



**UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI PADOVA**



**DIPARTIMENTO  
DI INGEGNERIA  
DELL'INFORMAZIONE**

**DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE**

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA**

**“Studio ed approfondimento del funzionamento di  
convertitore di tipo Buck basato su dispositivi GaN”**

**Relatore: Prof. Marco Stellini**

**Laureando: Grigory Petrenko**

**ANNO ACCADEMICO 2023 – 2024**

**Data di laurea 14.03.2024**

# Indice

1. Introduzione.....	3
2. Dispositivi a Nitruro di Gallio (GaN).....	4
2.1. Introduzione e proprietà.....	4
2.2. Prospettive di mercato per i dispositivi GaN.....	7
3. Convertitori DC-DC Buck: panoramica generale e applicazioni.....	13
3.1. Introduzione nei convertitori step-down.....	13
3.2. Principali applicazioni.....	16
4. Configurazione sincrona (Half-Bridge).....	19
4.1. Buck in DCM.....	19
4.2. Confronto tra Buck sincrono e asincrono.....	21
4.3. Considerazioni energetiche.....	23
5. Studio e approfondimento del convertitore LMG3410.....	30
5.1. Caratteristiche generali.....	30
5.2. Analisi della scheda.....	31
5.3. Condizione di FAULT.....	34
6. Conclusioni.....	41
7. Bibliografia.....	42

# 1. Introduzione

I convertitori di tensione sono dispositivi essenziali nell'elettronica di potenza che trovano una vasta gamma di applicazioni dalla semplice alimentazione dei dispositivi elettronici fino ai sistemi di gestione energetica in ambito industriale, automobilistico e nelle energie rinnovabili. Il convertitore che andiamo a trattare in questa tesi è un DC-DC che si chiama Buck e fa parte della famiglia dei convertitori step-down, ovvero dispositivi che abbassano la tensione d'ingresso per fornire una tensione in uscita. L'implementazione di questi dispositivi con la topologia, a cui più o meno siamo abituati oggi, ha le sue origini ancora negli anni 60-70. Durante tutto questo periodo i convertitori Buck hanno avuto molteplici avanzamenti tecnologici che hanno permesso di aumentare notevolmente la loro efficienza e affidabilità. Ultimamente, l'introduzione dei transistor basati su GaN (Nitruro di Gallio) ha iniziato a guadagnare attenzione significativa negli elementi di potenza di vari tipi compresi i convertitori Buck.

Nella tesi, andiamo a fare un'introduzione nella tecnologia GaN discutendo le sue proprietà fisiche e facendo paragoni con semiconduttori largamente presenti sul mercato, prestando particolare attenzione ai punti di forza che hanno permesso loro di essere attualmente all'avanguardia tecnologica. Riportiamo alcuni esempi di applicazione dei transistor basati su GaN dove le loro caratteristiche giocano un ruolo cruciale.

Di seguito, passiamo all'analisi del funzionamento del convertitore Buck standard che prevede la configurazione asincrona. L'analisi viene effettuata mediante lo studio delle formule e dei grafici. Anche qui forniamo degli esempi di applicazione, compreso i più recenti che prevedono l'utilizzo dei GaN.

Ci focalizziamo in particolare sulla struttura del convertitore che prevede la configurazione sincrona (Half-Bridge) che non è la più tradizionale. Andiamo a fare dei paragoni con la struttura classica asincrona riflettendo sulle prestazioni energetiche.

Proseguiamo con l'analisi del dispositivo fornito dalla Texas Instruments LMG34XX-BB-EVM + LMG3410EVM-018 che realizza un convertitore Buck con l'implementazione dei transistor GaN. Facciamo lo studio di alcuni aspetti logico-circuitali che rendono il dispositivo particolarmente interessante, come ad esempio il segnale Fault che gestisce la logica di spegnimento dei componenti nel caso in cui il convertitore presenti dei comportamenti anomali in termini di temperatura o corrente.

## 2. Dispositivi a Nitruro di Gallio (GaN)

In questo capitolo andiamo ad introdurre il semiconduttore Nitruro di Gallio. Si tratta di un composto che, sebbene poco noto, sta per portare ad una rivoluzione tecnologica in elettronica. Le sue caratteristiche lo rendono ideale per un'ampia gamma di applicazioni, soprattutto in ambito di elettronica di potenza per la realizzazione dei dispositivi di conversione ad alta efficienza.

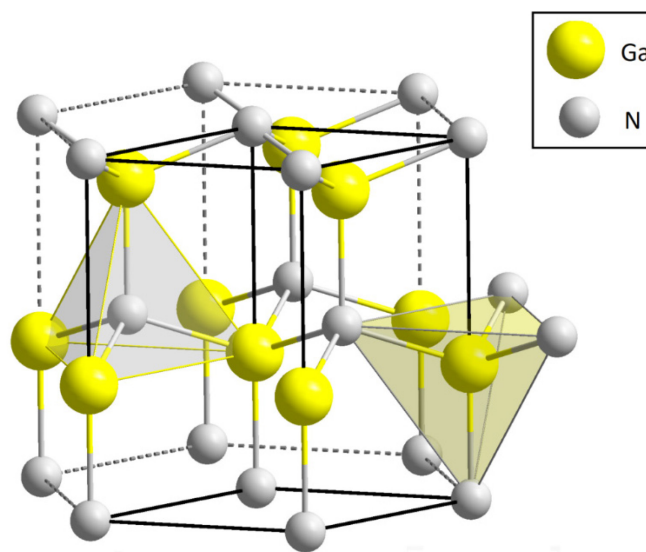


Figura 2.1: Struttura cristallina esagonale del GaN.

### 2.1. Introduzione e proprietà

Il nitrato di gallio (GaN) è un semiconduttore formato dalla combinazione del Gallio con l'Azoto, con band gap diretto binario III/V, con una struttura cristallina esagonale, molto duro, meccanicamente stabile. Il gallio non esiste in natura in forma elementare. Solitamente deriva come sottoprodotto dalla fusione del minerale di bauxite in alluminio e dalla lavorazione del minerale di sfalerite per ottenere lo zinco, quindi ha un'impronta di carbonio di estrazione e raffinazione molto bassa.

Nato come tecnologia negli anni 90, principalmente per applicazioni in optoelettronica per realizzare i diodi emettitori della luce blue, ha avuto una notevole risonanza in ambito di produzione dei transistor.

Andando a discutere le proprietà fisiche ed elettroniche ci focalizziamo sugli aspetti che lo rendono diverso e più vantaggioso rispetto alle realizzazioni con il semiconduttore più diffuso sul mercato, ovvero il silicio (e i suoi composti chimici). Innanzitutto, vogliamo sottolineare l'elevata band gap di 3,4 eV, in confronto agli 1,1 eV del silicio. Un semiconduttore con elevata band gap presenta delle caratteristiche distintive che influenzano il suo comportamento e le sue applicazioni in elettronica:

### **1. Elevata tensione di rottura**

Semiconduttori con una band gap elevata possono tollerare tensioni più alte prima di rompersi. Ciò li rende ideali per le applicazioni ad alta tensione come i dispositivi di potenza.

### **2. Elevata efficienza termica**

Questi materiali possono operare a temperature più elevate rispetto ai semiconduttori con band gap ridotto, mantenendo al contempo una buona efficienza e affidabilità. Le temperature a cui operano i GaN arrivano a 600°C mentre per il silicio questo valore è intorno ai 150°C. Questo aspetto tra l'altro contribuisce anche ad un minor spazio occupato dai dispositivi, perché non necessita delle tecnologie di raffreddamento.

### **3. Elevata efficienza energetica**

Un band gap elevato, inoltre, permette di ottenere dei vantaggi significativi in termini di risparmio di energia. Innanzitutto, un'alta tensione di rottura permette di realizzare degli strati di silicio molto sottili che a loro volta riducono notevolmente la resistenza e quindi le perdite di potenza durante il funzionamento. Inoltre, un'ampia band gap riduce la corrente di fuga quando il dispositivo risulta spento.

### **4. Robustezza alla radiazione**

Un ampio band gap permette di ridurre la probabilità che le radiazioni ionizzanti generino coppie elettrone-lacuna all'interno del materiale. Di conseguenza ci sono meno portatori di carica libera che potrebbero contribuire alla corrente di leakage. Una maggiore robustezza è anche garantita dalla maggiore energia di spostamento del GaN, il che influisce intrinsecamente alla resistenza interna del materiale alle radiazioni poiché è meno probabile che le particelle incidenti causino spostamenti permanenti degli atomi nel reticolo.

Il GaN presenta una mobilità elettronica elevata che può arrivare a  $2000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  (nel silicio questo valore arriva a  $1400 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ ). Il motivo di questa proprietà risiede nel fatto che quando in fase di produzione si fa crescere un sottile strato di nitrato di alluminio e gallio (AlGaN) sopra un cristallo di GaN (figura 2.2), si crea una tensione sull'interfaccia che induce un gas di elettroni bidimensionale di compensazione (2DEG). Questo 2DEG viene utilizzato per condurre in modo efficiente gli elettroni quando gli viene applicato un campo elettrico.

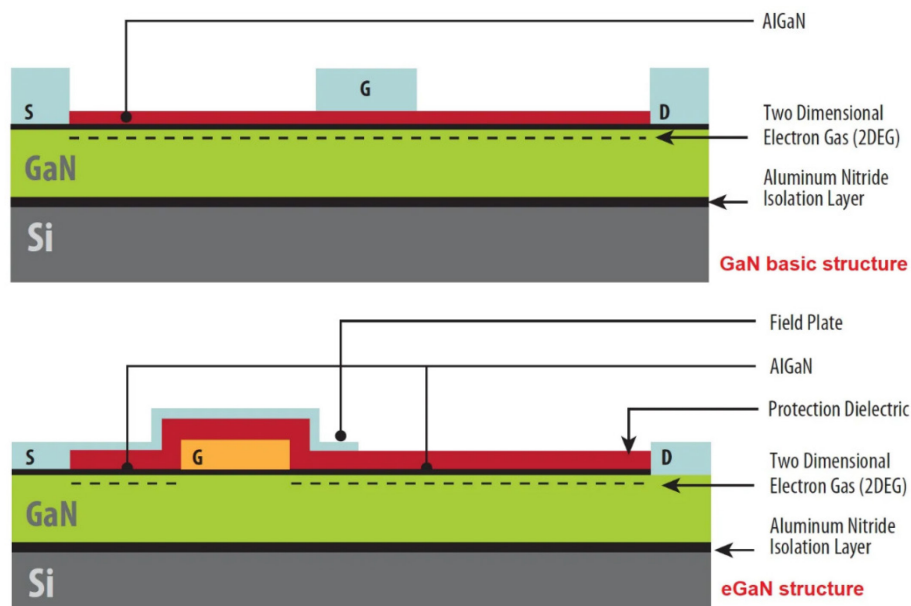


Figura 2.2: Un sottile strato di AlGaN si fa crescere sopra un cristallo di GaN creando un campo elettrico che induce un gas di elettroni 2DEG. Successivamente, lo strato viene ricoperto da un dielettrico.

Un'alta conduttività permette di realizzare dei transistor con delle prestazioni ottime in termini della frequenza di commutazione. Questo ci porta ancora una volta ad una migliore efficienza energetica in quanto vengono ridotte le perdite durante la fase di accensione e spegnimento. Nella figura 2.3 possiamo vedere il confronto tra le perdite di commutazione del GaN e del carburo di silicio (SiC)

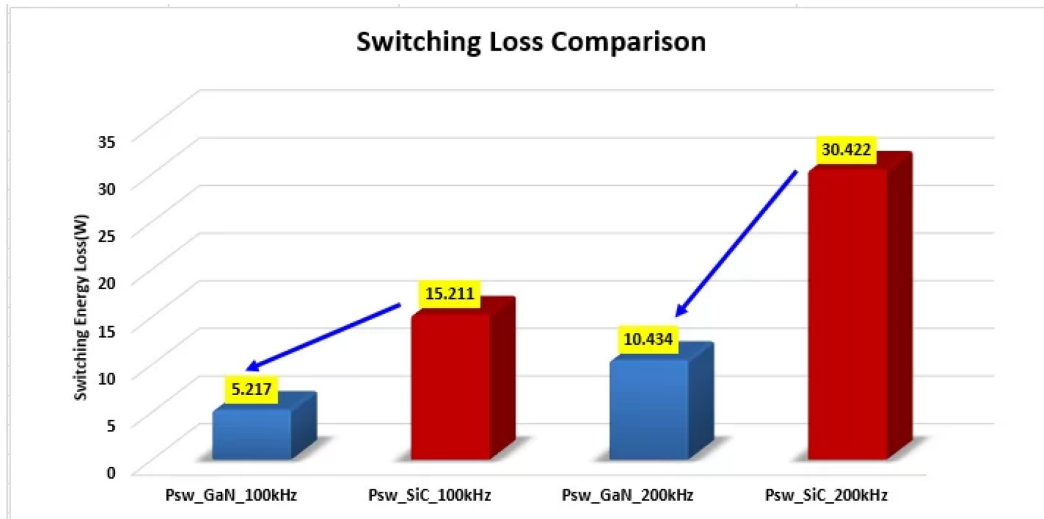


Figura 2.3: Confronto tra le perdite in fase di commutazione.

