



ALMA MATER STUDIORUM
UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

CAMPUS DI CESENA
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA
PER L'ENERGIA E L'INFORMAZIONE

DIMENSIONAMENTO E SIMULAZIONE DI UN MICROINVERTER IN TECNOLOGIA GAN

Tesi di laurea in LABORATORIO DI ELETTRONICA DI POTENZA

Relatore

Prof. Andrea Natale Tallarico

Presentata da

Fabio Sandonini

Sessione III

Anno Accademico 2022/2023

*Ai miei nonni,
che vorrei fossero qui a condividere
la gioia di questo traguardo*

Indice

1. Prefazione.....	1
2. Introduzione ai sistemi fotovoltaici.....	2
2.1 Pannello fotovoltaico	4
2.2 Inverter fotovoltaico.....	8
2.3 Possibili configurazioni di inverter per applicazioni fotovoltaiche	13
3. Introduzione alla tecnologia GaN	18
3.1 Perdite di potenza nei transistor	19
3.2 Semiconduttori WBG.....	21
3.3 GaN HEMT	24
4. Dimensionamento di un micro-inverter fotovoltaico.....	28
4.1 Convertitore DC-DC	30
4.2 Dimensionamento induttanza convertitore DC-DC.....	34
4.3 Dimensionamento capacità e resistenza convertitore DC-DC..	37
4.4 Convertitore DC-AC	39
5. Simulazione con LTspice di un micro-inverter fotovoltaico.....	44
5.1 Simulazione primo stadio convertitore DC-DC.....	45
5.2 Simulazione secondo stadio convertitore DC-DC	54
5.3 Simulazione convertitore DC-AC.....	62
5.4 Considerazioni riguardanti il micro-inverter	66
6. Conclusioni.....	71
Bibliografia.....	73
Ringraziamenti	76

1. Prefazione

L'obiettivo di questa tesi consiste nel dimensionamento e nella simulazione elettrica di un circuito per la conversione di energia elettrica erogata da un pannello fotovoltaico. In particolare, tale circuito è stato progettato per funzionare con potenze dell'ordine di centinaia di W , mentre lo standard attuale presenta una predominanza di dispositivi con potenze nominali dell'ordine di decine o centinaia di kW , e con dei dispositivi di nuova generazione che garantiscono dimensioni ridotte e efficienze molto elevate.

Gli impianti fotovoltaici sono generalmente costituiti da diversi moduli fotovoltaici collegati in serie e/o parallelo ad un unico circuito che si occupa della conversione della corrente da continua (DC) ad alternata (AC) sinusoidale. Tale configurazione è detta a inverter centrale e/o centralizzato. Tuttavia, questo approccio presenta dei limiti in termini di efficienza per via di problemi quali lo Shading e il Soiling, causando perdite considerevoli sul singolo pannello e, nel caso di configurazione a inverter centrale, si ripercuotono sull'efficienza complessiva dell'intero impianto. Per ridurre tali problematiche, una configurazione a micro-inverter, ovvero collegando ad ogni modulo fotovoltaico un relativo circuito convertitore, permette di raggiungere efficienze più alte garantendo inoltre una produzione costante. L'alta efficienza è garantita grazie all'utilizzo di un algoritmo di Maximum Power Point Tracking distribuito oltre che, in questo caso, dall'utilizzo di transistor GaN HEMT (High Electron Mobility Transistor) di nuova generazione.

L'attuale scarso utilizzo dei micro-inverter è principalmente dovuto agli elevati costi di implementazione. Tuttavia, grazie all'utilizzo della tecnologia al nitruro di gallio (GaN), è possibile abbattere le perdite dovute alla conversione, risparmiando molto sul dissipatore di calore e, di conseguenza, su area e costi dell'intero circuito. Nel caso del micro-inverter, infatti, il dissipatore di calore rappresenta buona parte del costo del circuito. L'utilizzo di transistor in tecnologia GaN permette, inoltre, di sfruttare delle frequenze di funzionamento molto elevate, consentendo di ridurre l'area dei componenti passivi (induttori, condensatori, trasformatori) riducendo ulteriormente l'area e il volume del micro-inverter.

2. Introduzione ai sistemi fotovoltaici

Un sistema fotovoltaico è un sistema elettronico di potenza progettato per garantire la conversione dell'energia solare in energia elettrica. Questi sistemi spaziano da applicazioni residenziali di potenze tipicamente inferiori a decine di *kW* ad applicazioni industriali su grande scala con potenze fino a centinaia di *MW* se non oltre. Al giorno d'oggi la maggior parte dei sistemi fotovoltaici sono collegati alla rete (grid-connected), mentre i sistemi autonomi (off-grid) rappresentano una piccola parte del mercato. Gli impianti fotovoltaici grid-connected si differenziano dagli off-grid per l'avvenuto collegamento tra l'impianto e una rete elettrica di distribuzione preesistente e gestita da terzi, ad esempio la rete di distribuzione elettrica nazionale. Gli impianti di tipo grid-connected sono costituiti da diversi componenti, tra essi, di fondamentale importanza sono:

1. pannelli fotovoltaici, cioè: dispositivi utilizzati per assorbire e convertire la radiazione luminosa in energia elettrica;
2. inverter: un circuito di potenza volto a trasformare la corrente continua fornita dal pannello in alternata;
3. quadro di interfaccia, installato a valle dell'inverter installato per garantire una corretta interfaccia con la rete elettrica secondo le normative in vigore.
4. cablaggio per i vari collegamenti.

A volte questi sistemi sono accessoriati di una batteria integrata e di un metodo di tracciamento solare per garantire una più efficiente conversione.

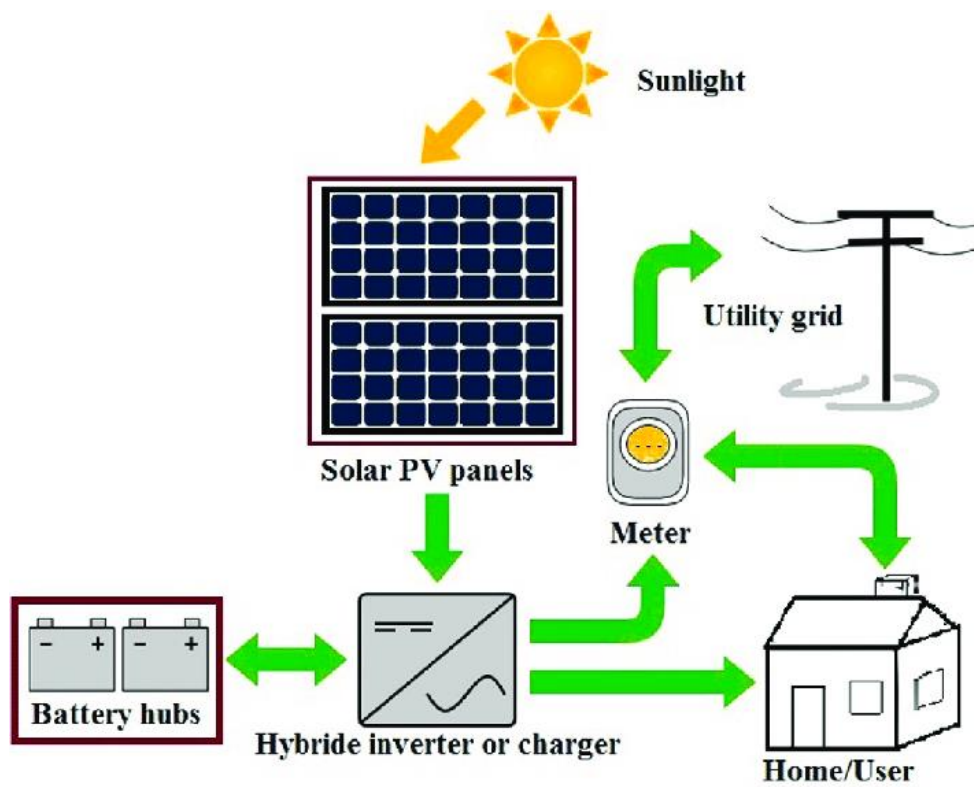


Figura 2.1 Struttura tipica di un sistema fotovoltaico grid-connected [1].

2.1 Pannello fotovoltaico

Un pannello fotovoltaico è un dispositivo costituito dall'unione di più celle fotovoltaiche. Quest'ultima è un dispositivo elettrico in grado di convertire la radiazione solare in energia elettrica. Nel tempo le tecnologie implementate per la realizzazione delle celle sono state diverse. Innanzitutto, la tecnologia maggiormente diffusa e che rappresenta una buona combinazione in termini di efficienza, costi e scarso deterioramento è il Silicio cristallino (c-Si), anche se sono state sviluppate tecnologie a film sottile, organiche, Perovskite e multi-giunzione.

La realizzazione di un pannello solare prevede il collegamento in serie e parallelo di celle c-Si, queste sono poi incapsulate all'interno di un modulo solare che ne garantisca protezione da agenti atmosferici. I moduli vengono collegati elettricamente attraverso delle linee conduttive in alluminio e montati su una struttura portante, dove vanno a costituire una stringa di moduli, denominata per l'appunto pannello fotovoltaico.



Figura 2.2 Pannello solare con distinto aspetto “a griglia” dato dalla presenza delle linee conduttive in alluminio.

Ogni cella contribuisce alla produzione di corrente, la quale viene convogliata lungo i bordi in alluminio dei moduli solari. Quando la luce investe le celle fotovoltaiche questa può essere riflessa, assorbita o

passarne attraverso. Facendo il rapporto tra la potenza erogata dal dispositivo e quella convogliata della luce che lo irradia è possibile calcolare l'efficienza del pannello fotovoltaico.

Tensioni e correnti erogate da un pannello solare dipendono principalmente dalla tecnologia utilizzata per la realizzazione delle celle, dalla costituzione e disposizione dei moduli solari e dalle condizioni atmosferiche. Incrementando il numero di celle solari in parallelo all'interno di un modulo solare aumenta la corrente erogata dal pannello. Disponendo più moduli solari in parallelo si è invece in grado di incrementare la tensione erogata dallo stesso. Le caratteristiche elettriche del pannello dipendono anche, naturalmente, dalla radiazione luminosa che incide su di esso. Quest'ultima cambia al variare dell'ora della giornata, dalla declinazione solare e dalle condizioni meteorologiche. Infine, non è da sottovalutare l'effetto della temperatura, la quale modifica le caratteristiche di conducibilità dei semiconduttori, quindi della cella stessa.

Quando la cella solare non è collegata a nessun carico (circuitto aperto) la corrente che scorre ai suoi capi è nulla, mentre la tensione è massima. In questa situazione si può definire la cosiddetta Open Circuit Voltage (Voc), ovvero la tensione di circuito aperto. D'altro canto, quando la cella solare è cortocircuitata, si avrà una tensione nulla ai suoi capi, a differenza della corrente, che sarà massima. Questa corrente si definisce Short Circuit Current (Isc), ovvero corrente di cortocircuito. Dato che la potenza istantanea erogata dalla cella solare è definibile come il prodotto fra la corrente e la tensione ai suoi capi, si ha che nessuna delle due situazioni sopra descritte (cortocircuito e circuito aperto) risulta essere la migliore dal punto di vista della potenza erogata, in quanto, in entrambi i casi, risulta essere nulla. Tuttavia, esiste un punto intermedio nella quale corrente e tensione hanno un valore discretamente diverso da zero e per cui la cella genera la massima potenza possibile. Questo punto di lavoro è detto Maximum Power Point (MPP) e esistono diversi algoritmi denominati Maximum Power Point Trackers (MPPT) per garantire il funzionamento del pannello in tale regime.

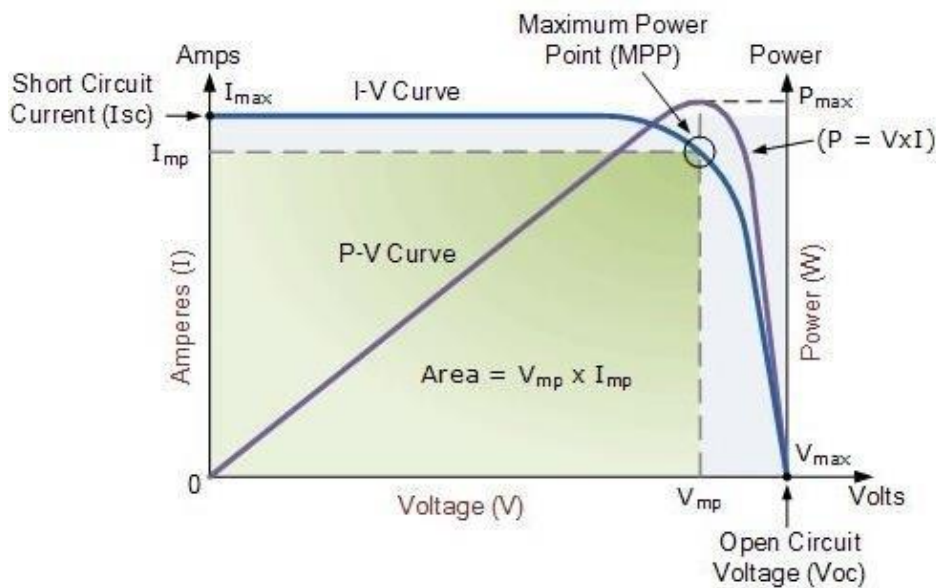


Figura 2.3 Caratteristiche Corrente-Tensione (blu) e Potenza-Tensione (viola) di una cella fotovoltaica con corrispettivo Maximum Power Point.[2]

Come descritto nei paragrafi precedenti, disponendo le celle in serie o parallelo si è in grado di modificare la curva corrente-tensione del pannello fotovoltaico ottenuto, andando a modificare di conseguenza anche la posizione del suo Maximum Power Point. Questa situazione è ben raffigurata in Figura 2.4.

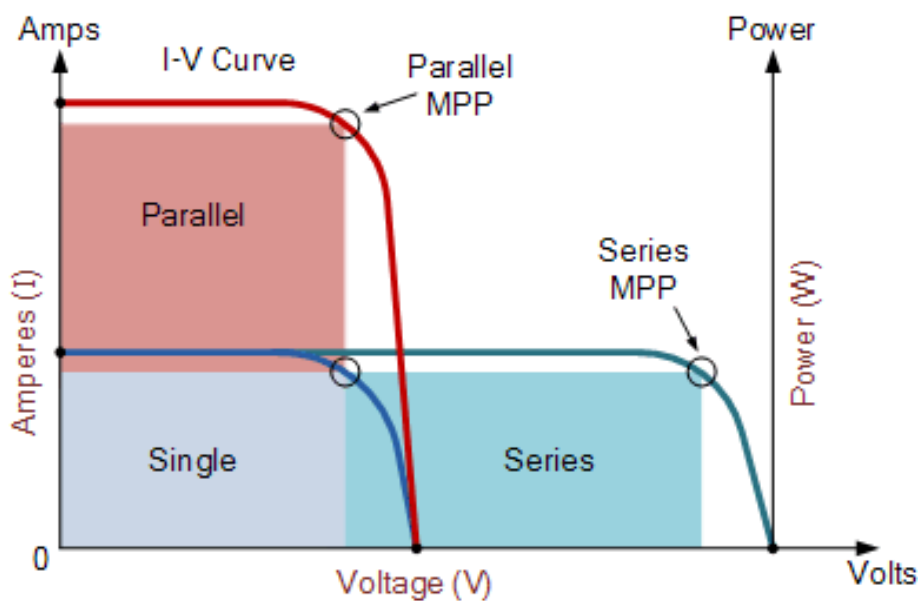


Figura 2.4 Spostamento del Maximum Power Point dovuto al collegamento in serie o parallelo delle celle solari.[3]

La produzione elettrica delle celle fotovoltaiche è inoltre molto sensibile allo Shading (ombreggiamento). Quando anche solo una piccola porzione di una cella è ombreggiata, la potenza erogata dal pannello si riduce drasticamente a causa di un cortocircuito interno. Gli elettroni prodotti dalla porzione di cella esposta al sole utilizzano la parte in ombra per invertire il proprio corso, generando quindi sul totale una corrente di uscita molto scarsa. Inoltre, se il carico esterno dovesse avere un'impedenza sufficientemente bassa, la tensione generata dalle altre celle potrebbe essere tale da forzare più corrente attraverso la cella ombreggiata andando a danneggiare la giunzione che caratterizza la cella, quindi la cella stessa. Una cella ombreggiata invece che fornire potenza al sistema la assorbe e la disperde sotto forma di calore. Un modulo che presenta ombreggiamento risulta notevolmente debilitato dato che una singola cella ombreggiata è in grado di assorbire la potenza erogata da decine di celle esposte a radiazione solare (illuminate).

Polvere, neve e altre impurità presenti sulla superficie del pannello generano le stesse problematiche legate allo Shading. Queste perdite, tuttavia, dipendono fortemente dalle regioni e dai luoghi in cui i pannelli sono installati. È scontato dire che dei moduli solari installati nei pressi di industrie, strade, deserti o colture ne risultano notevolmente influenzati. Per i sistemi fotovoltaici residenziali, una pulizia regolare garantisce comunque una buona produzione a scapito di un impegno esiguo; mentre, a livello industriale le perdite dovute alla sporcizia del pannello possono essere ingenti. In inglese questa problematica viene riassunta sotto il nome di Soiling.

A maggior ragione, anche per le problematiche appena riportate, un algoritmo di MPPT risulta di fondamentale importanza.

2.2 Inverter fotovoltaico

L'inverter è il circuito che realizza il collegamento tra il pannello fotovoltaico e la rete. Il compito principale di questo dispositivo è convertire la corrente continua in uscita dal modulo fotovoltaico in corrente alternata, garantendo la corretta frequenza e ampiezza dell'onda risultante, oltre che una buona efficienza di conversione. L'inverter fotovoltaico, inoltre, è il responsabile del raggiungimento del Maximum Power Point descritto nel *Capitolo 1* precedente. Questo avviene attraverso l'inserimento di particolari moduli che modificano l'impedenza d'ingresso del dispositivo in base alle necessità di corrente e tensione.

L'inverter è generalmente composto da due sotto-circuiti: un convertitore DC-DC e un convertitore DC-AC. Il convertitore DC-DC a monte è necessario per garantire una tensione continua costante in ingresso al DC-AC, di valore tale da consentire a quest'ultimo una conversione in alternata con caratteristiche ben precise, per esempio 230 V, 50 Hz sinusoidale nel caso di rete elettrica domestica nazionale. La tensione di uscita del pannello, come descritto nel paragrafo 1.1.1, dipende fortemente dalle condizioni ambientali, oltre che dal modulo stesso, per cui è necessario, prima di convertirla in alternata, portarla ad un valore costante prestabilito. Una volta effettuata questa operazione è possibile trasformare la tensione da continua a alternata. Il responsabile di questa conversione è il convertitore DC-AC, quello che in elettronica viene effettivamente chiamato Inverter.

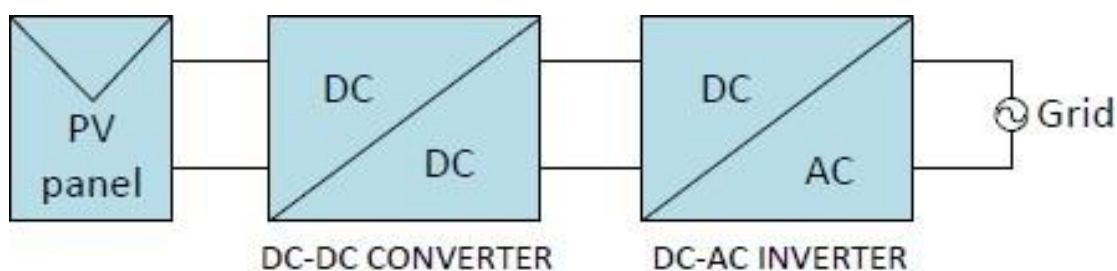


Figura 2.5 I due stadi che compongono l'inverter. [4]

I convertitori switching DC-DC basano il proprio funzionamento sul principio di commutazione a frequenze relativamente elevate. Questo significa che la tensione di ingresso viene commutata rapidamente,

solitamente a una frequenza che va dai kHz ai MHz, attraverso l'uso di dispositivi a semiconduttore come i transistor. Durante la commutazione, l'energia viene immagazzinata in un trasformatore o un'induttanza, e successivamente rilasciata al carico.

Un convertitore switching DC-DC può essere sincrono o asincrono. Nel caso più elementare, quello asincrono, la commutazione viene gestita attraverso un solo transistor, il quale determina la commutazione di un diodo di ricircolo. Nella configurazione sincrona, il diodo è rimpiazzato da un secondo transistor, la quale commutazione può essere gestita in modo separato, ma sincrona, rispetto al primo. Questa architettura permette di minimizzare le perdite di potenza durante il processo di commutazione, poiché il grado di libertà sulla commutazione separata dei due transistor, e le proprietà superiori di quest'ultimi rispetto ai diodi in termini di conduzione e velocità di commutazione, consente di ottimizzare le fasi di commutazione riducendone le perdite associate.

