

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA
CAMPUS DI CESENA
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA TRIENNALE IN INGEGNERIA BIOMEDICA

TOPOLOGIE CIRCUITALI AVANZATE DI CONVERTITORI DI
POTENZA DC-DC CON TRANSISTOR IN NITRURO DI GALLIO (GaN)
MEDIANTE SIMULAZIONE CIRCUITALE SPICE

Elaborato in

Laboratorio Di Dispositivi E Impianti Fotovoltaici

Relatore

Prof. Mauro Zanuccoli

Presentato da

Giacomo Calesini

I Sessione

Anno Accademico 2018/2019

Indice

Introduzione.....	3
1. Convertitori dc-dc e transistor in Nitruro di Gallio.....	5
1.1 Convertitori di potenza.....	5
1.1.1 Classificazione e applicazioni	5
1.2 Convertitori dc-dc	6
1.2.1 Convertitori lineari e di commutazione.....	7
1.3 Buck converter	10
1.3.1 Analisi e forme d'onda caratteristiche.....	11
1.3.2 Ripple sulla tensione di uscita	14
1.3.3 Rettificazione sincrona	16
1.5 Semiconduttori WBG.....	17
1.6 Transistor in Nitruro di Gallio (GaN).....	19
1.7 Differenza tra dispositivi in Si e GaN	21
1.8 Vantaggi del GaN.....	22
1.9 Applicazioni e futuro del GaN	23
1.10 Interruttori non ideali e perdite di commutazione	24
2. Convertitori risonanti	25
2.1 Soft switching e hard switching	25
2.2 Classificazione	26
2.3 Convertitori a carico risonante	27
2.3.1 Ponte di interruttori	28
2.3.2 Rete risonante.....	28
2.3.3 Ponte raddrizzatore a diodi.....	31
2.3.4 Capacità di uscita	32
2.4 Convertitore serie risonante (SRC)	33
2.4.1 Commutazione a tensione zero (ZVS)	34
2.4.2 SRC: Relazione ingresso-uscita	35
2.5 Convertitore parallelo risonante (PRC).....	37
2.6 Convertitore risonante LLC	40
2.7 Full bridge	43

2.8 Confronto tra convertitori risonanti.....	43
2.9 Vantaggi e svantaggi dei convertitori risonanti.....	44
3. Simulazione e analisi del convertitore buck con MOSFET e con eGaN-FET	45
3.1 Generalità dei circuiti simulati	45
3.2 Procedura di dimensionamento	46
3.2.1 Capacità di ingresso	46
3.2.2 Induttanza e capacità di uscita.....	46
3.3 Pilotaggio dei transistor.....	47
3.4 Scelta dei transistor	48
3.5 Simulazione e forme d'onda	50
3.6 Analisi delle prestazioni e confronto tra buck converter con MOSFET e con eGaN-FET	53
4. Simulazione e analisi dei convertitori risonanti.....	57
4.1 Generalità dei circuiti simulati	57
4.2 Il convertitore serie risonante (SRC).....	59
4.2.1 Procedura di dimensionamento e forme d'onda simulate	60
4.2.2 Analisi delle prestazioni e confronto tra SRC con MOSFET e con eGaN-FET	61
4.3 Il convertitore parallelo risonante (PRC)	63
4.3.1 Procedura di dimensionamento e forme d'onda simulate	64
4.3.2 Analisi delle prestazioni e confronto tra PRC con MOSFET e con eGaN-FET	65
4.4 Il convertitore risonante LLC	66
4.4.1 Procedura di dimensionamento	67
4.4.2 Forme d'onda simulate e ZVS.....	67
4.4.3 Risposta in frequenza del convertitore LLC.....	70
4.4.4 Efficienza e corrente di uscita	71
4.4.5 Analisi delle prestazioni e confronto tra LLC con MOSFET e con eGaN-FET	73
4.5 Efficienze e perdite di potenza a confronto con l'architettura buck converter.....	74
Conclusioni.....	76
Bibliografia	78

Introduzione

L'elettronica di potenza negli ultimi decenni ha rivestito un ruolo cruciale nel mondo dei circuiti e dei dispositivi a semiconduttore, soprattutto per quanto riguarda lo sviluppo di tecnologie legate alla conversione di energia. I convertitori di potenza in particolare sono presenti in molti ambiti applicativi che spaziano su una gamma di potenza molto ampia, da pochi Watt (come nel caso di alimentatori e carica batteria per dispositivi portatili) a migliaia di Watt, come nell'industria e nel mondo della trazione (automotive, treni ad alta velocità, carica batterie, ecc.). Recentemente stanno crescendo in numero anche le applicazioni di potenza legate a recenti scenari smart buildings, smart cities e all'Internet of Things (IoT). Alcuni di questi ambiti hanno notevole impatto in termini di sostenibilità energetica ed ambientale in quanto riguardano la conversione di energia a fonte rinnovabile, l'adattamento dell'alimentazione alle caratteristiche del carico, e l'accumulo di energia.

I convertitori di potenza in regime di corrente continua (dc-dc) hanno un ruolo chiave nell'elettronica di potenza in quanto presenti in modo significativo in una vasta varietà di prodotti ed applicazioni. È proprio nei convertitori che le perdite di potenza in fase di conversione dell'energia si manifestano in modo evidente. Inoltre, i convertitori di potenza sono critici in termini di costo, affidabilità e di dimensioni fisiche in un'ottica di integrazione di sistema. La richiesta crescente di sempre maggiori densità di potenza (rapporto tra potenza convertita e volume del circuito), di efficienza più elevate spostano l'attenzione verso l'utilizzo di semiconduttori WBG (wide band gap). I semiconduttori WBG, anche grazie alle eccellenti proprietà di trasporto elettronico, offrono diversi vantaggi rispetto al Silicio tra cui: temperature di funzionamento superiori, frequenze operative più elevate, riduzione delle dimensioni dei componenti e dell'ingombro circuitale, minore resistività del transistor, efficienze maggiori in caso di impiego in convertitori. Il Nitruro di Gallio (GaN) rappresenta una delle scelte più valide tra i semiconduttori WBG grazie all'ottimo compromesso tra potenza e frequenza che è in grado di offrire.

L'elaborato riguarda la simulazione di convertitori di potenza dc-dc (48V-12V) per piccole-medie potenze (10-100W) con topologia circuitale di tipo risonante (configurazione serie SRC, configurazione parallelo PRC, configurazione LLC) e confronto con l'architettura buck converter convenzionale. Verrà eseguita un'analisi dei circuiti utilizzando sia transistor di potenza in Nitruro di Gallio (GaN) che le rispettive controparti basate su Silicio (MOSFET di potenza). Il progetto prevede una prima parte di studio delle tecnologie di realizzazione e applicazioni delle configurazioni avanzate di convertitori dc-dc, l'individuazione dei componenti elettronici commerciali idonei alla realizzazione dei circuiti, la simulazione circuitale del convertitore buck e di architetture risonanti mediante LTspice. Viene data ampia enfasi al confronto tra le varie topologie circuitali a livello prestazionale.