Si nota anche che nei dispositivi, come i convertitori DC-DC, le frequenze più elevate riducono le dimensioni dei componenti passivi come induttori e condensatori il che può portare alla riduzione delle perdite nei circuiti passivi. In fase di conduzione un'alta velocità di commutazione permette di adattarsi più efficacemente a variazioni del carico, mantenendo un'alta efficienza attraverso un ampio range di condizioni operative. Questo è particolarmente importante in applicazioni come l'alimentazione dei dispositivi elettronici dove il carico può variare significativamente durante l'operazione.

Da quanto descritto segue che la realizzazione di dispositivi GaN richiede uno spazio minore e questo permette di ottenere un'alta efficienza in termini di densità ed una conseguente riduzione dei costi. Sebbene i semiconduttori GaN abbiano generalmente un costo più elevato rispetto al silicio (nella fase di realizzazione), le riduzioni dei costi a livello di sistema derivano dall'uso del GaN riducendo le dimensioni/costi di altri componenti come elementi circuitali passivi induttivi e capacitivi, filtri, raffreddamento, ecc. Il risparmio varia da 10-20 %.

## 2.2. Prospettive di mercato per i dispositivi GaN

Discutendo le proprietà del nitruro di gallio, abbiamo fatto confronto più volte con il silicio, il quale, per un grande periodo, ha rappresentato il componente essenziale nella realizzazione dei transistor per uso industriale. In prima approssimazione, sembra che i transistor basati su GaN non abbiano altro che vantaggi rispetto ai transistor MOSFET: hanno un'efficienza energetica

maggiore, possono lavorare a frequenze molto più elevate, richiedono minor spazio e permettono di ridurre i costi su larga scala di produzione e implementazione. Tuttavia, ci sono degli ostacoli di cui dobbiamo tener conto. Innanzitutto, i dispositivi GaN normalmente sono di tipo “depletion”, quindi conducono corrente quando non è applicata una tensione. Questo significa che serve progettare dei circuiti di spegnimento, il che aumenta la complessità del sistema. Per l’uso industriale servono i dispositivi sia depletion (normalmente-on) che enhancement (normalmente-off). La realizzazione dei GaN di tipo “enhancement” è un'altra sfida da affrontare, in quanto impiega l’uso di substrati aggiuntivi come ad esempio SiC (carburo di silicio) il che non può non influire sulla complessità del processo di fabbricazione e quindi direttamente sui costi di produzione. In alcune applicazioni per ottenere il comportamento “enhancement” si usano moduli di potenza integrati mediante l’inserimento di un MOSFET in combinazione con GaN.

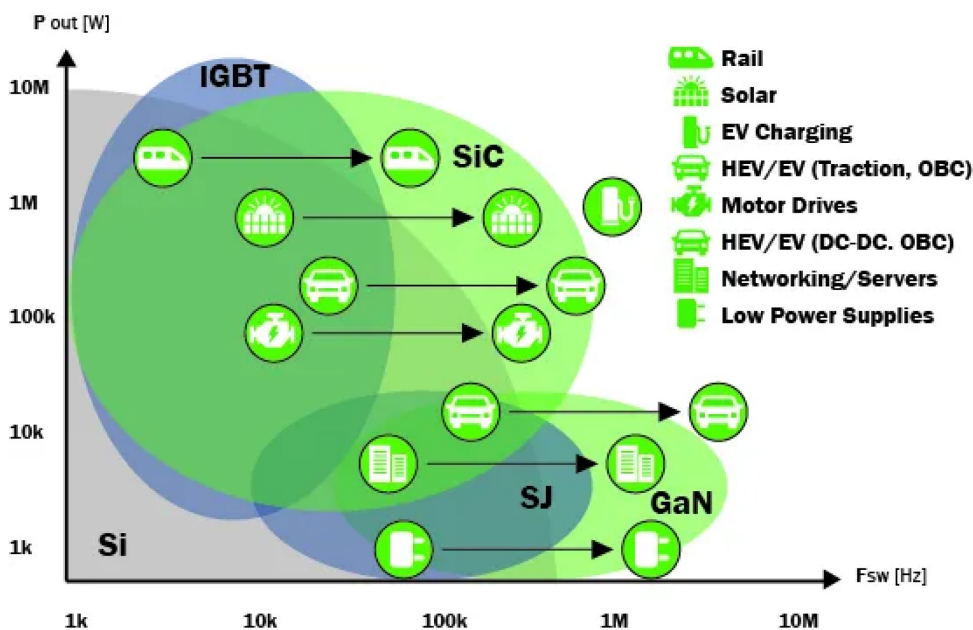


Figura 2.4: Si vede che GaN risulta la soluzione migliore per le applicazioni ad alta frequenza, mentre per alte tensioni si lavora con IGBT e SiC.

Transistor GaN è una tecnologia piuttosto giovane (15-20 anni sul mercato), in fase di sviluppo e, di conseguenza, ancora non ampiamente utilizzata. Parlando della produzione di massa, i progettisti si affidano maggiormente alle implementazioni con silicio per la sua larga disponibilità, design facile e conosciuto da tanti decenni, maggiore prevedibilità e affidabilità,



e per applicazioni ad altissima tensione come binari ferroviari o linee elettriche (superiori a 1kV) come gli IGBT o SiC.

Le tendenze ci dicono che nei prossimi decenni il GaN andrà a sostituire in gran parte le tecnologie in silicio sia in ambiti di uso comune che in quello industriale. Si parla di elettrodomestici, PC, smartphone, pannelli solari, data center ecc. Tuttavia, rimarranno dei settori dove sono richieste le proprietà che il nitruro di gallio non possiede.

## Applicazioni aereo-space

I dispositivi basati su GaN già da qualche anno hanno trovato successo in applicazioni spazio-satellitari. I dispositivi presenti nei satelliti in orbita attorno alla nostra terra o nei satelliti di esplorazione che visitano le parti più distanti del nostro sistema solare, subiscono tutti una qualche forma di bombardamento con radiazioni ad alta energia. Tre dei principali tipi di radiazioni sono la radiazione gamma, la radiazione di neutroni e il bombardamento di ioni pesanti. A differenza del silicio, dove sono necessarie tecniche di fabbricazione e imballaggi speciali per proteggere i semiconduttori dagli effetti delle radiazioni, le proprietà fisiche e la costruzione dei dispositivi GaN li rendono relativamente immuni ai danni causati dalle radiazioni nello spazio. Non dimentichiamoci delle caratteristiche importanti in ambito spaziale come la capacità di commutazione, alta efficienza e spazio ridotto.

Ad esempio, l'azienda EPC (Efficient Power Conversion) produce semiconduttori basati su GaN che vengono utilizzati nello sviluppo dei sistemi avanzati come:

### Ruote di reazione

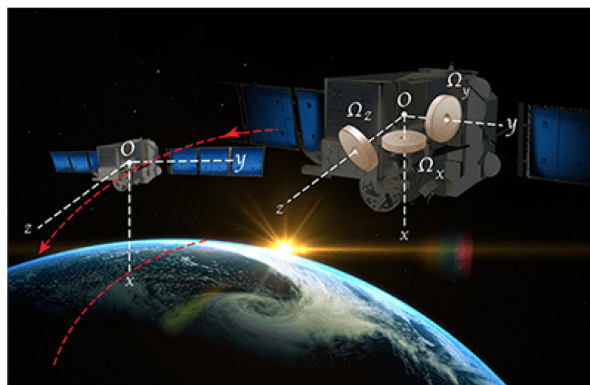


Figura 2.5: Ruote di reazione.

È un componente fondamentale poiché consente ai satelliti di rimanere orientati e riposizionarsi mentre sono in orbita. La ruota di reazione funziona controllando la velocità di rotazione del motore elettrico collegato al volano. Ampio gap di banda dei dispositivi di potenza Rad Hard GaN consentono di avere frequenze di commutazione molto più elevate con perdite di commutazione notevolmente inferiori, fornendo le dimensioni ridotte, il peso leggero e il controllo di precisione necessari per azionare le ruote di reazione.

### **Navigazione e attracco autonomi**

Lidar è una tecnologia che ha trovato successo anche in ambito aerospaziale. Funziona emettendo brevi impulsi di laser verso l'oggetto e misurando il tempo che impiega la luce riflessa per ritornare al sensore (figura 2.6). Più breve è l'impulso del raggio laser, tanto maggiore è la risoluzione delle immagini lidar. I dispositivi GaN forniscono la velocità necessaria, aumentano l'efficienza e riducono le dimensioni del lidar.

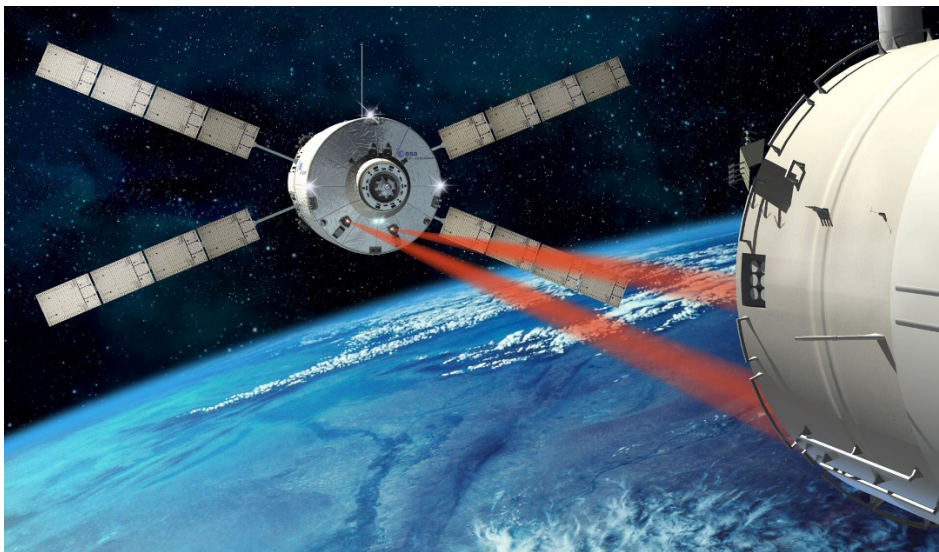


Figura 2.6: Emissione del laser per misurare la distanza.

### **Propulsore ionico**

Il propulsore ionico è un tipo di motore elettrico che si basa sulla creazione della spinta a partire dall'accelerazione degli ioni. Il GaN consente di ottenere un'alimentazione più piccola, leggera ed efficiente per questi sistemi, aumentando l'erogazione di potenza.

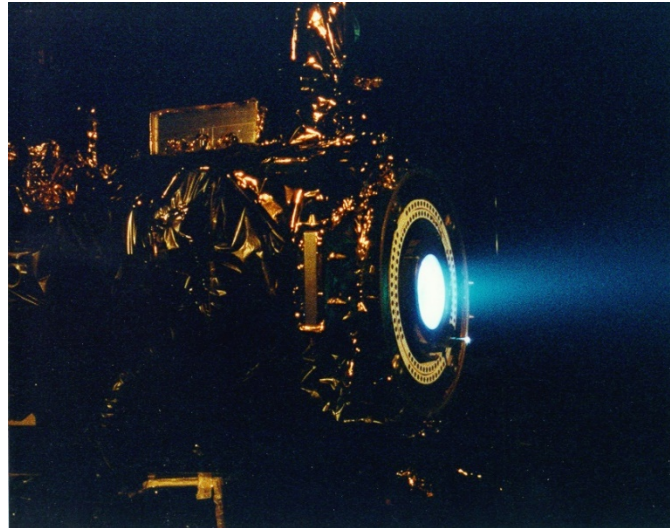


Figura 2.7: Propulsore ionico.

## AI in Data Centers

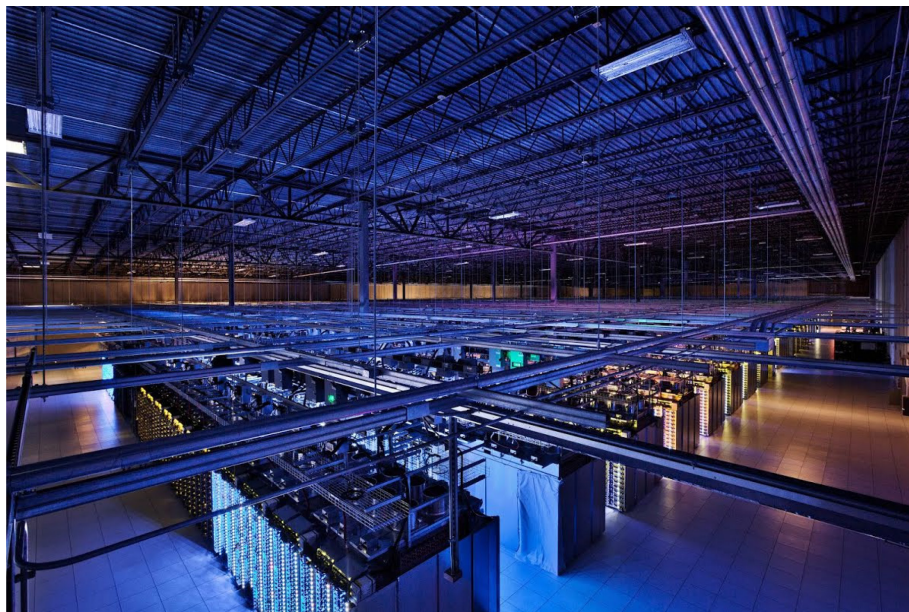


Figura 2.8: Data center è un'ampia struttura contenente dei server, sistemi di storage e dispositivi di networking.