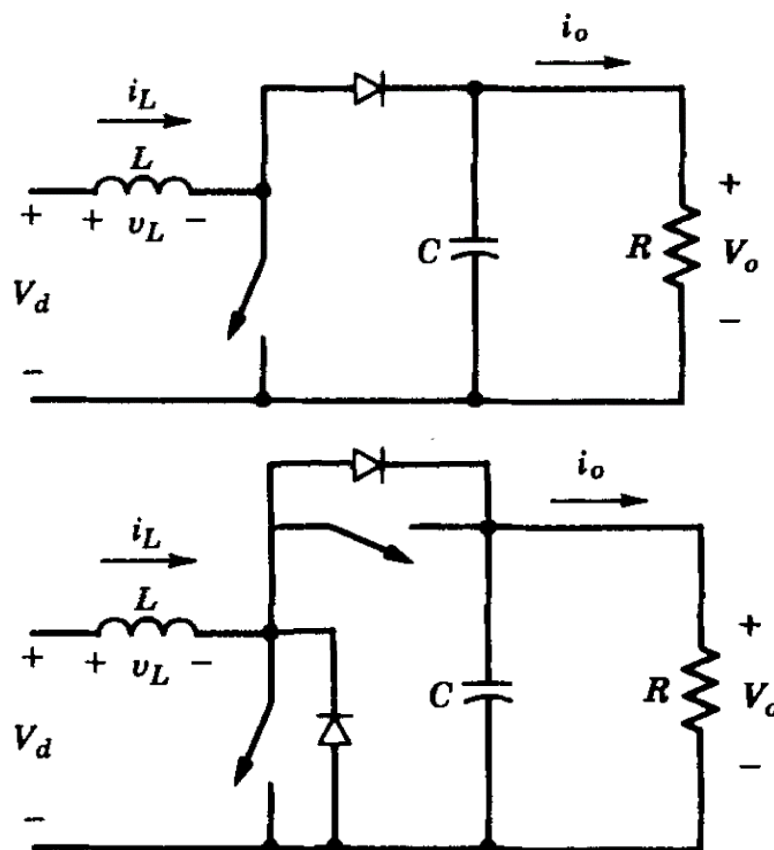


Figura 2.6 Topologie più semplici per convertitori DC-DC switching Boost. In alto, il caso asincrono, in basso, il caso sincrono.[5]

Il controllo dei transistor viene effettuato con dei segnali PWM (Pulse Width Modulation). Un segnale PWM è un tipo di segnale periodico il cui periodo può essere scomposto in due porzioni: un primo sottoperiodo in cui il segnale è a valore logico alto (in digitale: 1) e un secondo sottoperiodo in cui il segnale è a valore logico basso (in digitale: 0). Si definisce Duty Cycle il rapporto tra la lunghezza del sottoperiodo alto e la durata del periodo del segnale. Variando il valore di duty cycle della tensione gate-source del transistor (o dei transistor) si può modificare il rapporto tra il tempo in cui l'induttanza (o trasformatore) accumula energia e quello in cui la rilascia. Così facendo si è in grado di controllare l'amplificazione o attenuazione della tensione in uscita al convertitore rispetto a quella in ingresso.

Il principio di funzionamento dei convertitori DC-AC si basa sul commutare molto rapidamente la tensione continua di ingresso, in modo tale da ottenere una tensione alternata a forma di onda quadra in uscita, e poi effettuare un filtraggio ad-hoc che vada a selezionare solamente la frequenza di interesse. Nel caso di applicazioni fotovoltaiche, la tensione in uscita sarà sinusoidale.

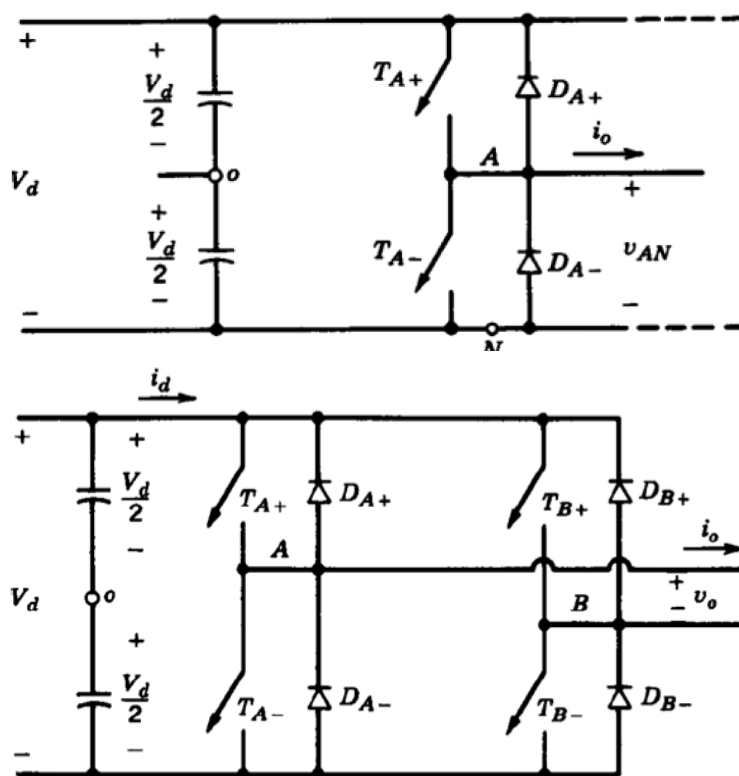


Figura 2.7 Le due tipologie principali di inverter. In alto, l'inverter half-bridge, in basso, l'inverter full-bridge.[5]

Esistono principalmente due tipi di configurazioni con cui è possibile realizzare un inverter: half-bridge e full-bridge. Entrambi i circuiti sono raffigurati in *Figura 2.7*.

Nel caso dell'inverter half-bridge si hanno due transistor, i quali sono collegati in serie tra il positivo e il negativo della tensione di ingresso continua. La tensione di uscita è prelevata tra il nodo A e il nodo 0 (fare riferimento alla *Figura 2.7*). Il riferimento di tensione negativo (nodo 0) è ottenuta ripartendo la tensione V_d attraverso l'utilizzo di due capacità di uguale valore. La tensione sul nodo A, invece, dipende dall'accensione e spegnimento degli interruttori di potenza. Questi dispositivi sono sincronizzati in modo tale da garantire che, quando un transistor è acceso, l'altro è spento, e viceversa. Per la natura della conversione, si otterrà una in uscita un'onda quadra con valore alto $V_d/2$ e valore basso $-V_d/2$. In antiparallelo ai transistor vengono collegati dei diodi di ricircolo per consentire al flusso di corrente di fluire in modo sicuro quando il transistor è spento. Se, ad esempio, fosse collegato un carico induttivo all'uscita dell'inverter, questo tenderebbe ad opporsi alle variazioni di corrente, ponendo un diodo in antiparallelo al transistor si è in grado di fare in modo che la corrente generata dal carico reattivo scorra sul diodo di ricircolo senza interessare l'interruttore di potenza.

L'inverter full-bridge è simile a quello half-bridge, in questo caso vengono però utilizzati quattro transistori anziché due. La tensione di uscita è prelevata tra il nodo A e il nodo B del dispositivo (fare riferimento alla *Figura 2.7*). Questa tensione è quindi il risultato della commutazione combinata dei quattro interruttori di potenza. Anche in questo caso vengono posti dei diodi in antiparallelo ai transistor in modo tale da garantire un flusso di corrente che non danneggi il circuito.

In generale, l'inverter full-bridge ha una migliore capacità di gestione della potenza e una più elevata efficienza energetica. Tuttavia, richiede componenti aggiuntivi e una maggiore complessità nel controllo dei dispositivi di potenza rispetto all'inverter half-bridge.

Gli interruttori di commutazione degli inverter sono controllati da segnali PWM con duty cycle variabile in modo periodico, un esempio è riportato in *Figura 2.8*.

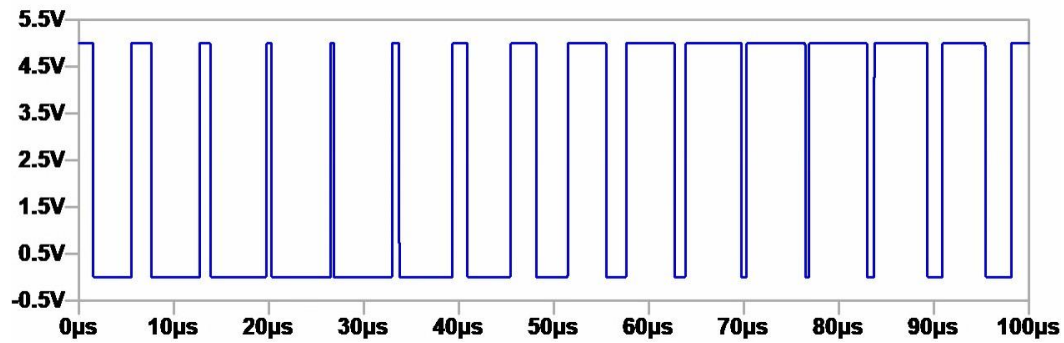


Figura 2.8 Esempio di andamento di un segnale PWM con duty cycle periodico. [6]

Questi dispositivi presentano all'uscita un segnale ad alta potenza che ha un andamento simile al segnale proposto in *Figura 2.8*. Grazie ad un apposito filtraggio in uscita si è poi in grado di trasformare tale segnale in una sinusoide.

2.3 Possibili configurazioni di inverter per applicazioni fotovoltaiche

Un inverter fotovoltaico può essere progettato per convertire la potenza in ingresso da tutto il campo fotovoltaico, da una porzione di esso o, in caso estremo, solamente da un unico pannello solare. Queste tre configurazioni rappresentano tre possibili soluzioni per la conversione della corrente continua in corrente alternata. In questo capitolo verranno discussi i vantaggi e gli svantaggi all'adottare una di queste configurazioni.

Le tre disposizioni sopra introdotte sono:

1. inverter centrale: tutta la potenza del campo fotovoltaico viene convertita da un unico inverter;
2. inverter di stringa: sono presenti diversi inverter che convertono la potenza derivante solamente da una porzione del campo fotovoltaico;
3. micro-inverter: è presente un inverter per ogni pannello fotovoltaico o coppia di pannelli fotovoltaici;

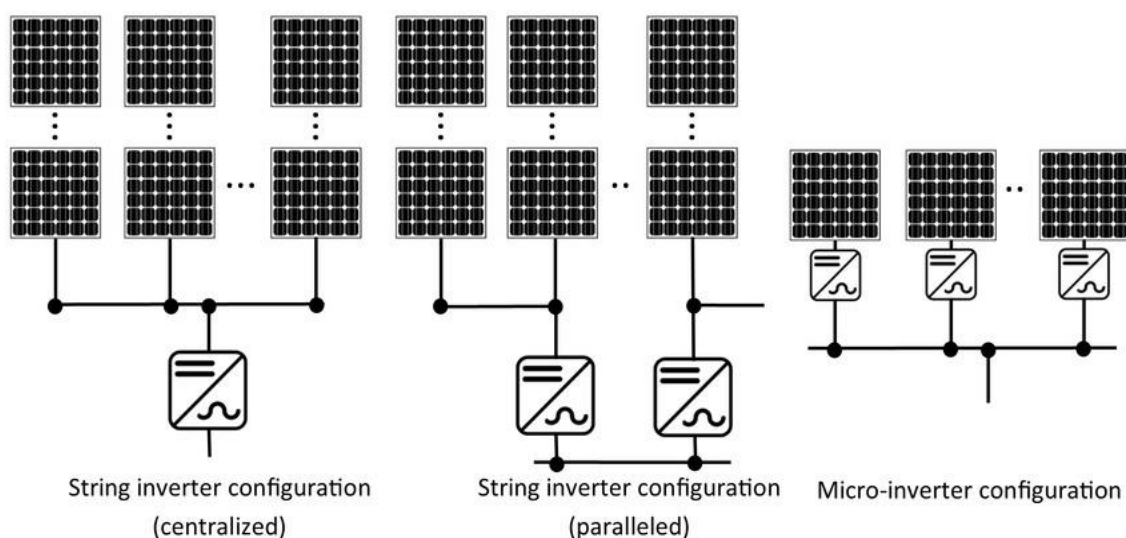


Figura 2.9 Possibili disposizioni degli inverter negli impianti fotovoltaici.[7]

La configurazione a inverter centrale prevede l'utilizzo di un solo dispositivo per la conversione della corrente da continua a alternata. Di conseguenza tutta la potenza generata dal campo fotovoltaico viene convogliata su un unico inverter il cui scopo è di renderla fruibile dalla rete. Generalmente questi dispositivi sono studiati per lavorare a potenze che vanno dalle decine di kW a centinaia di kW .

Il vantaggio principale di questa architettura è il basso costo. Innanzitutto, pur dovendo lavorare a potenze molto elevate, richiedendo quindi componenti molto specifici e robusti, è pur sempre meno costoso acquistare un unico grande inverter piuttosto che comprare molti micro-inverter. Il vantaggio economico comprende inoltre il costo di installazione e manutenzione del dispositivo. L'installazione avviene una sola volta e una manutenzione regolare garantisce una buona copertura dai guasti.

D'altro canto, però, avere un solo convertitore porta dei grossi svantaggi. Una possibile avaria sull'inverter fermerebbe completamente la produzione di energia. Spesso dei guasti su tali dispositivi comportano la rimozione e sostituzione di uno o più componenti, inficiando dal punto di vista economico sia per l'elevato costo di essi che per la temporanea assenza di produzione di energia elettrica. Inoltre, come descritto nel *Capitolo 1*, gli inverter devono funzionare in uno specifico regime di lavoro che dipende fortemente dalle correnti e tensioni erogate dal pannello, il cosiddetto Maximum Power Point (MPP). Nel caso dell'inverter centrale, l'algoritmo di Maximum Power Point Tracking lavora sull'aggregato delle correnti e tensioni dispensate dall'intero impianto fotovoltaico, senza considerare la produzione del singolo modulo solare. Nel caso in cui una porzione del campo solare fosse sottoposta a Shading o Soiling, si avrebbero considerevoli perdite legate all'assenza di un unico MPP. Infatti, come dimostrato in [8], lo Shading parziale di un campo solare genera più regimi di funzionamento ottimale (MPP diverso per pannello o regione di impianto fotovoltaico), i quali, se non garantiti individualmente, non è possibile ottenere la massima potenza erogabile dal campo solare. L'impossibilità di soddisfare a pieno le potenzialità di ogni singolo pannello porta ad una riduzione di efficienza. In questi termini, la configurazione a micro-inverter rappresenta una soluzione al problema.



Figura 2.10 Esempio di inverter centrale prodotto da ABB con potenza nominale massima pari a 5 MW. [9]

L'architettura a micro-inverter consiste nel disporre un inverter per ogni pannello solare o coppia di pannelli solari. Tali dispositivi risultano essere notevolmente più piccoli rispetto agli inverter centrali o di stringa. Il range di potenze entro cui questi inverter generalmente lavora va dai 200 W a 1 kW.

L'architettura a micro-inverter permette ai pannelli di lavorare singolarmente e grazie all'utilizzo di un algoritmo di MPPT distribuito si riescono a ottenere efficienze notevolmente superiori rispetto all'architettura a inverter centrale [10]. Nel caso in cui una porzione del campo fosse sottoposta a Shading o Soiling, ne risentirebbe solo la potenza erogata dei moduli effettivamente coinvolti da questi fenomeni, intaccando poco la produzione totale. Viceversa, nel caso dell'inverter centrale, anche un solo modulo sottoposto a Shading compromette buona parte della produzione totale.

Lo svantaggio principale dell'architettura a micro-inverter è legato al costo di implementazione di tale tecnologia. Secondo un rapporto del 2023 del Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems [11], a giugno 2021 la tecnologia a micro-inverter costa 0.25€/Wp* a differenza di inverter centrali e di stringa il cui costo è, rispettivamente, 0.03€-0.05€/Wp e 0.03€-0.17€/Wp. Questo rappresenta il motivo principale per cui il market share stimato dei micro-inverter sia del 1.4%, mentre quello di inverter centrali e di stringa sia, rispettivamente, 33.7% e

*Il costo riportato è da intendersi come euro/Watt picco, dove il Watt picco è l'unità di misura della potenza teorica massima producibile da un generatore elettrico. **15**

64.4%, la percentuale restante è legata a sistemi off-grid (autonomi). Implementare un inverter per ogni pannello, pur essendo molto efficace dal punto di vista della potenza erogata è comunque piuttosto costoso, soprattutto rispetto alle configurazioni già consolidate nel mercato.

Inoltre, è tradizionalmente accettato che, quando si hanno più convertitori, come nel caso dei micro-inverter, per avere una produzione di energia continua, bisogna incrementare il tempo medio che intercorre tra un guasto e il successivo del singolo convertitore (questo tempo è denominato Mean Time Between Failures, MTBF). Per garantire che il singolo micro-inverter abbia un elevato MTBF, i componenti che lo costituiscono devono essere molto affidabili e robusti, contribuendo ad aumentare il costo del micro-inverter.



Figura 2.11

Esempio di micro-inverter prodotto da ALMASOLAR con potenza massima nominale pari a 460 W. [12]

Infine, la configurazione a inverter di stringa rappresenta un buon compromesso tra le due architetture già descritte. In questo caso si ha un inverter per ogni gruppo di pannelli solari, generalmente questi dispositivi hanno delle potenze nominali che vanno da un kW a decine di kW . Pur essendo più costosa della disposizione a inverter centrale è comunque più economica di quella a micro-inverter. Tuttavia, presenta le stesse problematiche legate a Shading e Soiling e alla non perfetta ottimizzazione dell'algoritmo di MPPT centralizzato.



Figura 2.12

Esempio di inverter di stringa prodotto da FIMER con potenza massima nominale pari a 5 kW. [13]

3. Introduzione alla tecnologia GaN

Nel *Capitolo 2* si è mostrato come i micro-inverter rappresentino generalmente la miglior soluzione dal punto di vista di efficienza di conversione e gestione del circuito. Tuttavia, il costo rappresenta comunque un problema quando si compete non solo con inverter di stringa o centrali ma anche con le fonti energetiche fossili. D'altro canto, il costo principale di un micro-inverter è generalmente legato agli elementi di gestione del calore piuttosto che ai componenti del convertitore [14]. Aumentando l'efficienza di conversione si riducono le richieste di rimozione del calore, raggiungendo ipoteticamente la Grid Parity*, ovvero la riduzione del costo del micro-inverter e, di conseguenza, dell'energia prodotta attraverso un impianto a micro-inverter.

Le perdite di potenza principali degli inverter sono causate dall'induttore (o trasformatore) e dagli interruttori di potenza (transistor). In questo capitolo viene introdotto il Nitruro di Gallio (GaN), un materiale alternativo al silicio utilizzato per la realizzazione di transistori e diodi di potenza. Tale materiale è fondamentale ai fini del progetto perché permette di aumentare l'efficienza della conversione energetica e di diminuire ulteriormente le dimensioni dei micro-inverter, grazie all'utilizzo di frequenze di funzionamento molto elevate. Tuttavia, è necessario prima introdurre le tipologie di perdite che caratterizzano i transistor per consentire al lettore di comprendere a pieno quanto le proprietà del GaN lo rendano uno dei candidati migliori per la realizzazione di questi dispositivi.

18 *si parla di Grid Parity (o parità di rete) quando il prezzo dell'energia prodotta da un impianto fotovoltaico diventa competitivo con quello dell'energia convenzionale.

3.1 Perdite di potenza nei transistor

Innanzitutto, la potenza media dissipata da un dispositivo in un periodo T è definibile come:

$$\int_0^T V(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

ovvero, l'integrale rispetto al tempo di corrente e tensione istantanee prese considerando la convenzione dell'utilizzatore.

Nel caso del transistor si hanno principalmente due tipi di perdite: perdite di conduzione e perdite di commutazione.

Le perdite di conduzione sono causate dalla resistività, se pur bassa, del materiale semiconduttore, oltre a possibili meccanismi di scattering. Infatti, i transistor, pur quando sono accesi, hanno una resistenza interna che disperde energia sotto forma di calore. In altri termini:

$$P_{cond} = R_{ds,on} \cdot I_{ds,avg}^2$$

Ovvero, le perdite di potenza di conduzione del transistor sono proporzionali alla resistenza che questo oppone al passaggio di corrente quando acceso e al quadrato della corrente media che vi scorre.

Le perdite di commutazione (switching), invece, sono causate dalla non istantanea commutazione dei valori di corrente e tensione ai capi del transistor. Dato che la potenza è definita come l'integrale rispetto al tempo del prodotto di corrente e tensione istantanee e il dispositivo necessita di un tempo significativamente diverso da zero per passare da uno stato di conduzione a uno stato di interruzione e viceversa, la potenza dissipata durante tale fase non è nulla. Queste perdite di potenza sono proporzionali al tempo impiegato per effettuare la commutazione e alla frequenza con cui queste commutazioni avvengono (frequenza di switching del convertitore). Ovvero:

$$P_{sw} \propto t_{sw(ON/OFF)} \cdot f_{sw}$$

In *Figura 3.1* sono raffigurate le due tipologie di perdite di potenza introdotte in questo capitolo.

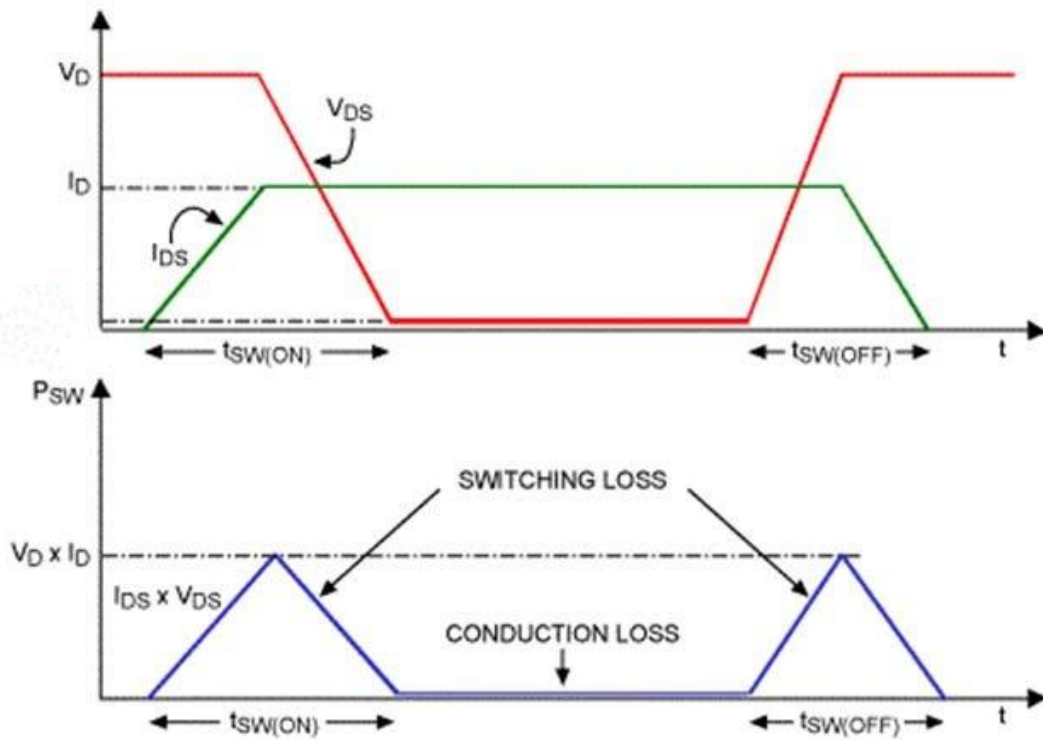


Figura 3.1 In alto, un possibile andamento di corrente e tensione ai capi di un transistor. In basso, la potenza istantanea dissipata dal dispositivo in questione, suddivisa in perdite di conduzione (Conduction Loss) e perdite di commutazione (Switching Loss). [15]

3.2 Semiconduttori WBG

Tradizionalmente per la realizzazione degli inverter vengono impiegati dei transistor al Silicio (Si), ma attualmente non rappresentano più la miglior soluzione possibile disponibile sul mercato. Negli ultimi decenni, lo sviluppo della tecnologia al Silicio per applicazioni elettroniche di potenza si è avvicinato ai limiti prestazionali teorici dovuti al materiale stesso. Per superare questi limiti, è possibile adottare materiali semiconduttori alternativi con un'ampia banda proibita (Wide-BandGap, WBG), i quali garantiscono transistori con prestazioni superiori in termini di tensione di blocco, conducibilità elettrica, velocità di commutazione, temperatura operativa e ingombro complessivo [16]. *Al momento, i materiali WBG più sviluppati e affermati nell'elettronica di potenza sono il carburo di silicio (SiC) e il nitruro di gallio (GaN).*

In *Tabella 3.1* e *Figura 3.2* vengono confrontate le proprietà fondamentali del Si, SiC e GaN. Innanzitutto, i materiali WBG hanno un gap di energia (Energy Gap o Band Gap) molto superiore rispetto al Si. Questo gap è definito come la differenza di energia tra il livello di energia più basso della banda di conduzione e il livello di energia più alto della banda di valenza di un materiale semiconduttore. Rappresenta, quindi, l'energia minima richiesta affinché un elettrone possa spostarsi dalla banda di valenza alla banda di conduzione, dove può muoversi come carica libera. La dimensione dell'Energy Gap è un valore di fondamentale importanza dei semiconduttori, in quanto determina la tensione di blocco. In particolare, un Band Gap elevato implica un campo elettrico di rottura maggiore (Critical Electric Field). Il campo elettrico di rottura è definito come il valore massimo di campo elettrico che un materiale semiconduttore può sostenere prima di iniziare a condurre in modo incontrollato. Di conseguenza, i materiali WBG presentano tensioni di rottura (Breakdown) a livello di dispositivo più elevate rispetto al Si. Inoltre, l'elevato gap energetico permette ai dispositivi di funzionare a temperature maggiori, in quanto l'energia richiesta agli elettroni per saltare dallo stato di valenza a quello di conduzione è superiore, garantendo quindi minori correnti di perdite anche ad elevate temperature.