Nel capitolo 1 vengono introdotti i convertitori di potenza dc-dc con le rispettive applicazioni. In particolare si discute il funzionamento del convertitore buck. Segue una breve introduzione sui semiconduttori wide band gap, in particolare sul Nitruro di Gallio con relativi vantaggi, svantaggi e applicazioni.

Nel capitolo 2 viene trattato il principio di funzionamento dei convertitori risonanti, la classificazione di quest'ultimi con particolare interesse sui convertitori a risonanza di carico (SRC, PRC, LLC) e le rispettive caratteristiche.

Nel capitolo 3 viene approfondito il convertitore buck, analizzando il funzionamento e le principali forme d'onda mediante il simulatore circuitale LTspice. In seguito vengono presentate le differenze principali in termini di perdite di potenza ed efficienza tra buck converter con MOSFET e con eGaN-FET.

Nel capitolo 4 vengono analizzati e confrontati i convertitori risonanti a partire dalla base fornita dalle simulazioni circuitali mediante LTspice. Infine è stato svolto un confronto in termini di potenza dissipata ed efficienza tra il buck converter e le architetture risonanti, traendo conclusioni in merito alla configurazione migliore in termini di efficienza.

1. Convertitori dc-dc e transistor in Nitruro di Gallio

1.1 Convertitori di potenza

Un convertitore dc-dc è un circuito che converte una tensione continua (dc) in ingresso in un diverso livello di tensione dc in uscita.

Esso costituisce una classe di convertitori di potenza. Questi sono sistemi composti da generatori, blocchi di controllo (es driver), blocchi di potenza (responsabili della commutazione) e reti di carico con annessi tutti i microcomponenti come diodi, transistor ecc. Si concentrano sulla potenza in ingresso ad un sistema elettrico e la controllano o la modificano per ottenere un'uscita desiderata. Differentemente dai sistemi elettronici in cui il fine è quello di trasportare l'informazione (segnali e dati), nei sistemi di potenza viene considerata un'elevata quantità di energia al fine di trasportare, appunto, potenza. Conseguentemente un ottimo convertitore di potenza deve essere caratterizzato da perdite più basse possibili e quindi elevato rendimento energetico.

1.1.1 Classificazione e applicazioni

A seconda del tipo di potenza di ingresso e di uscita, i convertitori di potenza si classificano in:

- da AC a DC (raddrizzatori): i più diffusi; si trovano in computer, televisori e carica batterie.
- da DC a AC (invertitori): per sorgenti a corrente continua e carichi a corrente alternata.
- da DC a DC (convertitori): utilizzati per mantenere fissa la tensione.
- da AC a AC (convertitori): utilizzati per variare il livello di tensione e/o frequenza.

Ad oggi la presenza di micro sistemi elettronici di potenza ha ampliato ulteriormente il campo applicativo dei convertitori:

- salute (pacemaker e altri micro dispositivi impiantabili nel corpo)
- ambiente (micro sensori per il monitoraggio ambientale)
- casa (domotica)
- auto (dispositivi di geo localizzazione e sicurezza)

Per dispositivi elettronici miniaturizzati, viene richiesta sempre più densità di potenza dei sistemi di alimentazione. La densità di potenza è definita come il rapporto tra la potenza disponibile e il volume (o peso) dell'alimentatore, ed è elevata esclusivamente in sistemi molto efficienti. Alcune di queste applicazioni che riguardano la sostenibilità energetica, come: l'accumulo di energia nella batteria, lo sfruttamento dell'energia solare utilizzando il fotovoltaico, l'utilizzo di celle a combustibile, necessitano di convertitori dc-dc per convertire correnti e tensioni da un livello ad un altro, in maniera efficiente. Inoltre i convertitori dc-dc rappresentano il blocco di conversione di base tra tensioni ac e dc, richiesto ad esempio per l'imbrigliamento dell'energia eolica.

1.2 Convertitori dc-dc

I convertitori dc-dc sono utilizzati in tutti i dispositivi mobili alimentati a batteria, come cellulari e laptop. Solitamente sono costituiti da più sotto-circuiti, ciascuno dei quali necessita di una tensione diversa rispetto a quella fornita dalla batteria. Grazie a questi convertitori viene risparmiato spazio ed ulteriori batterie per fornire diversi valori energetici ad uno stesso dispositivo.

Una classificazione dei convertitori dc-dc viene fatta a seconda della tipologia di tensione generata: buck, boost e buck-boost sono i tre principali, caratterizzati da una tensione di uscita rispettivamente minore, maggiore e minore/maggiore rispetto a quella di ingresso. Altre tipologie sono: inverter, forward, flyback, push pull, half bridge, full bridge, cuk e sepic.

Si dividono ulteriormente in isolati e non isolati; divisione dovuta alla presenza o meno del trasformatore nel circuito di conversione di potenza. Il trasformatore mantiene isolata elettricamente la prima parte del convertitore dalla seconda, permettendo differenze tra tensione di ingresso e di uscita anche notevoli (fino a migliaia di volt),

svolgendo quindi una funzione di sicurezza. I convertitori dc-dc sono ulteriormente distinti in: lineari e di commutazione.

1.2.1 Convertitori lineari e di commutazione

Un modo per convertire una tensione dc in ingresso in una tensione dc inferiore in uscita è costituito dal circuito semplice in figura:

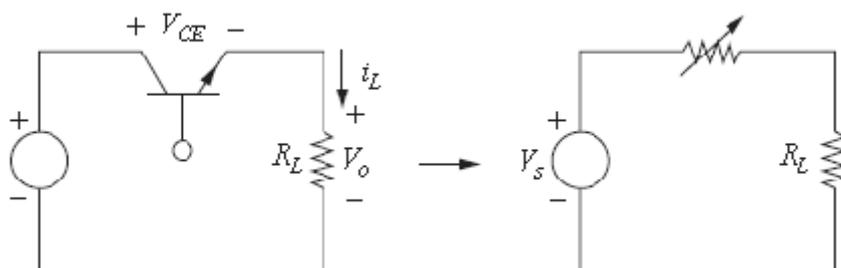


Figura 1.1 Convertitore lineare base [1]

Questo tipo di circuito è chiamato convertitore lineare dc-dc o regolatore lineare perché il transistor opera nella regione lineare, piuttosto che nella regione di saturazione.

