con la corrente di cortocircuito in STC.

Per quanto riguarda il modulo SM100 esso è formato da 72 celle , assemblate in due stringhe in parallelo, ed ogni stringa è formata rispettivamente da 36 celle in serie. In questo modo si ha:

$$I_{phMAX|STC} = 3.25A$$

La fotocorrente inoltre , essendo una corrente di generazione , è fortemente influenzata dalla temperatura , così pure le correnti di saturazione inversa dei due diodi del modello seguente. La dipendenza della fotocorrente dalla temperatura la possiamo esprimere tramite la seguente equazione:

$$I_{ph}(T) = I_{ph|STC} \left[1 + (T - 298K) \cdot 5 \cdot 10^{-4} \right]$$

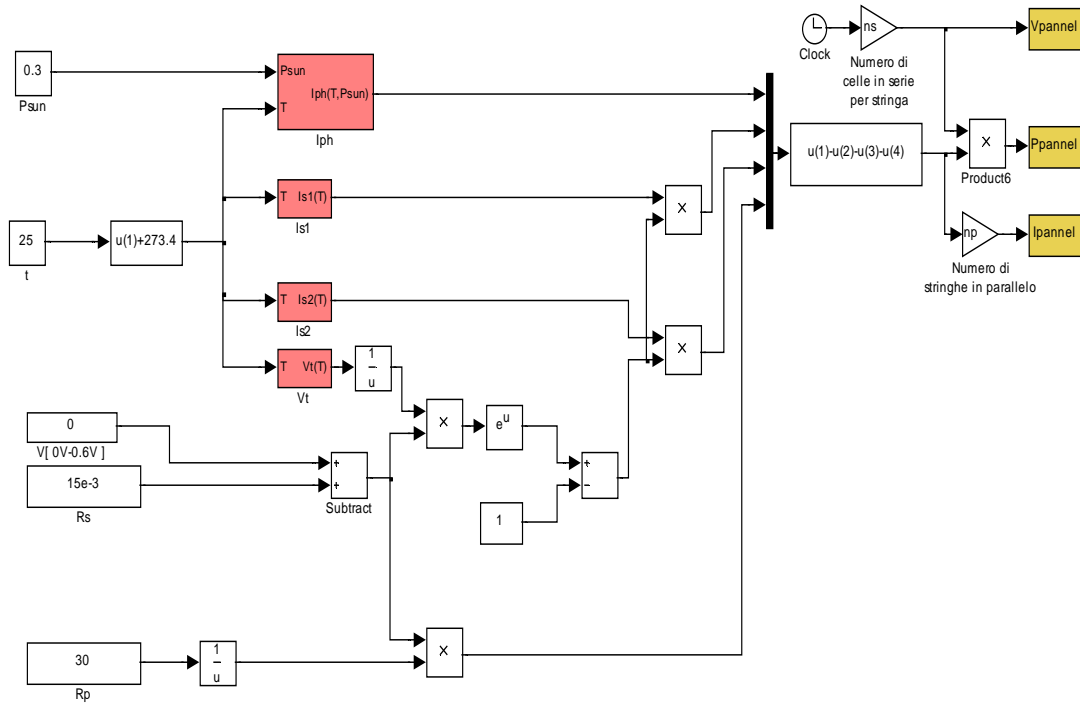
Le due correnti di saturazione inverse dei diodi le possiamo esprimere :

$$\begin{cases} I_{S1} = K_1 T^3 e^{-\frac{E_g}{KT}} \\ I_{S2} = K_2 T^{\frac{5}{2}} e^{-\frac{E_g}{KT}} \end{cases}$$

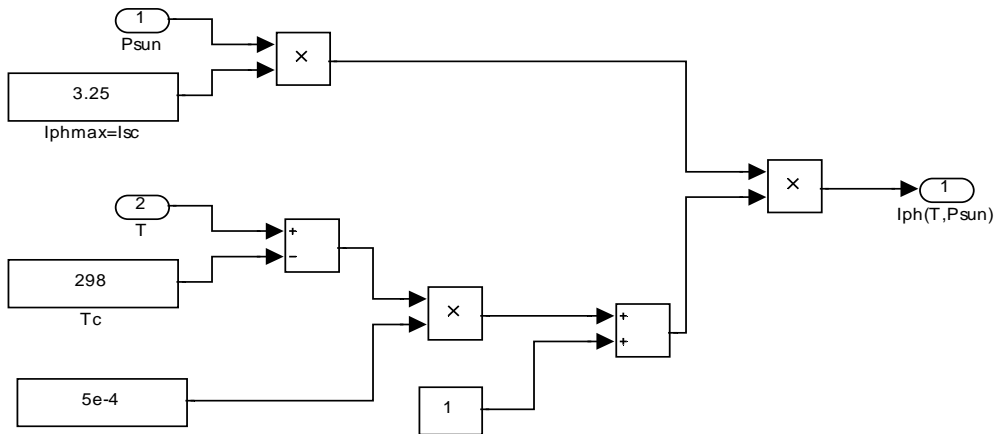
Da cui notiamo subito la dipendenza dalla temperatura. Le costanti K_1 e K_2 dipendono dalla manifattura e dalla superficie della cella e assumono in modo approssimato i seguenti valori:

$$\begin{cases} K_1 = 1.2 \frac{A}{cm^2 K^3} \\ K_2 = 2.9 \cdot 10^5 \frac{A}{cm^2 K^{\frac{5}{2}}} \end{cases}$$

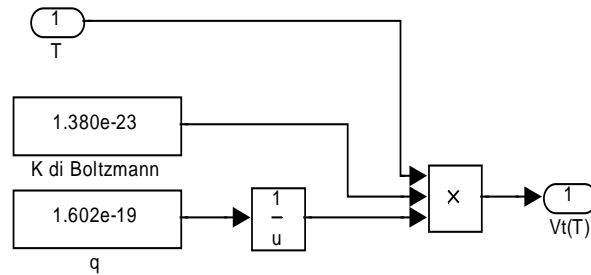
Da quanto detto ho ricavato il modello matematico tramite matlab/simulink della cella illustrato rispettivamente nelle seguenti figure:



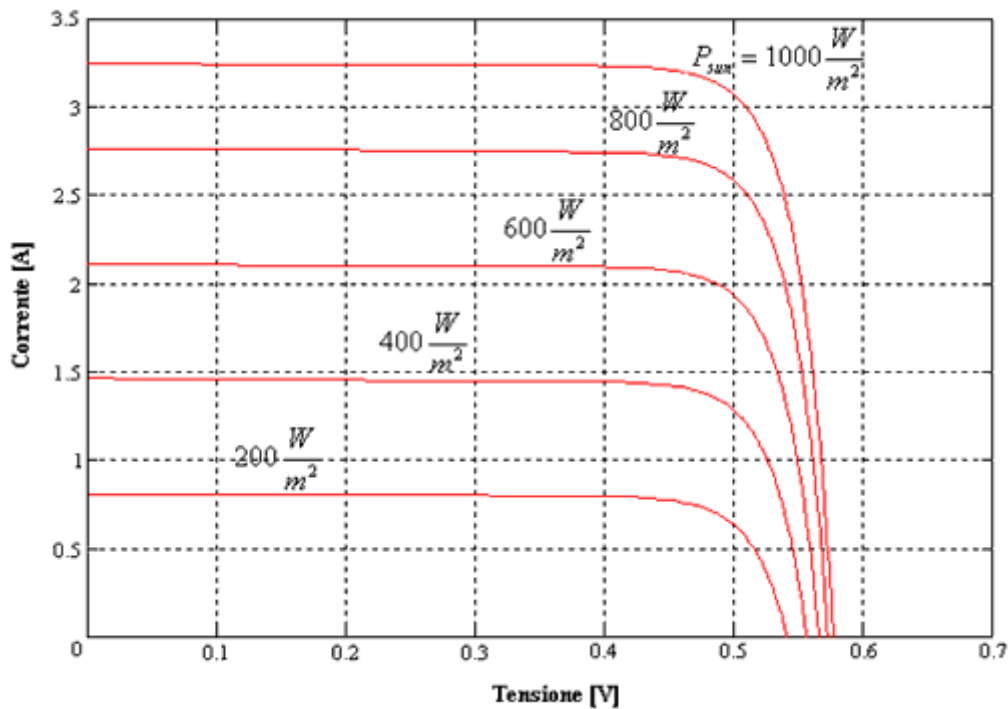
Blocco Iph(t)



Blocco Vt



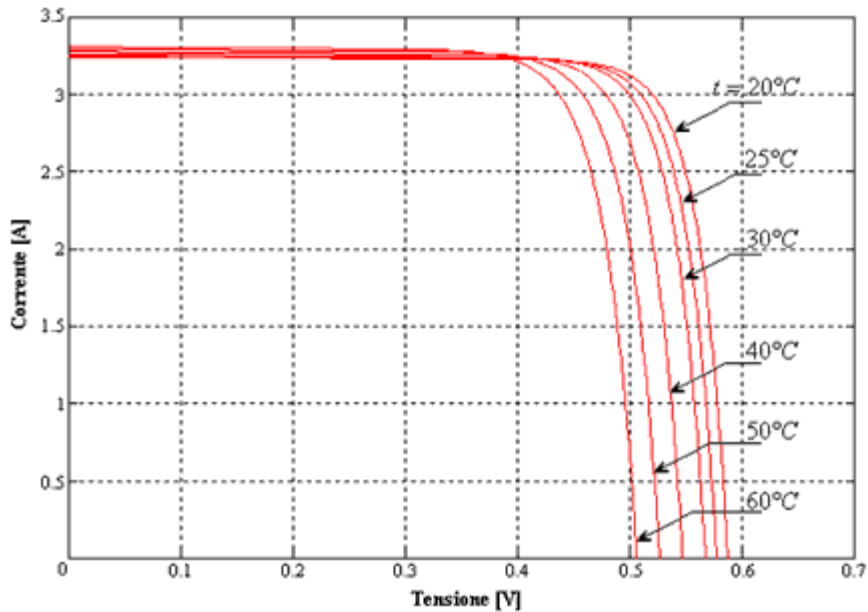
Simulando otteniamo le caratteristiche di una singola cella al variare della radiazione solare come illustrato in figura. La caratteristica è stata ottenuta facendo variare la radiazione solare e mantenendo costante la temperatura ($t=25^{\circ}\text{C}$):



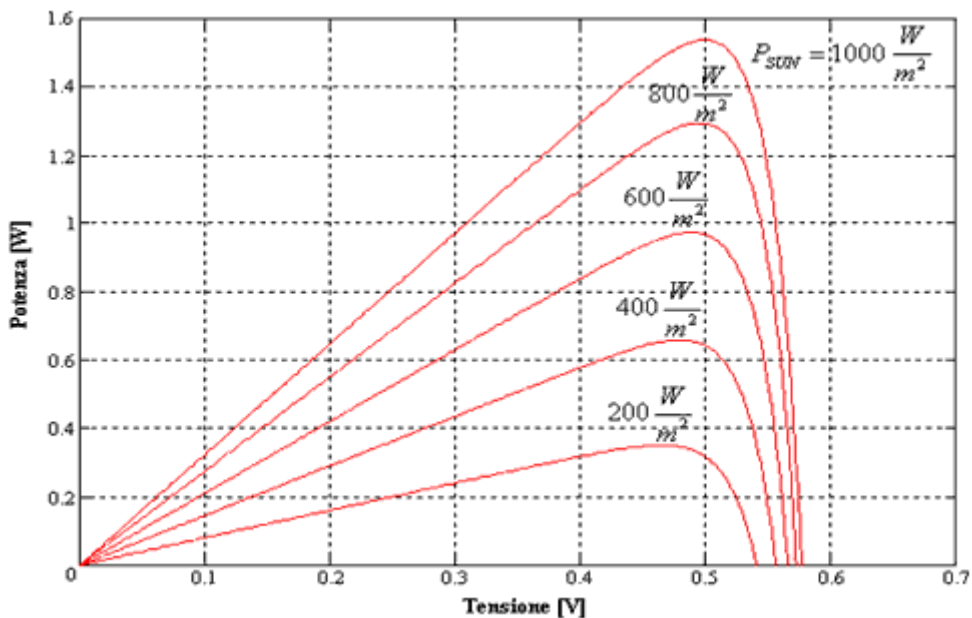
Da tale caratteristica osserviamo che la corrente erogabile da una cella è fortemente dipendente dalla radiazione solare, mentre la tensione a circuito aperto V_{oc} risulta del tutto indipendente da essa, dove V_{oc} è data da:

$$V_{oc} = V_T \ln \frac{I_{ph}}{I_s}$$

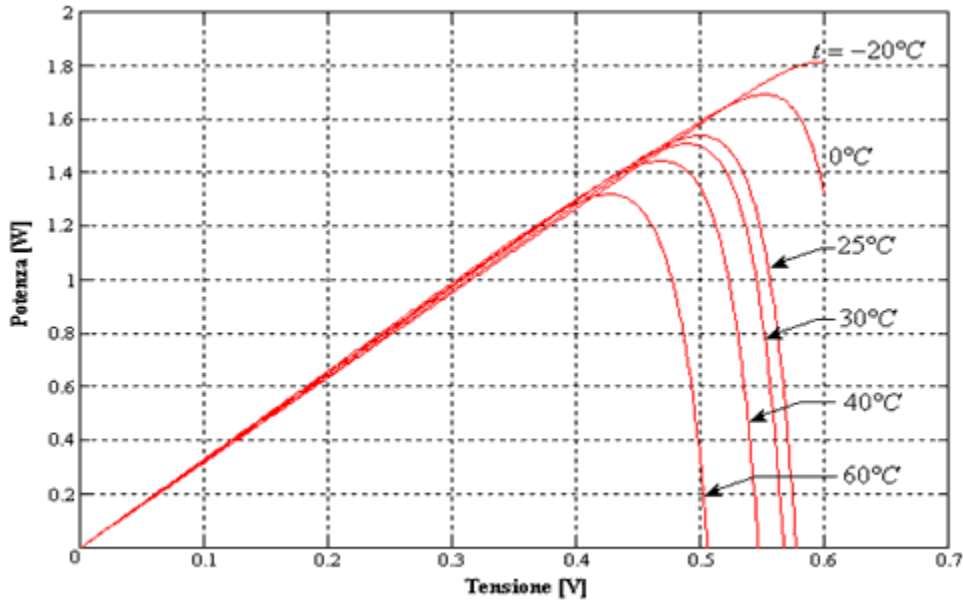
Per quanto riguarda le variazioni di temperatura osserviamo che è la corrente erogabile dalla cella che è indipendente da tale variazione, mentre la tensione a vuoto risulta fortemente influenzata dalla temperatura. Tutto questo è illustrato in figura, ottenuta facendo variare la temperatura e mantenendo costante la radiazione solare ($P_{sun}=1000 \frac{W}{m^2}$)



Un utile rappresentazione delle caratteristiche di una cella fotovoltaica è quella della potenza di uscita in funzione della tensione, questo perché, per quanto osservato, la maggior parte degli algoritmi di tracking del massimo punto di lavoro effettuano un controllo di tale potenza per ottimizzare l'accoppiamento del pannello fotovoltaico con il carico ad esso connesso. La seguente caratteristica è stata ottenuta facendo variare la radiazione solare e mantenendo costante la temperatura ($t=25^{\circ}\text{C}$):



Mentre la seguente caratteristica è stata tracciata facendo variare la temperatura e mantenendo costante la radiazione solare ($P_{sun}=1000 \frac{W}{m^2}$)



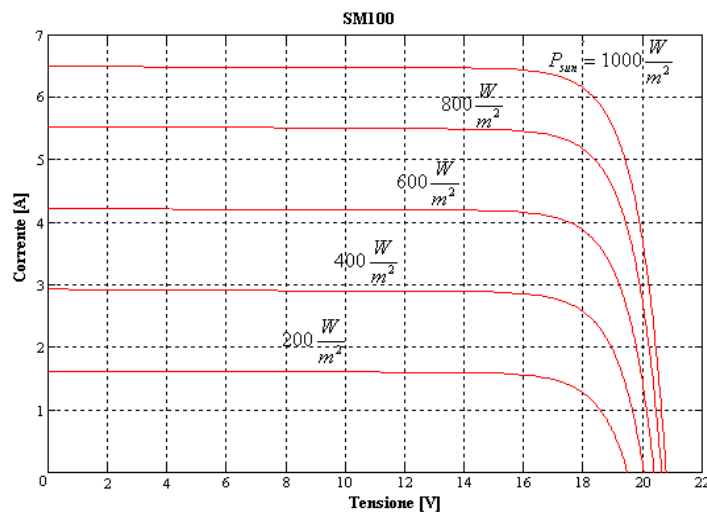
Le varie celle fotovoltaiche vengono combinate tra loro per ottenere un pannello, in particolare sempre con riferimento al modulo SM100 quest'ultimo è composto da 36 celle in serie a formare due stringhe successivamente poste in parallelo per ottenere la potenza richiesta. Per quanto detto mettendo n celle in serie l'equazione della corrente generata da una cella si modifica nel seguente modo:

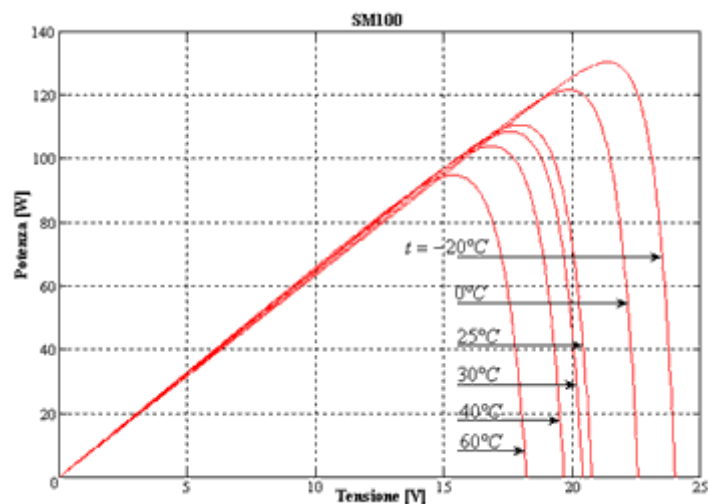
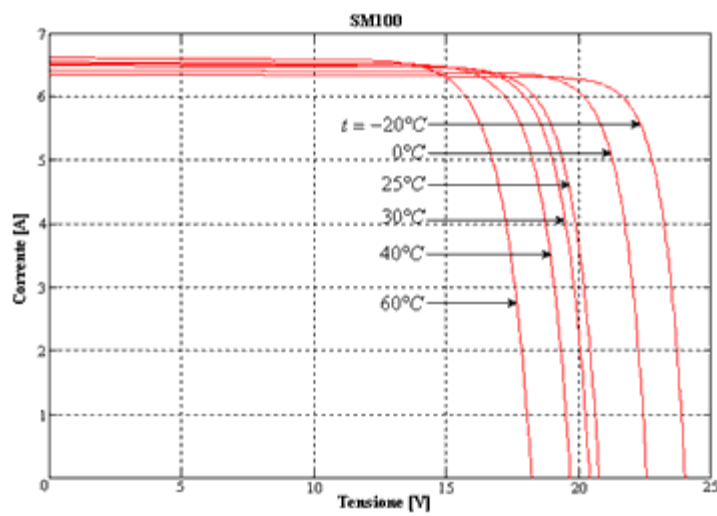
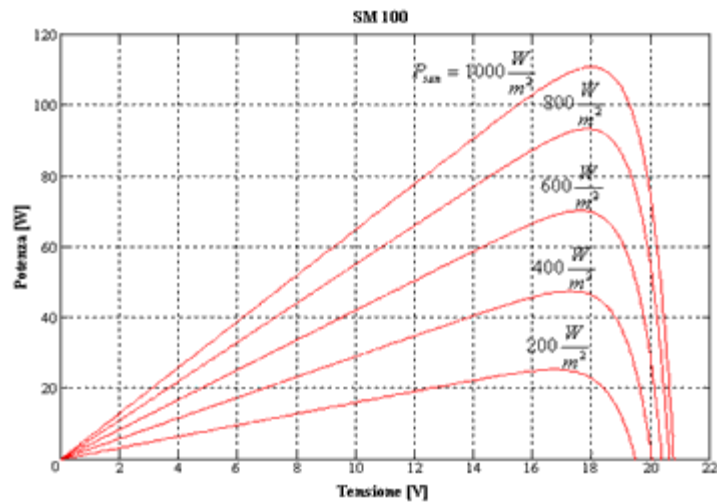
$$I = I_{ph} - I_{S1} \left(e^{\frac{V+nIR_S}{nV_T}} - 1 \right) - I_{S2} \left(e^{\frac{V+nIR_S}{nV_T}} - 1 \right) - \frac{V + nIR_S}{nR_{SH}}$$

Dove n naturalmente è il numero di celle in serie. La corrente totale delle due stringhe in parallelo la otteniamo sommando i contributi dati dall'equazione precedente. In particolare essendo le stringhe in parallelo due si ha:

$$I = 2 \left(I_{ph} - I_{S1} \left(e^{\frac{V+nIR_S}{nV_T}} - 1 \right) - I_{S2} \left(e^{\frac{V+nIR_S}{nV_T}} - 1 \right) - \frac{V + nIR_S}{nR_{SH}} \right)$$

Pertanto con riferimento al modello matematico otteniamo:





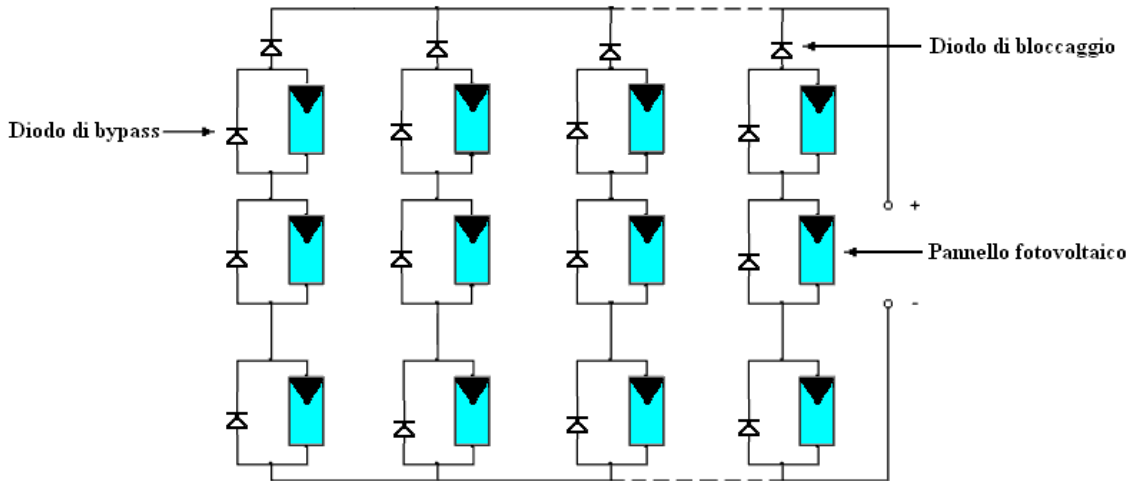
Come anticipato notiamo una forte dipendenza della corrente erogabile dal pannello dalla potenza della radiazione solare incidente lo stesso , mentre notiamo una forte dipendenza della tensione a vuoto dalla temperatura. Di notevole interesse nei grafici delle figure precedenti è il punto di massima potenza MPP (maximum power point) e lo spostamento che esso subisce al variare dell'intensità della radiazione incidente e della temperatura del pannello.

A questo punto il passo per creare un array o in gergo sotto campo fotovoltaico è breve. Quindi in generale più moduli vengono collegati a formare un pannello, più pannelli vengono collegati in serie a formare una stringa al fine di raggiungere la tensione nominale voluta. Più stringhe sono collegate tra loro in parallelo, fino a raggiungere la potenza che si desidera installare nell'intero campo fotovoltaico, costituito da tutti i moduli e tutte le loro strutture e connessioni che fanno capo ad un singolo impianto.