Parameter	Description	Si	SiC	GaN
E_g (eV)	Energy Gap – Band Gap	1.12	3.26	3.39
μ_n (cm ² /Vs)	Electron Mobility	1430	900	2000
v_n (Mcm/s)	Electron Saturation Velocity	10	20	25
E_b (MV/cm)	Breakdown Electric Field	0.3	3.0	3.3
λ_{th} (W/cmK)	Thermal Conductivity	1.5	3.7	1.3
T_m (°C)	Melting Point	1414	2730	2500

Tabella 3.1 Proprietà fondamentali dei materiali Si, SiC e GaN. [6]

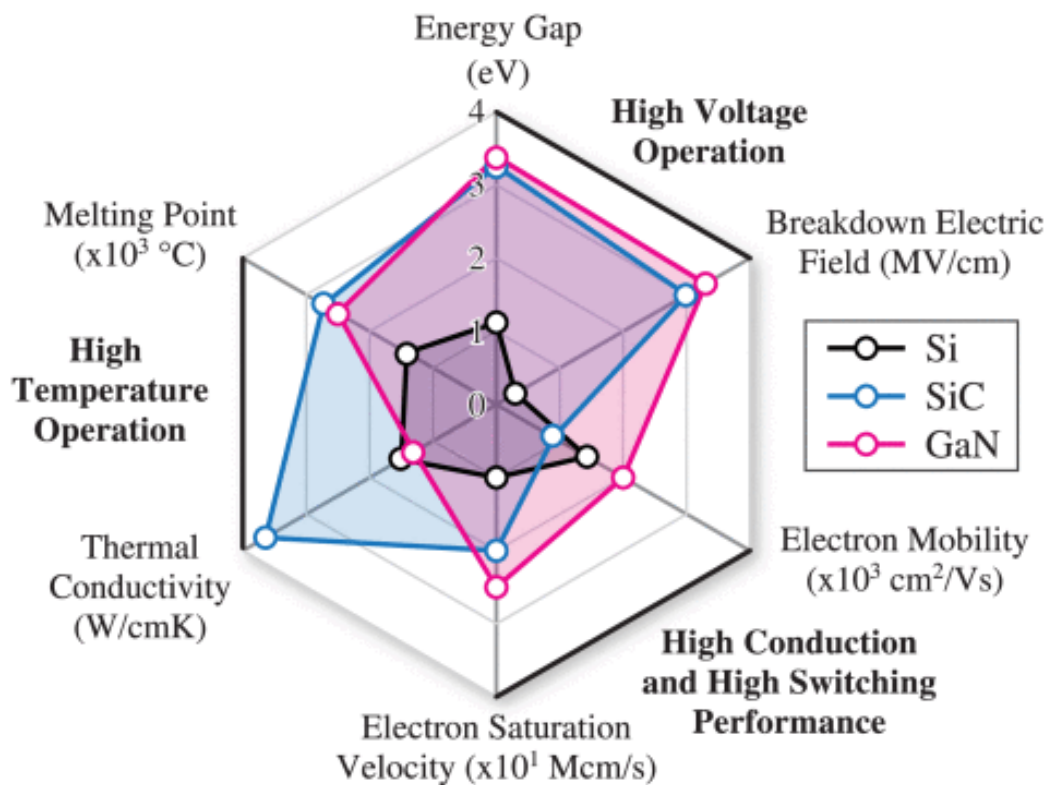


Figura 3.2 Grafico a radar che confronta le proprietà fondamentali dei materiali Si, SiC e GaN. [17]

L'alto campo elettrico di rottura permette di realizzare transistori con dimensioni più compatte, quindi regioni di conduzione con lunghezze ridotte, garantendo una minore resistenza in stato di conduzione (On-State Resistance) e una più rapida velocità di commutazione del dispositivo a parità di campo elettrico di rottura.

La conducibilità termica (Thermal Conductivity) è la capacità di un materiale di condurre calore. È una misura della velocità e dell'efficienza con cui un semiconduttore può trasferire il calore attraverso di esso. Nel caso dei materiali riportati, GaN presenta una conduttività termica molto simile a Si, a differenza di quella del SiC che risulta notevolmente superiore, consentendo un miglior trasferimento del calore dalla giunzione del semiconduttore all'ambiente esterno.

Infine, i valori elevati di velocità di saturazione degli elettroni e di mobilità degli elettroni dei materiali WBG generano commutazioni più rapide e proprietà di conduzione migliori.

Risulta chiaro che le caratteristiche intrinseche del carburo di silicio e del nitruro di gallio forniscono la base per dispositivi a semiconduttore con prestazioni di gran lunga superiori rispetto al silicio. In particolare, dall'analisi riportata si deduce che il GaN presenta le migliori proprietà per quanto riguarda resistenza in stato di conduzione, tensione di breakdown e velocità di commutazione. D'altro canto, SiC è la miglior soluzione nel caso di applicazioni ad alta densità di corrente e potenza, quindi elevate temperature [16].

3.3 GaN HEMT

Anche se meno matura e affermata del SiC, la tecnologia GaN sta progredendo rapidamente e sono disponibili in commercio diversi dispositivi a semiconduttore ad alta tensione da 600 V/650 V. In particolare, la maggior parte dei produttori sfrutta ancora substrati in silicio di grandi dimensioni consolidati per la crescita dello strato epitassiale di GaN, sfruttando strutture e conoscenze esistenti e riducendo i costi di produzione. Tuttavia, questa pratica costringe i produttori di semiconduttori GaN a realizzare dispositivi di potenza con struttura laterale, noti come transistor ad alta mobilità elettronica (High Electron Mobility Transistor, HEMT), rendendo più complessa, ad oggi, la realizzazione e commercializzazione di dispositivi di potenza verticali, con prestazioni teoriche superiori [16].

Gli HEMT sono costituiti da una etero-giunzione AlGaIn/GaN caratterizzata da uno strato di elettroni ad alta mobilità, denominato gas bidimensionale di elettroni (2DEG), che opera come canale di conduzione di corrente tra il drain e il source del dispositivo controllato dalla tensione di gate applicata. A causa della naturale presenza del 2DEG la struttura HEMT più semplice funziona in modalità normalmente attiva (Depletion, D-mode HEMT). Modificando la struttura di gate si è in grado di spostare positivamente la tensione di soglia e realizzare un dispositivo normalmente spento (Enhancement, E-mode HEMT). Così facendo si può ottenere un transistor con un comportamento molto simile a un MOSFET, il che risulta essere un vantaggio dal punto di vista commerciale dato che la maggior parte dei driver sul mercato sono progettati per funzionare con i MOSFET.

Gli E-mode HEMTs presentano una struttura intrinsecamente bidirezionale e iniziano a condurre non appena una delle tensioni gate-source o gate-drain supera la tensione di soglia del dispositivo. Generalmente questi transistori sono pilotati con tensioni dell'ordine dei 5 V/ 6 V e presentano una tensione di soglia di 1.5 V/ 2.5 V. Inoltre, gli HEMT sono caratterizzati da un meccanismo di conduzione inversa autocommutata (Self-Commutated Reverse Conduction, SCRC) che assomiglia al funzionamento di un diodo di commutazione ma con una caduta di tensione superiore. Tuttavia, la carica di recupero inversa è

pari a zero, data l'assenza di un vero e proprio diodo fisico (bipolare) [16].

Gli svantaggi principali dei E-mode HEMTs sono l'elevata caduta di tensione in conduzione inversa, la bassa tensione di soglia di gate, rendendoli particolarmente suscettibili al ringing*, e la tensione di gate limitata superiormente a $\approx 6 V$, che potrebbe richiedere una riduzione nella rapidità e ampiezza dei segnali di controllo del dispositivo per evitare guasti.

In *Tabella 3.2* vi è un confronto tra i parametri fondamentali di due transistor con specifiche simili attualmente prodotti da STmicroelectronics. In particolare STL18N65M5 è un MOSFET N-channel al Silicio e SGT120R65AL è un E-mode HEMT al Nitruro di Gallio. I valori riportati sono stati misurati nelle stesse condizioni di funzionamento. Le uniche eccezioni si hanno per il ritardo d'accensione, che nel caso di STL18N65M5 è stato misurato con una corrente media di $9.5 A$ mentre per l'altro dispositivo questa corrente è $5 A$, e per la capacità d'ingresso, che nel caso di STL18N65M5 è stata misurata con una tensione Drain-Source pari a $100 V$ mentre nell'altro caso questa tensione è $400 V$. I restanti valori caratterizzanti i dispositivi, e non riportati in *Tabella 3.2* perché poco utili ai fini della trattazione, possono essere consultati nei datasheet forniti da STmicroelectronics [17]-[18].

Parametro	STL18N65M5	SGT120R65AL
Tipologia	Si N-channel MOSFET	GaN E-mode HEMT
Corrente Drain-Source massima	$15 A$	$15 A$
Tensione Drain-Source massima	$650 V$	$650 V$
Resistenza termica, giunzione-case	$2.2 \text{ }^\circ\text{C/W}$	$0.65 \text{ }^\circ\text{C/W}$

*Il Ringing è un fenomeno elettrico indesiderato caratterizzato da oscillazioni ad alta frequenza di un segnale generalmente causate dalla presenza di induttanze e capacità parassite nel circuito.

Resistenza termica, giunzione-ambiente	59 °C/W	26 °C/W
Tensione di soglia tipica	4 V	1.8 V
Resistenza Drain-Source in stato ON	215 mΩ	75 mΩ
Capacità di ingresso	1240 pF	125 pF
Carica di gate totale	31 nC	3.00 nC
Ritardo all'accensione	36 ns	4.1 ns

Tabella 3.2 Transistor STL18N65M5 [17] e SGT120R65AL [18] messi a confronto.



Figura 3.3 A sinistra, STL18N65M5 [17], a destra, SGT120R65AL [18]. Entrambi prodotti da STMicroelectronics.

I valori riportati in *Tabella 3.2* confermano i vantaggi della tecnologia GaN rispetto a quella in Si. Innanzitutto, di fondamentale importanza è il valore della resistenza Drain-Source. Un elevato valore di questo parametro implica delle ingenti perdite di potenza di conduzione del dispositivo. Il transistor GaN ha un valore di resistenza circa 3 volte inferiore rispetto a quello in Si, di conseguenza, in questo caso, le perdite di potenza di conduzione del SGT120R65AL sono circa tre volte inferiori rispetto al dispositivo al Silicio.

I valori delle resistenze termiche del transistor GaN sono inferiori rispetto a quelle in Si. Questa caratteristica è generalmente preferibile

dato che una resistenza termica più bassa indica che il dispositivo è in grado di disperdere in modo più efficiente il calore, evitando il surriscaldamento e garantendo una maggiore durata e affidabilità del componente, oltre che maggiori prestazioni

In *Tabella 3.2*, inoltre, sono riportati i valori di carica di gate e ritardo di accensione dei due dispositivi. Questi parametri sono notevolmente inferiori nel caso del GaN. Una maggiore carica di gate implica un tempo superiore per accendere e spegnere il dispositivo, ciò causa perdite di potenza di tipo switching maggiori. Di conseguenza, le ridotte perdite di switching nel caso del GaN consentono di realizzare dei convertitori con frequenze di funzionamento più alte, ottenendo delle efficienze paragonabili agli inverter che utilizzano Si, ma un'area e/p volume del circuito notevolmente ridotto. In particolare, dato che il valore dei passivi nel circuito (induttori e condensatori) è inversamente proporzionale alla frequenza di switching del dispositivo, un aumento in frequenza rappresenta un vantaggio dal punto di vista dell'area occupata e dal costo dei passivi. In conclusione, grazie alla tecnologia GaN e a un corretto dimensionamento, si potrebbero ottenere dei convertitori con un minore impiego di area, un costo dei passivi inferiore e delle efficienze superiori.

4. Dimensionamento di un micro-inverter fotovoltaico

In questo capitolo è mostrato un possibile esempio di dimensionamento di un micro-inverter realizzato con dei transistor GaN HEMT.

Per il circuito in questione è stato scelto un target di potenza nominale massimo pari a 400 W . Questo valore è stato scelto in funzione della potenza erogata dagli attuali pannelli fotovoltaici e delle potenze nominali di alcuni micro-inverter già presenti sul mercato. Si ricorda, infatti, che nella configurazione a micro-inverter ogni inverter deve convertire l'energia proveniente da un solo modulo fotovoltaico.

Come descritto nel paragrafo 2.1 tensioni e correnti dispensate da un pannello sono suscettibili a variabilità nel tempo. In questo caso, come valori di tensione e corrente massima in ingresso al micro-inverter sono stati scelti rispettivamente 40 V e 10 A . Come valori minimi, invece, 20 V e 5 A . Questi valori sono stati selezionati in virtù delle stesse considerazioni effettuate per la potenza massima nominale. In sostanza il circuito è stato studiato per ricevere in ingresso una tensione V_{IN} e una corrente I_{IN} con:

$$20\text{ V} < V_{IN} < 40\text{ V} \quad \text{e} \quad 5\text{ A} < I_{IN} < 10\text{ A}.$$

È facile dimostrare che di conseguenza si avrà una potenza di ingresso P_{IN} compresa tra 100 W e 400 W in cui:

$$100\text{ W} = 20\text{ V} \cdot 5\text{ A} \text{ (caso a potenza minima);}$$

$$400\text{ W} = 40\text{ V} \cdot 10\text{ A} \text{ (caso a potenza massima).}$$

Detta P_{OUT} la potenza in uscita dal micro-inverter, si può definire l'efficienza di conversione η_{conv} :

$$\eta_{conv} = P_{OUT}/P_{IN} \quad (\text{eq 4.1})$$

Il micro-inverter è stato progettato per fornire una tensione di uscita sinusoidale monofase con valore efficace 230 V e frequenza 50 Hz , come da standard per la rete elettrica nazionale. Si può realizzare anche un micro-inverter con tensione di uscita trifase, tuttavia, questo avviene

generalmente per tagli di potenza molto superiori rispetto alla potenza nominale scelta.

Come descritto nel paragrafo 2.2, gli inverter sono generalmente costituiti da due circuiti distinti: un convertitore DC-DC e un convertitore DC-AC. Anche in questo caso viene effettuata questa distinzione, in particolare, sarà prima realizzato un convertitore DC-DC per portare la tensione di uscita del pannello al valore necessario per effettuare la conversione in corrente alternata. Dato che si è scelta come tensione di uscita una sinusoide con valore efficace* 230 V , il primo circuito da realizzare sarà un convertitore DC-DC che amplifichi la tensione di uscita dal pannello da $20\text{ V} \div 40\text{ V}$ alla tensione di picco della sinusoide di uscita, ovvero $V_{OUT,DC} = 230\text{ V} \cdot \sqrt{2} \approx 325\text{ V}$.

Successivamente la tensione continua di valore $V_{OUT,DC} = 325\text{ V}$ viene convertita in alternata da un convertitore DC-AC full-bridge.

*Il valore efficace di una funzione periodica è il valore che avrebbe un segnale costante di pari potenza media. In particolare, nel caso della tensione monofase si ha un valore efficace di 230 V e un valore di picco di circa 325 V .

4.1 Convertitore DC-DC

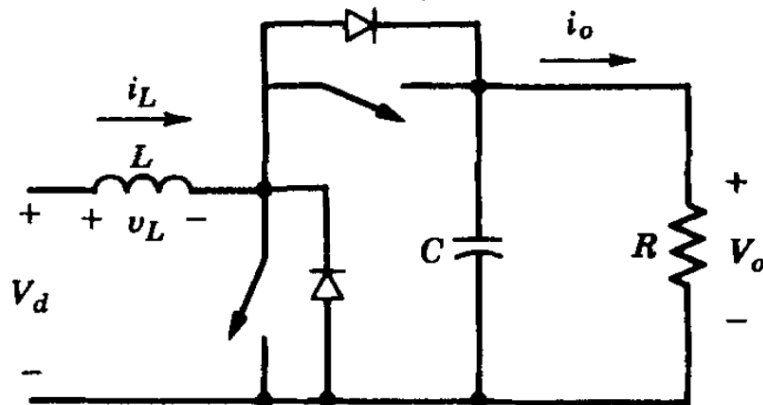


Figura 4.1 Convertitore switching boost sincrono [5]

Questo circuito deve convertire una tensione continua di ingresso a valore variabile compreso tra 20 V e 40 V in una tensione continua costante di valore $V_{OUT,DC} = 325$ V. Per realizzarlo è stata scelta la classica topologia del convertitore switching Boost sincrono riportata in Figura 4.1. Il guadagno di tensione di questo circuito è $G = V_{OUT}/V_{IN}$, nel caso ideale è una funzione solo del duty cycle ed equivale a:

$$G = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1-d} \quad (\text{eq. 4.2})$$

Dove d è il duty cycle. Di conseguenza, una volta definito G si può calcolare il valore di duty cycle necessario per garantire la conversione. Dato che il valore di V_{IN} è variabile si possono definire diversi valori di guadagno, tuttavia, le due situazioni limite sono:

$$G_{max} = V_{OUT,DC}/V_{IN,min} = 325 \text{ V}/20 \text{ V} = 16.25$$

$$G_{min} = V_{OUT,DC}/V_{IN,max} = 325 \text{ V}/40 \text{ V} = 8.125$$

Da cui derivano i seguenti valori limite di duty cycle:

$$d_{min} = 1 - \frac{1}{G_{min}} \approx 87.7\%$$

$$d_{max} = 1 - \frac{1}{G_{max}} \approx 93.9\%$$

Per quanto un convertitore con valori di duty cycle simili sia teoricamente possibile, generalmente l'amplificazione del circuito tende a scostarsi dal suo valore teorico per valori di duty cycle troppo elevati.

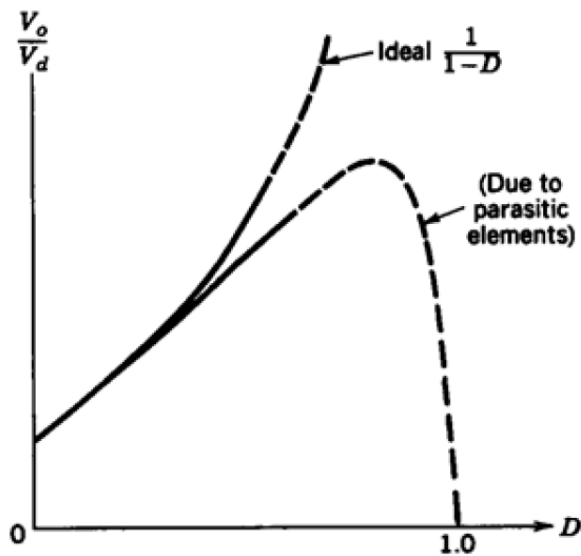


Figura 4.2 Andamento ideale e reale del guadagno del convertitore switching boost. [5]

È per questo motivo che in questo progetto è stato scelto di impiegare due stadi convertitori DC-DC boost in cascata. Il primo riceve in ingresso la tensione continua del pannello, la quale può variare, e restituisce 100 V, il secondo converte i 100 V in 325 V.

Per questa configurazione si hanno quindi due circuiti distinti con duty cycle diversi. In particolare, il primo circuito avrà un duty cycle che varia in base alla tensione fornita dal pannello. I due valori limite di guadagno del primo convertitore DC-DC sono:

$$G_{1,max} = V_{OUT1,DC}/V_{IN,min} = 100 V/20 V = 5$$

$$G_{1,min} = V_{OUT1,DC}/V_{IN,max} = 100 V/40 V = 2.5$$

A cui corrispondono i seguenti valori limite di duty cycle:

$$d_{1,min} = 1 - \frac{1}{G_{1,min}} \approx 60\%$$

$$d_{1,max} = 1 - \frac{1}{G_{1,max}} \approx 80\%$$

Il secondo circuito deve convertire 100 V in 325 V. In questo caso, dato che la tensione di ingresso è costante, vi sarà un solo valore di guadagno, così come di duty cycle. Nel secondo convertitore si avrà:

$$G_2 = V_{OUT2,DC}/V_{OUT1,DC} = 325 V/100 V = 3.25$$

$$d_2 = 1 - \frac{1}{G_2} \approx 69.2\%$$

Si nota chiaramente come i valori di duty cycle ottenuti nel caso a due stadi siano decisamente inferiori rispetto a quelli calcolati nel caso di un unico stadio convertitore, ciò garantisce la fattibilità dell'amplificazione. Lo svantaggio principale del caso a due stadi deriva dall'utilizzo di un numero di transistor doppio rispetto al caso a mono stadio (si utilizzano 4 transistor invece che 2). Questo causa delle maggiori perdite di potenza come spiegato nel paragrafo 3.1 e un maggiore costo del circuito. Tuttavia, nella configurazione a mono stadio l'efficienza totale sarebbe risultata ad ogni modo inferiore rispetto alla configurazione a due stadi, questo perché all'aumentare del duty cycle aumentano anche le perdite legate ai vari componenti che costituiscono il convertitore.