Le attuali tecnologie di conversione e distribuzione dell'energia nei data center non sono in grado di gestire l'aumento della domanda posta dal cloud e dal machine learning, e certamente non dalle applicazioni di “generative AI” (intelligenza artificiale generativa) ad alto consumo

di energia. Generative AI è un tipo di intelligenza artificiale che ha la capacità di creare, generare o sintetizzare i dati che prima non esistevano. Di conseguenza questo sistema può diventare una fonte di contenuti che possono essere indistinguibili da quelli creati dagli esseri umani. Ovviamente, la realizzazione di tale sistema richiede una notevole quantità di risorse energetiche, data la complessità computazionale e il carico di lavoro richiesto per eseguire questi modelli. Secondo gli ultimi studi, la recente classe di modelli di intelligenza artificiale generativa richiede un aumento da dieci a cento volte della potenza di calcolo per addestrare i modelli rispetto alla generazione precedente.

GaN offre prestazioni ed efficienza impareggiabili rispetto ai design degli alimentatori tradizionali, rendendolo un'opzione ideale per i data center di oggi, in particolare con l'aumento dell'utilizzo dell'intelligenza artificiale generativa, come descritto sopra. I transistor GaN possono funzionare a velocità di commutazione più elevate e avere cifre di merito di ingresso e uscita superiori. Queste caratteristiche si traducono in vantaggi del sistema, tra cui una maggiore efficienza operativa e una maggiore densità di potenza. I transistor GaN consentono all'elettronica di potenza del data center di raggiungere livelli di efficienza più elevati, riducendo gli sprechi energetici e generando molto meno calore. In termini di numeri, si tratta di un risparmio annuale di circa \$3 milioni per ogni cluster di dieci rack alimentato da GaN e una riduzione di 100 tonnellate di emissioni di CO<sub>2</sub>.

## **3. Convertitori DC-DC Buck: panoramica generale e applicazioni**

### **3.1. Introduzione nei convertitori step-down**

I convertitori di tensione sono componenti essenziali in ambito di elettronica di potenza. Nel complesso dei dispositivi elettronici ci sono vari componenti che richiedono alimentazione diversa per cui la progettazione dei sistemi di adattamento di tensione diventa cruciale e deve essere effettuata in modo sicuro, controllato e compatibile con le esigenze dell'applicazione. Le caratteristiche principali che vengono valutate in fase di progettazione sono: precisione nell'adattamento di tensione, efficienza energetica (riduzione dello spreco), stabilità e sicurezza (i dispositivi devono essere in grado di mantenere la tensione stabile in uscita anche quando la tensione in ingresso varia).

Il convertitore DC-DC Buck, è un convertitore di tipo step-down, ovvero quello che adatta una tensione all'ingresso più alta in una tensione all'uscita più piccola. I vantaggi principali del Buck sono: la semplicità del circuito che impiega l'uso di pochi componenti e l'alta efficienza. Il principio di funzionamento prevede il trasferimento controllato di energia dall'ingresso all'uscita tramite interruttori, un induttore e un condensatore. Nel convertitore Buck vengono utilizzati un transistor (MOSFET o GaN) e un interruttore low-side (tipicamente un diodo o un transistor per modalità sincrona) per controllare il flusso di corrente attraverso l'induttore. Regolando il ciclo di lavoro del transistor, la tensione di uscita media può essere regolata proporzionalmente alla tensione di ingresso.

Per ora trattiamo solo la modalità asincrona, ovvero quella con diodo, in condizioni CCM. Andiamo ad analizzare lo schema circuitale e facciamo considerazioni sul comportamento dei segnali.

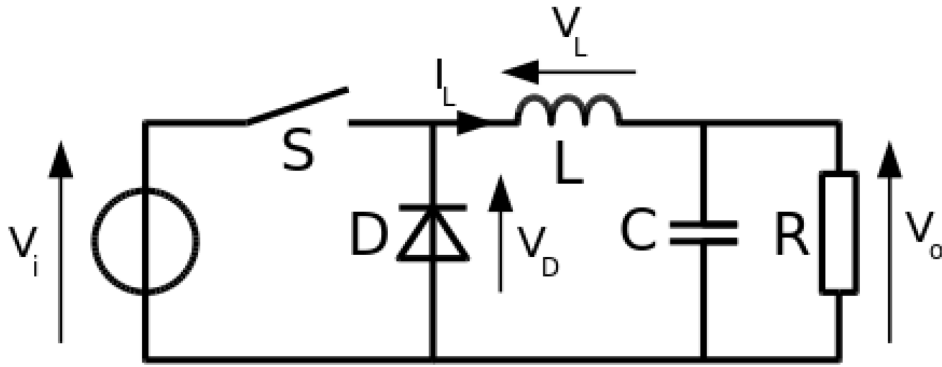


Figura 3.1: Schema circuitale del convertitore Buck asincrono.

Inizialmente l'interruttore alto è chiuso che consente alla corrente di fluire attraverso l'induttore, che immagazzina energia nel suo campo magnetico. Questa energia immagazzinata viene quindi trasferita all'uscita, caricando il condensatore e alimentando il carico. Si nota che il diodo risulta contropolarizzato.

Possiamo valutare l'andamento della corrente nell'induttore scrivendo la formula:

$$\Delta I_{L_{on}} = \int_0^{t_{on}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{V_i - V_o}{L} t_{on}, \quad t_{on} = DT$$

Quando l'interruttore si apre, inizia la fase di freewheeling dove la corrente dell'induttore forza il diodo in accensione per cui si ottiene un circuito di richiusura. L'energia immagazzinata precedentemente nell'induttore viene trasferita al condensatore per cui si ottiene il seguente andamento:

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_{t_{on}}^{T=t_{on}+t_{off}} \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_o}{L} t_{off}, \quad t_{off} = (1 - D)T$$

A regime deve valere che

$$\begin{aligned} \Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} &= 0 \\ \frac{V_i - V_o}{L} t_{on} - \frac{V_o}{L} t_{off} &= 0 \end{aligned}$$

Per cui, sostituendo  $t_{off}$  e  $t_{on}$  si trova che la tensione in uscita è proporzionale alla tensione d'ingresso attraverso il duty cycle:

$$D = \frac{V_o}{V_i}$$

Quindi ad esempio se diamo all'ingresso una tensione di 12V e impostando il duty cycle a 25%, all'uscita otteniamo 3V.

Di seguito riportiamo le forme d'onda dei segnali:

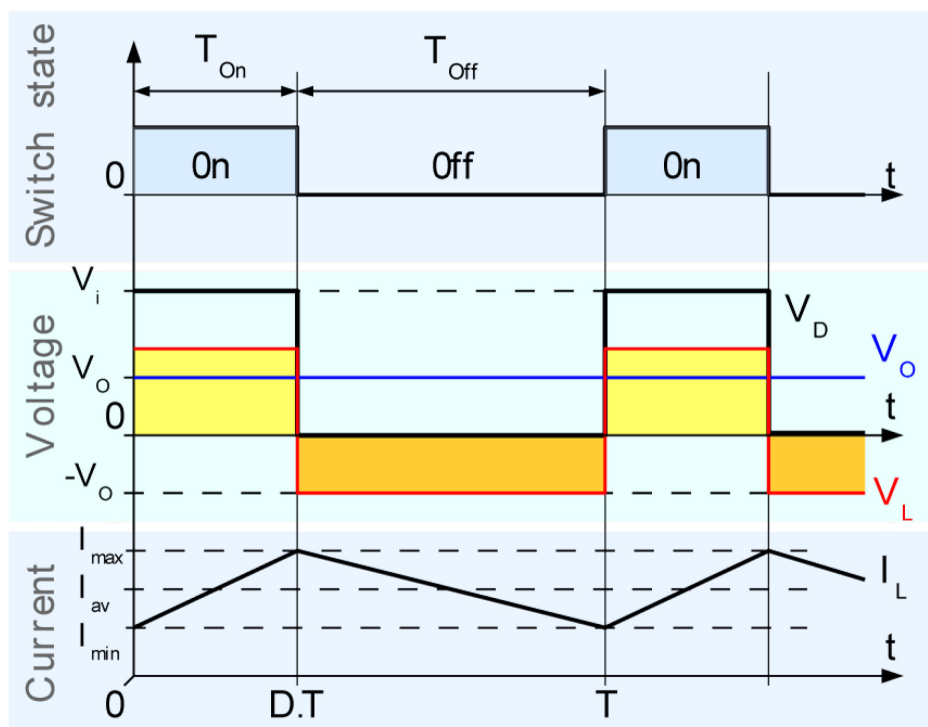


Figura 3.2: Andamento delle forme d'onda; si nota che la pendenza della corrente cambia quando avviene la commutazione dello switch.

Alcune considerazioni importanti:

Per ottenere un'uscita stabile si vuole minimizzare il ripple di tensione in uscita. Per fare ciò dobbiamo prestare attenzione a come sono selezionati i componenti, in particolare: induttore e condensatore

Il valore dell'induttore deve essere scelto per bilanciare i compromessi tra ondulazione della tensione di uscita, risposta transitoria e dimensioni. Il valore dell'induttore richiesto può essere calcolato utilizzando la seguente formula:

$$L = \frac{(V_{in} - V_{out}) \cdot D \cdot T}{\Delta I_L}$$

dove abbiamo il periodo di switching  $T$  e il ripple dell'induttore desiderato  $\Delta I_L$ .

Il condensatore svolge un ruolo fondamentale nel filtrare l'ondulazione della tensione di uscita e nel mantenere la stabilità nel convertitore. Il valore di  $C_{OUT}$  dipende dall'ondulazione della tensione di uscita desiderata, dalla corrente di carico e dalla frequenza di commutazione:

$$C_{out} = \frac{I_{out} \cdot D \cdot T}{\Delta V_{out}}$$

Possiamo riscrivere l'equazione della capacità in questo modo:

$$C_{out} \approx \frac{\Delta I_L \cdot T}{2 \cdot \Delta V_{out}} \quad \text{dove } \frac{\Delta I_L}{2} = I_C$$

$$\frac{\Delta I_L}{2} = C_{out} \cdot \frac{\Delta V_{out}}{T}$$

È importante notare che l'ondulazione della corrente dell'induttore è direttamente proporzionale alla corrente di carico e al duty cycle. In pratica, una corrente di carico più elevata comporterà una maggiore ondulazione della corrente nell'induttore.

L'analisi del convertitore in DCM è reperibile al paragrafo dedicato al confronto tra la configurazione asincrona e configurazione sincrona (Half-Bridge).

## 3.2. Principali applicazioni

### PC Motherboard

I convertitori Buck di tipo POL (Point-of-Load), ovvero una famiglia di convertitori non isolati in grado di trasmettere in modo efficiente energia a carichi di corrente elevati, trovano una vasta applicazione nella regolazione dell'alimentazione dei componenti come CPU o GPU. Tipicamente, l'alimentazione del PC fornisce 12V che vanno convertiti in 1.5V o un valore simile. A questo scopo viene utilizzato un Buck sincrono, a volte multifase.



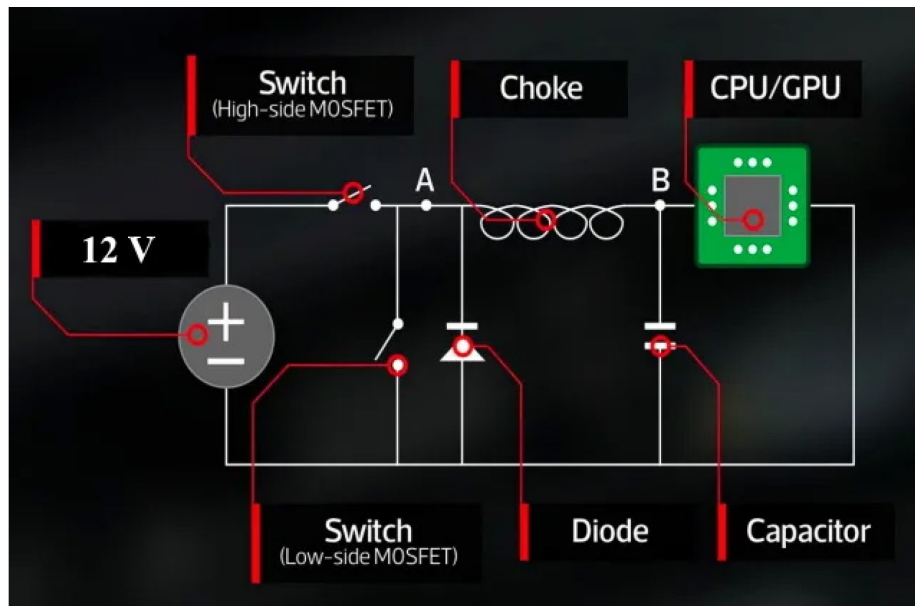


Figura 3.3: Buck converte la tensione di alimentazione nella tensione supportata dalla CPU.

### Macchine elettriche

Nelle macchine, in particolare nei veicoli elettrici si usano diversi tipi di convertitori DC-DC a seconda di esigenze specifiche di alimentazione e controllo. I convertitori step-down non fanno eccezione; vengono infatti usati per ridurre la tensione della batteria dai livelli alti ai livelli più bassi per alimentare sistemi ausiliari e l'elettronica di bordo.