La tensione di uscita è: $V_o = I_L R_L$ dove la corrente di carico è controllata dal transistor. La corrente di base del transistor può essere regolata per compensare le variazioni della tensione di alimentazione o del carico, regolando in tal modo l'uscita. Il transistor in effetti funziona come una resistenza variabile. Sebbene questo possa essere un modo semplice per convertire una tensione di alimentazione dc a una tensione dc inferiore e regolare l'uscita, la bassa efficienza di questo circuito dovuta alle perdite di potenza nel transistor, rappresenta un grave inconveniente per le applicazioni di alimentazione.

Inoltre visto che l'efficienza si abbassa al diminuire della tensione di uscita, il regolatore lineare è adatto solo per applicazioni a bassa potenza.

Un'alternativa migliore al convertitore lineare è il convertitore di commutazione, in cui i transistor operano come degli interruttori elettronici commutando da uno stato on (chiuso) ad uno off (aperto).

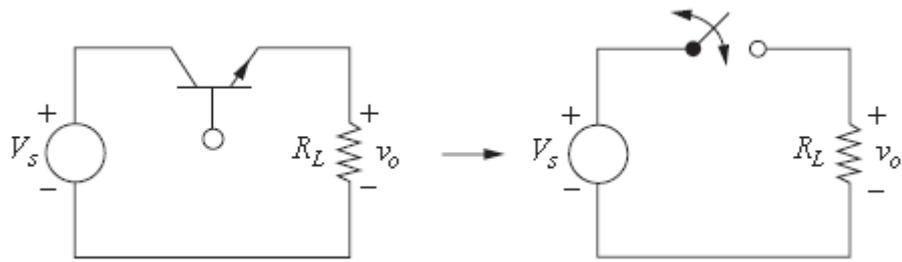


Figura 1.2 Circuito di commutazione base [2]

Infatti, essendo la potenza dissipata da un dispositivo data dalla tensione ai suoi capi per la corrente che lo attraversa, questa risulta minimizzata quando la tensione sul dispositivo è zero (stato on) o quando non scorre corrente attraverso di esso (stato off). Ovviamente a causa della non idealità dei componenti reali, le perdite di potenza non saranno nulle, le due potenze di ingresso e di uscita non saranno perfettamente uguali e quindi l'efficienza, definita come:

$$\eta = \frac{\text{Potenza in uscita}}{\text{Potenza in ingresso}} \quad (1.1)$$

non può che risultare inferiore al 100%. Nonostante questo, attraverso tali dispositivi l'energia e quindi la potenza viene trasferita dall'ingresso all'uscita del convertitore, riducendo le perdite di potenza.

La tensione di uscita è data da periodiche aperture e chiusure dell'interruttore e assume una forma d'onda quadra del genere in figura:

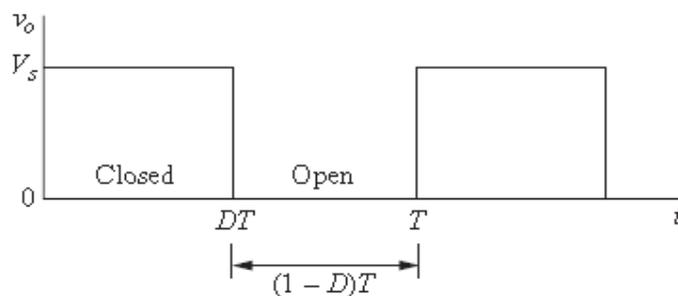


Figura 1.3 Forma d'onda di uscita di un circuito di commutazione base e duty cycle D [3]

La componente media (o continua) della tensione di uscita è data da:

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_0(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt = V_s D \quad (1.2)$$

La componente dc della tensione di uscita può essere quindi controllata modificando il duty cycle D:

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} \quad (1.3)$$

dato dal rapporto tra il periodo in cui l'interruttore è chiuso (t_{on}) e il periodo totale di commutazione T.

Quasi tutti i convertitori dc-dc operano con le tensioni di uscita regolate in modo da eguagliare dei valori di riferimento, a meno di un certo intervallo, in risposta alle variazioni della tensione di ingresso e del carico di uscita dovute ai disturbi. La tensione di uscita media del convertitore può essere controllata attraverso il processo di modulazione d'ampiezza dell'impulso q (PWM), rendendoli più adatti al controllo della potenza rispetto ai comuni regolatori di tensione lineari.

Quando si vuole ottenere una tensione di uscita puramente continua, si aggiunge al circuito di commutazione di base un filtro passa-basso LC dopo l'interruttore.

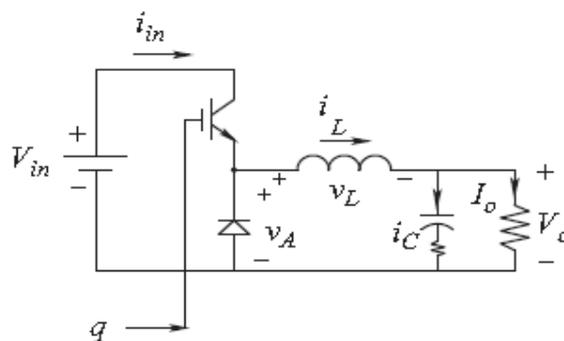


Figura 1.4 Buck converter [4]

Questo tipo di circuito è chiamato Buck converter o step-down converter perché la tensione di uscita è minore di quella di ingresso.

1.3 Buck converter

Il transistor viene pilotato al gate da una forma d'onda quadra $q(t)$. Tale impulso di tensione varierà dal valore nullo ad un valore di intensità tale che permetterà all'interruttore di accendersi, superando quindi la rispettiva soglia.

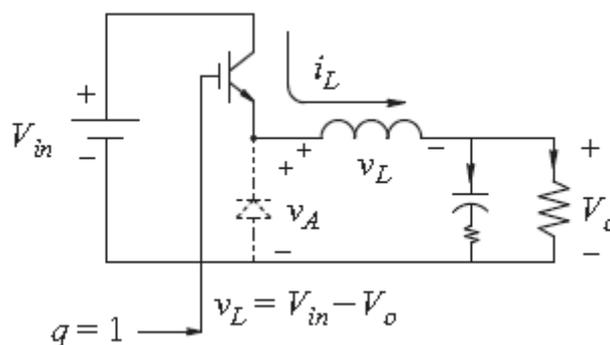


Figura 1.5 Buck converter con transistor on [5]

Quando il transistor è acceso, aumenta l'energia dell'induttore di una certa quantità, basata sulla sorgente di ingresso V_{in} . Il diodo rimane polarizzato inversamente quando l'interruttore è chiuso.