Con tale interconnessione in pratica possono verificarsi delle anomalie che rendono più complesso il progetto dell'impianto. Considerando il funzionamento elettrico della serie di celle si nota che qualora una cella venisse oscurata quest'ultima cesserebbe di comportarsi da generatore, funzionando invece come un diodo polarizzato inversamente. Questo comporterebbe il blocco della corrente generata azzerando così l'energia prodotta da tutta la catena, ossia dal modulo. Nel caso in cui una delle celle sia solo parzialmente oscurata, la corrente che attraversa il modulo è pari a quella che tale cella produrrebbe se presa singolarmente. E' importante fare in modo che, durante il loro funzionamento, i moduli fotovoltaici siano ombreggiati il meno possibile, anche se solo parzialmente. Ogni singolo modulo si comporta come se tutte le celle che lo compongono ricevessero una quantità di radiazione solare, pari a quella captata dalla cella meno esposta. Questo si tradurrebbe in una riduzione dell'energia prodotta più che proporzionale rispetto alla percentuale di superficie ombreggiata. Per questo stesso motivo, se moduli con caratteristiche diverse sono connessi in serie la resa dell'intera serie di moduli sarà limitata dal comportamento di quello a più prestazione più bassa. Si osserva inoltre che se in una serie costituita da molte celle, o più moduli posti in serie, ne viene ombreggiata una, si può verificare il fenomeno detto hot-spot. La cella oscurata si trova in questo caso polarizzata inversamente con una tensione uguale, o molto vicina, alla tensione a vuoto di tutta la serie formata dalle celle rimanenti ed è esposta quindi al pericolo di entrare in conduzione inversa. In questo caso la cella si troverebbe a dover dissipare la potenza generata dalle rimanenti celle del modulo provocando un aumento di temperatura localizzato (hot-spot) che può dare luogo, anche con modesti valori d'irraggiamento solare, alla distruzione della cella per sovratemperatura.

Per ovviare a questi problemi, i moduli commerciali hanno montato, nella morsettiera della cassetta di terminazione, dei diodi proprio allo scopo di cortocircuitare, e quindi di isolare, il singolo modulo in caso di malfunzionamento. Un diodo può essere inserito in parallelo ai moduli, per consentire il passaggio della corrente proveniente dall'esterno nel caso in cui il modulo sia contropolarizzato. Tale diodo è detto diodo di by-pass, perché permette il passaggio di una corrente che, nel caso di contropolarizzazione, sarebbe bloccata dalla cella evitando la formazione di hot spot. Naturalmente il diodo di by-pass deve essere dimensionato per la corrente diretta dell'intero gruppo di celle in cui è inserito. L'utilizzo dei diodi di by-pass riduce inoltre il problema del mismatch nelle serie di celle. Il termine mismatch indica la disomogeneità nelle caratteristiche delle celle fotovoltaiche, le quali, sebbene provengono dallo stesso processo di fabbricazione sono leggermente differenti tra loro. Le differenze possono localizzarsi nelle piste di metallizzazione dei contatti, nella densità dello strato protettivo, nelle resistenze dei cavi di collegamento e dei contatti. Questa disomogeneità tra le caratteristiche delle celle crea un effetto per questo la potenza disponibile ai capi di un modulo fotovoltaico non coincide con la somma delle potenze delle singole celle, ma la corrente è limitata dalla cella a prestazione minori. Un ulteriore diodo è collegato in serie alla stringa, in modo tale che

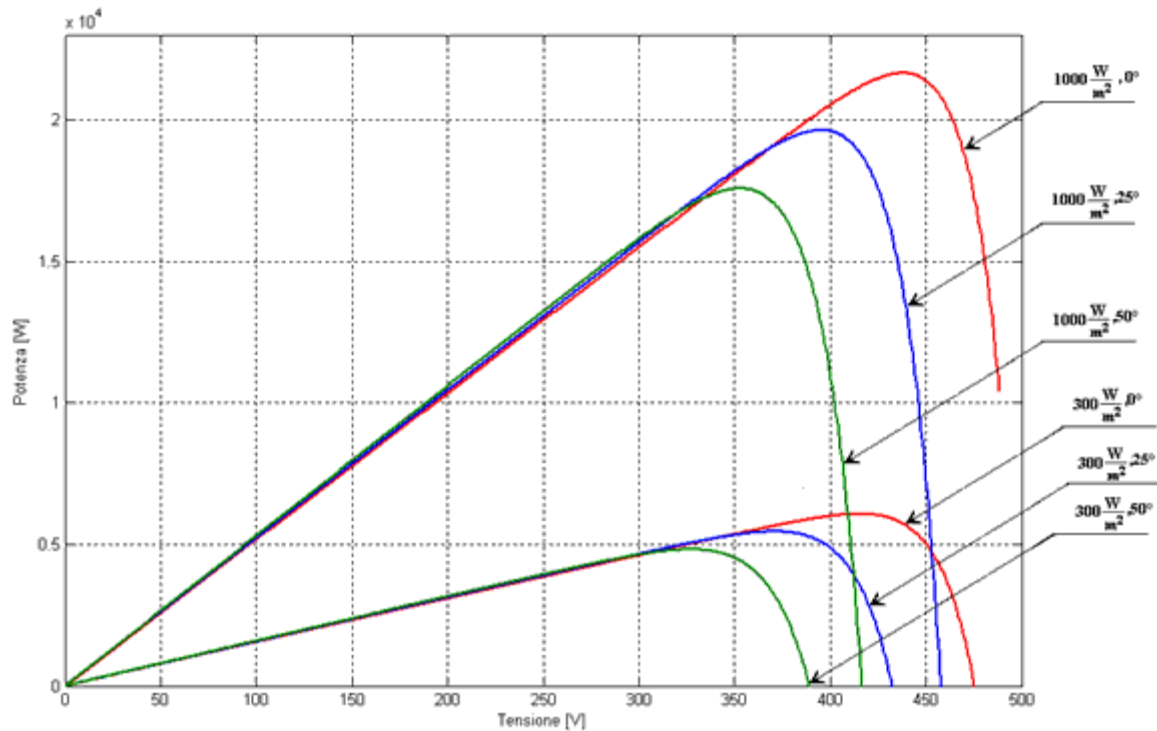
la corrente generata dalle celle per effetto fotovoltaico sia anche la corrente diretta del diodo stesso. Esso prende il nome di diodo di blocco, poiché blocca la corrente con verso opposto a quella generata che causerebbe un funzionamento delle celle non più come generatore ma come carico. Il problema di questo collegamento risulta essere la caduta di tensione sul diodo di blocco con conseguente riduzione della potenza utile. Per dimensionare questo diodo si deve tener conto della tensione inversa che agisce ai suoi capi, prodotta dall'intera serie di celle cui è collegato. La sua tensione inversa di rottura (tensione di break-down) deve essere maggiore della tensione inversa cui può venir sottoposto. Nella seguente figura è riportato lo schema completo d'impianto di un campo fotovoltaico completo dei diodi di protezione che schematizza quanto detto:



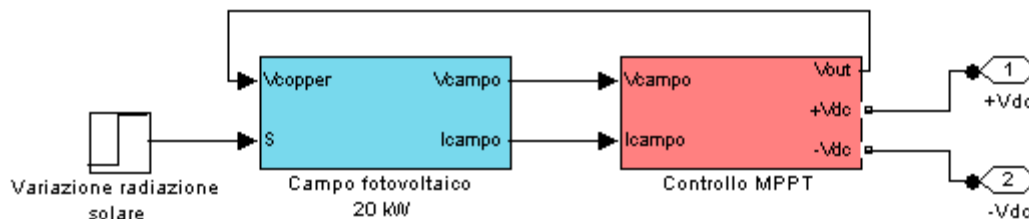
In generale un impianto fotovoltaico di grande potenza e suddiviso in tanti sottocampi fotovoltaici di potenza inferiore, per evitare di realizzare convertitori MPPT di grandi dimensioni e per una migliore visibilità e gestibilità dell'impianto. Per quanto riguarda questo caso ho realizzato dei sottocampi PV da circa 20 KW. In particolare ogni sottocampo è formato da otto stringhe connesse in parallelo ed ognuna delle stringhe è realizzata con 23 moduli SM100 connessi in serie così da realizzare la potenza voluta.

La superficie totale risultante dei pannelli è pari a : 87.16m²

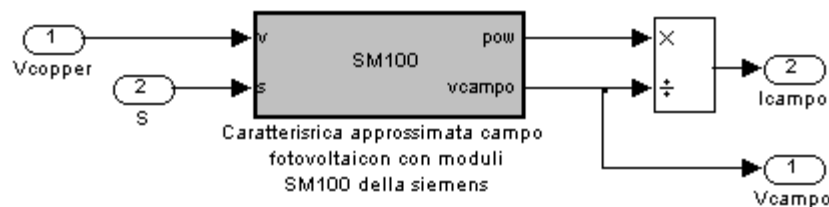
La caratteristica di questo campo così realizzato è riportata nella seguente figura:



Dopo aver confrontato varie tecniche di tracking, sulla base di osservazioni sperimentali ho realizzato un algoritmo che si basa sul metodo P&O. Per le simulazioni ho utilizzato solo due valori di irraggiamento rispettivamente 300 e 1000 $\frac{W}{m^2}$ come si osserva nella figura precedente.



Per effettuare la simulazione del sottocampo fotovoltaico senza appesantirla, quindi diminuendo i tempi di simulazione ho ricavato due vettori, uno per la tensione e uno per la potenza, in questo modo è possibile un'analisi per punti della caratteristica.