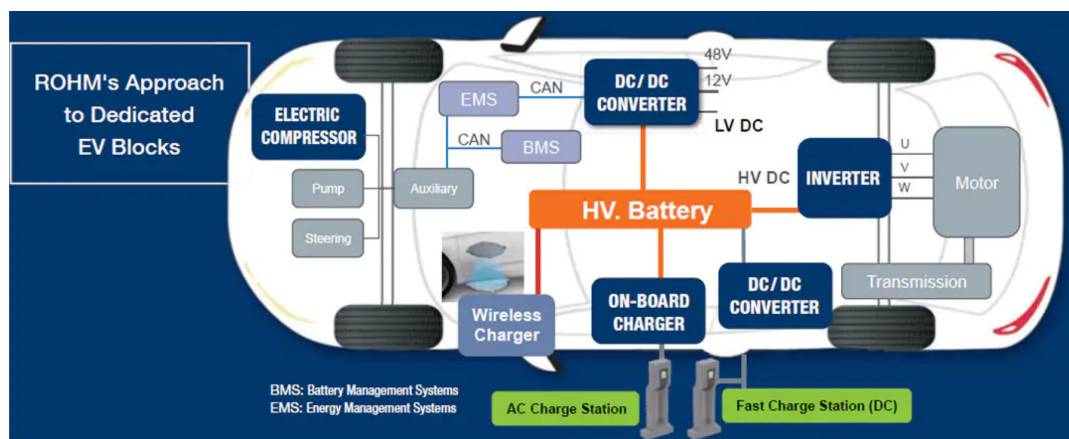


Figura 3.4: Schema dei componenti di potenza in una macchina elettrica.

Un progetto interessante è stato realizzato dalla collaborazione tra GaN Systems (fornitore dei transistor GaN), Toyota e Nagoya University. Il progetto si chiama “all-GaN Vehicle” e presenta molteplici applicazioni di potenza del GaN nell'auto come inverter di trazione,

caricabatterie di bordo (OBC) e convertitore DC-DC. Il GaN ha aumentato la densità di potenza e migliorato l'efficienza del 20% rispetto al silicio, estendendo l'autonomia dell'auto.



Figura 3.5: all-GaN Vehicle.

A parte un miglioramento in efficienza GaN Systems ha raggiunto dei risultati impressionanti in termini di risparmio dello spazio occupato dagli elementi di potenza. Ad esempio, un nuovo convertitore DC-DC bidirezionale (un convertitore sia step-down, che step-up) della Renesas Electronic Corporation con l'uso del transistor GS61008P della GaN Systems ha permesso di avere un'area PCB più piccola del 50% rispetto all'utilizzo di Si-MOSFET sempre con prestazioni elevatissime in termini di efficienza energetica e velocità di commutazione.

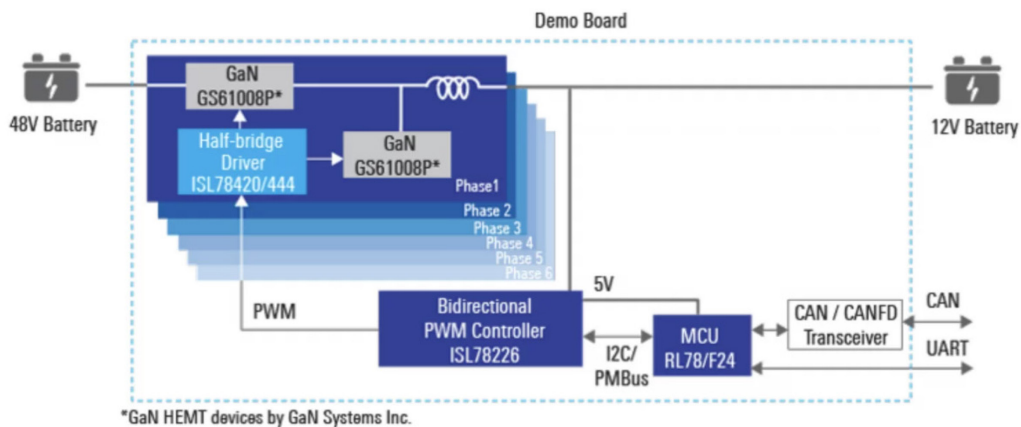


Figura 3.6: Schema del convertitore bidirezionale che usa i transistor GaN.

## 4. Configurazione sincrona (Half-Bridge)

In questo capitolo concludiamo lo studio del Buck in configurazione asincrona con l'analisi del suo comportamento in modalità discontinua (DCM). Successivamente, andiamo a paragonare la configurazione asincrona con la configurazione sincrona, che prevede l'utilizzo dei due transistor come elementi di switch sincronizzati tra loro. Gli aspetti su cui ci focalizziamo in particolare sono: il comportamento diverso nella situazione di bassa corrente d'uscita e le prestazioni energetiche diverse.

### 4.1. Buck in DCM

Parlando delle modalità di funzionamento del convertitore Buck nel capitolo 3 abbiamo tralasciato la modalità DCM che adesso riprendiamo.

Analizziamo il comportamento del convertitore al variare della corrente  $I_o$  assorbita dal carico:

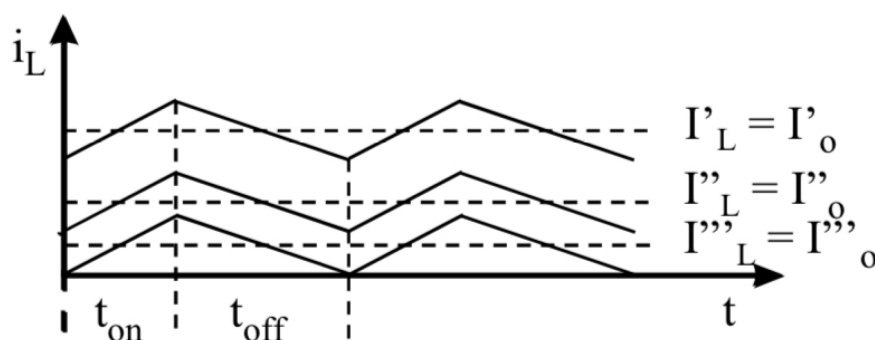


Figura 4.1: La variazione della corrente media nell'induttore. Quando la corrente è 0 si passa al funzionamento discontinuo.

Si può osservare dalla figura 4.1 che la corrente media nell'induttore che coincide con la corrente di uscita viene traslata verticalmente mantenendo la forma originale, quindi mantenendo il duty-cycle e l'entità di ondulazione. Se la corrente di uscita raggiunge valori sufficientemente piccoli la corrente nell'induttore si annulla e non si darà luogo alla corrente negativa perché c'è il diodo che lo impedisce, per cui si entra in modalità discontinua.

Come limite della corrente di uscita oltre al quale si entra in DCM possiamo definire questo

$$\text{valore: } I_{o \text{ lim}} = \frac{\Delta I_L}{2}$$

Questa situazione modifica le relazioni trovate precedentemente in funzionamento continuo.

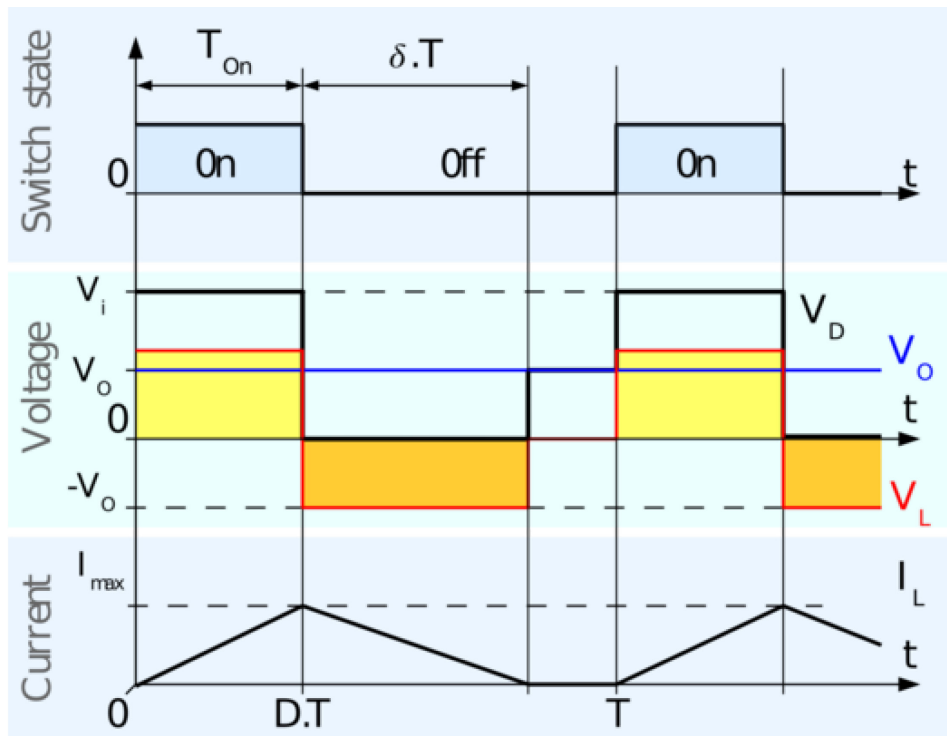


Figura 4.2: Funzionamento DCM. Quando la corrente nell'induttore è 0 il diodo si trova alla tensione d'uscita mentre sull'induttore la ddp è 0.

Scrivendo le equazioni aggiornate per le tensioni e le correnti:

$$(V_i - V_o) DT - V_o \delta T = 0$$

$$I_{L_{\max}} = \frac{V_i - V_o}{L} DT$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_L &= \left( \frac{1}{2} I_{L_{\max}} DT + \frac{1}{2} I_{L_{\max}} \delta T \right) \frac{1}{T} \\ &= \frac{1}{2} I_{L_{\max}} (D + \delta) \\ &= I_o \end{aligned}$$

dove  $\bar{I}$  è la corrente media nell'induttore.

Si ottiene:

$$V_o = V_i \frac{1}{\frac{2LI_o}{D^2 V_i T} + 1}$$

Si osserva che adesso il controllo sulla corrente di uscita non è così facile e dipende da vari fattori ai quali si aggiungono la corrente di uscita, la frequenza di switching e il valore dell'induttanza. Importante notare che adesso la conversione dipende dal carico che stiamo applicando all'uscita, ciò non accadeva nel CCM.

## 4.2. Confronto tra Buck sincrono e asincrono

Come abbiamo già accennato, esistono varie configurazioni del convertitore DC-DC Buck. Il circuito del Buck sincrono (chiamato anche Half-Bridge) rappresenta una realizzazione più avanzata e più complessa in quanto necessita di un'ulteriore supervisione e dei dispositivi di supporto. La sua implementazione, tra l'altro, la troviamo nel capitolo successivo quando andiamo a trattare il convertitore LMG3410 che configura dei dispositivi GaN. Buck sincrono prevede l'utilizzo dei due transistor che devono essere adeguatamente sincronizzati tra di loro per evitare le condizioni di cortocircuito. I transistor necessitano di unità di controllo chiamate driver che garantiscono un funzionamento corretto. Tuttavia, maggiore complessità logica ed elettronica viene ripagata con una maggiore precisione, capacità di controllo ed efficienza rispetto alla configurazione classica. Di seguito, come termine operativo utilizziamo "Mofet" tenendo in mente che le considerazioni che andiamo a fare valgono anche per GaN.

Andiamo a paragonare le due configurazioni focalizzandoci su alcuni degli aspetti critici che rendono diversi il loro comportamento e le loro prestazioni.

Per il **Buck asincrono** consideriamo questo circuito:

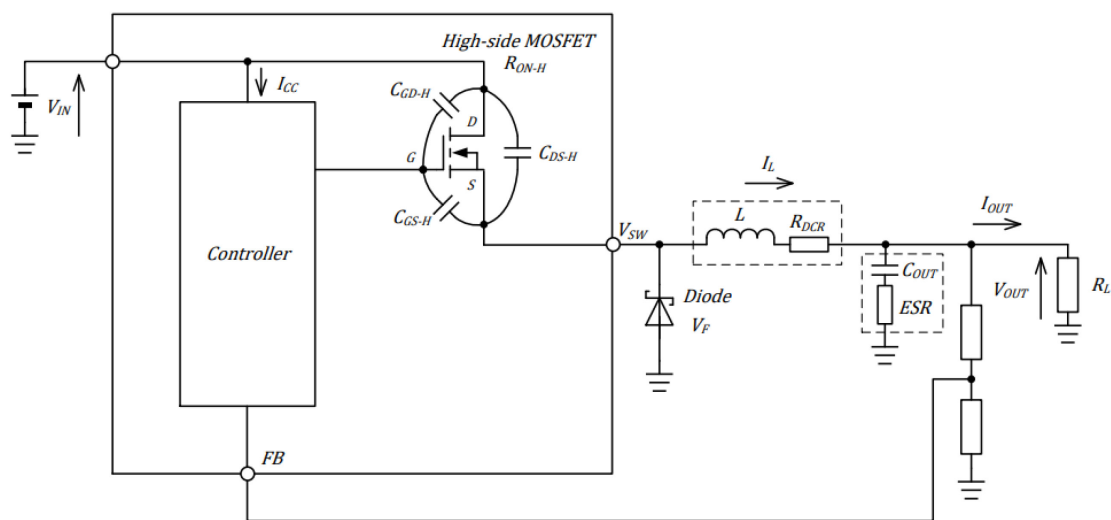


Figura 4.3: Schema circuitale del Buck asincrono. Per completezza rappresentiamo anche gli elementi passivi.