Ponendo la potenza di ingresso pari a quella di uscita, si possono calcolare le correnti di uscita nel caso privo di perdite. Ovvero:

$$P_{IN} = P_{OUT} \Leftrightarrow P_{IN} = V_{OUT} \cdot I_{OUT} \Leftrightarrow I_{OUT} = \frac{P_{IN}}{V_{OUT}} \quad (eq\ 4.3)$$

Nel caso del primo convertitore ($V_{IN} = 20V \div 40V, V_{OUT} = 100V$) vi sono due situazioni limite:

1. $P_{IN} = 400 W$, da cui deriva $I_{OUT,1} = 4 A$.
2. $P_{IN} = 100 W$, da cui deriva $I_{OUT,1} = 1 A$.

Nel caso del secondo convertitore ($V_{IN} = 100V, V_{OUT} = 325V$), i due casi limite sono:

1. $P_{IN} = 400 W$, da cui deriva $I_{OUT} \approx 1.23 A$.
2. $P_{IN} = 100 W$, da cui deriva $I_{OUT} \approx 0.31 A$.

Per quanto riguarda la frequenza di funzionamento dei convertitori si è scelto $f = 1 MHz$. Questo valore è molto elevato considerando che, generalmente, questo tipo di dispositivi è progettato per funzionare a frequenze che vanno dai $50 kHz$ a qualche centinaio di kHz , tuttavia, come introdotto nel *Capitolo 3*, la tecnologia GaN permette di sfruttare regimi operativi in termini di frequenza più elevati.

Le caratteristiche finora descritte dei convertitori DC-DC da realizzare sono riassunte in *Tabella 4.1*.

Parametro	Convertitore 1	Convertitore 2
Tensione di ingresso	$20 V \div 40 V$	$100 V$
Tensione di uscita	$100 V$	$325 V$
Corrente di ingresso	$5 A \div 10 A$	$1 A \div 4 A$
Corrente di uscita	$1 A \div 4 A$	$0.31 A \div 1.23 A$
Valore duty cycle	$60\% \div 80\%$	69.2%
Frequenza di switching	$1 MHz$	$1 MHz$

Tabella 4.1 Riassunto delle caratteristiche principali dei due convertitori boost da realizzare.

4.2 Dimensionamento induttanza convertitori DC-DC

Un convertitore switching boost ha tre possibili regimi di funzionamento, che dipendono dall'andamento della corrente che scorre nell'induttore (i_L). Questi regimi sono denominati:

1. conduzione Continua (CCM): i_L è sempre positiva.
2. conduzione Boundary (BCM): i_L è nulla solamente alle fine del periodo.
3. conduzione Discontinua (DCM): i_L è nulla per un intervallo di tempo finito.

È generalmente preferibile che il circuito funzioni in modalità continua per diversi motivi, anche se la scelta migliore è determinata sempre dal tipo di topologia e dalle caratteristiche richieste al convertitore. In generale, la modalità di funzionamento in modalità continua garantisce minori picchi di corrente, una riduzione delle fluttuazioni di corrente e tensione di uscita e una migliore regolazione di quest'ultima, in quanto l'induttore mantiene una corrente minima costante durante tutto il ciclo di commutazione. Inoltre, si possono avere dei benefici anche dal punto di vista dell'efficienza, quando l'interruttore si scarica completamente nel caso di conduzione discontinua, è necessario ricaricarlo completamente ad ogni ciclo, il che può portare a maggiori perdite.

Per garantire che il circuito funzioni in modalità continua bisogna studiare l'andamento della corrente sull'induttore, che dipende dall'accensione e spegnimento dei transistor. In *Figura 4.3* sono raffigurate le due topologie circuitali ideali risultanti dal funzionamento sincrono degli interruttori di potenza.

La tensione ai capi dell'induttore assume sostanzialmente due valori:

1. V_{IN} quando il transistor low-side* è acceso e quello high-side* è spento;
2. $V_{IN} - V_{OUT}$ quando il transistor high-side è acceso e quello low-side è spento.

34 *Il transistor low-side è quello che controlla il flusso di corrente verso massa (quello in basso), mentre il transistor high-side è quello che controlla il flusso di corrente verso il carico (quello in alto).

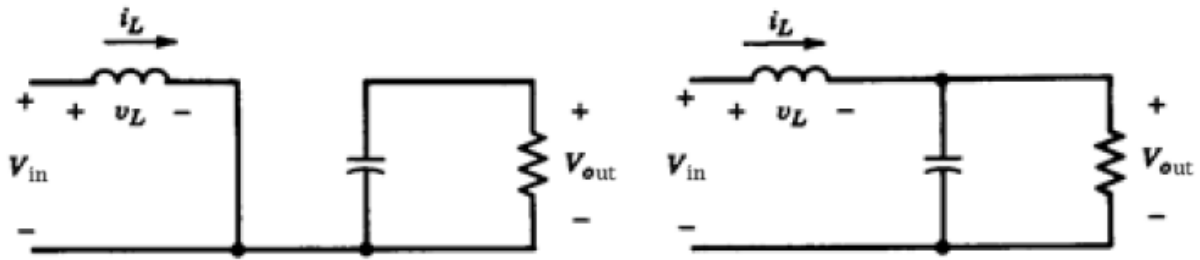


Figura 4.3 Le topologie circuitali risultanti dall'accensione e spegnimento coordinato dei transistor. A destra, il caso in cui il transistor low-side* è acceso mentre high-side* è spento, a sinistra, il caso opposto. [5]

La corrente ai capi dell'induttore si può ricavare dalla definizione:

$$i_L = \frac{1}{L} \cdot \int_{t_1}^{t_2} v_L(t) \cdot dt \quad (eq\ 4.4)$$

Dato che la corrente sull'induttore è l'integrale di una funzione costante a valori strettamente positivi o negativi, la corrente assume un andamento a onda triangolare con un valor medio pari alla corrente media in ingresso al convertitore, in questo caso, la corrente erogata dal pannello.

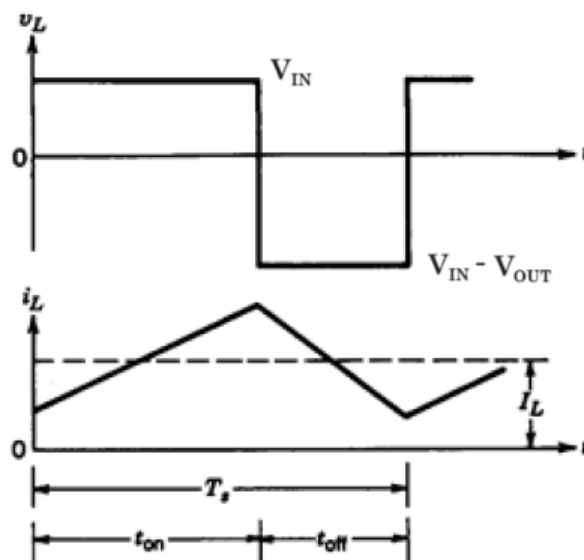


Figura 4.4 Andamento tensione (in alto) e corrente (in basso) sull'induttore in funzione del tempo. [5]

In modalità boundary il picco di corrente vale:

$$i_{L,PEAK} = \frac{1}{L} \cdot \int_0^{d \cdot T} V_{IN} \cdot dt = \frac{V_{IN} \cdot d \cdot T}{L} \quad (eq 4.5)$$

Dato l'andamento triangolare del segnale, il valore medio di corrente in modalità boundary è:

$$i_{L,AVG} = \frac{i_{L,PEAK}}{2} = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{L \cdot 2} \quad (eq 4.6)$$

Sostituendo (eq. 4.2) e $t_{ON} = d \cdot T$:

$$i_{L,AVG} = \frac{i_{L,PEAK}}{2} = \frac{V_{OUT}(1-d) \cdot d \cdot T}{L \cdot 2} = \frac{d \cdot (1-d) \cdot V_{OUT}}{2 \cdot L \cdot f_{sw}} \quad (eq 4.7)$$

Ricavando L da questa formulazione si ottiene:

$$L_{bound} = \frac{d \cdot (1-d) \cdot V_{OUT}}{2 \cdot i_{L,AVG} \cdot f_{sw}} \quad (eq 4.8)$$

Questo è il valore di induttanza necessario affinché il sistema lavori in modalità boundary. Per garantire il funzionamento in CCM bisogna selezionare un induttore con un valore di induttanza superiore a L_{bound} , così facendo, infatti, il valore del picco di corrente si abbassa a parità di corrente media e quindi si ottiene un segnale triangolare strettamente positivo.

Nel caso dei due convertitori in questione si ha:

1. Convertitore 1 ($V_{IN} = 20 V \div 40 V, V_{OUT} = 100 V$):
La corrente di ingresso varia da $i_{L,AVG} = 5 A \div 10 A$ mentre il duty cycle varia da $d = 60\% \div 80\%$, il caso peggiore è quello con corrente minore e duty cycle inferiore, è così infatti che si ottiene il valore di induttanza maggiore. Con $i_{L,AVG} = 5 A$ e $d = 60\%$ si ottiene $L_{bound,1} = 2,4 \mu H$.
2. Convertitore 2 ($V_{IN} = 100 V, V_{OUT} = 325 V$):
La corrente di ingresso varia da $1 A \div 4 A$ mentre il duty cycle è costante a $d = 69.2\%$ il caso peggiore è quello con corrente minore. Con $i_{L,AVG} = 1 A$ si ottiene $L_{bound,2} = 34,6 \mu H$.

4.3 Dimensionamento capacità e resistenza convertitori DC-DC

La tensione di uscita è soggetta a un ripple* dovuto alla natura della conversione switching. Il valore di capacità del condensatore posto in uscita modifica l'ampiezza del ripple. Per calcolare il valore di capacità necessario affinché il ripple sia contenuto all'interno di un intervallo accettabile bisogna, innanzitutto, ricordare la legge costitutiva del condensatore:

$$\Delta V_O = \frac{\Delta Q}{C} \quad (\text{eq 4.9})$$

Dove ΔV_O è il ripple di tensione di uscita del convertitore e ΔQ è la variazione di carica che si ha in un determinato lasso di tempo ΔT . Ricordando che:

$$I_O = \frac{\Delta Q}{\Delta T} \Leftrightarrow \Delta Q = I_O \cdot \Delta T \Leftrightarrow \Delta Q = I_O \cdot d \cdot T \quad (\text{eq 4.10})$$

Unendo (eq 4.9) e (eq 4.10) si ottiene:

$$\Delta V_O = \frac{I_O \cdot d \cdot T}{C} \quad (\text{eq 4.11})$$

La capacità necessaria affinché venga rispettato un determinato ripple ΔV_O è:

$$C = \frac{I_O \cdot d \cdot T}{\Delta V_O} = \frac{(1-d) \cdot d \cdot I_{IN}}{\Delta V_O \cdot f_{SW}} \quad (\text{eq 4.12})$$

Nel caso dei due convertitori in questione si ha:

1. Convertitore 1 ($V_{IN} = 20 V \div 40 V, V_{OUT} = 100 V$):

La corrente di ingresso varia da $i_{L,AVG} = 5 A \div 10 A$ mentre il duty cycle varia da $d = 60\% \div 80\%$, il caso peggiore è quello con corrente maggiore e duty cycle inferiore, è così infatti che si ottiene il valore di capacità maggiore. Considerando un ripple di tensione percentuale $r = 1\%$ definito come $r = \Delta V_O / V_O$, che equivale a un ripple di tensione di valore $\Delta V_O = 1 V$, si ottiene:

*Per ripple si definisce una variazione periodica indesiderata di un segnale. In questo caso il ripple è presente a causa della commutazione ad alta frequenza degli interruttori di potenza e al non filtraggio ideale in uscita. **37**

$$C_{osc=1\%} = 2,4 \mu F$$

2. Convertitore 2 ($V_{IN} = 100 V, V_{OUT} = 325 V$):

La corrente di ingresso varia da $1 A \div 4 A$ mentre il duty cycle è costante a $d = 69.2\%$ il caso peggiore è quello con corrente minore. Considerando un ripple di tensione percentuale $r = 0.5\%$, che equivale a un ripple di tensione di valore $\Delta V_O = 1,625 V$, si ottiene:

$$C_{osc=0.5\%} \approx 517 nF$$

Per quanto riguarda la resistenza di uscita, questa serve solamente per rappresentare il carico. Ad esempio, nel caso del primo convertitore, quando questo deve funzionare con una potenza di ingresso di $400 W$ ($V_{IN} = 40 V$ e $I_{IN} = 10 A$) e con una tensione di uscita fissata da progetto a $100 V$, per definizione, si avrà:

$$R_{OUT} = V_{OUT}^2 / P_{OUT} \quad (eq 4.13)$$

Ovvero:

$$R_{OUT} = 400 \Omega.$$

Nel caso in cui la potenza di ingresso è $100 W$, si avrà

$$R_{OUT} = 100 \Omega$$

Di conseguenza, non si può scegliere un valore costante di questo componente, esso, infatti, rappresenta solamente la quantità di corrente che si vuole che il circuito manifesti all'ingresso.

4.4 Convertitore DC-AC

Questo dispositivo deve convertire una tensione continua di valore $V_{IN} = 325 V$ in una tensione alternata con valore efficace $V_{eff} = 230 V$ e frequenza $f = 50 Hz$, come da standard per la tensione monofase nazionale. Per realizzare questo circuito è stato scelto di utilizzare la configurazione a inverter full-bridge preventivamente descritta nel *Capitolo 2*. In *Figura 4.5* è rappresentata la topologia di questo tipo di convertitore.

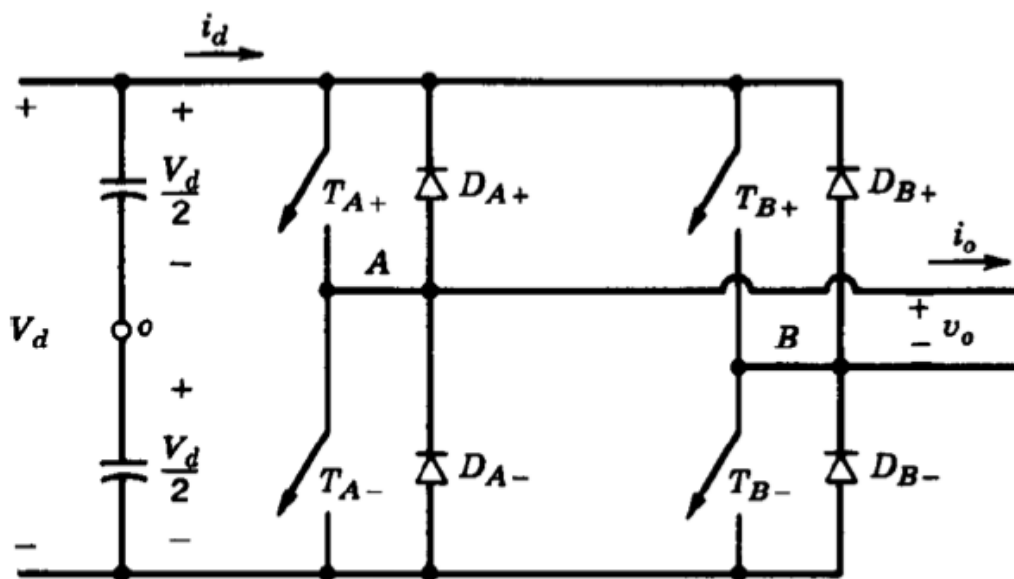


Figura 4.5 Topologia circuitale dell'inverter full-bridge. [5]

La conversione DC-AC dipende in modo fondamentale dai segnali di controllo degli interruttori di potenza. Questi segnali sono di tipo PWM con duty cycle variabile in modo periodico. Un metodo con cui ottenere un segnale di questo tipo consiste nel comparare due segnali, il primo triangolare (v_{tri}) e il secondo sinusoidale ($v_{control}$). La frequenza del segnale sinusoidale, detta frequenza modulante f_1 , determina la frequenza del segnale in uscita. La frequenza del segnale triangolare, detta frequenza portante f_s , determina la frequenza di commutazione dell'inverter, tipicamente costante. Per favorire la comprensione, in *Figura 4.6* è raffigurato un esempio di segnale PWM con duty cycle variabile in modo periodico.

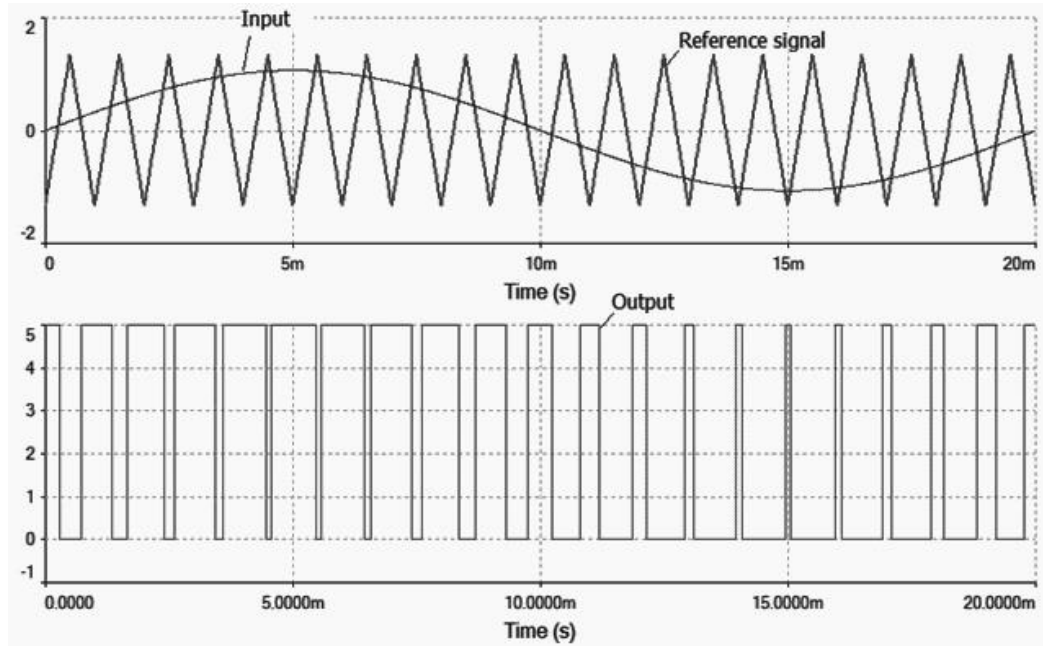


Figura 4.6 Un metodo per ottenere un segnale PWM con duty cycle variabile in modo periodico. In alto, i due segnali da comparare, una sinusoide (Input) e un'onda triangolare (Reference signal). In basso, il segnale PWM ottenuto (Output). [19]

Si definisce il rapporto di modulazione d'ampiezza:

$$m_a = \frac{v_{control}}{v_{tri}} \quad (eq\ 4.14)$$

Il quale, in sostanza, è il rapporto tra le ampiezze dei due segnali comparati. Si definisce, inoltre, il rapporto di modulazione in frequenza:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (eq\ 4.15)$$

Nel caso in cui m_a sia inferiore o uguale a 1, l'ampiezza della sinusoide d'uscita dell'inverter dipende solamente da m_a ed ha valore $V_{Sin} = m_a \cdot V_{IN}$. Nel caso opposto, l'ampiezza della sinusoide di uscita dipende anche da m_f , questa condizione è poco desiderabile, dato che implica maggiori problemi dal punto di vista del filtraggio del segnale di uscita. Nel caso convertitore da realizzare, i valori di m_a e m_f sono:

1. $m_a = 0.99$, un valore per cui il segnale PWM non satura e $V_{Sin} \approx V_{IN}$
2. $m_f = f_s/f_1$, con $f_s = 1\text{ MHz}$ e $f_1 = 50\text{ Hz}$, quindi $m_f = 20000$

La frequenza di switching f_s è stata scelta ad un valore così elevato per garantire un filtraggio di buona qualità utilizzando degli elementi passivi di dimensioni ridotte. Infatti, è generalmente molto difficile realizzare degli induttori con dei valori di induttanza molto elevati, con una buona precisione (solitamente hanno delle incertezze sul valore di $\pm 10\%$ o $\pm 20\%$) e di buona qualità. Il valore di induttanza necessario al filtraggio è inversamente proporzionale alla frequenza di switching, questo implica che un'alta frequenza comporta una più ridotta area occupata dal convertitore oltre che una minore quantità di parassiti.

Esistono due tecniche di controllo PWM dell'inverter full-bridge: PWM con tensione bipolare e PWM con tensione unipolare. Nel caso del controllo bipolare, si hanno solamente due segnali di controllo per tutti e quattro i transistor. Il primo segnale si ottiene come spiegato precedentemente, mentre il secondo non è altro che il negato del primo segnale. Con questo metodo si ottiene in uscita un segnale alternato a forma di onda quadra con delle variazioni di tensione pari a $2 \cdot V_{IN}$. La situazione descritta è rappresentata in *Figura 4.7*.