Il blocco SM100 è una function che interpolando i valori della suddetta caratteristica, restituisce tensione e potenza del sottocampo fotovoltaico in relazione alla radiazione solare incidente. La corrente, come si osserva nella figura precedente, è ricavata come rapporto tra la potenza e la tensione del sottocampo. Qui di seguito è riportato il codice della function:

```
function [pow,vcampo]=SM100(v,s)

if s==1

% Caratteristica sottocampo con moduli SM100 per irradiazione solare di 1000
w/m*m , Pmpp=19632W Vmpp=396.2V

pcar=[0 428 855 1283 1710 0.2138 2565 2992 3420 3847 4274 4700 5127 5554 5981
6407 6834 7260 7686 8112 8538 8964 9390 9816 10242 10667 11093 1518 11944 12369
12794 13219 13643 14068 14492 14915 15331 15760 16180 16597 17011 17420 17820
18208 18578 18921 19222 19461 19607 19612 19407 18884 17884 16169 13381 8980
2160 409];

vcar=[0 8.140 16.280 24.420 32.560 40.700 48.840 56.980 65.120 73.260 81.400
89.540 97.680 105.820 113.960 122.100 130.240 138.380 146.520 154.660 162.800
170.940 179.080 187.220 195.360 203.500 211.640 219.780 227.920 236.060 244.200
252.340 260.480 268.620 276.760 284.900 293.040 301.180 309.320 317.460 325.600
341.880 350.020 358.160 366.300 374.440 382.580 390.720 398.860 407.000 415.140
423.280 431.420 439.560 447.700 455.840 457.468 459.250];

pow=interp1(vcar,pcar,v);

vcampo=v;

else

% Caratteristica sottocampo con moduli SM100 per irradiazione solare di 300
w/m*m , Pmpp=5450.4W Vmpp=368.2

pcar=[0 128 256 384 512 640 768 850 1024 1151 1279 1406 1533 1660 1788 1915 2041
2168 2295 2422 2548 2675 2801 2928 3054 3180 3306 3432 3558 3683 3809 3950 4059
4184 4309 4433 4556 4670 4798 4916 5031 5140 5330 5400 5443 5445 5385 5231 4937
4431 3609 2310 296 250 200 150 50 20];

vcar=[0 8.140 16.280 24.420 32.560 40.412 48.840 56.980 65.120 73.260 81.401
89.540 97.680 105.820 113.960 122.100 130.240 138.380 146.520 154.660 162.800
170.940 179.080 187.220 195.360 203.500 211.640 219.780 227.920 236.060 244.200
252.340 260.480 268.620 276.760 284.900 293.040 301.180 309.320 317.460 325.600
333.740 341.880 350.020 358.160 366.300 374.440 382.580 390.720 398.860 407.000
415.140 423.280 431.420 439.560 447.700 455.840 460.25];

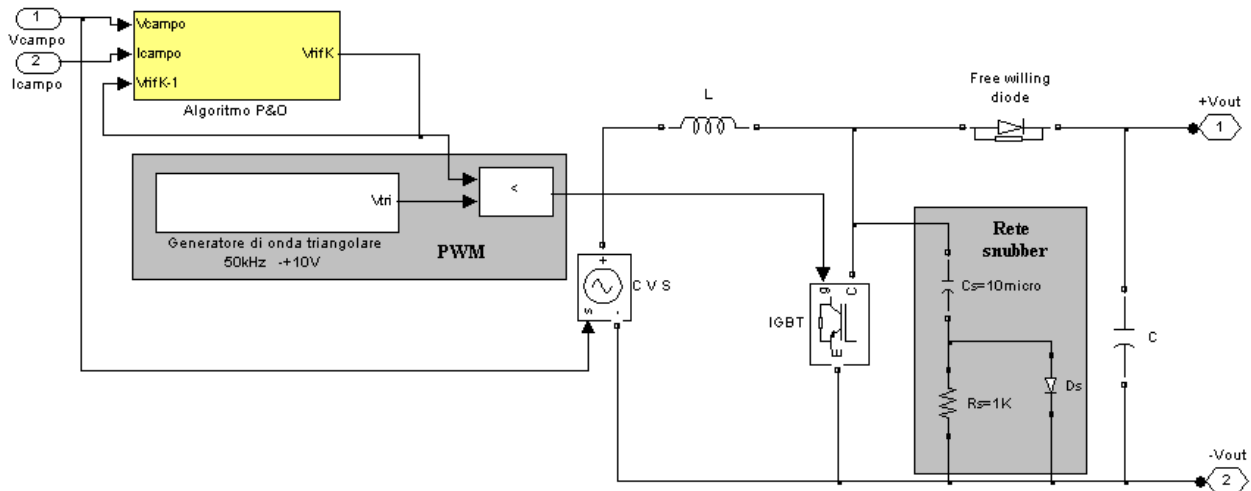
pow=interp1(vcar,pcar,v);

vcampo=v;

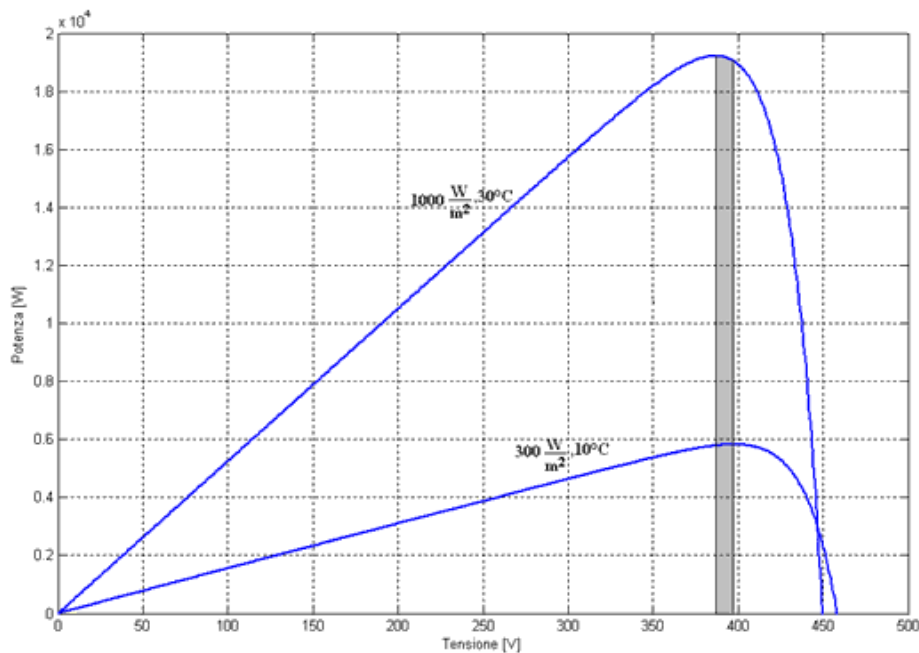
end;
```

Per chi ha dimistichezza con il matlab si possono importare i quattro vettori pcar e vcar e utilizzarli come si vuole.

All'interno del blocco controllo MPPT della seguente figura troviamo rispettivamente, l'algoritmo di controllo P&O e il convertitore DC/DC boost per il processamento della potenza.



Passiamo ora al dimensionamento del convertitore boost. La tensione in ingresso al convertitore risulta variabile in un range di tensione pari a $[V_{min}, V_{max}]$, dipendenti dalle condizioni operative del sottocampo fotovoltaico, in particolare supponiamo con riferimento alla seguente figura:



Con riferimento alla figura ed alle equazioni [1],[2] e [3] otteniamo:

$$[V_{\min} = 378.3; V_{\max} = 397.2V]$$

$$0 \leq \delta \leq 1 - \frac{V_{\min}}{V_{\min} + 1V} \Rightarrow 0 \leq \delta \leq 0.024$$

$$f_s = 50kHz$$

$$\Delta I = 0.1A$$

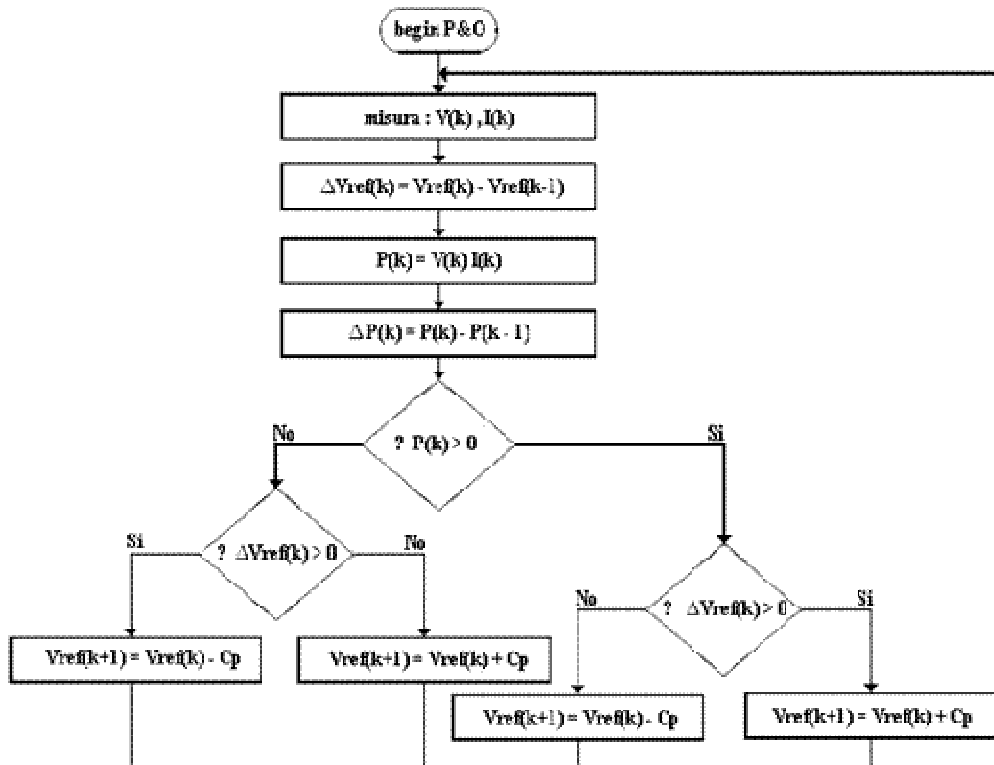
$$\Delta V_0 = 1V$$

$$L_{Boost} = 10L_{critica} = 10 \frac{V_{\min} \delta}{f_s \Delta I} = 2mH$$

$$I_0 = \frac{P_{\max}}{V_{\min}} \approx 51.5A$$

$$C_{Boost} = \frac{\delta I_{0max}}{f_s \Delta V_0} = 250\mu F$$

In particolare essendo il convertitore uno step up, si è assunto : $V_o > V_{Imax}$
 In particolare come ipotesi di progetto si assume : $V_o = V_{Imax} + 1V$ per avere un po di margine.
 Richiamiamo un'attimo il diagramma di flusso dell'algoritmo P&O.

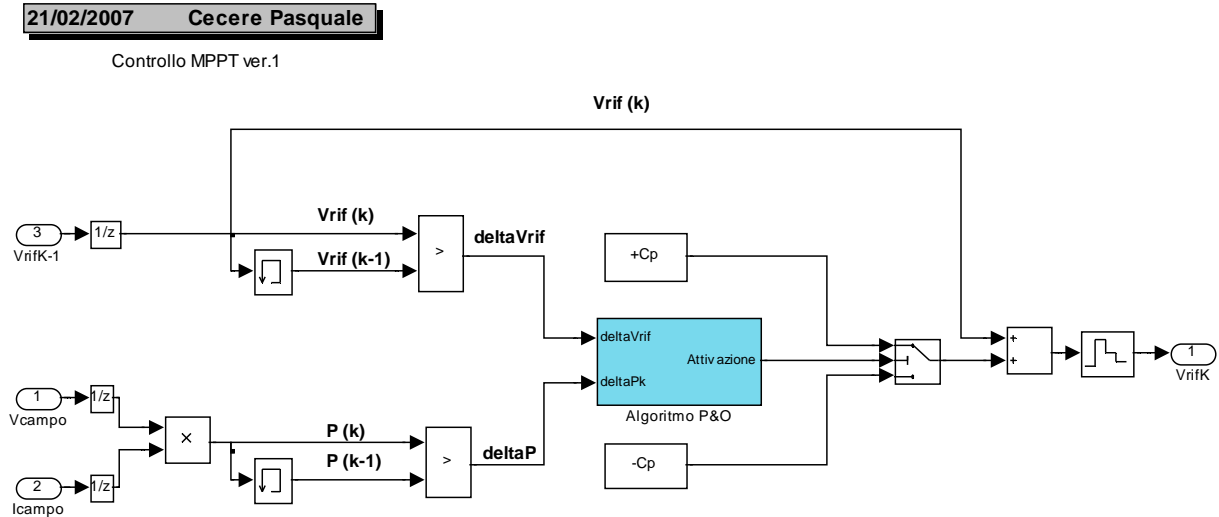


Ricordiamo che tale algoritmo va a modificare istante per istante (perturbazione) la tensione di riferimento in ingresso al generatore PWM che genera il duty cycle per il convertitore. Un parametro molto importante da tenere in considerazione è il passo di perturbazione C_p , cioè il valore di cui viene incrementata o diminuita la tensione di riferimento ad ogni ciclo. È da osservare che tale valore non può essere ricavato per via teorica ma solo per via sperimentale. Infatti in questo lavoro ho osservato che il valore di C_p è influenzato da molti parametri , quali range di tensione in ingresso al convertitore , tipo di moduli utilizzati per la realizzazione del sottocampo frequenza del generatore PWM.