Mentre per il **Buck sincrono** questo circuito:

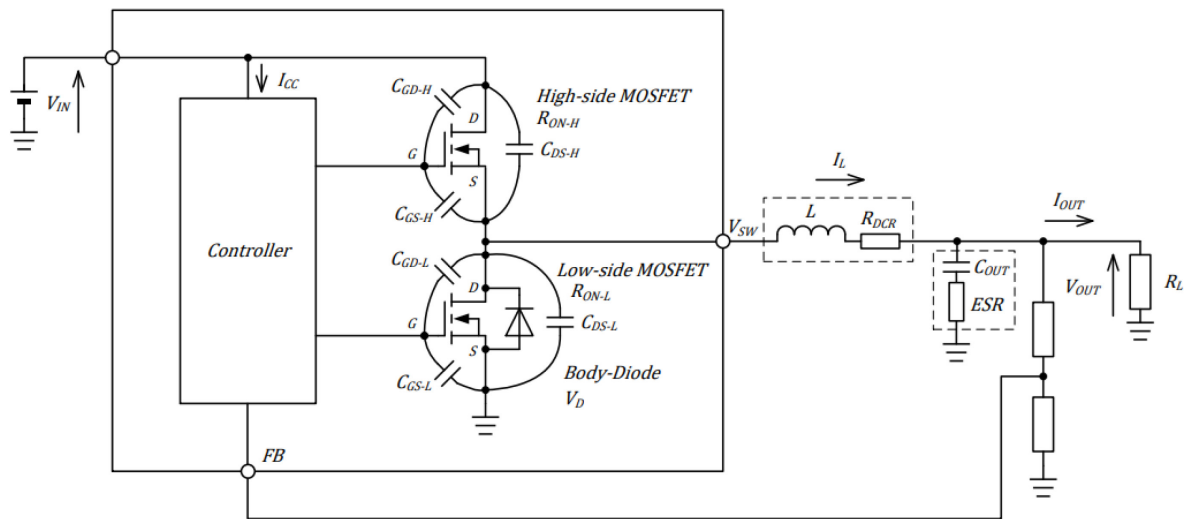


Figura 4.4: Schema circuitale del Buck sincrono con degli elementi passivi.

Andiamo ad analizzare le forme d'onda delle correnti nell'induttore e nel condensatore.

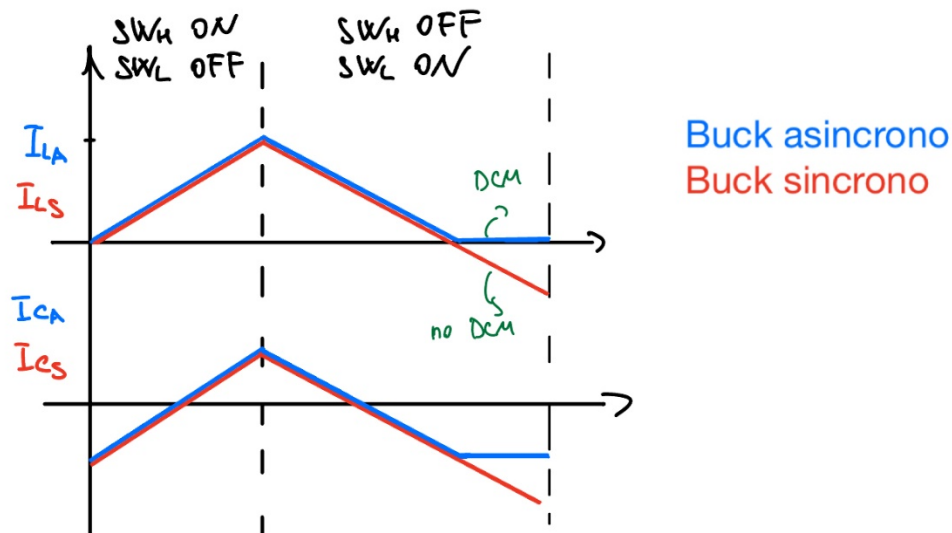


Figura 4.5: Differenza dell'andamento delle correnti nel Buck sincrono e nel Buck asincrono.

Nel caso del Buck asincrono all'apertura dello switch alto la corrente dell'induttore forza il diodo in accensione per cui lo switch basso si chiude. L'induttore inizia a scaricarsi fino al momento in cui la corrente non arriva a zero, dopo di che il diodo si spegne automaticamente

poiché non è in grado di far scorrere la corrente in direzione opposta. Pertanto, l'induttore risulta scollegato dal circuito. Da questo punto in poi si assume un comportamento discontinuo (DCM). La corrente nell'induttore resta nulla fino alla prossima commutazione del transistor alto.

Come si vede nella figura 4.5 ciò invece non si verifica nel caso di un secondo transistor denominato basso, poiché non c'è nessun vincolo che potrebbe impedire di far scorrere una corrente negativa. L'interruttore basso rimane chiuso e la corrente dell'induttore ha dei percorsi di richiusura. Quindi il Buck sincrono non entra in DCM. Si presti attenzione che con la configurazione sincrona abbiamo pieno controllo delle unità di switching, per cui possiamo forzare l'entrata del convertitore in DCM spegnendo il transistor "manualmente". I motivi per cui lo si farebbe possono essere vari. Ad esempio, potrebbe venir superato un certo limite di corrente negativa e in tal caso si vogliono evitare le oscillazioni tra il condensatore in uscita e le induttanze parassite dei componenti, che possono portare al danneggiamento del primo.

Un altro aspetto di cui dobbiamo tener conto è il dead time. Dobbiamo evitare che i due transistor siano accesi contemporaneamente, quindi cortocircuitati tra loro. Dal momento che un transistor è spento fino all'accensione dell'altro dovrebbe passare un intervallo di tempo che ci dà un certo margine di sicurezza. Questo tempo viene chiamato dead time ed entrambi i transistor risultano spenti. Tuttavia, questo tempo deve essere adeguatamente impostato per non alterare il funzionamento del convertitore, quindi deve essere breve. Tipicamente i progettisti impongono i valori in ordine di nano secondi. La gestione del dead time andiamo a studiare più in dettaglio nel capitolo 5 in cui trattiamo le particolarità realizzative del convertitore LMG3410.

### **4.3. Considerazioni energetiche**

Supponendo di lavorare in CCM andiamo ad analizzare quali sono le perdite di potenza associate alle due configurazioni, che alla fine sono quelle che determinano l'efficienza di un convertitore. In seguito, tratteremo le perdite associate alla conduzione e alla commutazione, che sono quelle che danno un maggior contributo, trascurando le perdite che contribuiscono meno associate alla carica del gate del Mosfet, capacità di output del Mosfet ( $C_{oss} = C_{DS} + C_{GD}$ ), reverse recovery loss nel diodo body, e altri componenti.

Le perdite associate alla conduzione nell'induttore presentano un contributo significativo, però sono identiche in entrambi i casi per cui nel calcolo finale non le prendiamo in considerazione.

Quello che fa differenza, invece, sono le perdite in conduzione del diodo e dei transistor e le perdite di commutazione dei transistor.

Come parametri operativi consideriamo i seguenti valori:

$V_{IN} = 12V$  tensione d'ingresso

$V_{OUT} = 5V$  tensione d'uscita

$I_{OUT} = 3A$  corrente d'uscita

$R_{ON-H} = 100m\Omega$  resistenza drain-source Mosfet alto

$R_{ON-L} = 70m\Omega$  resistenza drain-source Mosfet basso

$t_{r-H} = 4ns$  rise time Mosfet alto

$t_{f-H} = 6ns$  fall time Mosfet alto

$t_{r-L} = 2ns$  rise time Mosfet basso

$t_{f-L} = 2ns$  fall time Mosfet basso

$V_D = 0,5V$  forward voltage del diodo body del Mosfet basso

$V_F = 0,5V$  forward voltage del diodo (configurazione asincrona)

$L = 4,7\mu H$  induttore

$f_{sw} = 1MHz$  frequenza di commutazione

Partiamo con la configurazione **asincrona**

1. Le perdite associate alla conduzione nel Mosfet sono:

$$P_{ON-H} = \left[ I_{OUT}^2 + \frac{(I_P - I_V)^2}{12} \right] \times R_{ON-H} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} [W]$$

$$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{f_{sw} \times L} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} [A]$$

$$I_P = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_V = I_{OUT} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

dove  $I_P$  è la corrente massima e  $I_V$  è la corrente minima nell'induttore



e  $\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$  è il duty cycle.

$$P_{ON-H} = 376mW$$

2. Le perdite del diodo in conduzione risultano:

$$P_{ON-D} = I_{OUT} \times V_F \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) [W]$$

$$P_{ON-D} = 875mW$$

3. Le perdite di commutazione del Mosfet sono:

$$P_{SW-H} = \frac{1}{2} \times V_{IN} \times I_{OUT} \times (t_{r-H} + t_{f-H}) \times f_{SW} [W]$$

$$P_{SW-H} = 180mW$$

Le perdite totali sono: 1431mW

Si nota che la maggior parte delle perdite è associata alla conduzione del diodo che presenta una caduta di tensione intrinseca quando è acceso. Mentre, per quanto riguarda i transistor, dimensionando bene la resistenza  $R_{DSon}$  si può ottenere una notevole riduzione delle perdite.

Andiamo ora ad analizzare cosa succede nella configurazione **sincrona**

1. Le perdite di conduzione dei due transistor sono:

$$P_{ON-H} = \left[ I_{OUT}^2 + \frac{(I_P - I_V)^2}{12} \right] \times R_{ON-H} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} [W]$$

$$P_{ON-L} = \left[ I_{OUT}^2 + \frac{(I_P - I_V)^2}{12} \right] \times R_{ON-L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) [W]$$

$$P_{ON-H} = 376mW$$

$$P_{ON-L} = 369mW$$

2. Le perdite di commutazione dei due transistor risultano:

$$P_{SW-H} = \frac{1}{2} \times V_{IN} \times I_{OUT} \times (t_{r-H} + t_{f-H}) \times f_{SW} \quad [W]$$

$$P_{SW-L} = \frac{1}{2} \times V_D \times I_{OUT} \times (t_{r-L} + t_{f-L}) \times f_{SW} \quad [W]$$

$$P_{SW-H} = 180mW$$

$$P_{SW-L} = 3mW$$

Perdite totali sono: 928mW

Cosa ci ha permesso di ottenere questo notevole risparmio?

Innanzitutto, come abbiamo visto, le perdite associate alla conduzione del diodo sono molto maggiori rispetto a quelle del transistor. Inoltre, abbiamo ottenuto una riduzione elevatissima delle perdite in commutazione del Mosfet basso.

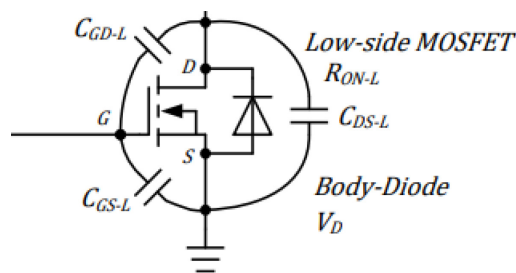


Figura 4.6: Rappresentazione del Mosfet basso con l'inclusione dei componenti passivi e del diodo Body.

Come possiamo vedere nella figura 4.6 il transistor presenta un diodo Body per cui, in prima approssimazione, il circuito del Buck sincrono risulta identico al circuito asincrono. Di conseguenza, quando lo switch alto si apre, l'induttore accende il diodo Body del transistor, per cui si impone una tensione  $V_d = 0,5V$ . Contemporaneamente, un circuito di Bootstrap pilotato dal driver (che normalmente è una pratica comune nei convertitori Buck che lavorano ad alta frequenza), accende il Mosfet che si trova impostato alla tensione del diodo, dato che i due dispositivi si trovano in parallelo. Di conseguenza, il Mosfet non sente la  $V_{out}$  (5V), ma sente la  $V_d$  (0,5V)!

## Considerazioni aggiuntive:

Analizzando l'andamento dell'efficienza e della potenza dissipata nel Buck sincrono:

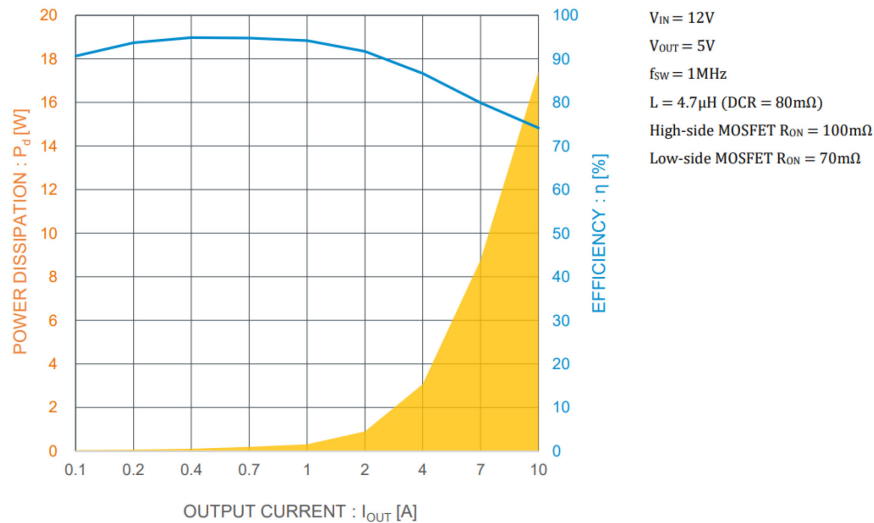


Figura 4.7: Andamento della potenza dissipata e dell'efficienza al variare della corrente d'uscita nel Buck sincrono.