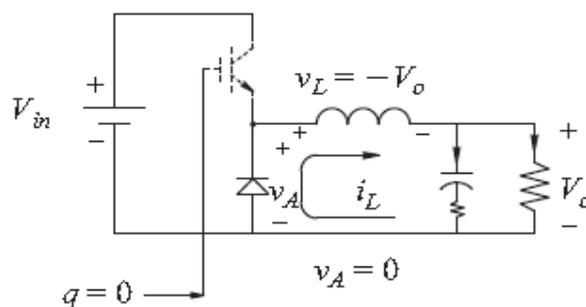


Figura 1.6 Buck converter con transistor off [6]

Questa energia magnetica immagazzinata nell'induttore, attraverso un diodo, viene poi trasferita allo stadio di uscita durante l'intervallo di interdizione del transistor.

Il diodo, rimanendo polarizzato in avanti per tutto il tempo in cui l'interruttore è aperto, fa sì che la corrente nell'induttore sia positiva. Tale corrente rimane positiva per tutto il periodo di commutazione e si denomina come corrente continua. Differisce dalla corrente discontinua in quanto quest'ultima torna a zero ad ogni periodo.

1.3.1 Analisi e forme d'onda caratteristiche

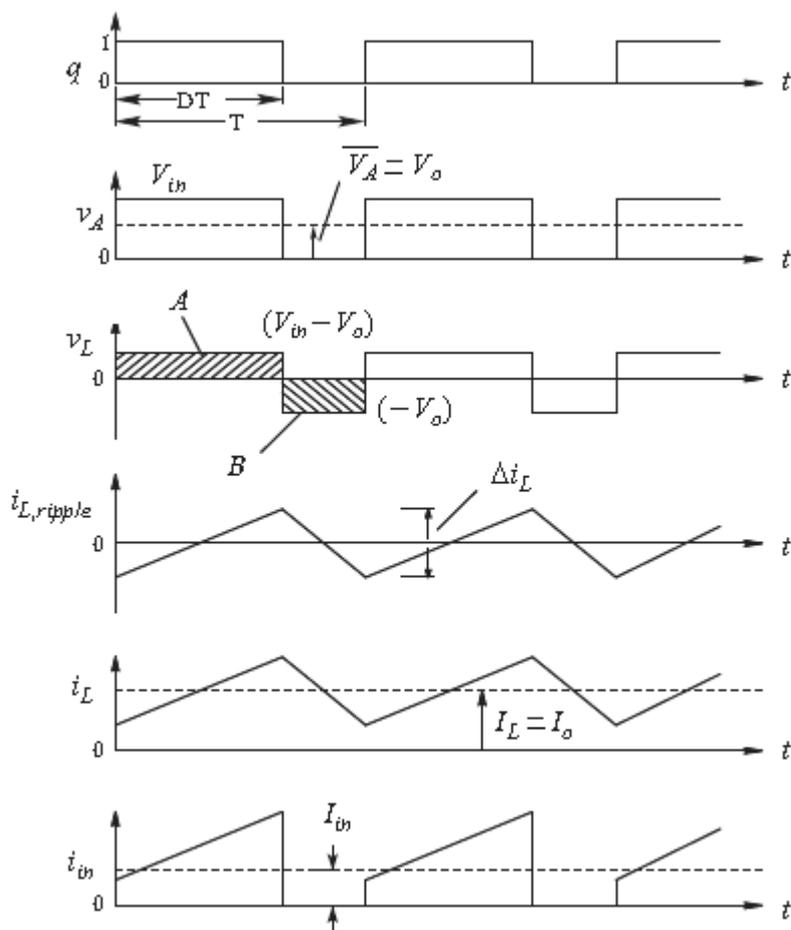


Figura 1.7 Forme d'onda caratteristiche del buck converter [7]

Se il filtro passa-basso è ideale, la tensione di uscita V_o risulta essere la media della tensione in ingresso al filtro V_A , che è uguale alla tensione di ingresso V_{in} quando l'interruttore è chiuso, mentre è zero quando l'interruttore è aperto. Se l'interruttore viene chiuso periodicamente con un duty cycle D , la tensione media all'ingresso del filtro sarà $V_{in} D$. Quindi $V_o = V_{in} D$.

Per dimostrarlo si parte studiando l'andamento della corrente e della tensione dell'induttore quando l'interruttore è chiuso e successivamente quando è aperto.

ANALISI PER INTERRUTTORE CHIUSO

La tensione sull'induttore risulta essere:

$$V_L = V_{in} - V_0 = L \frac{di_L}{dt} \quad \rightarrow \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_0}{L} \quad (1.4)$$

Poiché la derivata della corrente è una costante positiva, la corrente durante questo tempo t_{on} aumenta linearmente. Ricaviamo la variazione di corrente nell'induttore nel caso di interruttore on.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_{in} - V_0}{L} \quad \rightarrow \quad (\Delta i_L)_{chiuso} = \left(\frac{V_{in} - V_0}{L} \right) DT \quad (1.5)$$

ANALISI PER INTERRUTTORE APERTO

$$V_L = -V_0 = L \frac{di_L}{dt} \quad \rightarrow \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{-V_0}{L} \quad (1.6)$$

Poiché la derivata della corrente è una costante negativa durante questo tempo t_{off} , la corrente decresce linearmente. Ricaviamo la variazione di corrente nell'induttore nel caso di interruttore off.

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_0}{L} \quad \rightarrow \quad (\Delta i_L)_{aperto} = \left(\frac{-V_0}{L} \right) (1-D)T \quad (1.7)$$

Operando in regime stazionario, la variazione netta della corrente dell'induttore su un periodo è nulla, quindi:

$$(\Delta i_L)_{chiuso} + (\Delta i_L)_{aperto} = 0 \quad \rightarrow \quad \boxed{V_0 = V_{in}D} \quad (1.8)$$

L'uscita dipende solo dalla tensione di ingresso e dal duty-cycle.

Lo stesso risultato poteva essere raggiunto analizzando la variazione di tensione sull'induttore e sapendo che per il funzionamento a regime, su un periodo, mediamente è zero:

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} V_L(\lambda) d\lambda = 0 \quad (1.9)$$

Infatti le aree comprese sotto la curva $V_L - t$ (fig. 1.7) nei due sotto-intervalli sono uguali ma opposte in segno. Per lo stesso motivo anche la corrente del condensatore in un periodo è mediamente zero:

$$i_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_C(\lambda) d\lambda = 0 \quad (1.10)$$

Da questa si deduce che $I_L = I_0$, in cui I_L è la corrente media che dipende dal carico di uscita, e I_0 corrente di uscita. La corrente nell'induttore risulta quindi essere:

$$i_L(t) = I_L + i_{L,ripple}(t) \quad (1.11)$$

La corrente massima e la corrente minima dell'induttore sono rispettivamente:

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (1.12)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (1.13)$$

Per garantire il funzionamento in corrente continua, la corrente minima dell'induttore deve essere positiva, altrimenti sarebbe discontinua. Considerando il caso limite in cui $I_{min} = 0$:

$$I_{min} = 0 = V_0 \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf_s} \right) \rightarrow (Lf_s)_{min} = \frac{(1-D)R}{2} \quad (1.14)$$

Con $f_s = 1/T$ frequenza di commutazione imposta, si può stimare il valore minimo che deve assumere l'induttanza per garantire il funzionamento in corrente continua:

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f_s} \quad (1.15)$$

1.3.2 Ripple sulla tensione di uscita

Considerando che la capacità del filtro passa basso è comunque limitata, la tensione di uscita V_0 non sarà perfettamente continua ma presenterà una leggera oscillazione.