Nel mio caso ho trovato un buon compromesso tra tempo in cui viene raggiunto il punto di massima potenza e l'oscillazione intorno all'MPP con un passo di perturbazione pari a :

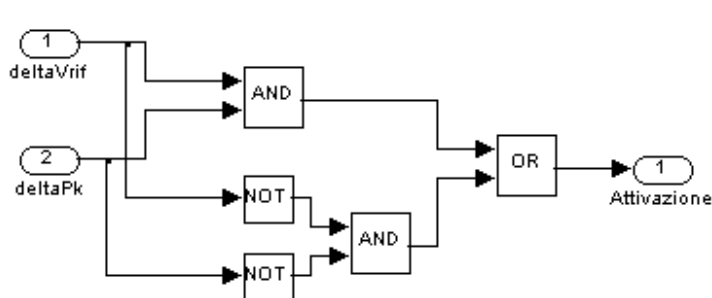
$$C_p = 0.04V$$

Il diagramma di flusso è stato implementato nel seguente modo:



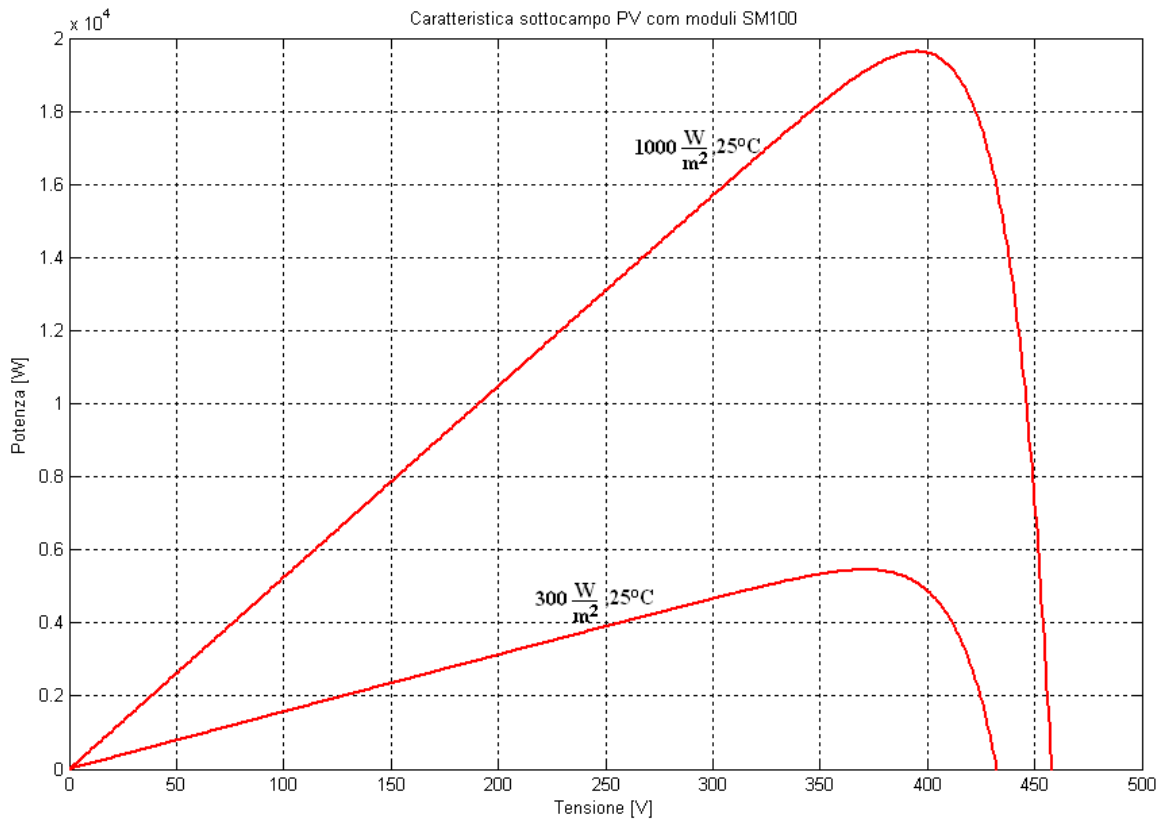
È da osservare che la maggior parte degli algoritmi vagliati effettua il calcolo, come si osserva dal diagramma di flusso, del valore ΔV_{ref} e ΔP per poi valutare se incrementare o diminuire la tensione di riferimento. Nel mio caso, come si osserva in figura ho evitato questo calcolo semplicemente confrontato i valori V_{ref} e P attuali con quelli del ciclo precedente ottenendo lo stesso risultato. Con riferimento al diagramma di flusso e ai confronti in esso effettuati ho ricavato il seguente circuito logico, con relativa tabella di verità, che rappresenta il vero e propri algoritmo P&O:

Algoritmo P&O

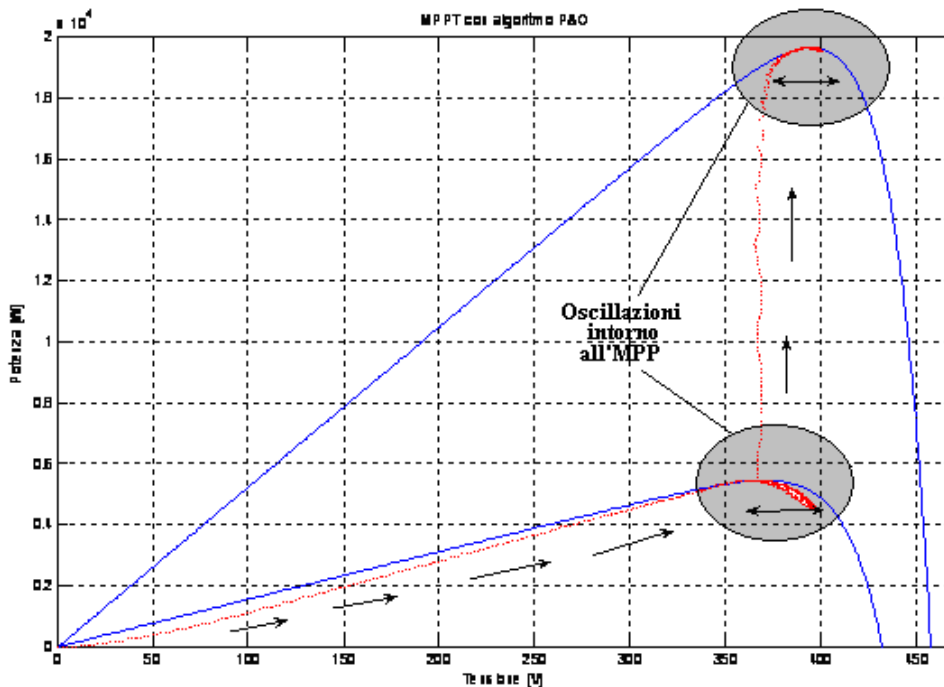


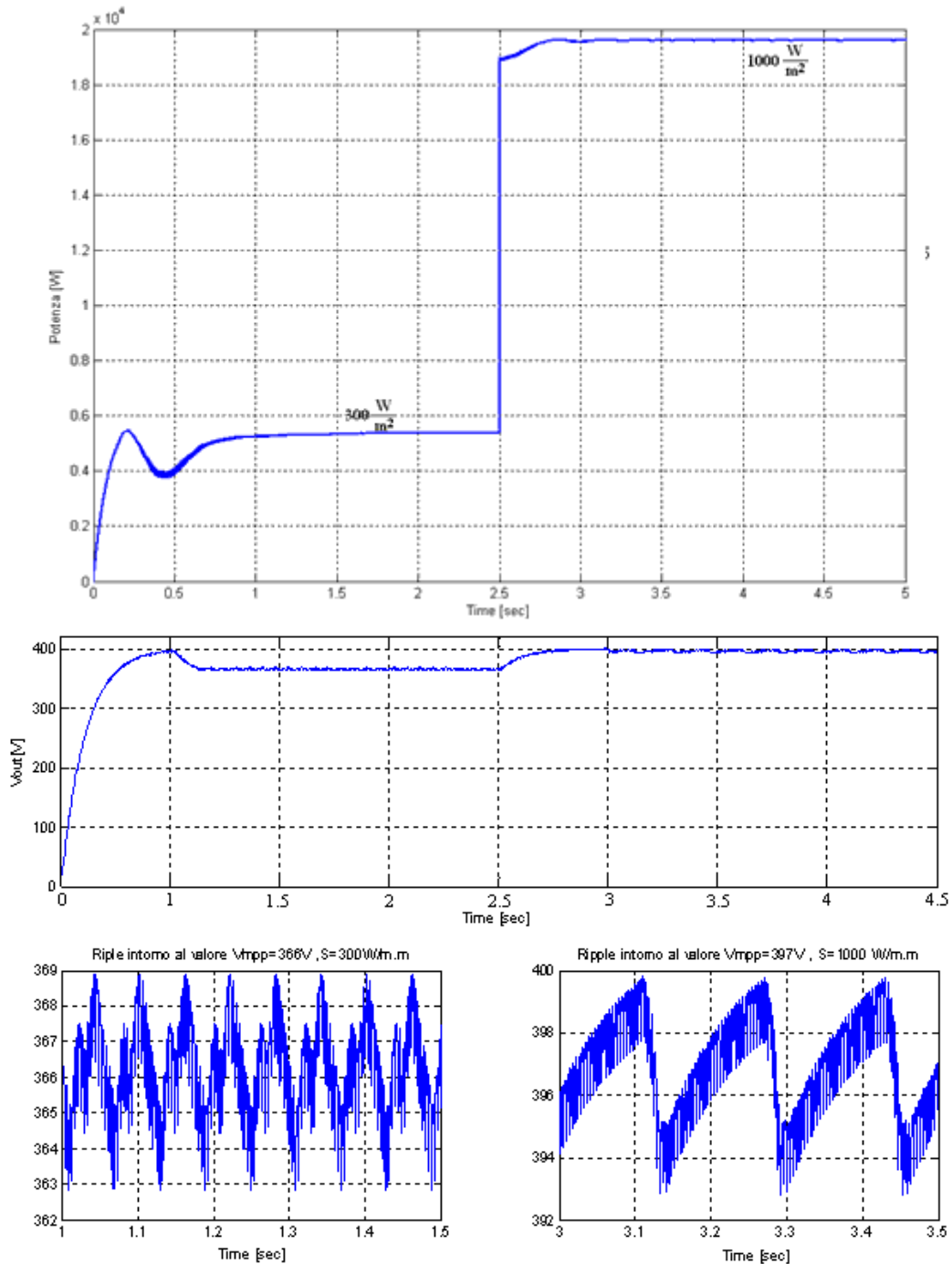
delta P	delta Vrif	+Pert
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Dalla tabella di verità si osserva che quando $+Pert=1$ si ha un incremento di V_{ref} pari al passo di perturbazione C_p , viceversa un decremento sempre pari al passo di perturbazione. Ricordo che le simulazioni sono state effettuate con riferimento ai seguenti valori della caratteristica:

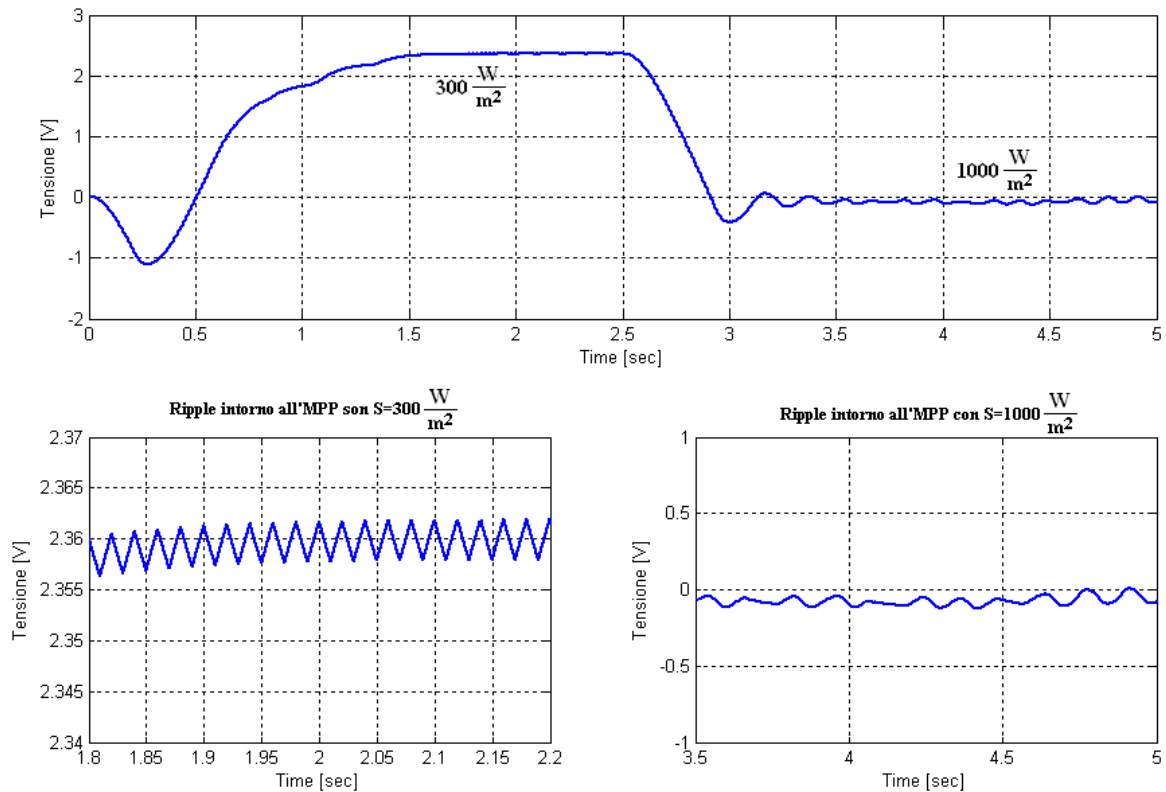


Simulando vediamo il comportamento dell'algoritmo e del convertitore. Il tratteggio in rosso è la potenza in uscita al convertitore. Dai due grafici si vede bene come l'algoritmo "insegue" il punto di massima potenza e i tempi per raggiungere tale livelli.