Si nota che per le correnti di uscita elevate la potenza dissipata cresce molto rapidamente (figura 4.7), dato che maggiori perdite sono associate alla conduzione dei Mosfet, e ci ricordiamo che nella formula compare il termine  $I_{out}^2$ . Ciò invece non si verifica nel diodo, poiché l'andamento della potenza dissipata è proporzionale a  $I_{out}$ . Quindi, ci aspettiamo che al crescere della corrente d'uscita, in condizioni in cui tutti gli altri parametri sono fissi, la potenza dissipata nel Mosfet supera la potenza dissipata nel diodo. Per evitare alta dissipazione nei Mosfet i progettisti cercano di impostare la resistenza  $R_{DSon}$  più bassa possibile. Come abbiamo avuto modo di vedere nel capitolo 2 l'utilizzo dei dispositivi basati su GaN potrebbe essere un'ottima soluzione ai fini di ridurre la resistenza del canale conduttivo.

Fissata la tensione in ingresso, cosa succede se varia la tensione d'uscita, ovvero cosa succede se aumentiamo il duty cycle?

## Buck asincrono:

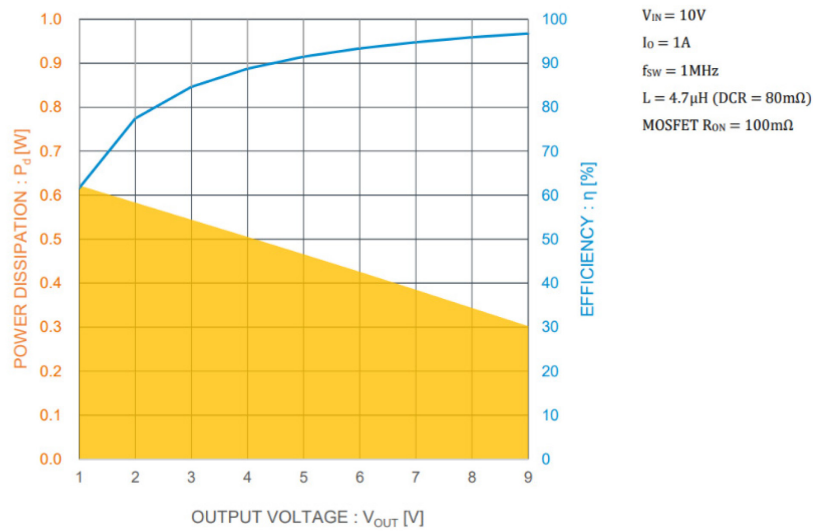


Figura 4.8: Andamento della potenza dissipata e dell'efficienza al variare della tensione d'uscita nel Buck asincrono.

## Buck sincrono

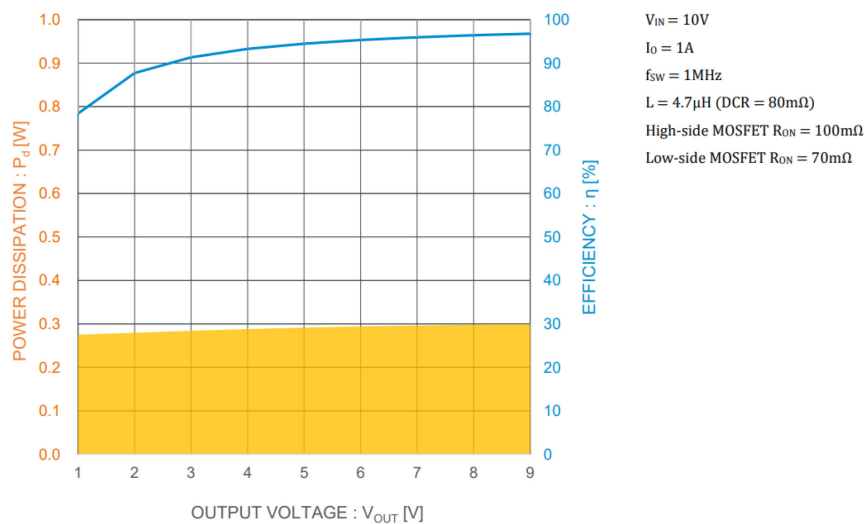


Figura 4.9: Andamento della potenza dissipata e dell'efficienza al variare della tensione d'uscita nel Buck sincrono.

Come possiamo osservare nella figura 4.8 per un duty cycle che sta crescendo nella configurazione asincrona si ha un aumento notevole in efficienza e una riduzione notevole di

potenza dissipata. Nel Buck sincrono si ha comunque un aumento in efficienza, ma la potenza dissipata rimane circa uguale (figura 4.9). Quindi si può concludere che per un duty cycle elevato il vantaggio della configurazione sincrona in termini di risparmio di energia non è più così ovvio. Dunque, i progettisti, in alcune situazioni, possono puntare alla scelta del Buck asincrono poiché presenta una maggiore semplicità circuitale.

## 5. Studio e approfondimento del convertitore LMG3410

In questo capitolo andiamo ad analizzare alcuni aspetti logico-circuitali del dispositivo che sfrutta la tecnologia GaN per realizzare un convertitore DC-DC Buck. Il dispositivo in questione prevede una combinazione tra la scheda madre LGM34-BB-EVM e la scheda figlia LGM3410EVM-018. Si tratta di un dispositivo avanzato che consente agli sviluppatori di raggiungere prestazioni piuttosto elevate in ambiti di densità di potenza ed efficienza energetica.

### 5.1. Caratteristiche generali

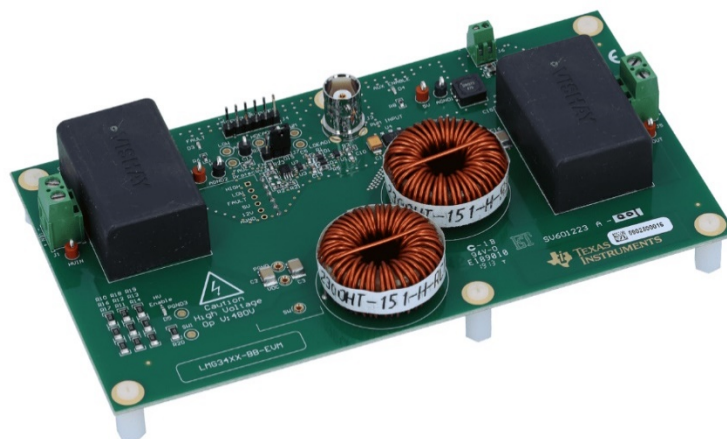


Figura 5.1: Scheda LMG34-BB-EVM.

È un tipo di scheda EVM, ovvero Evaluation Module, che rappresenta una piattaforma di sviluppo progettata per aiutare gli ingegneri a valutare le prestazioni dei componenti, poiché è dotata di tutte le interfacce necessarie per testare il dispositivo. In questo caso si tratta di analisi dei circuiti integrati per la gestione dell'energia.

La scheda può lavorare a tensioni piuttosto elevate. La tensione operativa massima è di 480V, mentre la tensione assoluta indicata dal produttore è 600V. Il design è un open loop, ovvero design semplice senza alcun feedback. Richiede una alimentazione di polarizzazione di 12V per alimentare i circuiti interni. L'input operativo per il singolo PWM sta tra 0-5V per generare il segnale sul Gate. In condizioni termiche adeguate la corrente massima supportata è di 8A. La scheda madre e la scheda figlia condividono la logica di protezione denominata FAULT,

che entra in gioco nel caso in cui si verificano eventi di sovracorrente, sovratemperatura o sottotensione. Il FAULT verrà discusso più dettagliatamente in seguito, facendo riferimento al datasheet del produttore.



Figura 5.2: Scheda LMG3410EVM-018.

Scheda figlia configura due LMG3410R050 GaN FET in modalità Half Bridge, con integrazione di un driver e un sistema di protezione. La tensione supportata massima è la stessa della scheda madre così come per l'alimentazione. La frequenza di commutazione raccomandata dal produttore è di 50-200 kHz. Tuttavia, dato che abbiamo a che fare con transistor GaN, le frequenze di switching possono arrivare all'ordine dei MHz. I transistor dispongono di una capacità ultra-bassa in ingresso e in uscita e la carica di recupero inverso nulla. Questa caratteristica importante permette di non avere delle perdite significative in applicazioni ad alta frequenza di commutazione, ciò rende favorevole il suo uso al posto di un classico MOSFET (80% più efficiente).

## 5.2. Analisi della scheda

Procediamo con l'analisi di alcuni aspetti particolari della realizzazione logica e circuitale delle schede. Nei datasheet forniti dal produttore troviamo schemi e diagrammi a blocchi che ci aiutano a capire quali segnali ci si propagano e che circuiti elettronici vengono impiegati per

gestire le particolarità di implementazione. Partiamo con la revisione della scheda madre. Evidenziamo in rosso gli aspetti più interessanti del circuito.

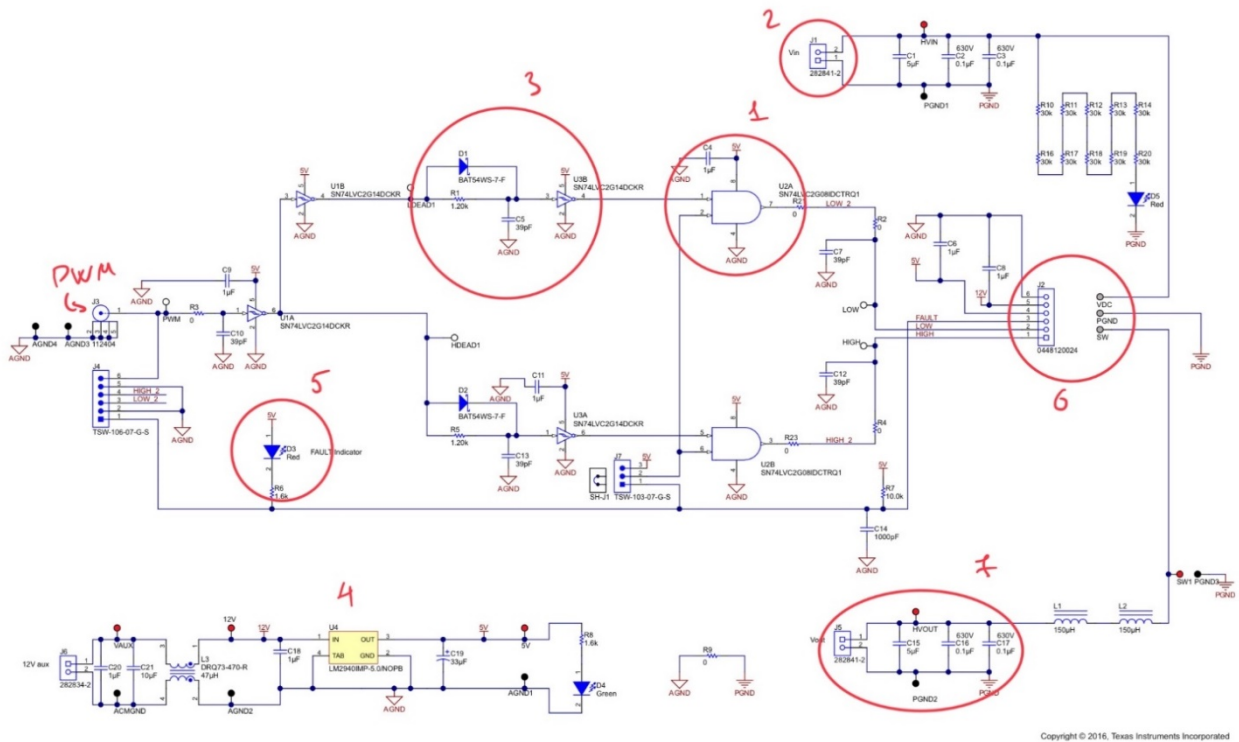


Figura 5.3: Schema circuitale della motherboard.

1. Porta logica AND a due ingressi positivi 1,65-5,5V. Circuito di spegnimento che disattiva la linea quando la tensione in ingresso è bassa.
2. Ingresso in tensione DC. Il diodo rimane acceso durante il corretto funzionamento. Si osserva che, dato che stiamo lavorando con tensioni elevate (tipicamente 480V), il diodo deve essere adeguatamente protetto dalla cascata di resistori in serie.
3. Doppio Trigger di Schmitt: stabilizza il segnale in ingresso in presenza di rumori o fluttuazione del segnale stesso. Sfrutta la nozione di isteresi con le tensioni di soglia  $V^+ = 3,7V$  e  $V^- = 2,5V$  con  $V_{cc} = 5V$ . Questo non è altro che la gestione del dead time che abbiamo introdotto nel capitolo 4, parlando delle realizzazioni progettistiche da adattare per un convertitore in configurazione sincrona.