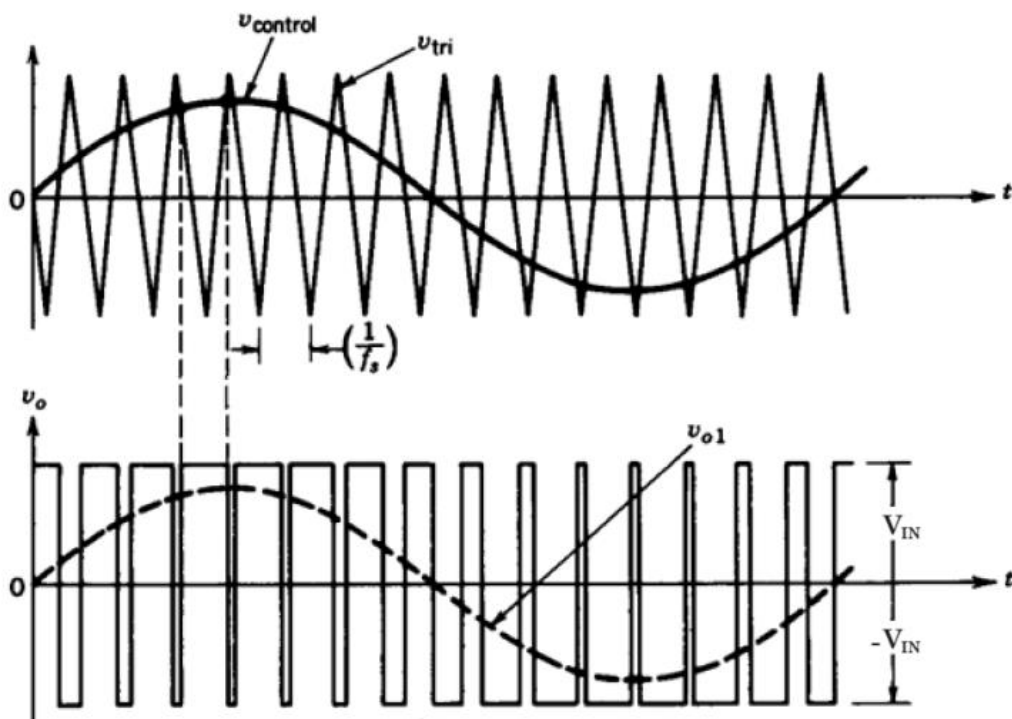


Figura 4.7 In alto, metodo di modulazione bipolare, in basso, onda quadra in uscita all'inverter e onda sinusoidale ottenuta a seguito del filtraggio. [5]

Nel caso del controllo unipolare, invece, si hanno quattro segnali di controllo, uno per ogni interruttore di potenza. Questi vengono ottenuti comparando l'onda triangolare con due sinusoidi differenti, le quali sono tra di loro sfasate di 180° . Così facendo, si ottiene in uscita un segnale alternato a forma di onda quadra con delle variazioni di tensione che vanno da 0 a V_{IN} e da 0 a $-V_{IN}$ e con una frequenza di commutazione doppia rispetto al caso precedente. Queste caratteristiche rappresentano un enorme vantaggio dal punto di vista del filtraggio anche se comportano una maggiore complessità del circuito e un maggior costo nel driver di controllo del convertitore. La situazione descritta è rappresentata in *Figura 4.8*.

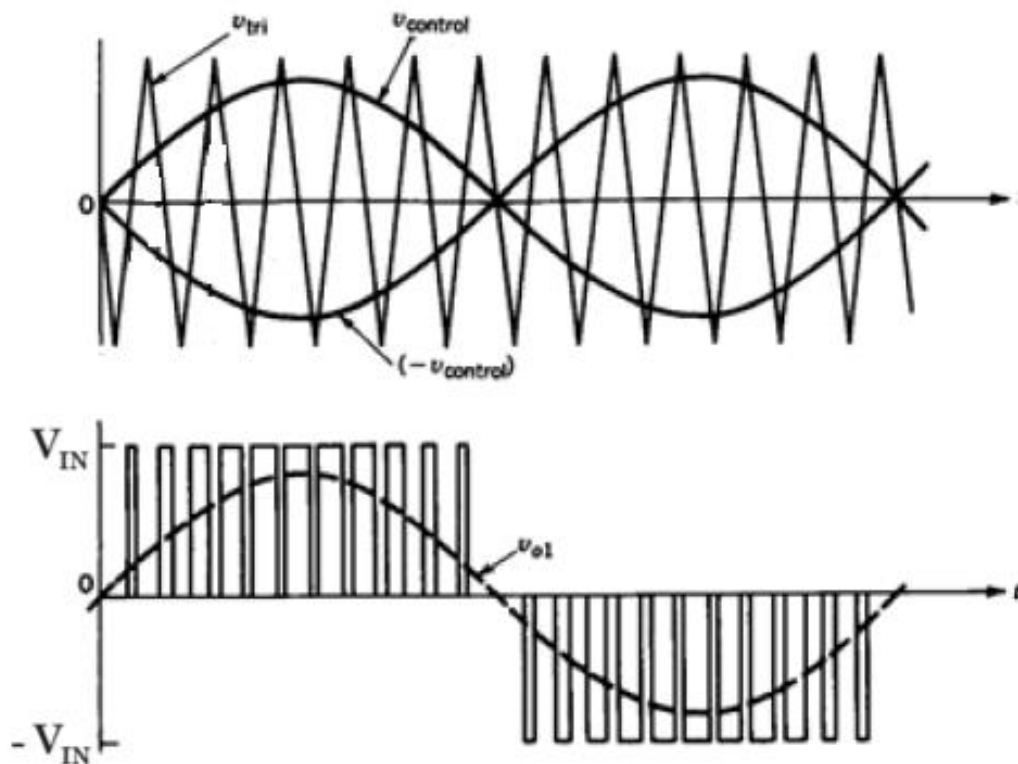


Figura 4.8 In alto, metodo di modulazione unipolare, in basso, onda quadra in uscita all'inverter e onda sinusoidale ottenuta a seguito del filtraggio. [5]

Per il convertitore realizzato, è stato scelto il metodo di controllo unipolare.

A seguito della configurazione full-bridge deve essere posto un filtro, il quale garantisca l'uscita sinusoidale del convertitore. Il filtro scelto è di tipo LC, per dimensionare questo dispositivo bisogna innanzitutto considerare la frequenza di taglio, che equivale a:

$$f_t = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (4.16)$$

In questo caso, si è scelto $f_t = \sqrt{f_s \cdot f_1} = \sqrt{2 \text{ MHz} \cdot 50 \text{ Hz}} \approx 10 \text{ kHz}$. La frequenza di switching considerata è 2 MHz per il metodo di controllo unipolare, con cui l'uscita PWM ha una frequenza doppia rispetto a quella di switching. Per dimensionare L , si considera:

$$\Delta i_{L,max} = \frac{V_{dc}}{4 \cdot L \cdot f_s} \Leftrightarrow L = \frac{V_{dc}}{4 \cdot \Delta i_{L,max} \cdot f_s} \quad (4.17)$$

dove $\Delta i_{L,max}$ è il ripple di corrente massimo consentito sull'induttore. Il caso con corrente media minore è quello in cui in ingresso al sistema vi sono 100 W , ovvero una corrente media di $i_{L,min} = 0,31 \text{ A}$. Per garantire che l'induttore funzioni in modalità continua bisogna fare in modo che il ripple di corrente sia pari a $\Delta i_{L,max}$ nel caso peggiore, ovvero, ponendo $\Delta i_{L,max} = i_{L,min}$ e ricavando da (4.17):

$$i_{L,min} > \frac{V}{4 \cdot L \cdot f_s} \Leftrightarrow L > \frac{V}{4 \cdot i_{L,min} \cdot f_s} \Leftrightarrow L > 92,8 \text{ uH}$$

Il valore scelto che rispetti questa condizione e che commercialmente disponibile è:

$$L = 115 \text{ uH}$$

Infine, invertendo la (4.16), si può ricavare:

$$C = \frac{1}{4 \cdot L \cdot \pi^2 \cdot f_s^2} \approx 22 \text{ nF}$$

5. Simulazione con LTspice di un micro-inverter fotovoltaico

Nel capitolo precedente sono stati dimensionati i vari stadi di un micro-inverter secondo particolari specifiche caratteristiche degli impianti fotovoltaici. In questo capitolo i circuiti dimensionati vengono simulati con il software di simulazione circuitale LTspice. In *Figura 5.1* è raffigurato lo schema riassuntivo dell'inverter dimensionato nel *Capitolo 4*.

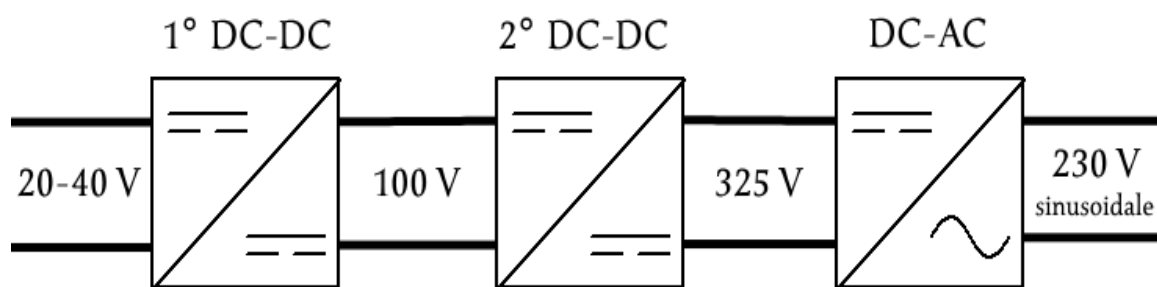


Figura 5.1 Schema fondamentale del micro-inverter dimensionato nel *Capitolo 4*.

5.1 Simulazione primo stadio convertitore DC-DC

I valori per cui è stato dimensionato il primo convertitore nel *Capitolo 4* sono riassunti di seguito:

1. Frequenza di switching $f_s = 1 \text{ MHz}$;
2. Valore minimo di induttanza $L = 2.4 \mu\text{H}$;
3. Valore minimo di capacità $C = 2.4 \mu\text{F}$;

L'induttore scelto per questa simulazione è il PCM120T-3R3M-D [20] della TDK electronics [21]. Questo dispositivo è stato scelto in base alle seguenti considerazioni.

La corrente media in ingresso all'induttore è congruente alla corrente media erogata dal pannello. Questo valore è una specifica di progetto e il massimo valore che assume è: 10 A . La corrente media che è in grado di sostenere l'induttore scelto è 20.9 A , ampiamente superiore al necessario.

Il valore di induttanza di questo dispositivo è pari a $L = 3.3 \mu\text{H}$. Questo valore è circa il 40% maggiore di $2.4 \mu\text{H}$, ovvero il valore minimo accettabile. Questo incremento è giustificato dal fatto che il valore di induttanza del dispositivo è soggetto a una variabilità del 20%, oltre al fatto che il valore di induttanza diminuisce all'aumentare della corrente media che scorre nel componente stesso. Infatti, nel datasheet viene riportato come con una corrente media di 10 A il valore di induttanza sia leggermente inferiore a $3.3 \mu\text{H}$.

La resistenza in serie dell'induttore è inoltre molto bassa, all'incirca di $3 \div 4 \text{ m}\Omega$, un valore che garantisce delle basse perdite anche per correnti elevate.

Per realizzare la capacità in uscita sono stati posizionati diversi condensatori in parallelo, questa scelta è stata effettuata per diverse motivazioni. Innanzitutto, dal punto di vista della capacità è indifferente inserire un unico condensatore o più condensatori in parallelo. Nel secondo caso l'importante è che la somma delle capacità dei singoli condensatori sia congruente alla capacità necessaria. Tuttavia,

utilizzando più condensatori in parallelo si riduce l'induttanza e la resistenza parassita equivalente, ciò è ottimo per ridurre le perdite di potenza e gli spike di corrente e tensione. Infine, nel caso uno dei componenti si guasti, il circuito può ancora funzionare correttamente anche se con un valore di ripple sulla tensione di uscita superiore rispetto a quanto atteso. I condensatori scelti per questa applicazione sono dei condensatori ceramici di tipo X7R [22] prodotti da KEMET [23]. In particolare, questi dispositivi sono:

1. C1812C224K2RAC, con capacità $C = 0.22 \mu F$;
2. C2220C474K2RAC, con capacità $C = 0.47 \mu F$;
3. C1825C105K2RAC, con capacità $C = 1 \mu F$;
4. C1825C125K2RAC, con capacità $C = 1.2 \mu F$;

In totale, la capacità d'uscita ottenuta in questa configurazione è $2.89 \mu F$, leggermente superiore al necessario. Questi componenti hanno una tensione massima di $200 V$, circa il doppio della tensione massima presentabile nel circuito in situazioni standard.

I transistor scelti sono gli EPC2207 [24] prodotti da Efficient Power Conversion [25]. Questi dispositivi sono in grado di sostenere una tensione tra drain e source di $200 V$, circa il doppio dello stretto necessario, e una corrente media pari a $14 A$, ovvero il 40% in più della corrente media massima effettiva. Questi dispositivi sono realizzati in tecnologia GaN e presentano quindi tutti i benefici ampiamente introdotti nel *Capitolo 3*.

Per simulare il comportamento del pannello fotovoltaico è stato utilizzato un generatore di tensione continua ideale, il cui valore è $V_{IN} = 20 \div 40 V$. Dato che un generatore di tensione ideale può funzionare indipendentemente dalla corrente che vi scorre, viene inserito un carico resistivo la cui resistenza è:

$$R = \frac{V_{OUT}^2}{P_{OUT}}$$

Dato che $P_{OUT} = P_{IN} \cdot \eta_{conv}$, dove η_{conv} è l'efficienza di conversione, si può scrivere:

$$R = \frac{V_{OUT}^2}{P_{IN} \cdot \eta_{eff}} \Leftrightarrow R = \frac{V_{OUT}^2}{V_{IN} \cdot I_{IN} \cdot \eta_{conv}}$$

R dipende sostanzialmente da una variabile: I_{IN} . Infatti, V_{OUT} è un parametro di progetto ed ha valore $V_{OUT} = 100 V$, V_{IN} è il valore di tensione che si sceglie di mettere all'ingresso del circuito e η_{conv} è l'efficienza della conversione che in prima istanza può essere posta a 100 % e a seguito delle prime simulazioni si può impostare al corretto valore misurato (sperabilmente un valore prossimo a 100 %). Una volta fissato I_{IN} è quindi possibile calcolare il valore R di resistenza da porre in uscita affinché in ingresso ci sia effettivamente I_{IN} .

Così facendo si può simulare il pannello fotovoltaico come se stesse dispensando una tensione V_{IN} e una corrente I_{IN} .

Come driver è stato scelto l'UCC20225 [26] della Texas Instrument. Questo componente si presta bene per il controllo di dispositivi GaN. Innanzitutto, ha dei tempi di salita e discesa dei segnali molto rapidi ($t_{rise} = 6 ns$ e $t_{fall} = 7 ns$ per una capacità $C_{GS} = 1.8 nC$), ciò permette al dispositivo di funzionare ad alte frequenze, inoltre, ha la possibilità di alimentare entrambi i transistor high-side e low-side ed è in grado di funzionare con tensioni molto elevate. Infine, la tensione di controllo dei transistor può essere impostata a 5 V, tensione consigliata nel datasheet dei transistori GaN.

Tuttavia, data la complessità computazionale derivante dal simulare un microcontrollore e un driver, per questo progetto è stato optato di utilizzare dei generatori di tensione ideali che simulassero il comportamento del driver.

Il circuito realizzato con il software LTspice con i modelli dei componenti forniti dai rispettivi costruttori è riportato in *Figura 5.2*.

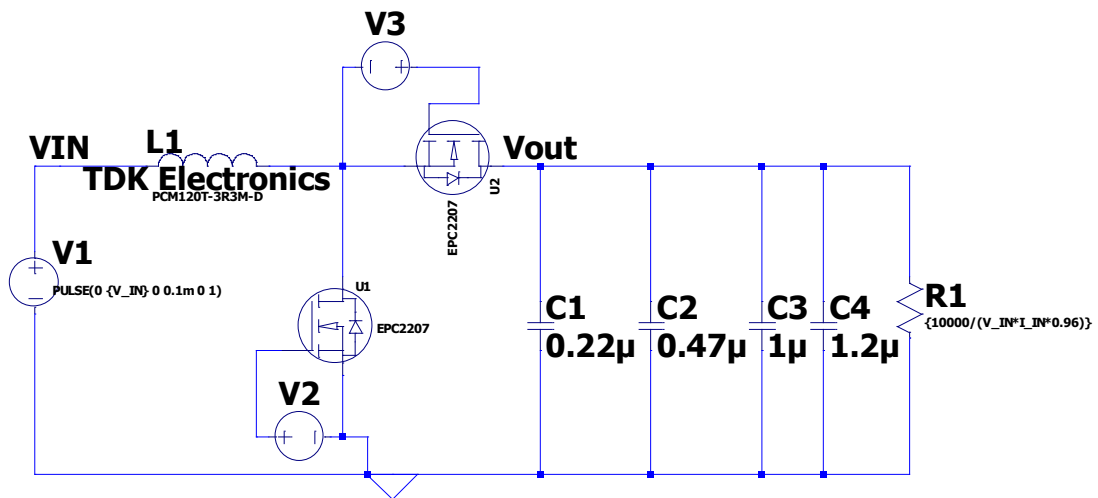


Figura 5.2 Primo stadio convertitore simulato con LTspice.

Il circuito è stato inizialmente testato per una tensione di ingresso pari a $V_{IN} = 40\text{ V}$ e una corrente media $I_{IN} = 10\text{ A}$.

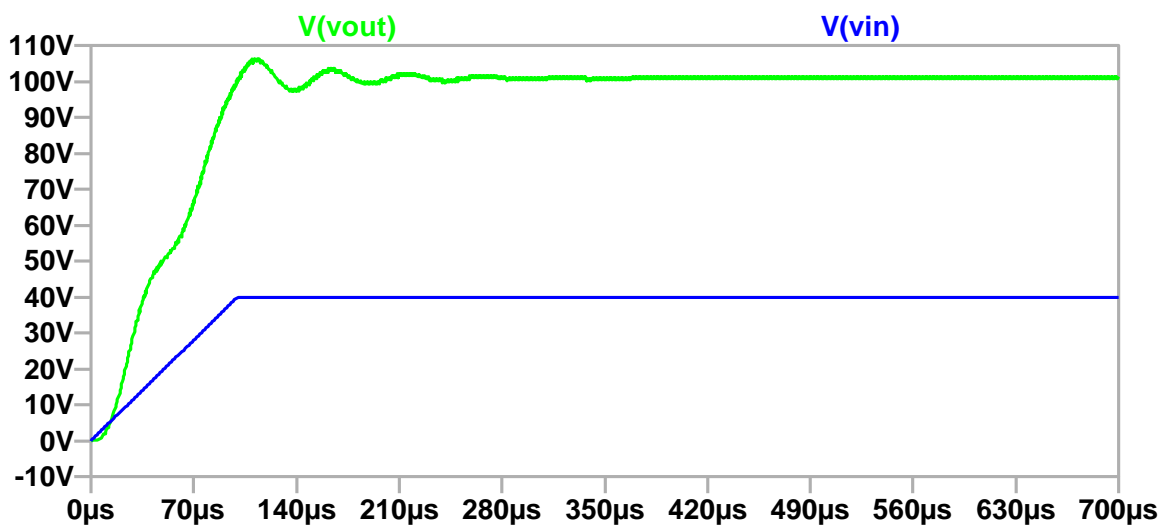


Figura 5.3 Tensione d'ingresso e tensione di uscita del primo stadio convertitore in funzione del tempo.

In *Figura 5.3* sono raffigurate tensione di ingresso e tensione di uscita ottenute attraverso la simulazione del circuito con LTspice per un tempo pari a 0.7 ms . La tensione di ingresso prima di assumere il valore configurato (40 V) ha un transitorio di ascesa molto veloce (0.1 ms),

questo transitorio è stato inserito per evitare spike di corrente o tensione all'inizio della simulazione.

Con duty cycle $d = 60\%$ la tensione di uscita a regime assume mediamente un valore di 98.42 V , molto prossimo ai 100 V teorizzati. Questo scostamento è dovuto principalmente alla non ideale efficienza della conversione, infatti, l'efficienza calcolata è circa del 98.2% .

La tensione in uscita, raffigurata in *Figura 5.4*, presenta un leggero ripple. Da specifica la variazione di tensione dovrebbe avere all'incirca un'ampiezza pari a $\Delta V_O = 1\text{ V}$, in realtà si rivela essere leggermente inferiore (come mostrato in figura, $\Delta V_O \approx 0.8\text{ V}$). Questo perché la capacità d'uscita scelta è poco superiore rispetto a quanto necessario ($2.89\ \mu\text{F} > 2.4\ \mu\text{F}$).

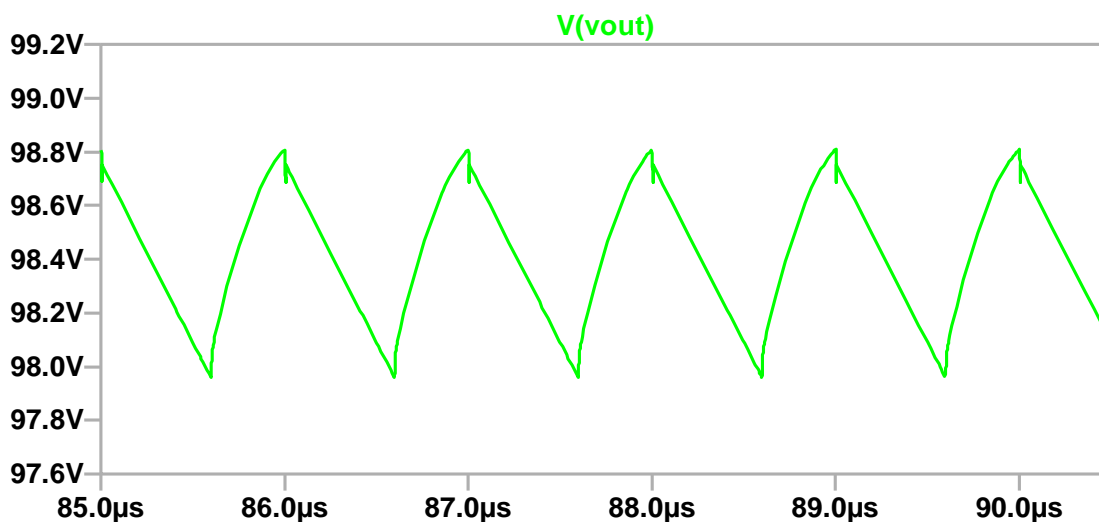


Figura 5.4 Ripple della tensione d'uscita al primo stadio.

La corrente sul carico ha un andamento dal punto di vista qualitativo sostanzialmente uguale a quello della tensione di uscita, questo perché la tensione non è altro che la corrente sul carico moltiplicata per un coefficiente costante (resistenza del carico). La corrente media d'uscita del dispositivo è all'incirca 3.94 A , idealmente dovrebbe essere 4 A .

Corrente e tensione ai capi dell'induttore assumono l'andamento teorizzato nel *Capitolo 4*. La tensione sull'induttore è un'onda quadra mentre la corrente è un'onda triangolare sempre positiva, il che garantisce il funzionamento in modalità di conduzione continua del dispositivo. La corrente sull'induttore è sostanzialmente la corrente di

ingresso del circuito. Il valor medio di questo parametro è 9.86 A, il motivo per cui questa corrente si scosta leggermente dai 10 A attesi è dato dal fatto che, nel calcolo della resistenza di carico, non sono stati presi in considerazione gli effetti non ideali di apertura e chiusura degli interruttori di potenza. Questo si ripercuote sulla potenza d'ingresso, la quale, al posto che essere 400 W è 394 W (valore simulato).