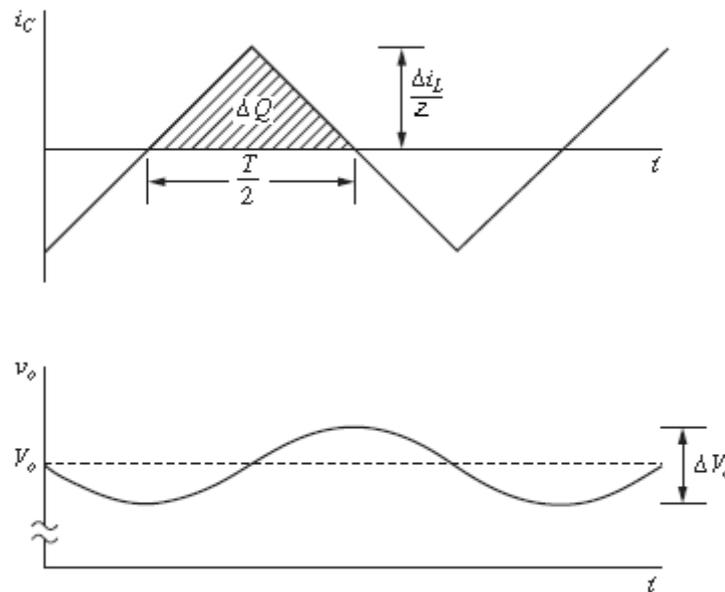


Figura 1.8 Andamento della corrente nel condensatore e ripple sulla tensione di uscita [8]

Per calcolare l'entità dell'oscillazione (ripple), si mettono a sistema le due equazioni seguenti: la prima ricavata dalla definizione di capacità C, la seconda rappresentante

l'area tratteggiata sotto la curva $i_C - t$, in cui ΔQ è la variazione di carica nel condensatore:

$$\begin{cases} \Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C} \\ \Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8} \end{cases} \quad (1.16)$$

Sostituendo Δi_L nella (1.16) con la (1.7), si ottiene l'intensità del ripple sull'uscita:

$$\Delta V_0 = \frac{TV_0}{8CL} (1 - D)T = \frac{V_0(1-D)}{8CLf_s^2} \quad (1.17)$$

Per un valore assegnato di ΔV_0 , è possibile stimare il valore del condensatore di uscita:

$$C = \frac{1-D}{8L(\Delta V_0/V_0)f_s^2} \quad (1.18)$$

Di seguito la forma d'onda della tensione e della corrente d'uscita del buck converter, in funzione del tempo. La linea tratteggiata rappresenta i rispettivi valori medi (dc).

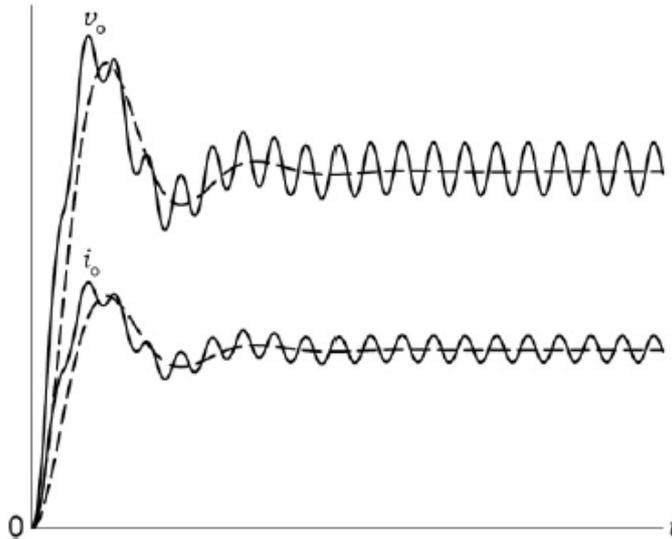


Figura 1.9 Andamento temporale della tensione e corrente di uscita del buck converter [9]

Il condensatore deve quindi limitare l'oscillazione della tensione di uscita e resistere al suo valore di picco, e portare la corrente necessaria alle specifiche di progetto. Inoltre,

deve essere portato particolare riguardo all'entità della resistenza in serie (ESR) del condensatore, in quanto può aumentare considerevolmente l'oscillazione della tensione di uscita rispetto ai condensatori ideali e spesso è il fattore fondamentale che ne influenza la scelta.

Per quanto riguarda l'interruttore (o gli interruttori per la rettifica sincrona), questo deve resistere al picco di tensione nello stato off e al picco di corrente nello stato on.

Ovviamente anche la temperatura di lavoro deve essere tenuta sotto controllo (es 125°C) per non avere surriscaldamenti critici.

1.3.3 Rettificazione sincrona

Il buck converter viene spesso presentato in questa configurazione, in cui il diodo viene sostituito da un secondo MOSFET. Ne consegue un incremento di efficienza, soprattutto nelle applicazioni a bassa tensione. Questo perché la caduta di tensione sul secondo transistor risulta essere inferiore a quella sul diodo, grazie alla bassa $R_{ds(on)}$ del MOSFET (nell'ordine dei milliohm).