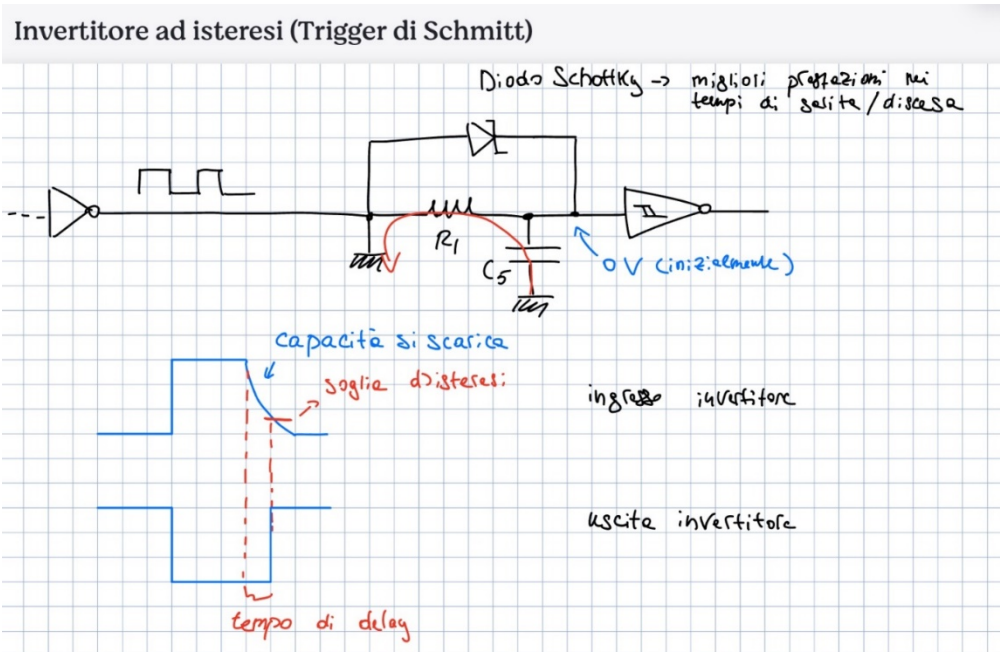


Figura 5.4: Il circuito e le forme d'onda dell'invertitore ad isteresi.

Supponiamo di avere all'ingresso dell'invertitore una tensione di 0V (capacità scarica). Portando il segnale PWM al valore alto il filtro viene bypassato attraverso il diodo (si preferisce usare un diodo Schottky per migliori tempi di commutazione). L'ingresso del convertitore viene portato al valore logico alto e mantenuto finché non commuta PWM.

Si nota però che il filtro introduce un tempo di ritardo (tempo di delay sulla figura 5.4) dovuto al fatto che la capacità deve scaricarsi. Questo ritardo viene introdotto per non avere la situazione in cui entrambi i FET sono accesi e cortocircuitati. Il circuito viene simmetricamente riportato per l'altro FET.

4. Stabilizzatore di tensione: si dà in ingresso la tensione (ad esempio 12V), qualsiasi sia la variazione dovuta al rumore o ad altri disturbi l'uscita rimarrà costante a 5V, che è alimentazione di molti dispositivi del circuito. Il circuito è realizzato mediante un filtro EMI di modo differenziale.
5. Indicatore di FAULT: quando si verifica una anomalia il led si accende.
6. Collegamenti per inserire la scheda LGM3410EVM-018: si presta attenzione al fatto che sono presenti due pin di alimentazione 5V e 12V. 12V si riferiscono al "Bootstrap Mode", ovvero alla modalità non isolata che permette di ottenere una commutazione più efficiente, soprattutto quando i gate dei transistor azionano a tensione elevata. Un circuito di bootstrap utilizza un diodo e un condensatore per catturare la tensione durante la fase di spegnimento

e la utilizza per alimentare il driver del gate durante la fase di accensione. Questo permette di ottenere una tensione sul gate più alta rispetto all'alimentazione disponibile. Mentre i 5V si riferiscono all'alimentazione con isolamento galvanico.

## 7. L'uscita del convertitore Buck

### 5.3. Condizione di FAULT

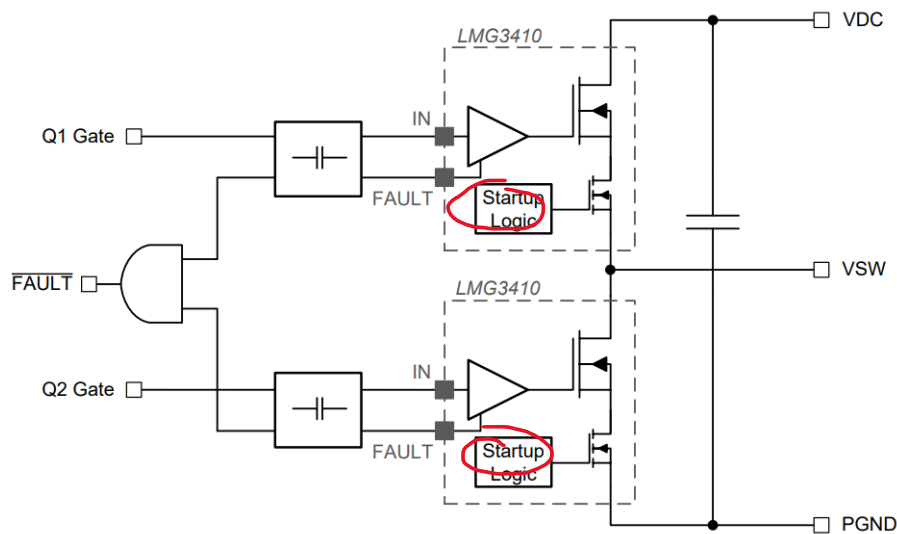


Figura 5.5: Schema semplificata del modulo con GaN.

Nel caso di sovratemperatura, sovracorrente o sottotensione nel FET viene attivato il segnale di FAULT. In pratica i due segnali, evidenziati in rosso, sono al valore alto, per cui l'uscita della porta AND rimane al valore alto, e questa situazione la assumiamo come regolare. Nel caso si verifichi qualche anomalia, il segnale viene abbassato per cui AND commuta a 0. Come si può vedere nella scheda LMG34XX-BB-EVM (Motherboard) il segnale di FAULT viene portato indietro fino al Header e mettendo un jumper si può bloccare la propagazione del PWM. Al verificarsi del segnale di FAULT viene acceso un led rosso.

Per uno studio più dettagliato del pilotaggio dei due GaN FET e in particolare del verificarsi e della gestione del segnale di FAULT analizziamo il datasheet della scheda LMG341xR050. Questa scheda contiene dei driver che si occupano della gestione dei due transistor.

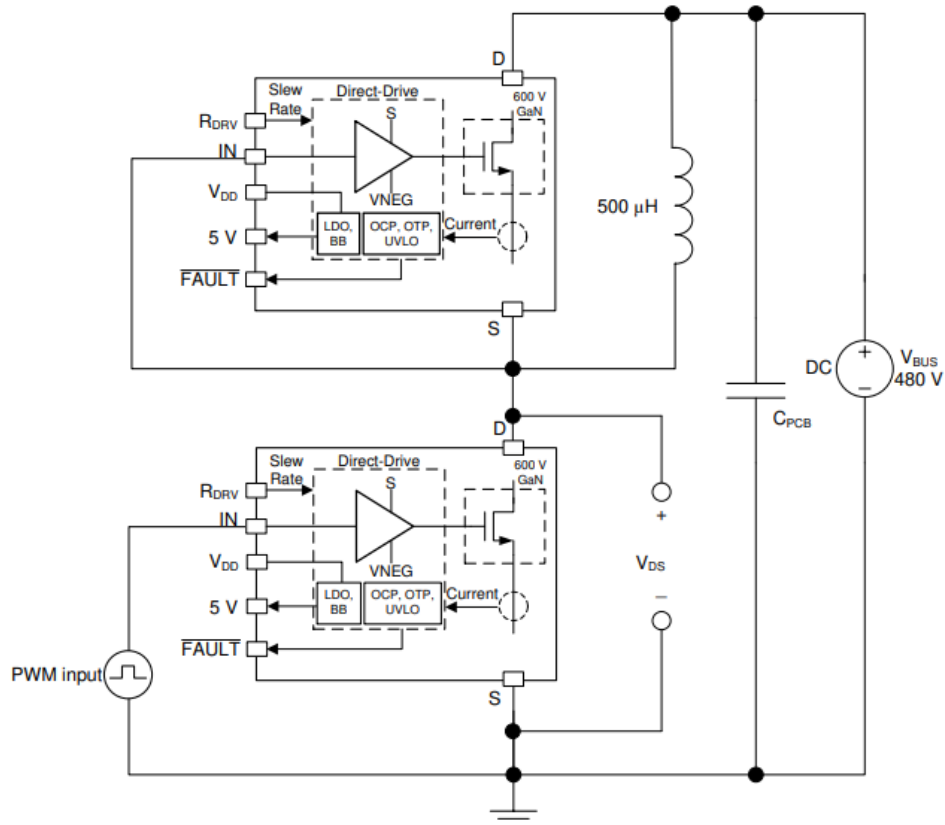


Figura 5.6: Schema semplificata dei due driver che pilotano i GaN.

In prima approssimazione possiamo notare i pin RDRV che regolano lo slew rate (figura 5.6) dei due dispositivi che, come si scoprirà in seguito, viene gestito diversamente per il comportamento circuitale diverso dei due dispositivi. Proseguendo, possiamo notare la presenza di un comparatore che confronta i valori VDD e 5V: ci aspettiamo la tensione di alimentazione dei due FET a 5V, per cui al verificarsi di sottotensione dobbiamo lanciare il FAULT.

FAULT si verifica anche nei casi in cui il sensore che analizza il comportamento del canale conduttivo Drain-Source registra una sovratemperatura o sovracorrente. Anche in questo caso, dunque, il funzionamento deve essere bloccato e lanciato il segnale di FAULT.

Andando a studiare più dettagliatamente l'architettura del driver per il transistor LMG341xR050 dobbiamo fare riferimento alla figura 5.7:

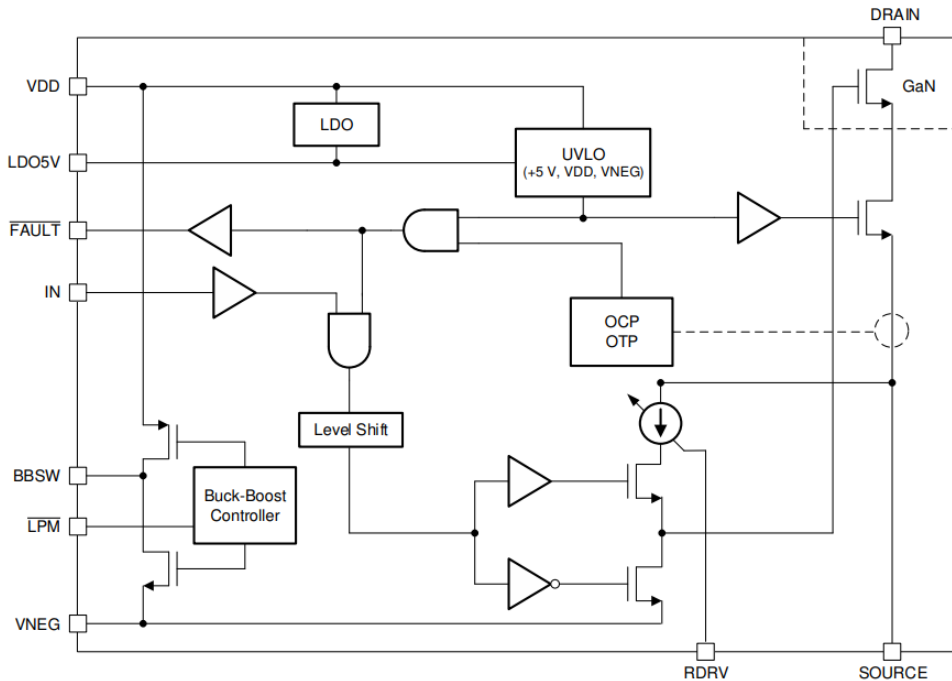


Figura 5.7: Schema a blocchi del driver.

Si può osservare che viene utilizzato un altro FET che serve come ulteriore dispositivo di protezione. Quando la VDD non è applicata il GaN deve rimanere spento. Supponiamo che la tensione  $V_{gs}$  del GaN è sopra la soglia e il transistor è acceso. Spegnendo subito il FET di supporto, isoliamo DRAIN dal SOURCE per cui il gate risulta collegato al pin di SOURCE che si aspetta di avere il valore basso. Isolando così il DRAIN, assicuriamo che la tensione  $V_{gs}$  scenda sotto la soglia abbastanza velocemente.

Quando la scheda è alimentata lo spegnimento del GaN è garantito dall'uso di un convertitore Buck-Boost interno che genera sul pin Vneg una tensione negativa che viene propagata fino all'ingresso del GaN.

Il pilotaggio dell'ingresso del GaN (Gate) viene gestito dalla configurazione dell'inverter a mezzo ponte. Quando si verifica la condizione di FAULT il transistor basso è in conduzione per cui il Gate risulta collegato a Vneg. La topologia dell'inverter possiamo vedere nella figura 5.8.