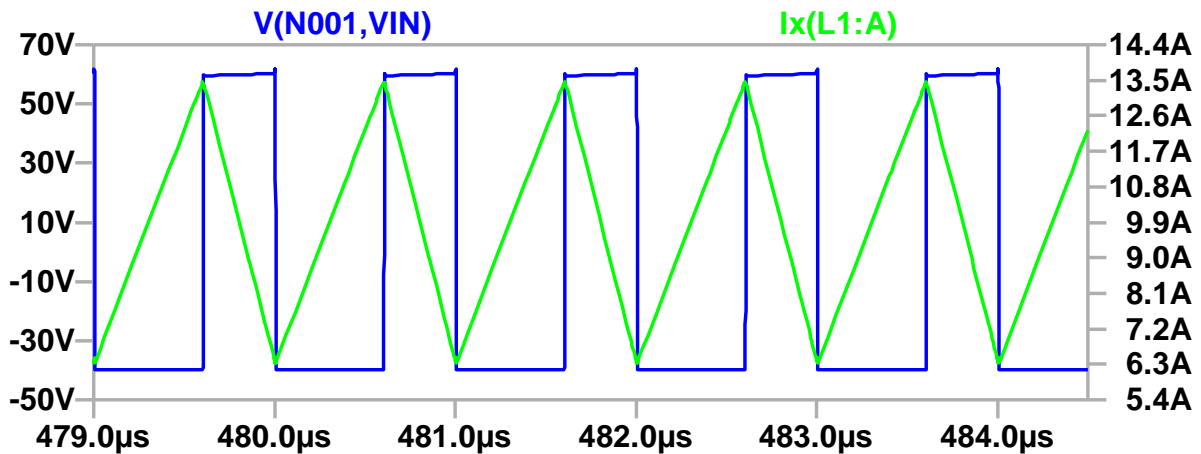


Figura 5.5 In blu, la tensione ai capi dell'induttore. In verde, la corrente dell'induttore.

Le tensioni di controllo degli interruttori di potenza sono di tipo PWM e hanno l'andamento riportato in Figura 5.6.

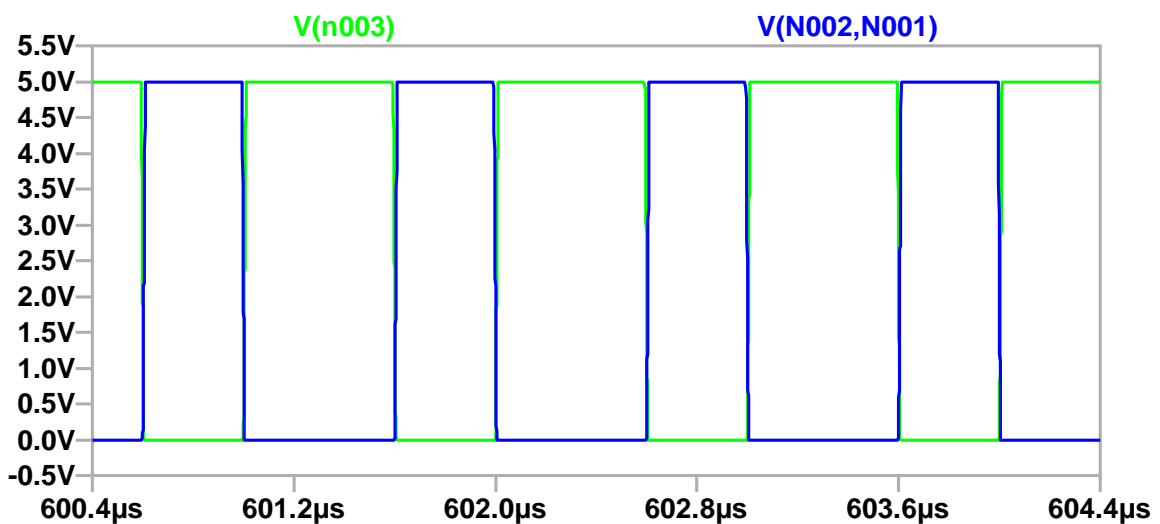


Figura 5.6 Segnali PWM per il pilotaggio dei transistor. In verde, segnale di controllo transistor low-side, in blu, segnale di controllo transistor high-side.

I segnali sono studiati in modo tale da garantire che solamente un transistor per volta conduca, infatti, se entrambi dovessero condurre, si avrebbero delle perdite di potenza ingenti legate alla scarsa sincronizzazione dei dispositivi. Per garantire che questo non avvenga bisogna interporre un intervallo di tempo tra l'accensione di uno e lo spegnimento dell'altro, definito Dead Time*. Nel caso in questione, a seguito di diverse prove, il valore di Dead Time è stato impostato a $t_{dt} = 6 \text{ ns}$, questa è la configurazione con cui si ottiene la maggior efficienza. Così facendo, si garantisce che non vi siano delle situazioni in cui entrambi i dispositivi siano volutamente accesi o che non vi sia un tempo in cui i due transistor sono contemporaneamente spenti. In *Figura 5.7* è raffigurato un focus dell'andamento dei segnali di controllo del convertitore. In particolare, vengono riportate le due V_{GS} dei transistori, il low-side (blu) si accende solo dopo che la V_{GS} dell'high-side (verde) sia inferiore alla tensione di soglia ($\sim 1.5 \text{ V}$).

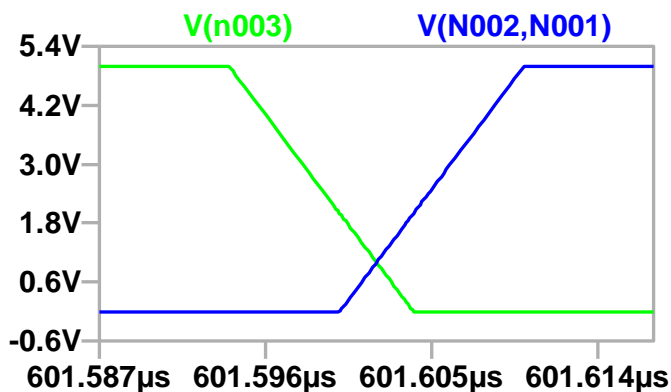


Figura 5.7

Focus transizione di ascesa (high-side) e discesa (low-side) dei segnali PWM con dead time pari a 6 ns.

L'efficienza della conversione è $\eta_{conv} = 98.2\%$, le principali perdite in potenza del dispositivo derivano dai transistor e dall'induttore. I transistor tra perdite switching e di conduzione consumano all'incirca 4.03 W , mentre l'induttore ne consuma 1.48 W . Vi è anche una potenza legata al consumo dei dispositivi che gestiscono l'accensione e spegnimento dei transistor. In questa simulazione non sono stati inseriti driver e microcontrollore, di conseguenza tale potenza è legata solo al consumo dei generatori ideali di tensione.

*Per Dead Time si intende il tempo che intercorre tra il 50% del transitorio d'ascesa di un segnale di controllo e il 50% del transitorio di discesa del segnale opposto.

Sono state effettuate delle simulazioni anche al variare della potenza in ingresso. Di seguito sono riassunti i risultati ottenuti dal circuito con diversi valori di tensione e corrente.

V_{IN}	I_{IN}	η_{conv}	Duty cycle	V_{OUT}
40 V	9.91 A	98.2%	60.5%	99.6 V
	7.48 A	98.1%	60.5%	99.9 V
	5.04 V	97.7%	60.5%	100.2 V
30 V	9.97 A	97.7%	71%	101.2 V
	7.55 A	97.5%	71%	101.6 V
	5.08 A	97.1%	70.5%	100.4 V
20 V	10.03 A	96.6%	80.5%	99.4 V
	7.48 A	96.4%	80.5%	100.0 V
	5.09 A	95.5%	80.5%	100.6 V

Tabella 5.1 Valori di efficienza del primo stadio convertitore al variare della potenza in ingresso.

L'efficienza di conversione tende ad abbassarsi con la diminuzione della potenza in ingresso al circuito. Questo è dovuto al fatto che le principali perdite del circuito derivano dallo switching dei dispositivi, infatti, le perdite di tipo switching dipendono principalmente dal tempo di commutazione dei transistor e dalla frequenza di lavoro. Questi valori sono sostanzialmente costanti al variare della potenza in ingresso, di conseguenza, diminuendo la potenza in ingresso, queste perdite risultano sempre più preponderanti sulla potenza totale.

I valori di duty cycle sono diversi rispetto a quanto teorizzato (60%, 70%, 80%), questo per evitare che la tensione di uscita abbia un valore troppo basso. Infatti, generalmente interviene un microcontrollore che monitora la tensione di uscita e in base alle necessità varia il duty cycle dei segnali generati dal driver. Tuttavia, dato che in questa simulazione non è presente il microcontrollore, sono stati inseriti dei valori di duty cycle differenti in modo tale da simulare il comportamento di questo componente.

La situazione più critica dal punto di vista progettuale è quella con $V_{IN} = 20\text{ V}$ e $I_{IN} = 5\text{ A}$, infatti, questa è la configurazione più prossima alla modalità di conduzione discontinua. In *Figura 5.8* è mostrata la corrente sull'induttore quando $V_{IN} = 20\text{ V}$ e $I_{IN} = 5\text{ A}$.

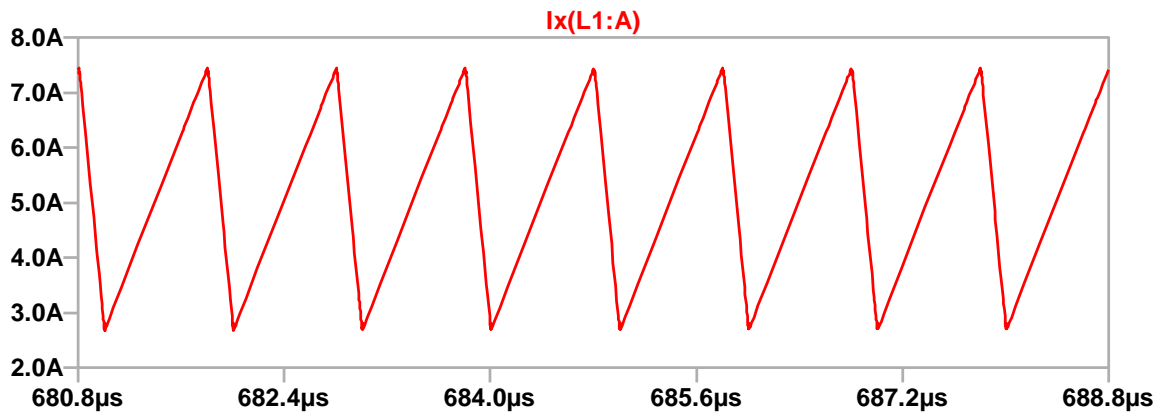


Figura 5.8 Corrente dell'induttore nella condizione più vicina alla conduzione discontinua.

In questa condizione la corrente assume il valore minimo (nel caso di modalità di conduzione boundary sarebbe nullo). Si vede chiaramente come il valore minimo di corrente sia ben lontano da 0, implicando che l'induttore è stato ben dimensionato.

5.2 Simulazione secondo stadio convertitore DC-DC

I valori per cui è stato dimensionato il secondo convertitore nel *Capitolo 4* precedente sono riassunti di seguito:

1. Frequenza di switching $f_s = 1 \text{ MHz}$;
2. Valore minimo di induttanza $L = 34.6 \text{ } \mu\text{H}$;
3. Valore minimo di capacità $C = 517 \text{ nF}$;

L'induttore scelto per questa simulazione è il 74435584700 WE-HCI 2212 [27] della Würth Elektronik [28]. Questo componente è stato scelto in base alle stesse considerazioni fatte per il primo convertitore. Innanzitutto, l'induttore è in grado di sostenere una corrente circa doppia rispetto al necessario e il valore di induttanza del dispositivo è di $47 \text{ } \mu\text{H}$, ovvero circa il 40% in più del valore in condizione boundary.

Per realizzare la capacità in uscita sono stati utilizzati diversi condensatori posti in parallelo. Questi dispositivi sono dei condensatori ceramici di tipo X7R [22] prodotti da KEMET [23]. In particolare, questi dispositivi sono:

1. C1812C104KCRAC, con capacità $C = 0.1 \text{ } \mu\text{F}$;
2. C1210C154KCRAC, con capacità $C = 0.15 \text{ } \mu\text{F}$;
3. C2225C224KCRAC, con capacità $C = 0.22 \text{ } \mu\text{F}$;
4. C2225C224KCRAC, con capacità $C = 0.22 \text{ } \mu\text{F}$;

Così facendo, la capacità totale ottenuta è $0.79 \text{ } \mu\text{F}$, la quale è superiore alla capacità minima di $0.517 \text{ } \mu\text{F}$. Inoltre, questi dispositivi sono progettati per sostenere una tensione ai loro capi di 500 V , circa il 50% in più del necessario.

I transistor scelti sono i GS-065-008-1-L [29] prodotti da GaN Systems [30]. Questi dispositivi sono in grado di sostenere una tensione tra drain e source di 630 V , circa il doppio dello stretto necessario, e una corrente media pari a 8 A , ovvero il 50% in più della corrente media massima effettiva. Questi dispositivi sono realizzati in tecnologia GaN e presentano quindi tutti i benefici ampiamente introdotti nel *Capitolo 3*. Per quanto riguarda il controllo dell'accensione e spegnimento dei

transistor è possibile utilizzare lo stesso driver e le medesime considerazioni del convertitore 1.

Il circuito è stato simulato con LTspice, in *Figura 5.9* e *Figura 5.10* sono raffigurate rispettivamente il circuito realizzato e la tensione d'uscita ottenuta.

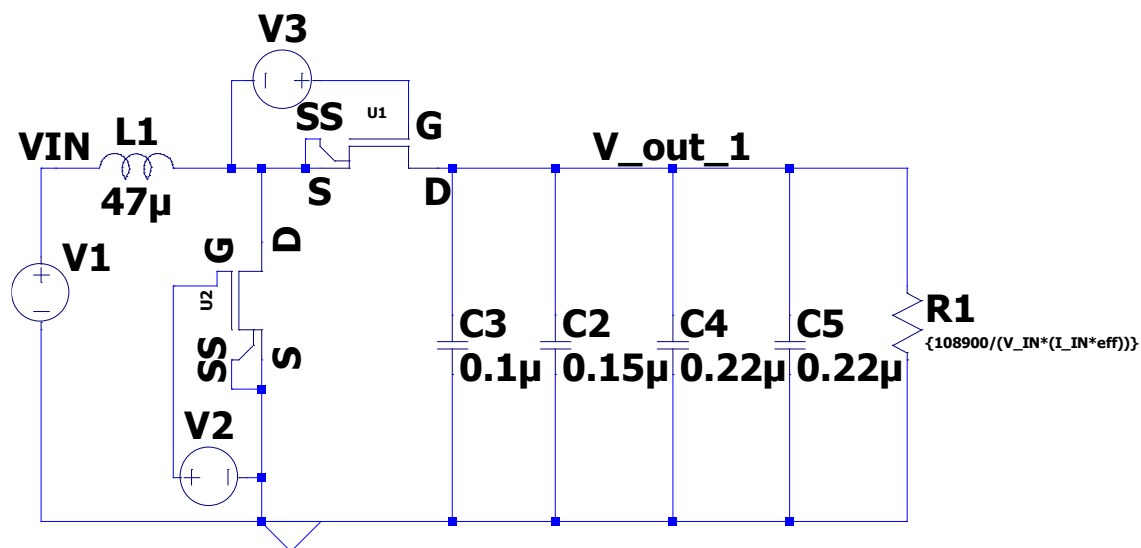


Figura 5.9 Secondo stadio convertitore simulato con LTspice.

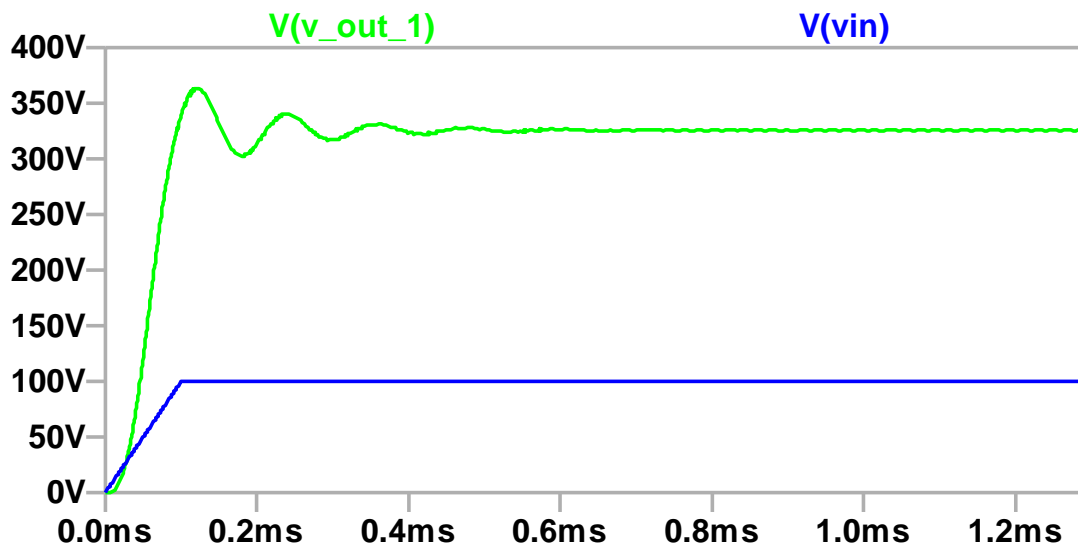


Figura 5.10 Tensione d'ingresso e tensione di uscita del secondo stadio convertitore in funzione del tempo.

L'efficienza del convertitore non è ottimale, con $V_{IN} = 100\text{ V}$ e $I_{IN} = 10\text{ A}$, il circuito ha un'efficienza del 96,3%. Le perdite principali sono dovute ai transistor, i quali consumano all'incirca il 3% della potenza complessiva introdotta. Una parte della potenza dissipata è dovuta alla capacità Drain-Source dei dispositivi scelti, infatti, analizzando le correnti che scorrono all'interno di questi dispositivi, si vede chiaramente che in determinati istanti di tempo, vi sono delle correnti intense che scorrono verso massa. A causare questo flusso di cariche è la carica della capacità Drain-Source del transistor high-side. In *Figura 5.11* si vedono chiaramente i picchi di corrente generati da questo fenomeno.

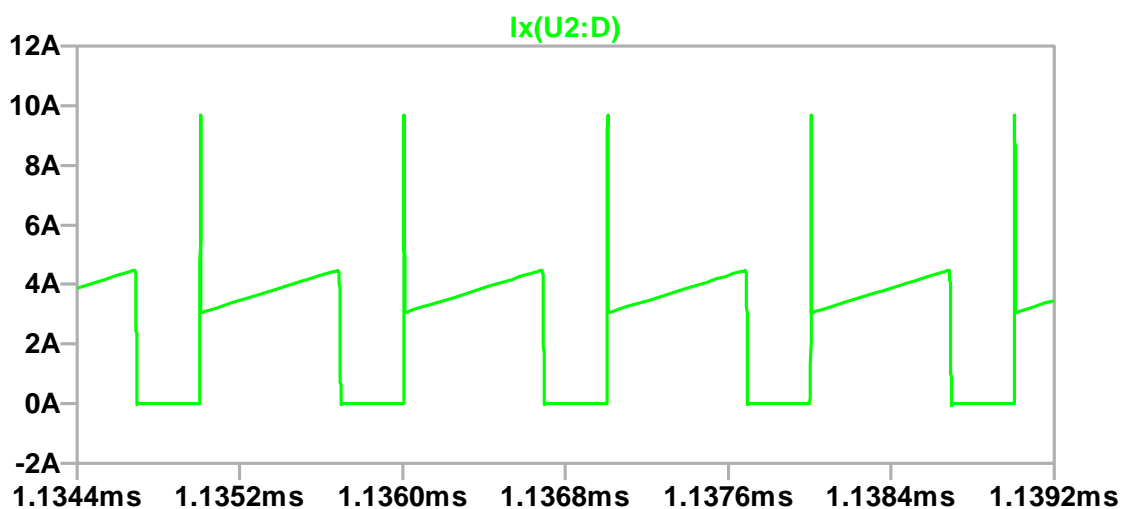


Figura 5.11 Picco di corrente sul transistor low-side dovuto alla carica della capacità Drain-Source del transistor high-side.

Questo picco si presenta nell'istante in cui il transistor low-side incomincia a condurre (si accende) mentre l'high-side è già spento. Quando il dispositivo low-side si accende la tensione tra drain e source dell'high-side passa da un valore molto basso ad un valore molto elevato, in quanto il source del transistor high-side (nodo di switching) viene portato a massa, mentre il drain rimane alla tensione alta presente in uscita al convertitore. Questa commutazione repentina genera un picco di corrente relativamente elevato per caricare la capacità drain-source dell'high-side, la quale a sua volta si richiude verso massa attraverso il transistor low-side (*Figura 5.11*). Il tempo di carica della capacità dell'high-side (quindi il tempo di scarica del nodo di switching) è determinato dal tempo di accensione del transistor low-side. Rallentando questo tempo l'ampiezza del picco di corrente si

riduce, in quanto riduce la velocità di carica della capacità del transistor high-side. In *Figura 5.12* sono raffigurati i picchi di corrente al variare del tempo di rise del transistor low-side. Si vede chiaramente come quanto appena affermato sia verificato dalla simulazione.