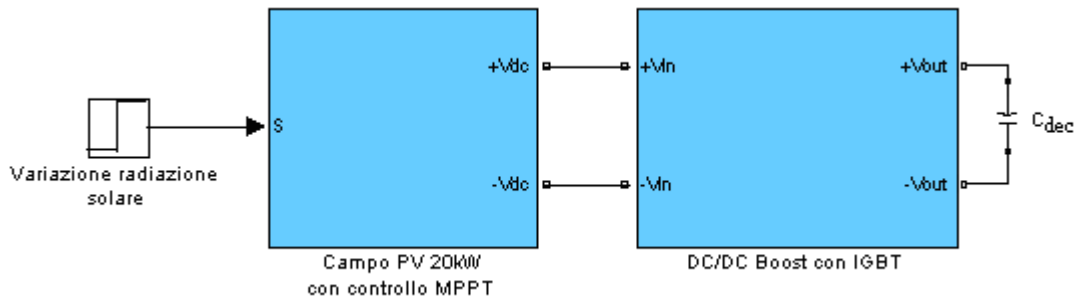




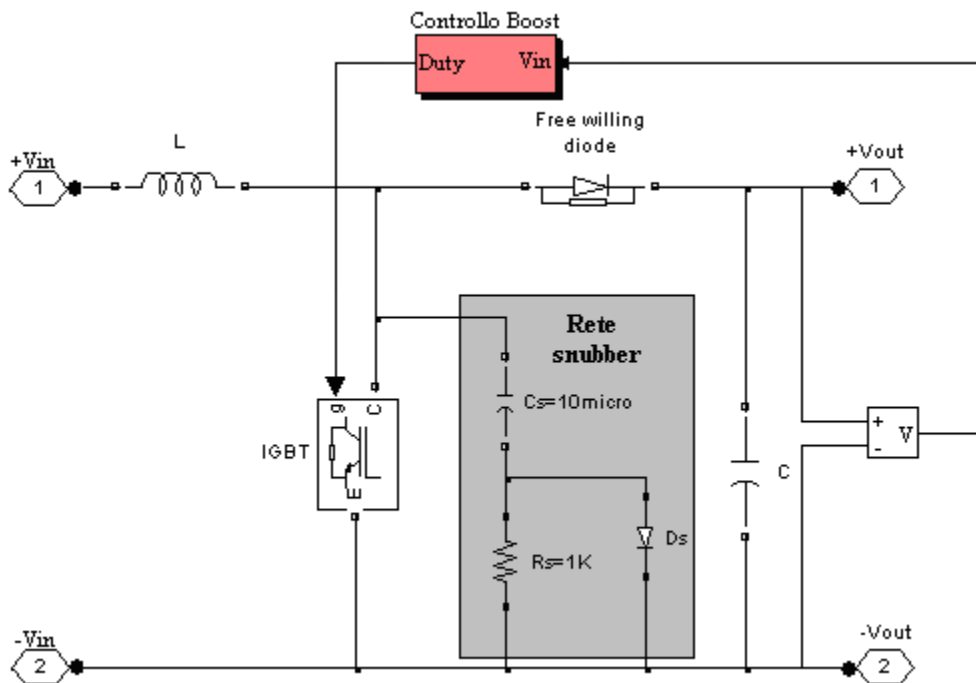
Vediamo anche la tensione di riferimento generata dall' algoritmo P&O che va ad agire sul modulatore PWM.



A questo punto ancora non abbiamo realizzato niente. Infatti a valle del convertitore, nel mio caso, c'è un'inverter multilevel. Una breve parentesi. Se collegassimo il nostro convertitore all'inverter le variazioni di tensione rispetto all'irraggiamento ce le ritroviamo all'uscita dell'inverter, quindi in rete. senza entrare nel dettaglio la cosa non va bene. Ma c'è un ulteriore limite a questo accoppiamento diretto, il ripple osservato in uscita al convertitore. Un inverter multilevel ricostruisce la forma d'onda della tensione. Per far sì che questa forma d'onda sia quanto più fedele possibile (contenuto armonico molto basso) ad una sinusoidale è necessario che la tensione continua di alimentazione sia quanto più costante possibile ed esente da ripple. Per quanto osservato nell'esempio in precedenza il convertitore DC-DC introduce un disturbo sulla V_{bat} o V_D (ricordate?) anche l'inverter (convertitore statico!) fa lo stesso, quindi bisogna interporre qualcosa tra il convertitore MPP e l'inverter. Quindi per quanto osservato elevate variazioni di tensione all'ingresso dell'inverter si traducono in elevate variazioni della tensione immessa in rete. Tali variazioni possono essere riconosciute dalle protezioni sull'inverter e sulla rete come sovratensioni provocando un distacco dello stesso. Inoltre data la topologia dell'inverter, in particolare con riferimento alle tecniche di pulsaggio adottate, elevate variazioni di tensione all'ingresso provocano elevate distorsioni della tensione immessa in rete facendo intervenire ancora una volta le protezioni. Per evitare queste anomalie di funzionamento è stato introdotto un secondo convertitore boost con lo scopo di fissare la tensione operativa in ingresso all'inverter a 600V.



La C_{dec} che compare nello schema viene detta di decupling e vedremo a breve il suo dimensionamento e soprattutto perchè iene introdotta.



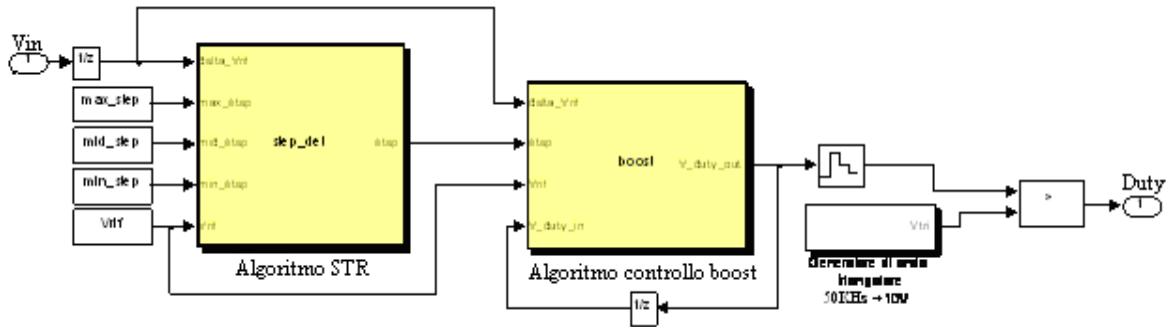
Per quanto osservato supponiamo un range di tensione in ingresso al convertitore pari a :
 $[V_{in\ min} = 350V, V_{in\ max} = 400V]$

In corrispondenza di $V_{in\ min}$, con riferimento alle equazioni ricavate in precedenza otteniamo :

$$\delta_{MAX} = 1 - \frac{V_{in\ min}}{V_0} = 0.417$$

$$L = 5mH, C = 15000\mu F$$

Il controllo è stato così realizzato:



I due algoritmi dello schema simulink sono così realizzati:

```
function step=step_det(delta_Vrif,max_step,mid_step,min_step,Vrif)

if delta_Vrif>Vrif+1.5

    step=max_step;

elseif delta_Vrif>Vrif+1

    step=mid_step;

else

    step=min_step;

end;

function V_duty_out=boost(delta_Vrif,step,Vrif,V_duty_in)

if delta_Vrif==Vrif

    V_duty_out=V_duty_in;

elseif delta_Vrif>Vrif

    V_duty_out=V_duty_in-step;

Else

    V_duty_out=V_duty_in+step;

end;
```

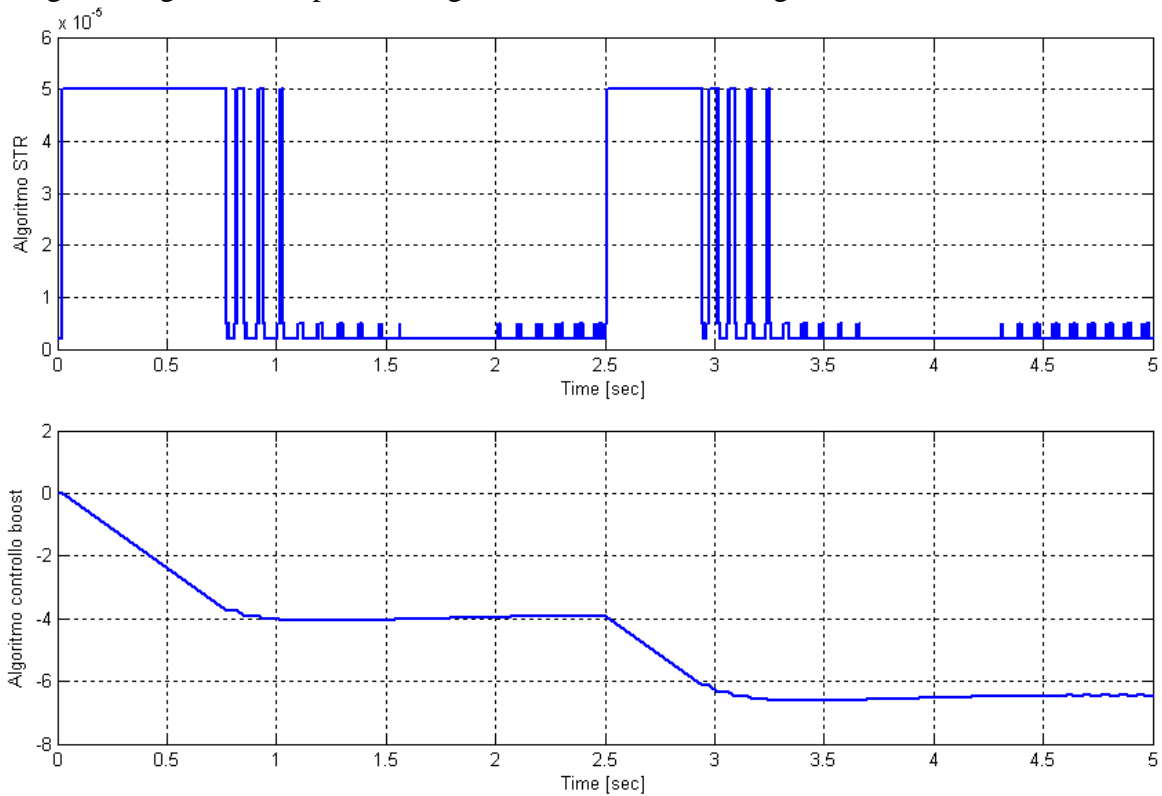
Il primo algoritmo step_det ha il compito determinare un passo di perturbazione per la tensione di riferimento in ingresso al generatore PWM, in base alla tensione in uscita al convertitore. Infatti quando la tensione d'uscita è lontana dal valore operativo la tensione di riferimento è più elevata per avere un duty cycle maggiore. Quando la tensione d'uscita del convertitore boost si avvicina alla tensione operativa il passo di perturbazione della tensione di riferimento viene gradualmente ridotto.

Il secondo algoritmo ha il compito di modificare la tensione di riferimento in ingresso al generatore PWM in base al passo di perturbazione ottenuto dal primo algoritmo.