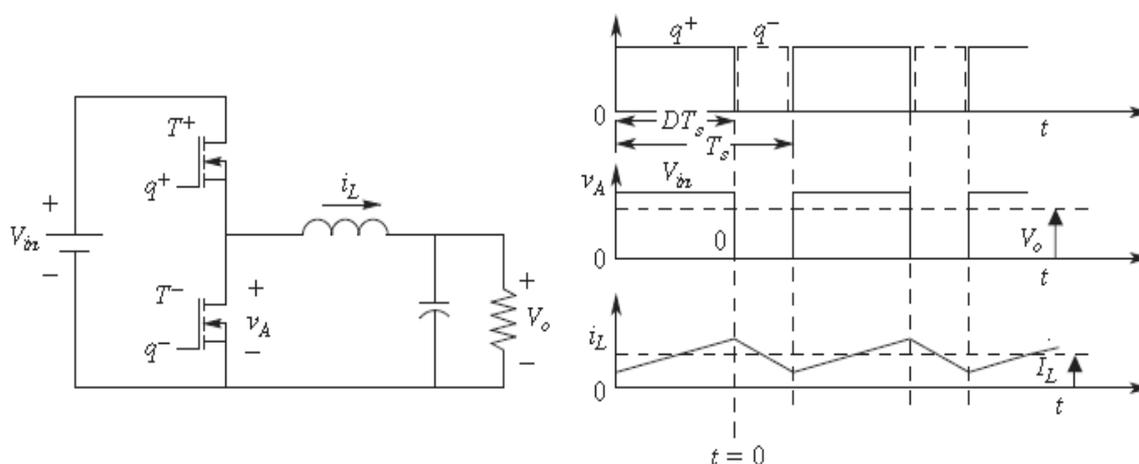


Figura 1.10 Buck converter sincrono rettificato e forme d'onda [10]

Al fine di avere sempre e solo uno dei due transistor attivi, i due gate sono controllati secondo uno schema di rettificazione sincrona (quasi complementari). Nel periodo di tempo in cui uno è in conduzione l'altro rimarrà interdetto e viceversa. Se così non fosse

si creerebbe un percorso di cortocircuito con la sorgente che dissiperebbe potenza, a discapito dell'efficienza del circuito. Per evitare questo viene introdotto un ritardo "dead time" nel controllo di commutazione che consente lo spegnimento di uno, prima che l'altro venga acceso. Un diodo, di solito incorporato direttamente nel secondo transistor, fornisce un percorso di conduzione alla corrente dell'induttore durante questo "tempo morto", in cui entrambi i transistor sono spenti.

La maggior parte dei convertitori buck è progettata per operare in corrente continua. Dalle formule si può notare come all'aumentare della frequenza di commutazione, la dimensione minima dell'induttore (L_{min}) per avere corrente continua e la dimensione minima del condensatore per limitare l'oscillazione della tensione di uscita si riducono. Andare a frequenze maggiori sarebbe quindi un vantaggio in termini di riduzione di dimensioni del package del circuito, se non fosse che un aumento di frequenza è direttamente proporzionale ad un aumento di perdite di potenza negli interruttori e di conseguenza una diminuzione di efficienza complessiva. Un buon compromesso tra frequenza di commutazione e dimensioni dei componenti è fondamentale e varia a seconda dello scopo che si vuole raggiungere: alcuni progettisti preferiscono operare con frequenze di commutazioni inferiori a 50KHz per tenere basse le perdite, altri si spingono fino a 1MHz per guadagnare sulle dimensioni. In quest'ultimo caso i transistor MOSFET riescono a fatica a spingersi oltre tali frequenze, per questo spesso si utilizza un tipo di transistor più efficiente: eGaN-FET. Costituito da Nitruro di Gallio fa parte della famiglia dei semiconduttori Wide Band Gap (WBG).

1.5 Semiconduttori WBG

Nonostante il Silicio (Si) sia stato il materiale che ha caratterizzato maggiormente i componenti elettronici in passato, sia per la possibilità di essere drogato che per l'elevata disponibilità, ad oggi le applicazioni dell'elettronica richiedono livelli di potenza e frequenza maggiori. Per questo motivo viene sempre più spesso sostituito da nuovi semiconduttori chiamati WBG.

La richiesta di questi semiconduttori è in aumento, soprattutto nei campi applicativi come i veicoli ibridi ed elettrici o inverter e alimentatori per il fotovoltaico.

I semiconduttori si classificano a metà tra i conduttori, caratterizzati da bande (di valenza e conduzione) sovrapposte, e gli isolanti, distinti invece da un'ampia area interdotta.

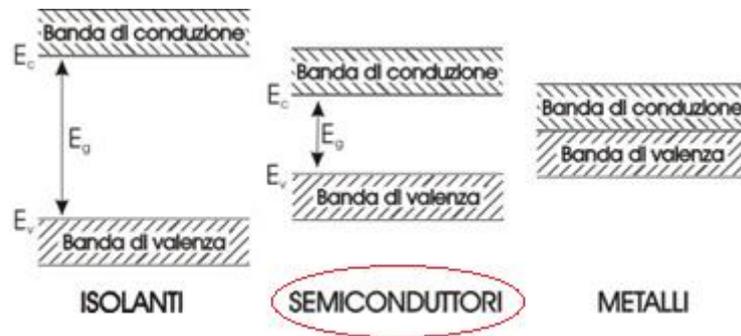


Figura 1.11 Bande di valenza e di conduzione dei materiali [11]

Silicio, Carburo di Silicio (SiC) e Nitruro di Gallio (GaN) sono semiconduttori ma, a differenza del primo gli altri due presentano una zona proibita più ampia (wide). La denominazione WBG deriva proprio da questa proprietà.

I WBG possono operare a temperature più elevate proprio grazie alla loro larghezza di banda, senza che gli elettroni accumulino abbastanza energia per transitare in banda di conduzione. Maggiore è la larghezza della banda proibita, maggiori saranno le temperature raggiungibili.

Altri vantaggi sono: tensione di break down maggiore, resistenza in conduzione minore, maggiore conducibilità termica e maggiore affidabilità e possibilità di operare a frequenze maggiori, guadagnando in compattezza.

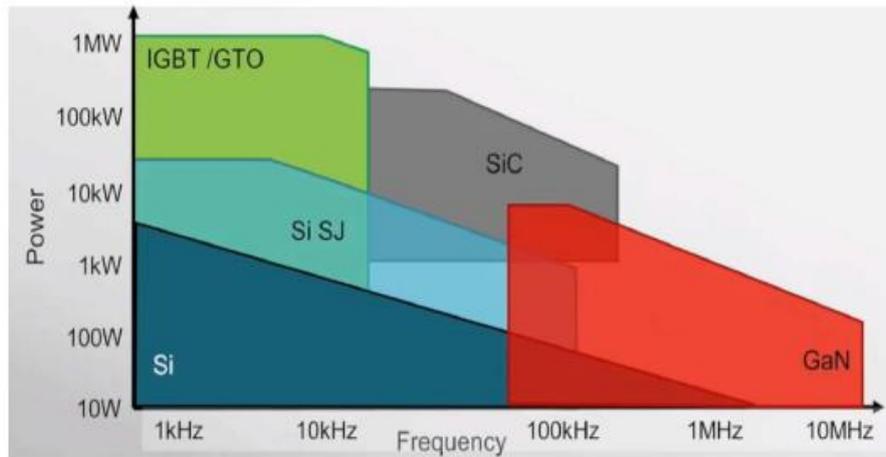


Figura 1.12 Caratteristica Potenza-Frequenza dei dispositivi di potenza [12]

Attualmente, la scelta dei dispositivi per le applicazioni di potenza ricade: o sul Nitruro di Gallio, favorevole alle elevate frequenze di funzionamento o sul Carburo di Silicio, che offre un ottimo compromesso tra potenza e frequenza.