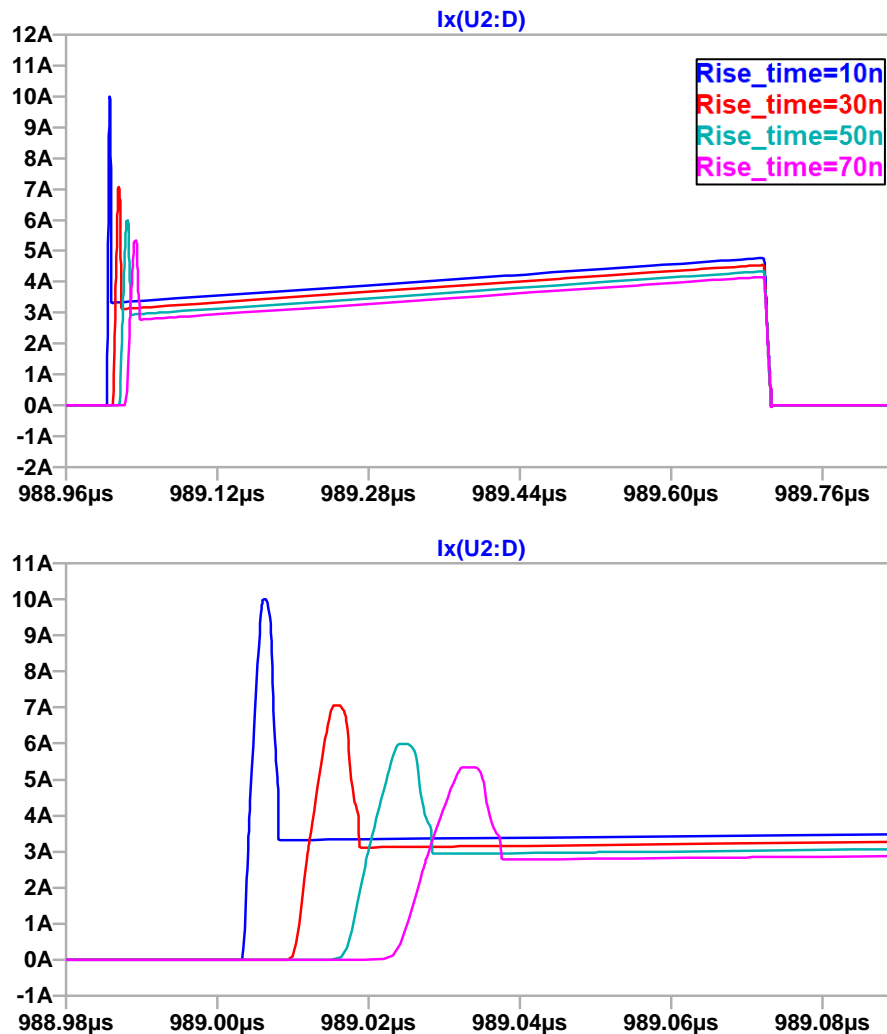


Figura 5.12 Picco di corrente sul transistor low-side al variare del rise time.

Pur abbattendo il picco di corrente l'efficienza della conversione non migliora, anzi, peggiora. Questo è dovuto al fatto che, pur riducendo l'altezza del picco, la durata di quest'ultimo aumenta, aumentando di conseguenza la potenza dissipata nella più lunga fase di commutazione. Questo picco, anche se intrinseco al funzionamento del circuito, non rappresenta un problema a livello progettuale, da datasheet il transistor è in grado di sostenere un picco di corrente in regime impulsato fino a 15 A.

Non ci sono dei metodi immediati per migliorare l'efficienza del circuito. Le uniche opzioni sono: aumentare la potenza in ingresso al circuito, diminuire la frequenza di switching e settare al meglio il tempo di commutazione al fine di ottenere il miglior compromesso tra picco di corrente e durata. Le prime due opzioni si oppongono ai principi di funzionamento dei micro-inverter. Infatti, la prima opzione prevede una maggiore potenza in ingresso, che equivale al collegamento di più di un modulo fotovoltaico al dispositivo. La seconda, invece, è possibile solo a patto di un aumento dell'area e/o volume del convertitore (la grandezza dei passivi è inversamente proporzionale alla frequenza di switching). Tuttavia, per quanto riguarda la seconda opzione, a fine capitolo vengono esplorate delle configurazioni a frequenze più basse, per provare a raggiungere un buon compromesso fra efficienza e grandezza del convertitore.

Sono state effettuate delle simulazioni al variare della potenza in ingresso. Di seguito sono riassunti i risultati ottenuti dal circuito con diversi valori di tensione e corrente.

V_{IN}	I_{IN}	η_{conv}	Duty cycle	V_{OUT}
100 V	4.00 A	96.3%	70%	325.6 V
	2.99 A	95.9%	69.9%	325.2 V
	2.02 V	94.7%	69.8%	325.8 V
	1.01 V	90.1%	69.5%	325.5 V

Tabella 5.2 Valori di efficienza del secondo stadio convertitore al variare della potenza in ingresso.

Come già dedotto, al diminuire della potenza in ingresso il circuito presenta un'efficienza sempre più scarsa.

I modelli dei transistor forniti da GaN Systems sono anche progettati per tenere conto in simulazione dell'effetto della temperatura sulle

caratteristiche elettriche del transistor. In particolare, grazie a dei pin termici, si possono monitorare le temperature di case e giunzione del transistor di potenza. Per fare ciò LTspice fornisce dei modelli appositi che simulino il comportamento dei dissipatori di calore. In particolare, il modello utilizzato si chiama SOAtherm sink. Questo dispositivo richiede 4 parametri per poter simulare correttamente lo scambio di calore tra il case del transistor e l'ambiente circostante. Questi parametri sono:

1. R_{θ} [$^{\circ}C/W$]: resistenza termica del dissipatore di calore;
2. T_a [$^{\circ}C$]: temperatura ambientale;
3. A_c [mm^2]: area di contatto del dissipatore di calore con il transistor;
4. v [mm^3]: volume del dissipatore di calore;

Nel caso in questione, basandosi sulle tecnologie attualmente disponibili, questi parametri sono stati impostati ai seguenti valori:

1. $R_{\theta} = 10 \text{ }^{\circ}C/W$;
2. $T_a = 30 \text{ }^{\circ}C$;
3. $v = 1000 \text{ } mm^3$;

Per quanto riguarda l'area di contatto, questa dipende da diverse considerazioni. Innanzitutto, i transistor utilizzati sono di tipo Bottom-cooled, ovvero sono progettati per essere raffreddati dal basso. L'area di contatto del dissipatore col transistor è costituita dal source del dispositivo (in *Figura 5.13* il source è il pin 6).

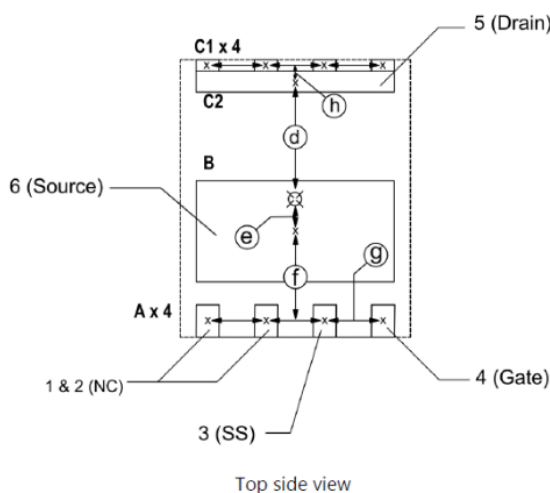


Figura 5.13

Transistor GS-065-008-1-L visto dall'alto, in particolare, l'area di contatto del dissipatore è il pin 6. [29]

Nel datasheet sono riportate le dimensioni di questo piano di contatto, ovvero $4.30 \text{ mm} \times 2.90 \text{ mm}$. Di conseguenza risulta:

$$A_C = 4.30 \text{ mm} \cdot 2.20 \text{ mm} = 9.46 \text{ mm}^2$$

Con questi dati è stato simulato l'andamento delle temperature di giunzione dei due interruttori di potenza. I risultati ottenuti sono raffigurati in *Figura 5.14*.

Le temperature simulate delle giunzioni dei dispositivi sono pienamente accettabili, infatti, a meno di un picco iniziale dovuto allo spunto, le temperature del transistor low-side e high-side si assestano a dei valori costanti, rispettivamente, $55.4 \text{ }^\circ\text{C}$ e $35.6 \text{ }^\circ\text{C}$. Si ricorda inoltre che i dispositivi in questione sono progettati per funzionare fino a temperature di $150 \text{ }^\circ\text{C}$, seppur con una conduzione più scarsa.

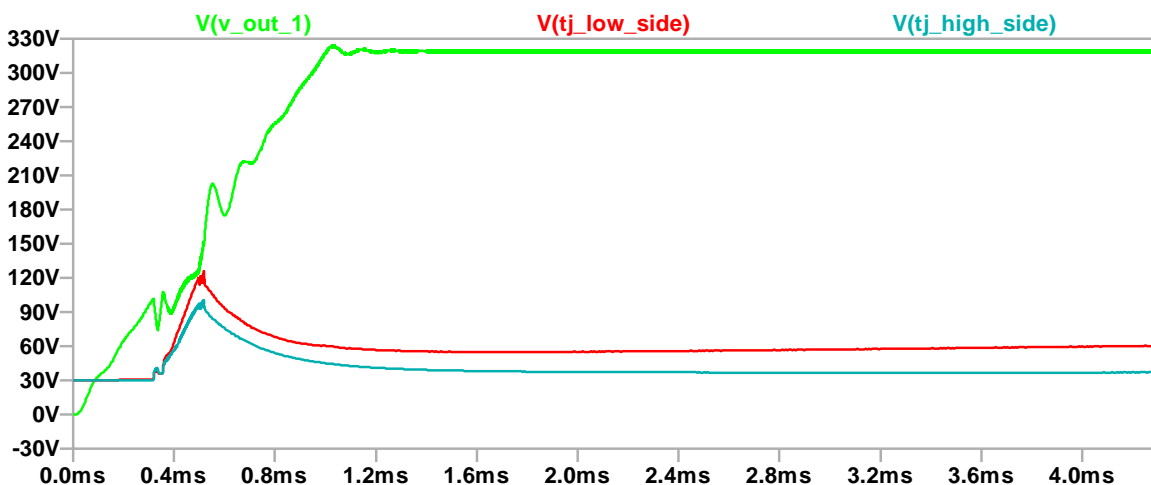


Figura 5.14 Tensione di uscita (in verde chiaro), temperature di giunzione di transistor low-side (in rosso) e transistor high-side (in verde scuro). Le temperature sono riportate in Volt ma sono da intendersi in $^\circ\text{C}$. [6]

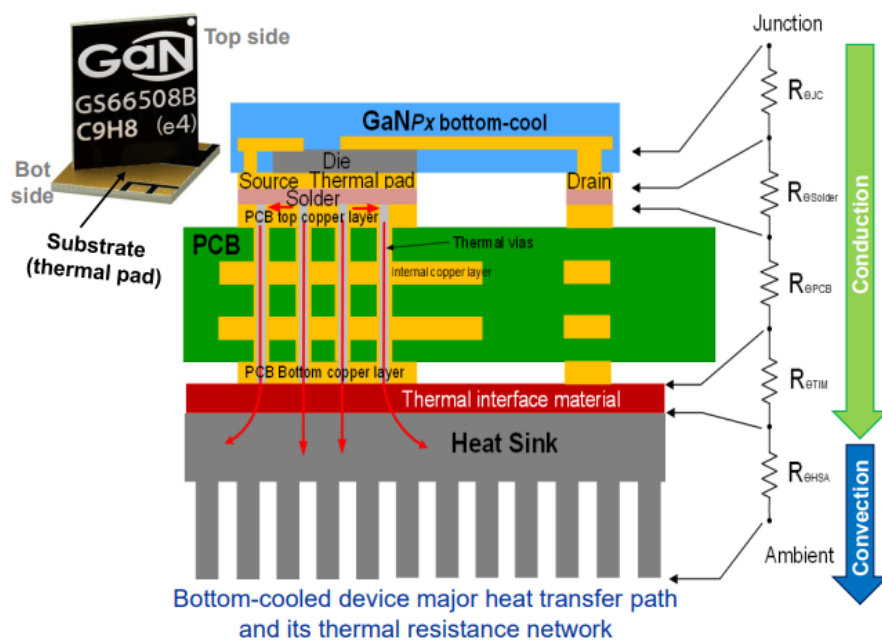


Figura 5.15 Esempio di collegamento del dissipatore di calore per transistor bottom-cooled fornito da GaN Systems. [31]

5.3 Simulazione convertitore DC-AC

Il dispositivo in questione riceve in ingresso una tensione continua da 325 V e una corrente che varia da 0.31 A a 1.23 A e trasformarle in alternata con frequenza $f_1 = 50\text{ Hz}$.

I transistor scelti per effettuare le commutazioni necessarie sono i GS-065-004-1-L [32] forniti da GaN Systems [30]. Questi dispositivi sono studiati per sostenere una corrente continua massima di 4 A , sufficientemente superiore alla corrente che effettivamente scorre in questi dispositivi, ovvero nel caso peggiore di conduzione massima: $i_{max} \approx 1.74\text{ A}$, corrente calcolata considerando la tensione d'uscita alternata con valore efficace 230 V . Questi transistor inoltre sostengono tensioni fino a 630 V , circa il doppio dello stretto necessario.

Per realizzare il filtro d'uscita sono stati scelti i seguenti componenti:

1. Induttore RFS1317-124 [33] della Coilcraft [34], questo componente ha un valore di induttanza di $120\ \mu\text{H}$, molto prossimo ai $115\ \mu\text{H}$ necessari. Inoltre, è in grado di sostenere una corrente media di 3.2 A , circa il 50% in più del necessario.
2. Condensatore 885342209004 WCAP-CSMH 1210 [35] sempre di Würth Elektronik [28], progettato per sostenere una tensione di 630 V , molto superiore alle specifiche di progetto. Il valore di capacità di questo condensatore è 33 nF , molto prossimo ai 22 nF calcolati nel dimensionamento.

Il circuito realizzato e simulato con LTspice è raffigurato in *Figura 5.16*.

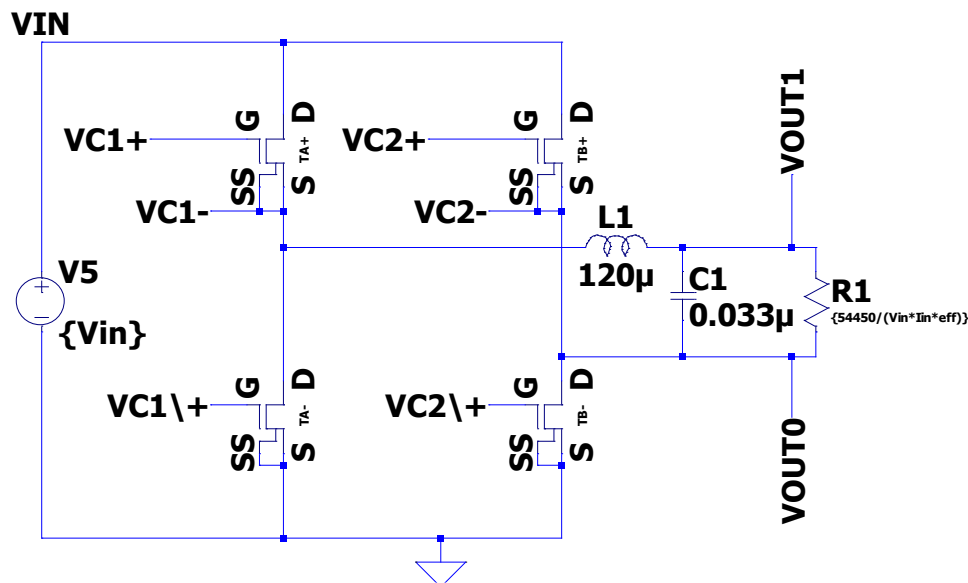


Figura 5.16 Inverter full-bridge simulato con Ltpice.

In *Figura 5.17* sono raffigurati i risultati ottenuti nel caso in cui la corrente di ingresso sia 1.23 A.

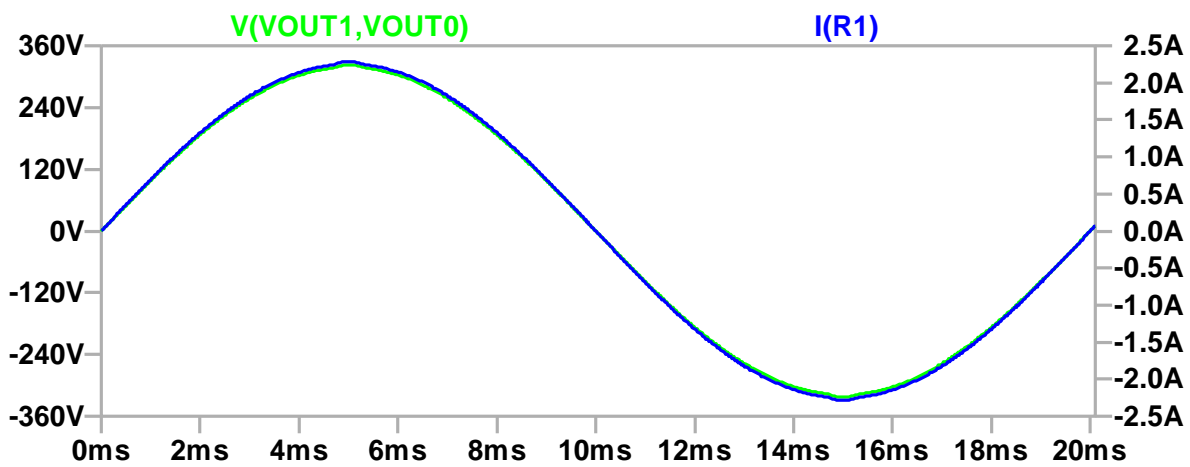


Figura 5.17 Tensione (verde) e corrente (blu) sul carico. Il segnale di tensione è sovrapposto a quello di corrente dato che le due sinusoidi sono in fase.

Come si può vedere, il risultato ottenuto è molto valido: la tensione di uscita è sinusoidale con valore efficace 229 V e frequenza 50 Hz. I segnali di corrente e tensione sono sovrapposti dato che il carico è puramente resistivo. In generale, con un carico reattivo, si avrebbe la sinusoide della corrente sfasata rispetto a quella della tensione. L'efficienza della conversione, in questa configurazione, è stata

misurata ed ha valore 96.5 %, valore non ottimale, ma pur sempre accettabile.

Il driver dell'inverter è stato simulato attraverso l'utilizzo di generatori di tensione ideali e dei comparatori. Così facendo si è in grado di impostare il tempo di discesa e di salita e il dead time dei segnali di controllo. La configurazione utilizzata, e descritta nel *Capitolo 4*, è riportata in *Figura 5.18*. In sostanza, ogni segnale è generato a partire da un'onda triangolare e una senoide. In *Figura 5.19*, invece, sono riportati degli esempi dei segnali di controllo degli interruttori di potenza dell'inverter full-bridge.

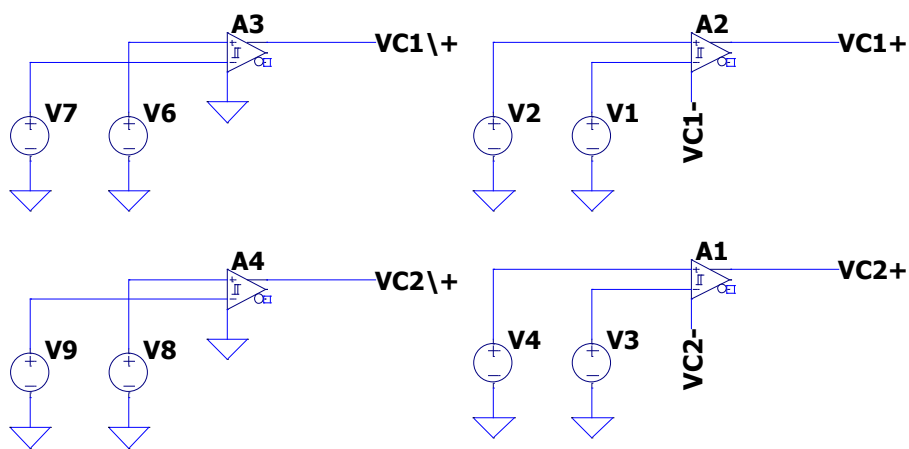


Figura 5.18 Simulazione LTspice del driver dell'inverter full-bridge.

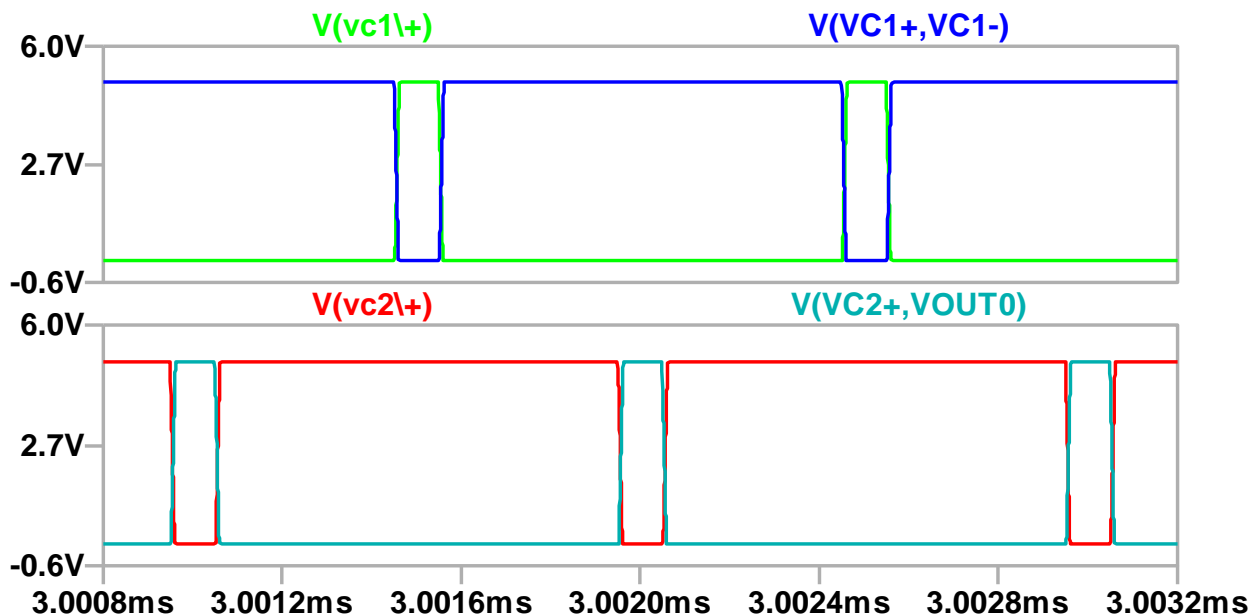


Figura 5.19 Segnali di controllo PWM ottenuti attraverso comparazione di onda triangolare e senoide.

Sono state effettuate altre simulazioni con diversi valori di potenza in ingresso. In *Tabella 5.3* sono riportati i risultati ottenuti

V_{IN}	I_{IN}	η_{conv}	$V_{OUT,rms}$
325 V	1.21 A	96.3%	229.0 V
	0.93 A	95.7%	229.4 V
	0.64 A	94.3%	230.0 V
	0.32 A	89.1%	230.8 V

Tabella 5.3 Valori di efficienza dell'inverter al variare della potenza in ingresso.