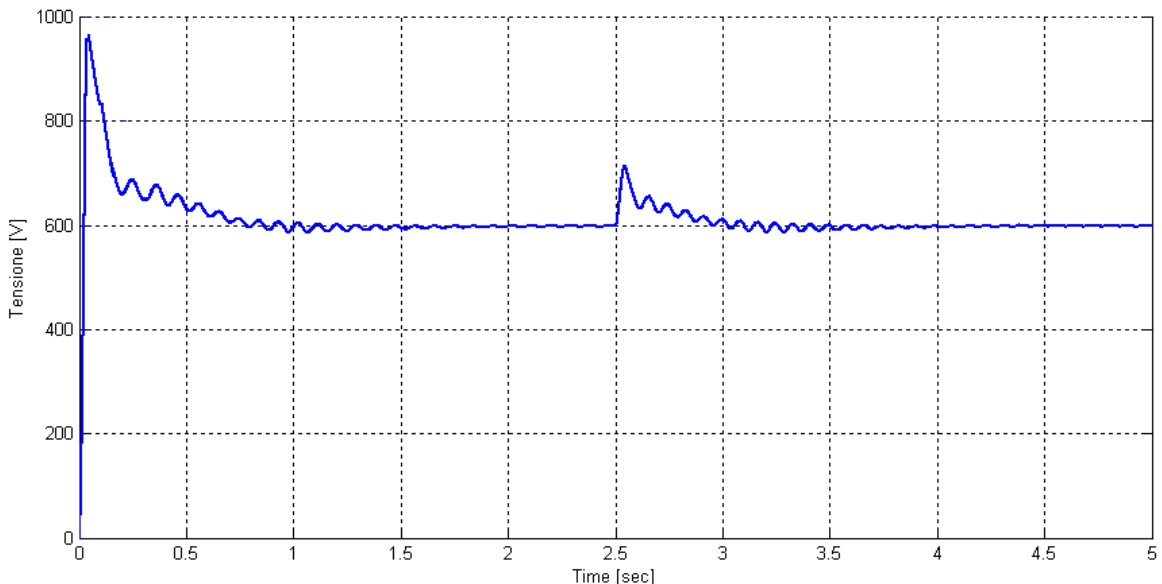
Tutto questo per aumentare la dinamica del convertitore e ridurre le oscillazioni intorno alle

tensione operativa di 600V.

Nella seguente figura sono riportati i segnali ottenuti con i due algoritmi di controllo.

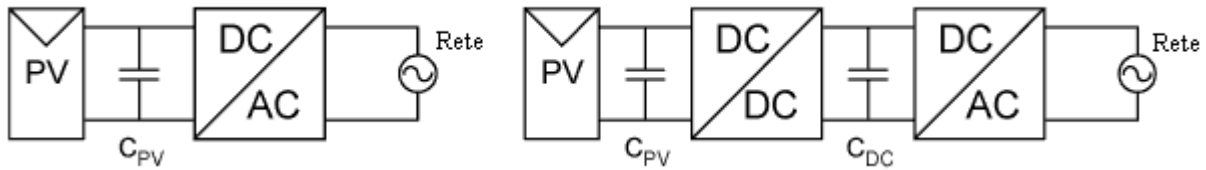


Nelle seguente figura è riportata la tensione in uscita al convertitore. Gli elevati picchi sono dovuti al fatto che durante la simulazione ho utilizzato due valori costanti di tensione, rispettivamente 366V e 398V che rappresentano le tensioni medie in uscita al convertitore MPP, ed inoltre al fatto che la radiazione solare varia istantaneamente tra due valori, questo nel caso reale non accade.



Vediamo ora a cosa serve la capacità di decoupling prima introdotta. Il disaccoppiamento di potenza è realizzato normalmente con un condensatore elettrolitico. Tale componente è l'unico che limita la durata operativa di tutto il sistema (4-5 anni) rispetto, naturalmente, alla durata operativa dei pannelli fotovoltaici. Tale componente per questo motivo dovrebbe essere il più piccolo possibile e

sostituito con un condensatore a film. Il condensatore di decoupling è messo in parallelo alla stringa di pannelli e tra il convertitore DC-DC e DC-AC; come illustrato nei seguenti schemi di principio:



Il valore del condensatore di decoupling può essere ottenuto tramite la seguente relazione:

$$C = \frac{P_{PV}}{2\omega_{rete} U_C \hat{u}_C}$$

Dove P_{PV} è la potenza nominale dei moduli PV, mentre U_C è il valore medio della tensione ai capi del condensatore, e infine \hat{u}_C l'ampiezza del ripple di tensione. L'equazione di cui sopra è basata sul fatto che la corrente proveniente dal sottocampo fotovoltaico è continua, mentre la corrente proveniente dalla rete elettrica attraverso l'inverter ha la seguente forma d'onda:

$$\sin^2(\omega_{rete} t)$$

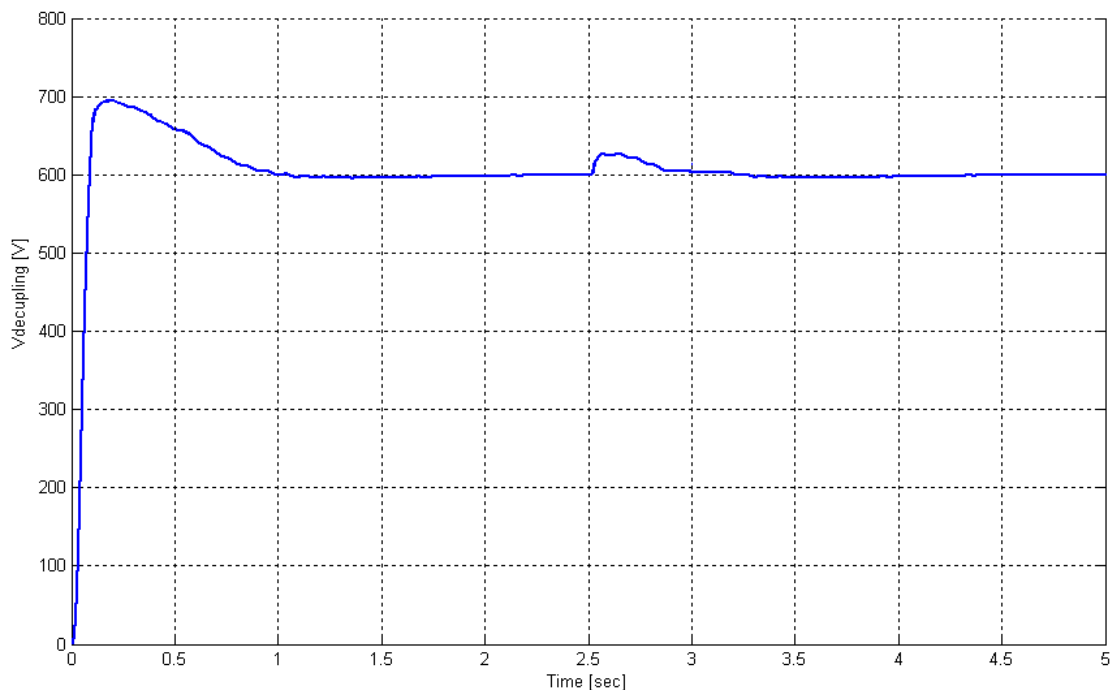
mentre U_C è costante. Dal grafico precedente sulla tensione in uscita al convertitore boost si ha che il ripple della tensione ai capi della capacità di decoupling è:

$$\hat{u}_C \approx 6.5V$$

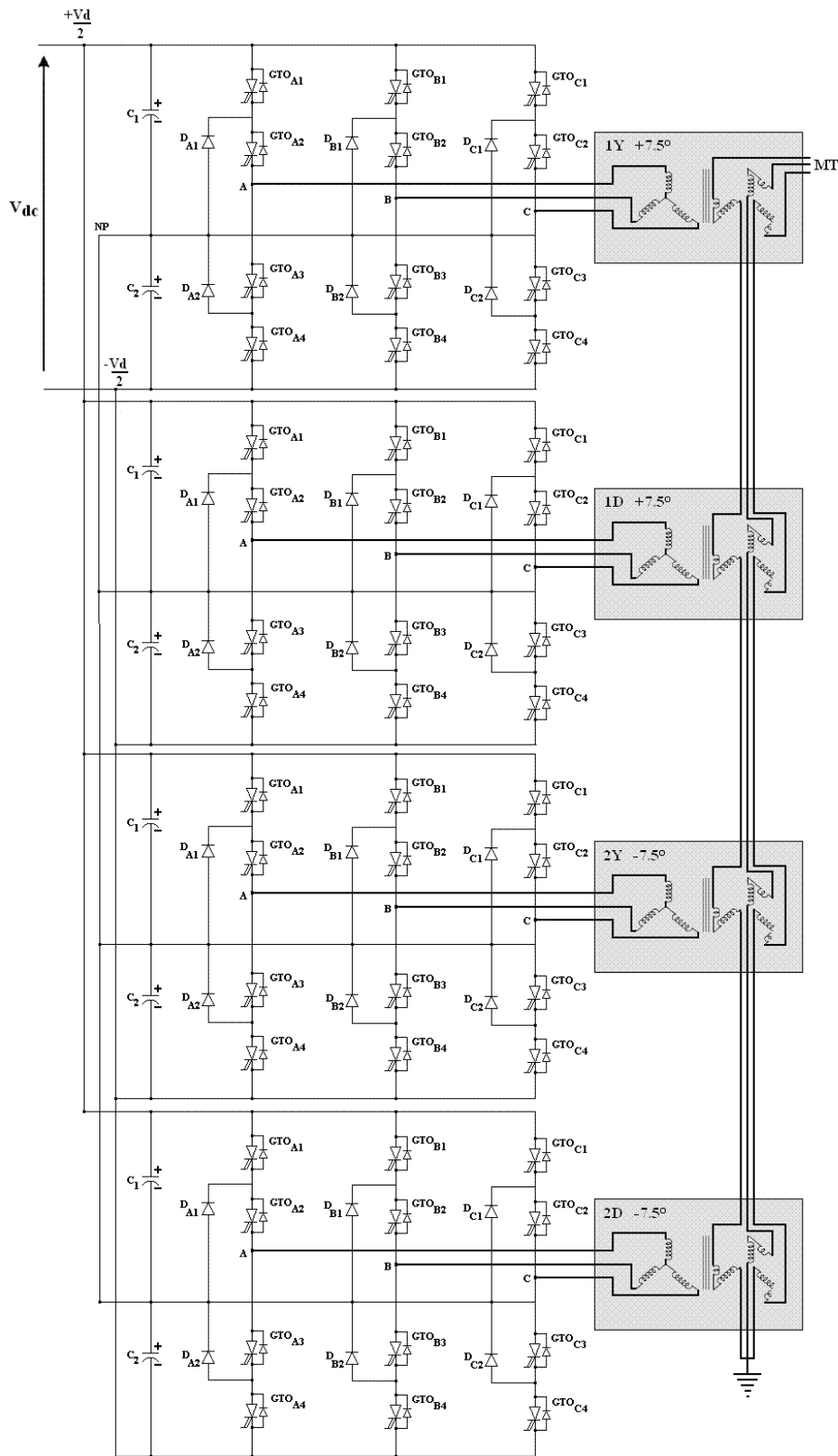
Da quanto detto si ricavano valori per la capacità di decoupling di:

$$C \approx 10000 \mu F$$

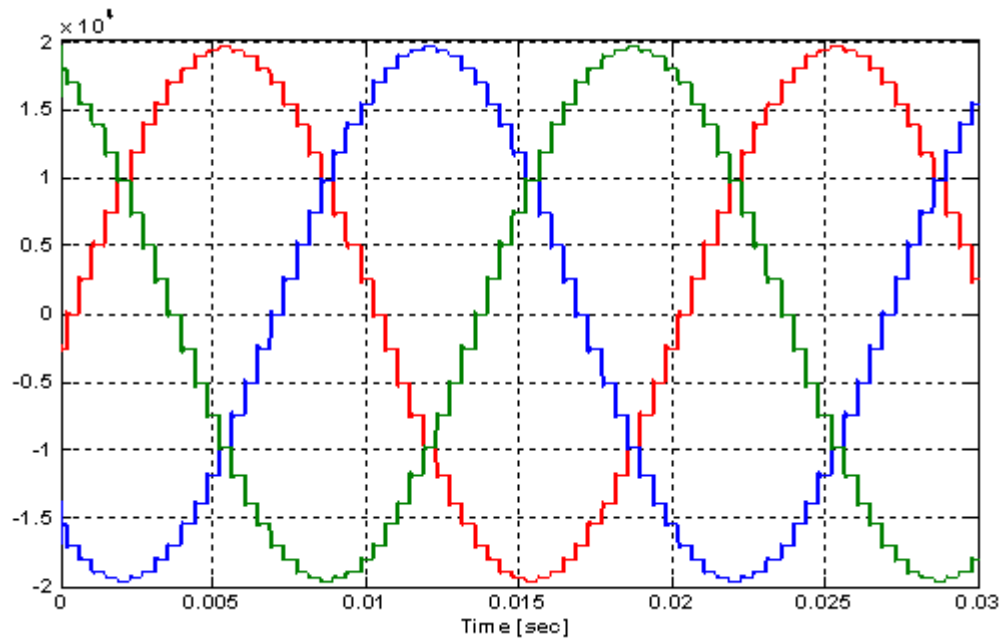
Con l'inserimento di tale capacità la tensione in uscita risulta:



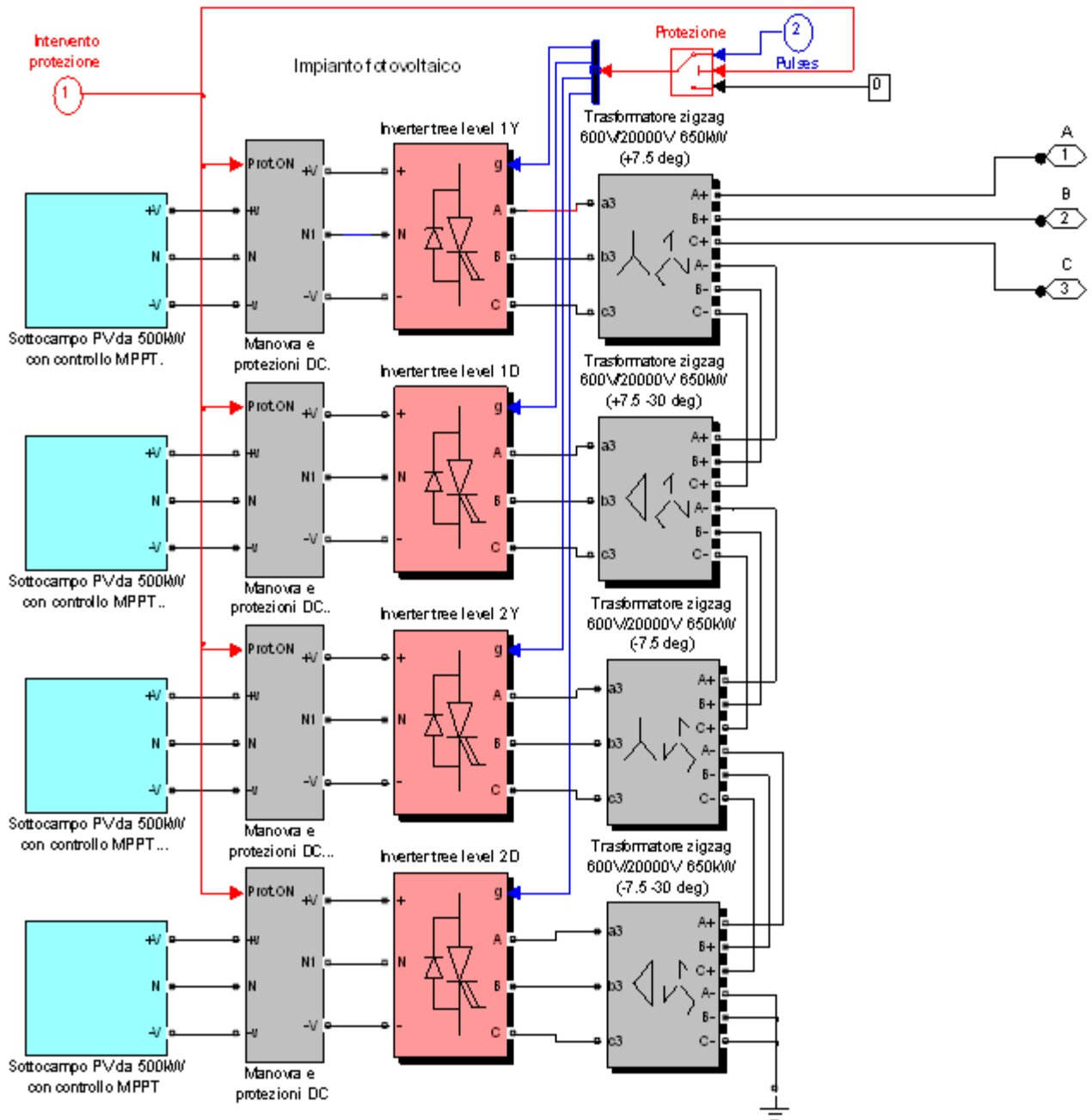
modellizzazione preferisco ometterla per due motivi: Tempo (ho impiegato quasi due mesi per scrivere l'articolo), elevata complessità matematica.



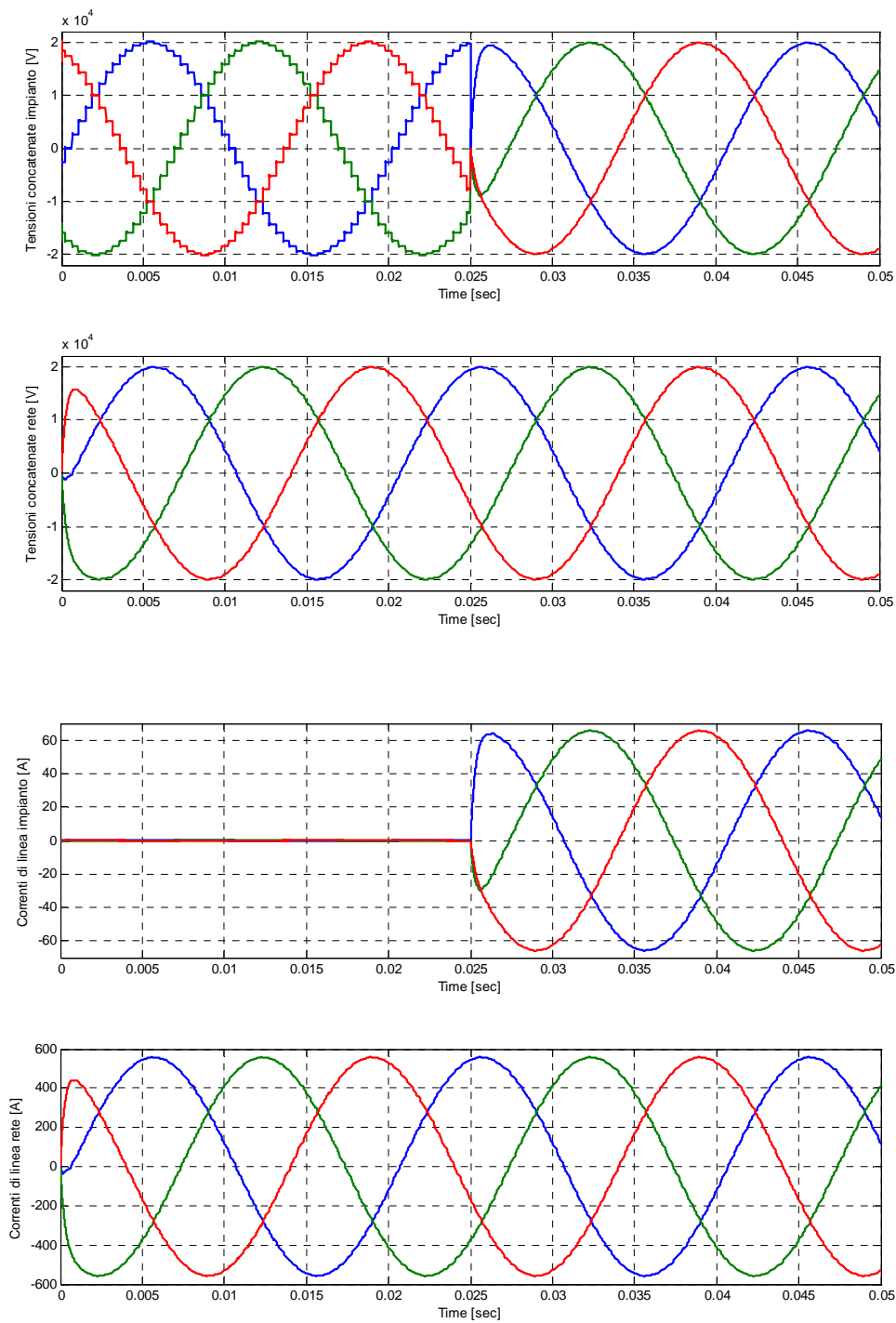
La terna di tensioni in uscita all'inverter a vuoto ha il seguente andamento, tipico di questa tipologia:



Modello matematico finale dell'intero impianto:



Per finire posto l'andamento delle tensioni in uscita all'inverter multilevel quando si ha la connessione in rete.



Connettendo l'impianto alla rete si osserva una riduzione della distorsione della tensione dovuta all'azione filtrante delle induttanze dei trasformatori di accoppiamento senza dover far ricorso a filtri armonici di rete.

Bibliografia :

- Appunti del corso di: “Progettazione Automatica di Circuiti Elettronici” prof. Angelo Luciano, Università degli studi di Napoli “ Federico II ”.
- Appunti del corso di: “Sistemi Elettrici Industriali” prof. Bruno Macchiaroli, Università degli Studi di Napoli “ Federico II”.
- Appunti del corso di: “Azionamenti ed Elettronica Industriale” prof. Pompeo Marino, Seconda Università di Napoli.
- N. Mohan, W.P. Robbin, and T. Undeland, Power Electronics: “Converters, Applications, and Design”, 2nd ed. New York: Wiley, 1995.
- Jim Hargeman : “Calculating Optimum Snubbers” – Hagerman Technology Dicembre 1994.
- A.Ch. Rufer, Dr.R. Minder, T.E. Moen :”Operating Experience at 500KW Photovoltaic Phalk Mont-Soleil” – ENE Brighton (1993).
- D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo: “ Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice” (IEEE Press Series on Power Engineering) (Hardcover – September 19, 2003).
- A. Ometto: “Modulation Techniques”, Università degli Studi di L’Aquila.
- Midya P., Krein P.T., Turnbull R.J., Reppa R., Kimball J. : “Dynamic Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Application” – Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference – Vol. 2, pp. 1710-1716 (1996).
- Schoeman J.J., van Wyk J.D. : “A simplified maximum power controller for terrestrial photovoltaic panel array” – Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference – pp. 361-367 (1982).
- Walker G. : “Evaluating MPPT converter topologies using a Matlab PV model” – IEEE Trans.
- F. Belkacem, D. Diallo : “Design and Control of A Low Power DC-AC Converter fed by a Photovoltaic array” – IEEE Trans.
- Marcelo G. Molina, Pedro E. Mercado, Edson H. Watanabe : “Dynamic Performance of a Static Synchronous Compensator with Superconducting Magnetic Energy Storage” - IEEE Trans.
- D. HAssan, R.M. Bucci and K.T. Swe :”400 MW SMES Power Conditioning System Development and Simulation” – IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 8, No. 3 , pp. 237-249 (1993).
- Trishan ESRAM :” Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques” – IEEE Trans. On energy conversion
- E. Koutroulis, K. Kalaitzakis :” Development for a Microcontroller-Based, Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control System” – IEEE Trans. On power electronics, Vol. 16, No. 1, January 2001.
- O. Rodriguez, P. Ghosh : “Series Interconnection of DC-DC Converters for Output Control” – IEEE Trans.
- C. Hua, C. Shen : “ Study of Maximum Power Tracking Techniques and Control of DC/DC converters for Photovoltaic Power System” – IEEE Trans.
- C. Hua, C. Shen : “Application of a Tree level NPC Inverter as a Three Phase Four Wire Power Quality Compensator by Generalized 3DSVM” – IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 21, No.2, March 2006
- S. Qiang, L. Wenhua, W. Zhiyong, C. XiZheng, X. Peifeng : “Desing of Snubber Circuit for the 4500V/4000A GTOs in a 20MVA STATCOM” – IEEE Trans.

- J. Al Nasseir, C. Weindl, G. Herold, J. Flotthmesch : “ A dual use Snubber Design for Multi Level Inverter Systems” – IEEE Trans.
- M.E. dos Sandos, B.de J. Cardoso Filho : “Short Circuit and Overcurrent Protection of IGBT-Based Tree Level NPC Inverter” – 2004 35th annual IEEE Power Electronics Specialist Conference.
- Impianti fotovoltaici – Enel Green Power <http://enelgreenpower.enel.it>
- PV Manual <http://www.heliostecnology.com>
- <http://www.portici.enea.it>