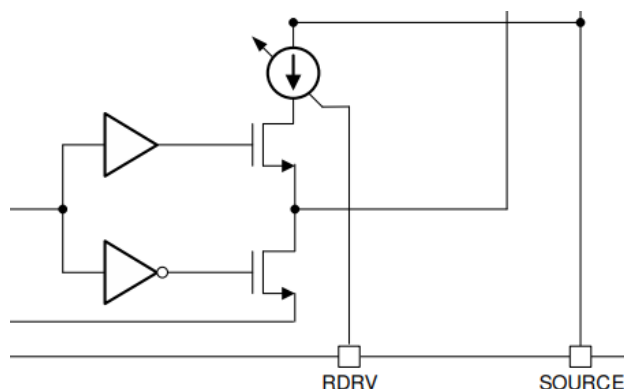


Figura 5.8: Inverter a mezzo ponte fa lavorare i transistor alteratamente, a seconda del valore logico che arriva dall'esterno.

Tornando al segnale di FAULT, nello schema principale possiamo vedere che il segnale viene prelevato dal canale Vds che viene mandato dentro il comparatore OCP/OTP che al verificarsi della sovratensione o sovracorrente manda un valore logico basso dentro la porta AND. Di conseguenza si verifica il FAULT che blocca la propagazione del segnale d'ingresso all'inverter a mezzo ponte per cui il GaN viene spento subito in quanto il gate è ora collegato costantemente al VNEG.

Dato che noi stiamo usando la scheda nella versione LMG3410R050 la protezione dalla sovracorrente viene realizzata dalla "Latched OCP Option" secondo la quale il segnale di FAULT viene disabilitato automaticamente trascorsi  $350\mu\text{s}$  ( $t_{reset}$ ). La stessa logica si verifica in caso di sovratemperatura. Tipicamente i valori a cui si verifica sono  $165^\circ\text{C}$  di temperatura e  $54\text{A}$  di corrente ( $I_{trip}$ ).

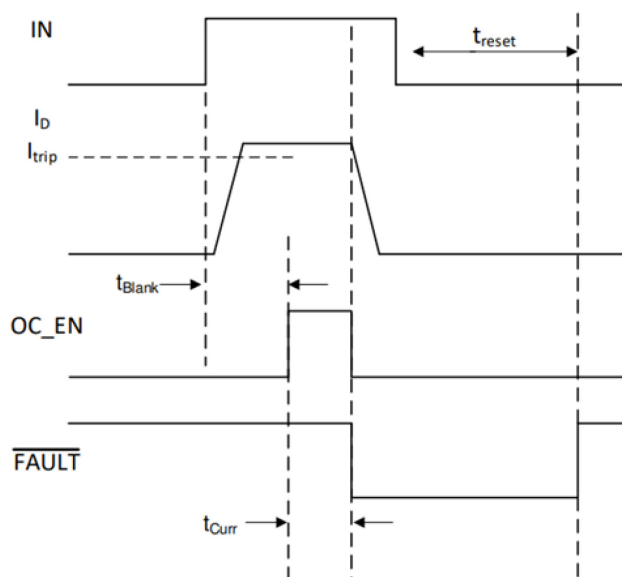


Figura 5.9: Il segnale di FAULT viene lanciato trascorso il  $T_{curr}$ .

Viene introdotto un tempo di delay  $T_{curr}$  di 35ns che introduce un ritardo tra il rilevamento di anomalia e il lancio del FAULT.

Guardando lo schema di LMG3410 è interessante notare che al verificarsi del segnale di FAULT su uno dei transistor le tempistiche di spegnimento risultano diverse. In particolare al verificarsi del segnale di FAULT sul transistor alto lo si spegne immediatamente con lo slew rate elevato di 100V/ns mediante l'utilizzo della resistenza da 15k $\Omega$ , mentre il transistor basso lo si vuole rallentare impostando uno slew rate più basso (25V/ns) mediante una resistenza da 100k $\Omega$ . Facendo così possiamo introdurre un ritardo che permette al segnale di FAULT di propagarsi per disabilitare il PWM ed evitare che il transistor basso si carichi di corrente sopraelevata proveniente dal transistor alto.

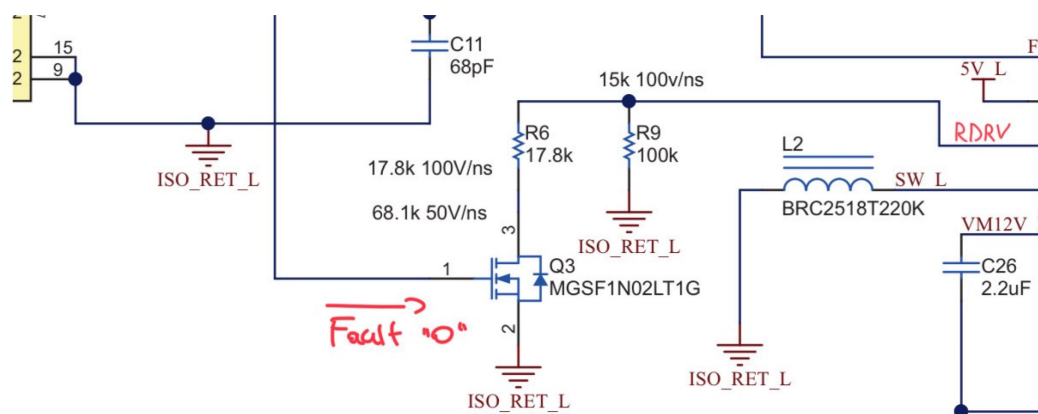


Figura 5.10: All'arrivo del valore logico basso (ovvero condizione di FAULT) il transistor viene spento per cui RDRV vede solo 100k $\Omega$ .

Normalmente, il gate del transistor è al valore logico alto per cui il circuito è composto dal parallelo delle due resistenze che complessivamente danno 15k $\Omega$ . Al verificarsi del segnale di FAULT, sul gate viene portato valore logico 0 che fa spegnere il transistor e scollegare la resistenza (figura 5.10). Quindi il pin RDRV percepisce solo 100k $\Omega$ .

Per capire meglio l'importanza di questa logica facciamo riferimento al funzionamento del convertitore. Come abbiamo avuto modo di vedere nel capitolo 4, la configurazione sincrona (Half-Bridge) prevede l'utilizzo dell'entrambi unità di switching come transistor sincronizzati tra loro.

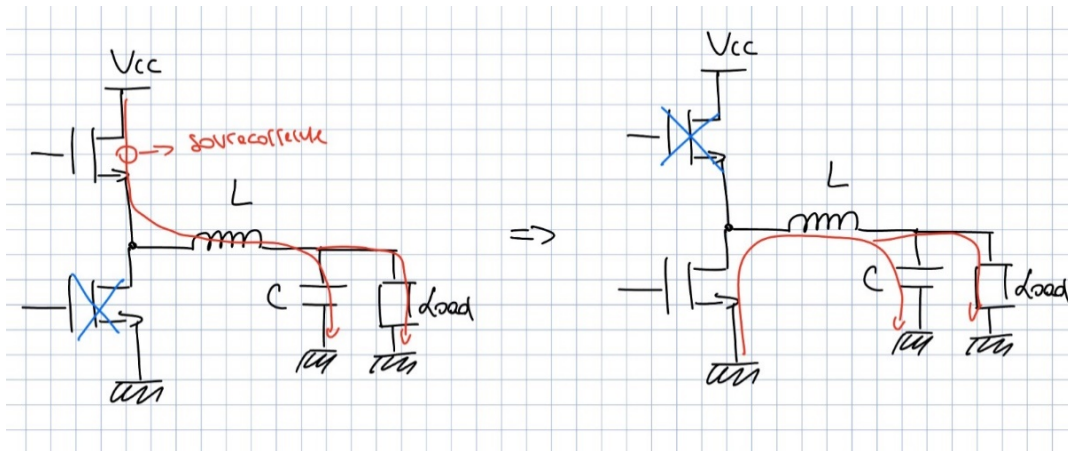


Figura 5.11: Rilevamento della sovracorrente nel GaN alto.

Osserviamo dalla figura 5.11 che quando sul FET alto si verifica la sovracorrente, anche l'induttore si carica allo stesso livello. Nel momento in cui spegniamo il FET alto può verificarsi la situazione in cui il FET basso si accende comunque, a causa del segnale di FAULT che potrebbe metterci un tempo sufficiente a far propagare un fronte di salita sul gate di FET basso, di conseguenza il canale risulta sottoposto immediatamente ad una corrente altissima. Per evitare questa situazione noi andiamo a rallentare il FET basso in modo che il segnale di FAULT spenga correttamente tutto prima che il transistor si accenda (figura 5.12).

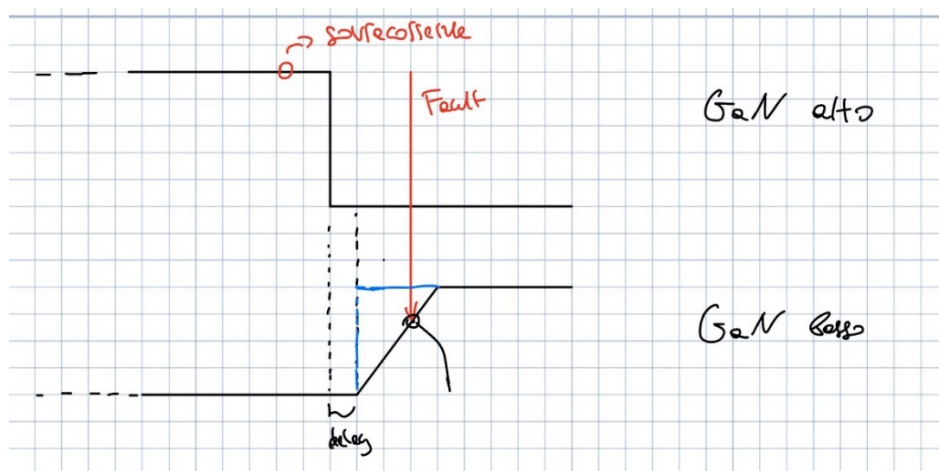


Figura 5.12: Rilevamento del FAULT mentre si sta accendendo il GaN basso.

In caso contrario, invece, in cui il FAULT si verifica durante il funzionamento del GaN Basso, il transistor Alto non viene sottoposto alla sovracorrente in quanto risulta isolato dalla maglia ed è il transistor stesso che inietta la corrente e non la subisce.



## 6. Conclusioni

La realizzazione dei convertitori Buck con transistor GaN presenta una soluzione tecnologica piuttosto efficiente nelle applicazioni che necessitano di lavorare ad alte tensioni e frequenze di commutazione. Le proprietà fisiche del GaN, come elevate band gap e mobilità di elettroni, lo rendono perfettamente adatto a queste esigenze. Quando si parla dei transistor GaN, si fa spesso riferimento alle prestazioni all'avanguardia anche in ambito di efficienza e risparmio energetico. Per sfruttare al meglio questi dispositivi bisogna implementare le strategie di controllo più complesse ed intelligenti. In particolare, la configurazione sincrona in modalità Half-Bridge dei transistor permette di lavorare quasi sempre in CCM e quindi avere un controllo più facile sulla regolazione di tensione. Ad esempio, una prassi abbastanza popolare è progettare dei close loop per avere un confronto continuo con una tensione di riferimento. Abbiamo visto che la configurazione sincrona permette, inoltre, di ottenere notevoli risparmi energetici, per cui la combinazione tra i transistor con prestazioni elevate e i circuiti progettati per sfruttare al meglio queste prestazioni permette di realizzare dei dispositivi che potranno soddisfare le richieste più sofisticate. Tuttavia, tutto ha un costo, la realizzazione dei circuiti più complessi aumenta notevolmente le spese di produzione, specialmente quando lavoriamo con alte tensioni e alte frequenze di commutazione. Bisogna progettare delle strategie di controllo che andranno a prevenire danneggiamenti ai componenti. Come abbiamo avuto modo di vedere, i driver che pilotano i GaN possono avere una struttura logica piuttosto complessa, addirittura con implementazioni dei convertitori Buck-Boost al suo interno. Per effettuare il controllo della corrente e della temperatura vengono utilizzati i sensori e, nel caso si verifichi un'anomalia, deve essere implementato un segnale che assicura lo spegnimento corretto dei dispositivi.

Tuttavia, transistor basati su GaN, anche essendo una tecnologia relativamente nuova, hanno già trovato molteplici applicazioni e sono in fase di attivo sviluppo, al contrario dei dispositivi basati sul silicio, come Mosfet e IGBT, che hanno già raggiunto i suoi limiti fisici in termini di prestazioni, soprattutto per quanto riguarda la commutazione ad alta frequenza e l'efficienza energetica.

## 7. Bibliografia

- Esempi di applicazione dei GaN nell'ambito spaziale: <https://epc.space/why-gan-in-space/>
- Esempi di applicazione dei GaN nei Data Center: <https://gansystems.com/newsroom/ai-in-data-centers-increasing-power-efficiency-with-gan/>
- Introduzione nei convertitori step-down: <https://www.monolithicpower.com/en/power-electronics/dc-dc-converters/buck-converters>
- Esempi di applicazione dei Buck: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/buck-converters-and-their-cool-applications/>  
<https://gansystems.com/newsroom/gan-400v-800v-ev-traction/>
- Studio dei datasheet delle schede LMG34XX-BB-EVM e LMG3410EVM-018: <https://www.ti.com/tool/LMG34XX-BB-EVM#tech-docs>  
<https://www.ti.com/tool/LMG3410EVM-018>
- Confronto tra Buck asincrono e Buck sincrono: [https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching\\_regulator/buck\\_converter\\_efficiency\\_app-e.pdf](https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/buck_converter_efficiency_app-e.pdf)