Come negli altri convertitori realizzati, il rendimento cala al diminuire della potenza di ingresso. Questo andamento è causato dalla preponderanza delle perdite di tipo switching rispetto alle perdite di conduzione.

5.4 Considerazioni riguardanti il micro-inverter simulato

Il dispositivo è stato infine testato unendo i tre circuiti precedentemente simulati. Lo schema circuitale risultante è rappresentato in *Figura 5.20*.

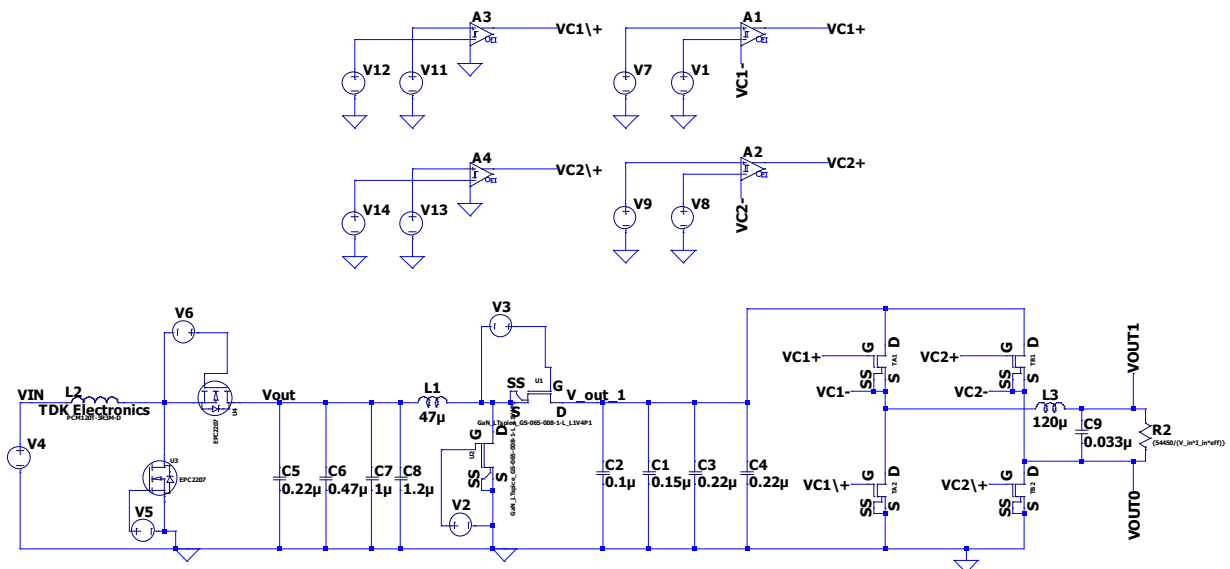


Figura 5.20 Micro-inverter simulato.

In *Figura 5.21* sono rappresentati segnale d'ingresso e d'uscita del micro-inverter, oltre che i segnali intermedi di uscita dei singoli convertitori precedentemente dimensionati (convertitore DC-DC 1 e 2). Come si può vedere, il segnale d'ingresso continuo (segnale verde scuro), viene amplificato fino a 100 V (segnale blu), per poi essere portato a 325 V (segnale rosso) ed infine trasformato in segnale sinusoidale (segnale verde chiaro). Tutti i segnali presentano un ripple iniziale dovuto allo spunto del transitorio, questo effetto indesiderato però svanisce rapidamente. Il segnale rosso (segnale in ingresso all'inverter) presenta un andamento non propriamente costante. L'inarcamento del segnale rosso in prossimità del picco superiore e inferiore della sinusoide d'uscita è dovuto ad un non ottimizzato controllo. Quando la sinusoide assume il valore massimo (o minimo) gli interruttori sono controllati da dei segnali PWM con un duty cycle prossimo al 100 % (poiché $m_a \approx 1$). In questa condizione, i transistor non sono in grado di spegnersi completamente nel tempo richiesto in quanto devono accendersi nuovamente. Questo comporta una richiesta

di corrente d'ingresso all'inverter (uscita del secondo stadio del convertitore DC-DC) leggermente superiori rispetto alle specifiche con le quali è stato progettato, con conseguente leggera riduzione della tensione (curva rossa).

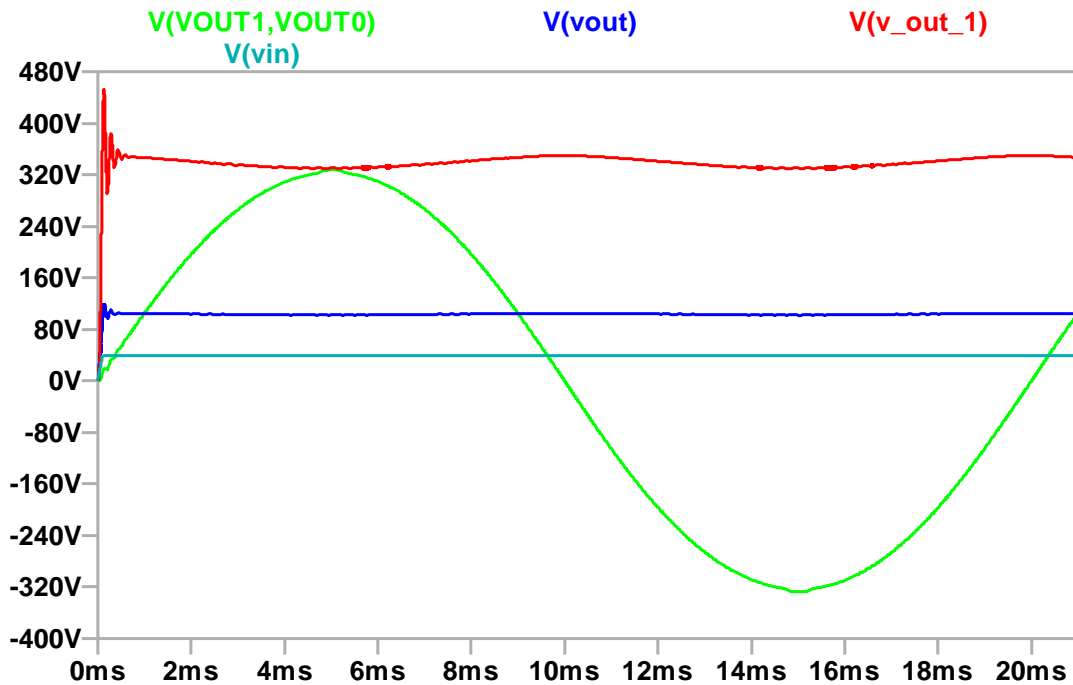


Figura 5.21 Segnale d'ingresso al micro-inverter (verde scuro), segnale d'uscita al primo stadio convertitore (blu), segnale d'uscita al secondo stadio convertitore (rosso) e sinusoide d'uscita (verde chiaro).

Per evitare questa problematica bisognerebbe abbassare il coefficiente di modulazione d'ampiezza m_a a un valore inferiore a 1. Tuttavia, per fare ciò, è necessario aumentare il fattore di step-up (amplificazione) degli stadi convertitori DC-DC in modo tale da garantire una tensione continua in ingresso all'inverter che soddisfi:

$$V_{sin} = m_a \cdot V_{DC}$$

dove V_{sin} è l'ampiezza della sinusoide d'uscita e V_{DC} il valore di tensione continua in ingresso all'inverter.

L'efficienza del circuito risultante non è ottimale, con questa configurazione e una potenza d'ingresso di 400 W, si ottiene un'efficienza del 91.1 %. Questo risultato, seppur accettabile, è comunque migliorabile considerando le attuali soluzioni disponibili sul mercato.

Il problema principale del progetto realizzato sono le perdite di tipo switching degli interruttori di potenza. Per provare ad abbattere questo tipo di perdite, e quindi ottenere un'efficienza migliore, sono state testate delle configurazioni con frequenze inferiori rispetto a quella scelta. Il dimensionamento di questi convertitori non è riportato in quanto molto simile al caso di progetto, ovvero quello con $f_s = 1 \text{ MHz}$. In particolare, le frequenze per cui sono stati testati i circuiti sono $f_s = 500 \text{ kHz}$ e $f_s = 250 \text{ kHz}$, entrambi i casi considerando $P_{IN} = 400 \text{ W}$.

Per quanto riguarda $f_s = 500 \text{ kHz}$, dato che la frequenza è sostanzialmente dimezzata rispetto al caso di progetto, la grandezza dei componenti passivi deve raddoppiare, lo stesso principio è valido per $f_s = 250 \text{ kHz}$, dove semplicemente al posto che raddoppiare bisogna quadruplicare i valori passivi del progetto. Considerato ciò, risulta molto facile dimensionare i circuiti precedentemente realizzati per frequenze multiple di quella di progetto. Così facendo, in *Tabella 5.4* sono riassunte le efficienze raggiunte dai vari stadi del micro-inverter.

f_s	$\eta_{convDC-DC,1}$	$\eta_{convDC-DC,2}$	$\eta_{convDC-AC}$	$\eta_{convTOT}$
1 MHz	98.2%	96.3%	96.3%	91.1%
500 kHz	98.5%	97.6%	97.9%	94.1%
250 kHz	97.8%	98.5%	98.7%	95.1%

Tabella 5.4 Efficienze di conversione al variare della frequenza di switching.

I valori di efficienza riportata rappresentano i casi ad efficienza maggiore dei rispettivi convertitori dopo aver testato i circuiti con diversi dispositivi (condensatori e induttori) opportunamente dimensionati. L'efficienza totale sostanzialmente aumenta al diminuire della frequenza di commutazione, questo andamento è principalmente dovuto al proporzionale calo di perdite di tipo switching. Nel primo convertitore DC-DC, tuttavia, l'efficienza cala quando la frequenza si dimezza da 500 kHz a 250 kHz . Questa anomalia è causata dalla predominanza di perdite date dai parassiti degli elementi passivi. Infatti, diminuendo la frequenza, i passivi risultano sempre più rilevanti, e

questo causa un aumento dei loro elementi parassiti (induttanze, capacità e resistenze parassite) tale da causare un abbassamento di efficienza. Questo abbassamento avviene solamente nel primo convertitore dato che questo è il circuito che lavora con correnti più elevate, di conseguenza è più propenso a generare perdite dovute alla presenza di elevate resistenze parassite nel convertitore.

f_s	P_{IN}	Convertitore	P_{ind}	P_{tr}	P_{cond}
1 MHz	396.2 W	DC-DC, 1	1.51 W	4.12 W	1.49 W
		DC-DC, 2	2.19 W	12.10 W	0.37 W
		DC-AC	1.60 W	12.31 W	0.83 W
		Totale	5.3 W	28.5 W	2.7 W
500 kHz	399.2 W	DC-DC, 1	2.45 W	2.25 W	1.30 W
		DC-DC, 2	2.78 W	6.30 W	1.30 W
		DC-AC	1.90 W	5.62 W	0.70 W
		Totale	7.1 W	14.2 W	3.3 W
250 kHz	398.3 W	DC-DC, 1	4.45 W	1.17 W	3.14 W
		DC-DC, 2	3.13 W	3.00 W	1.31 W
		DC-AC	2.17 W	2.10 W	0.89 W
		Totale	9.8 W	6.3 W	5.3 W

Tabella 5.5 Perdite di potenza nei vari circuiti e componenti al variare della frequenza.

In *Tabella 5.5* sono riportate le perdite di potenza dei vari convertitori al variare della frequenza di switching. Le perdite sono suddivise nel seguente modo: P_{ind} , ovvero potenza dissipata sull'induttore; P_{tr} sui transistori (somma di perdite per switching e per conduzione); P_{cond} sui condensatori d'uscita. Si nota chiaramente come al diminuire della frequenza le perdite dovute ai passivi ($P_{cond} + P_{ind}$) siano sempre più rilevanti, a differenza di quelle sui transistori che risultano sempre meno significative. Questo dimostra ulteriormente come la causa principale di perdite sui dispositivi a semiconduttore siano le perdite di tipo switching (le quali diminuiscono notevolmente per frequenze inferiori). Inoltre, dalla *Tabella 5.5* si deduce come per frequenze troppo basse le perdite causate dai passivi siano sempre più preponderanti rispetto alle perdite sui transistori e, di conseguenza, una frequenza troppo bassa è sconsigliata.

Per quanto complessivamente risulti che il caso con $f_s = 250 \text{ kHz}$ sia il più remunerativo dal punto di vista della potenza, bisogna ricordare che in tale configurazione il valore degli elementi passivi è sostanzialmente circa 4 volte maggiore di quella del caso a $f_s = 1 \text{ MHz}$. È difficile quantificare quanto la grandezza di un passivo si ripercuota sul volume occupato da quest'ultimo nel circuito, esso infatti dipende da elemento a elemento. Tuttavia, in prima istanza, è ragionevole pensare che l'occupazione spaziale del dispositivo sia proporzionale al valore dei suoi elementi passivi. In termini di progettazione di micro-inverter questo rappresenta sicuramente uno svantaggio.

6. Conclusioni

In questa tesi è stato trattato il dimensionamento e la simulazione circuitale di un micro-inverter in tecnologia GaN per applicazioni fotovoltaiche. Innanzitutto, sono stati introdotti i sistemi fotovoltaici e la loro costituzione fondamentale, ponendo particolare attenzione alla struttura dell'inverter e alla configurazione con la quale è solitamente disposto nel campo fotovoltaico. Successivamente è stata introdotta la tecnologia al nitruro di gallio (GaN), in quanto rappresenta una nuova frontiera nello sviluppo di dispositivi a semiconduttore più veloci, robusti ed efficienti degli attuali transistor al Silicio. Grazie ai vantaggi forniti dal GaN è stato possibile dimensionare un micro-inverter con frequenza di commutazione relativamente elevata, così da garantire una dimensione del circuito inferiore rispetto allo standard attuale. Per quanto l'elevata frequenza di lavoro sia fondamentale per la riduzione delle dimensioni del convertitore, essa rappresenta un problema dal punto di vista della potenza dissipata, infatti, il micro-inverter dimensionato e simulato ha un'efficienza poco superiore al 90%. Per questo motivo, sono state infine proposte delle soluzioni a frequenza più bassa, che raggiungono efficienze più elevate e garantiscono comunque delle dimensioni molto ridotte. Il problema principale legato alla realizzazione del convertitore è stato la scarsità di componenti e modelli con cui simulare il circuito, infatti, le tecnologie attualmente disponibili si basano ancora sullo standard tecnologico del Silicio. Questo materiale rappresenta tuttora ancora la migliore alternativa dal punto di vista economico e di progettazione, oltre al fatto che, per la creazione dei dispositivi, sfrutta delle metodologie testate da diversi decenni e quindi molto affidabili. Tuttavia, nel momento in cui si potrà sfruttare a pieno le potenzialità di GaN, questo è destinato a superare la controparte in silicio sotto molti punti di vista. Attualmente in commercio sono disponibili solamente transistor GaN HEMT con struttura laterale, i quali sono teoricamente meno prestanti dei dispositivi di potenza verticali ma comunque già migliori dei transistor che usano Si. Il Nitruro di Gallio, pur non essendo ancora una tecnologia completamente matura, offre delle prestazioni di gran lunga superiori ai dispositivi al Silicio. Il fatto che sia stato realizzato un convertitore con frequenza di switching di 1 MHz e un'efficienza del 91% conferma questa tesi. Sarebbe impensabile realizzare un progetto con le stesse specifiche sfruttando dei dispositivi al Silicio. Ad ogni

modo, l'efficienza ottenuta è troppo bassa, per poter aumentare questo valore bisognerebbe modificare sostanzialmente il progetto. Una prima ipotesi consiste nell'utilizzare una topologia di conversione DC-DC completamente diversa. La versione del convertitore boost utilizzata nel progetto è molto semplice e permette poco spazio di miglioramento. Attualmente, esistono delle topologie che offrono delle efficienze e amplificazioni superiori a scapito di un grado di complessità più elevato. Inoltre, la tensione in ingresso al dispositivo è troppo bassa. Se ad esempio questo valore fosse stato dell'ordine delle centinaia di Volt, sarebbe stato necessario un solo stadio di amplificazione, che sul totale implica un dimezzamento delle perdite dei semiconduttori per lo stadio DC-DC (verrebbero usati solamente 2 transistor al posto che 4). Tuttavia, questo non è possibile, dato che un solo pannello fotovoltaico può dispensare al massimo una tensione dell'ordine di qualche decina di Volt. Infine, un abbassamento della frequenza di switching, come riportato nel *Capitolo 5*, comporterebbe un aumento di efficienza, nel caso in questione si passerebbe dal 91% al 95%. Anche questa ipotesi, tuttavia, non è troppo desiderabile, una diminuzione in frequenza implica un aumento dell'area occupata dal convertitore, in logica micro-inverter ciò rappresenta uno svantaggio.

Bibliografia

- [1] Behura, Arun & Kumar, Dr & Rajak, Dipen & Pruncu, Catalin & Lamberti, Luciano. (2021). Towards better performances for a novel rooftop solar PV system. *Solar Energy*. 216. 518-529. 10.1016/j.solener.2021.01.045.
- [2] Anowar, Md Hasan. (2019). A Modified Incremental Conductance Based Photovoltaic MPPT Charge Controller. 10.1109/ECACE.2019.8679308.
- [3] Kumar, Saurabh & Adeeb, & Ahmad, Uddin & Verma, Neevatika & Verma, Vikas & Singh, Shweta & Ijmtst, Editor. (2021). Implementation Analysis of Solar PV Based SEPIC Inverter System. *International Journal for Modern Trends in Science and Technology*. 7. 08-16. 10.46501/IJMTST0710002.
- [4] L. Garcia-Rodriguez, E. Williams, J. C. Balda, J. Gonzalez-Llorente, E. Lindstrom and A. Oliva, "Dual-stage microinverter design with a GaN-based interleaved flyback converter stage," 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, USA, 2013, pp. 4496-4502, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647302.
- [5] Power Electronics. Converters, Applications and Design (Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins), John Wiley and Sons, Inc, 2003.
- [6] Immagine ottenuta attraverso l'utilizzo del software LTspice.
- [7] Le, Ngoc Thien & Benjapolakul, Watit. (2019). Comparative Electrical Energy Yield Performance of Micro-Inverter PV Systems Using a Machine Learning Approach Based on a Mixed-Effect Model of Real Datasets. *IEEE Access*. PP. 1-1. 10.1109/ACCESS.2019.2957381.
- [8] A. Kajihara and A. T. Harakawa, "Model of photovoltaic cell circuits under partial shading," *2005 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Hong Kong, China, 2005, pp. 866-870, doi: 10.1109/ICIT.2005.1600757.
- [9] <https://new.abb.com/news/detail/23761/abb-launches-next-generation-central-inverter-with-unique-cooling-capabilities>
- [10] Fabio Famoso, Rosario Lanzafame, Simone Maenza, Pier Francesco Scandura, "Performance Comparison between Micro-inverter and String-inverter Photovoltaic Systems", *Energy Procedia*, Volume 81, 2015, Pages 526-539, ISSN 1876-6102.

- [11] Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems, "PHOTOVOLTAICS REPORT", Freiburg, 2023, www.ise.fraunhofer.de
- [12] <https://www.alma-solarshop.it/micro-inverter-enphase/1313-micro-inverter-enphase-iq7a.html>
- [13] <https://www.fimer.com/it/soluzioni-accumulo-di-energia-fotovoltaica/react-2>
- [14] L. Garcia-Rodriguez, V. Jones, J. C. Balda, E. Lindstrom, A. Oliva and J. Gonzalez-Llorente, "Design of a GaN-based microinverter for photovoltaic systems," 2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Galway, Ireland, 2014, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEDG.2014.6878639.
- [15] Rasool, Haaris & Zhaksylyk, Assel & Chakraborty, Sajib & El Baghdadi, Mohamed & Hegazy, Omar. (2020). Optimal Design Strategy and Electro-Thermal Modelling of a High-Power Off-Board Charger for Electric Vehicle Applications. 10.1109/EVER48776.2020.9242993.
- [16] D. Cittanti, E. Vico and I. R. Bojoi, "New FOM-Based Performance Evaluation of 600/650 V SiC and GaN Semiconductors for Next-Generation EV Drives," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 51693-51707, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3174777.
- [17] <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stl18n65m5.pdf>
- [18] <https://www.st.com/resource/en/datasheet/sgt120r65al.pdf>
- [19] <https://electronics.stackexchange.com/questions/329620/help-comparator-circuit>
- [20] <https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/inductor/inductor/smd/datasheet/30/ds/pcm120t.pdf>
- [21] <https://www.tdk.com/en/index.html>
- [22] https://content.kemet.com/datasheets/KEM_C1002_X7R_SMD.pdf
- [23] <https://www.kemet.com/en/us.html>
- [24] https://epcco.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2207_datasheet.Pdf
- [25] <https://epc-co.com/epc/>

- [26] https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc20225.pdf?ts=1694956737012&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [27] <https://www.we-online.com/components/products/datasheet/74435584700.pdf>
- [28] <https://www.we-online.com/en>
- [29] <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2022/07/GS-065-008-1-L-DS-Rev-220712.pdf>
- [30] <https://gansystems.com/>
- [31] https://gansystems.com/wp-content/uploads/2021/10/GN002_Thermal-Design-Guide-for-Top-Side-Cooled-GaNpx-T-Devices_Rev-210720.pdf
- [32] <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2022/07/GS-065-004-1-L-DS-Rev-220712.pdf>
- [33] <https://www.coilcraft.com/getmedia/f77b6d92-568b-4c7a-96c47beef69f2e62/rfs1317.pdf>
- [34] <https://www.coilcraft.com/>
- [35] <https://www.weonline.com/components/products/datasheet/885342209004.pdf>

Ringraziamenti

Ringrazio prima di tutto il professore Andrea Natale Tallarico, mio relatore e guida, che con attenzione e pazienza ha supportato il mio lavoro.

Ringrazio i miei genitori che mi hanno dato la possibilità di seguire questo percorso senza mai peccare di fiducia nei miei confronti.

Ringrazio mio fratello per la vicinanza, il sostegno e la complicità mostrati in questi anni.

Ringrazio i miei coinquilini per l'immane affetto e compagnia.

Ringrazio i miei amici per le risate, la spensieratezza e la serenità che hanno portato nella mia vita.

A tutti voi devo molto più di quanto possa descrivere a parole.

Grazie.