1.6 Transistor in Nitruro di Gallio (GaN)

Il livello successivo delle prestazioni elettroniche può essere raggiunto dal Nitruro di Gallio: un materiale semiconduttore molto duro e resistente alla frattura che si presta alla produzione di dispositivi di potenza, soprattutto in applicazione di conversione. Nei convertitori dc-dc che operano ad alte frequenze vengono solitamente utilizzati gli eGaN-FET che offrono una soluzione ad alta efficienza e densità.

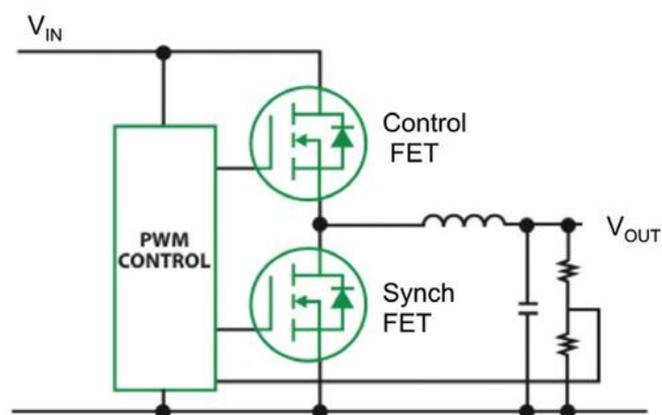


Figura 1.13 Buck converter sincrono con eGaN FET [13]

Gli eGaN (enhancement mode GaN) sono transistor in Nitruro di Gallio che ad una tensione di gate nulla sono normally-off. Si preferiscono per ragioni di sicurezza ai GaN in depletion mode che invece sono normally-on.

La struttura di un transistor eGaN è la seguente:

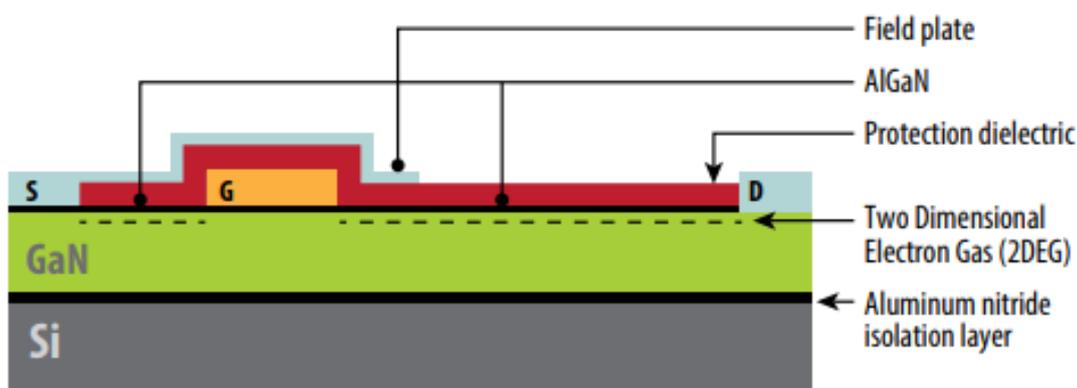


Figura 1.14 Struttura transistor in eGaN [14]

Dal basso verso l'altro troviamo: un substrato composto da Silicio per ovviare ad un costo troppo elevato con una struttura interamente in GaN. Il Silicio è diviso dal GaN attraverso un sottile strato di Nitruro di Alluminio che funge da isolante al fine di minimizzare il mismatch tra i due materiali. I due, a contatto diretto, potrebbero deturpare l'integrità del dispositivo avendo reticoli cristallini diversi. Sopra lo strato di GaN viene creato un leggero strato di AlGaN che, interagendo con lo strato sottostante grazie alla sua natura piezoelettrica, permette la creazione del 2DEG (gas elettronico che costituisce il canale nei dispositivi tradizionali) ad elevata mobilità elettronica. Essendo normally-off, l'attivazione del dispositivo avviene (come per gli n-mos) applicando al gate una tensione positiva.

1.7 Differenza tra dispositivi in Si e GaN

Dal confronto tra le caratteristiche del Silicio e del GaN, appare chiaro la superiorità del Nitruro di Gallio in quanto a prestazioni e vantaggi.

PARAMETRO	Si	GaN	BENEFICI
Bandgap	1.1 eV	3.44 eV	Tensioni operative e temperature >
Velocità di saturazione elettronica	$1 \times 10^7 \text{ cm/s}$	$2.5 \times 10^7 \text{ cm/s}$	Frequenza di lavoro più alta
Mobilità elettronica	$1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$	$900 \text{ cm}^2/\text{Vs}$	
Costante dielettrica	11.8	9.7	
Campo elettrico critico	$3 \times 10^7 \text{ V/cm}$	$3 \times 10^6 \text{ V/cm}$	Resistenza in conduzione <
Conduktività termica	1.5 W/cmK	1.1 W/cmK	

Figura 1.15 Proprietà GaN e Si [15]

Il GaN offre un bandgap più ampio, una velocità di saturazione elettronica maggiore, una conduttività termica e un campo elettrico superiori.

Conseguentemente i dispositivi possono funzionare a tensioni drain-source più alte senza aumentare di molto la resistenza in conduzione, anche grazie al fatto che il GaN offre punti di lavoro con tensioni di break down più elevate. La tensione di break down è infatti la massima tensione applicabile ai capi del dispositivo quando questo non è in conduzione, prima che inizi a far passare una corrente che, a causa dell'effetto valanga, può aumentare talmente tanto da distruggere il dispositivo al protrarsi della conduzione. Questa situazione può verificarsi nei dispositivi a semiconduttori anche con una tensione contenuta ma applicata su una breve distanza.

La velocità di saturazione elettronica è un parametro importante per quanto riguarda i tempi di commutazione dei transistor. Quando gli elettroni nel canale raggiungono la velocità di saturazione, essi non possono più essere accelerati dal campo elettrico. Di

conseguenza la corrente varierà linearmente con la tensione di overdrive e non più quadraticamente, assumendo valori inferiori a quelli in normale saturazione. Il vantaggio di una velocità di saturazione più alta sta in una più rapida commutazione (switching) dei transistori ad effetto di campo (FET) e quindi in un funzionamento a frequenze più elevate. Una conduttività termica più alta è un vantaggio per il funzionamento a temperature maggiori perché consente la conduzione di calore in modo più efficiente, con un aumento di resistenza (on) più lento rispetto ai dispositivi in Silicio. I transistor in GaN però possiedono una bassa tensione di soglia, con la conseguenza che, ad alte frequenze, possono risentirne in termini di rumore.

1.8 Vantaggi del GaN

È ormai dimostrato infatti che il Nitruro di Gallio riesca a condurre elettroni più efficientemente del Silicio. Infatti rispetto allo stato dell'arte in Silicio, i GaN FET sono dalle 5 alle 50 volte migliori. Inoltre visto che i dispositivi in GaN si spingono a frequenze di funzionamento maggiori, e come accennato le dimensioni dei componenti si riducono con l'aumento della frequenza, a parità di prestazioni funzionali un dispositivo in GaN risulta essere più piccolo di un MOSFET, riducendo anche i costi di produzione. Altri vantaggi nell'utilizzo del transistor in GaN sono: minori perdite di commutazione perché i dispositivi sono più veloci, minori perdite durante la fase di carica e scarica dei dispositivi dovute alle capacità interne più piccole, utilizzo di quantità minori di energia per pilotare il circuito e affidabilità (anche più di 8 milioni di ore sotto stress senza alcun guasto). Oltre a questo si stima che sostituendo tutti i dispositivi in Silicio con il Nitruro di Gallio si possa ridurre il consumo energetico dal 10 al 25%. Non sarà possibile farlo immediatamente, sia perché l'industria che si è basata per decenni sul Silicio deve avere i tempi per rinnovarsi sia perché tra gli svantaggi del GaN ci sono: una disponibilità limitata, i costi di produzione (inferiori solo perché è possibile ridurre le dimensioni dei componenti) e la difficoltà nella fabbricazione.

1.9 Applicazioni e futuro del GaN

Le applicazioni del GaN sono già molte rispetto agli anni passati e tante altre sono ancora in fase di progettazione. Alcune di queste sono:

Veicolo autonomo e realtà aumentata: si tratta di una tecnologia che tramite un raggio laser riesce a ricreare l'immagine a 360 gradi dello spazio che circonda il dispositivo. Il GaN è fondamentale all'interno del sistema perché consente al raggio laser di essere attivato più velocemente della controparte in Silicio, aumentando quindi la qualità dell'immagine.

Alimentazione wireless: i transistor GaN supportano lo sviluppo di questa tecnologia e si trovano ormai in dispositivi con ricarica wireless come cellulari, tablet, computer, e in casa, negli elettrodomestici, tv e luci.

Anche in campo medico si sfruttano i vantaggi del GaN. Per esempio in una macchina per raggi x con dimensioni simili a quelle di una pillola utilizzata per le colonscopie, in cui il dispositivo in Nitruro di Gallio è indispensabile per l'alimentazione della componente radiografica nella pillola. Li troviamo anche in nuove sperimentali macchine di risonanza magnetica al fine di aumentarne la risoluzione e come fonte di ricarica wireless in dispositivi impiantabili nel corpo umano soprattutto per cuore e diabete.

Il GaN inoltre, grazie ad una sua capacità intrinseca riesce a resistere naturalmente alle radiazioni nocive, cosa che per il Silicio è raggiunta solo dopo varie tecniche di fabbricazione. Questa proprietà permette di utilizzarli nei propulsori ionici, nella conversione dell'energia nei pannelli solari dei satelliti e in altre applicazioni spaziali.

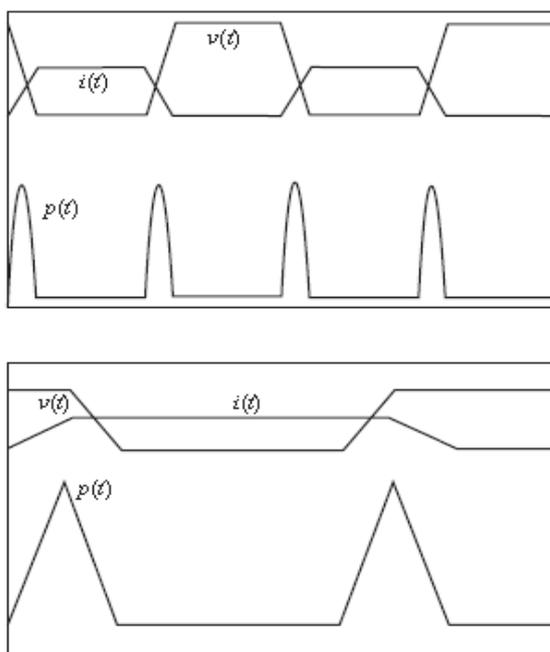
In definitiva, i transistor in Nitruro di Gallio si preferiscono a quelli in Silicio per le caratteristiche elencate, che si possono riassumere in: velocità di commutazione maggiore, efficienza più alta, dimensioni ridotte e costi più bassi.

Nei convertitori di potenza e quindi anche nei convertitori dc-dc il risultato di queste caratteristiche si traduce anche in minori perdite da parte degli interruttori (e quindi

dell'intero sistema). Le perdite di potenza però non sono mai nulle e si cerca sempre di ridurle ai minimi termini.

1.10 Interruttori non ideali e perdite di commutazione

Differentemente dalle considerazioni precedenti, in cui per semplificazione, si sono considerati gli interruttori ideali, gli interruttori reali come già accennato, presentano delle perdite di commutazioni in più. Oltre a quelle dovute alla caduta di tensione non nulla durante la conduzione del transistor, si verificano delle perdite di potenza dovute alle transizioni non ideali (non perfettamente istantanee e simultanee) di accensione/spengimento dei transistor. Di seguito due casi:



Nel primo caso le variazioni di tensione e correnti sono assunte lineari. Nel secondo caso, più comune, le transizioni di tensione e corrente non avvengono simultaneamente. Ne consegue una perdita di potenza (area sotto la curva) maggiore rispetto al caso precedente.

Figura 1.16 Transizioni di tensione, corrente e dissipazione istantanea di potenza dell'interruttore [16]

Un modo per ridurre le perdite di commutazione è di modificare il circuito, in modo da ottenere una transizione degli interruttori a tensione nulla (ZVS) o a corrente nulla (ZCS). Tale approccio è tipico dei convertitori risonanti.

2. Convertitori risonanti

2.1 Soft switching e hard switching

I dispositivi di commutazione assorbono energia durante la fase di transizione quando la tensione o la corrente sono diverse da zero. Aumentando la frequenza di switching il numero di queste transizioni aumenta e di conseguenza anche le perdite di potenza. Per evitarle, nelle architetture risonanti le commutazioni avvengono quando la tensione o la corrente sugli interruttori sono nulle. Al contrario della commutazione hard del Buck converter, i risonanti compiono una commutazione soft.

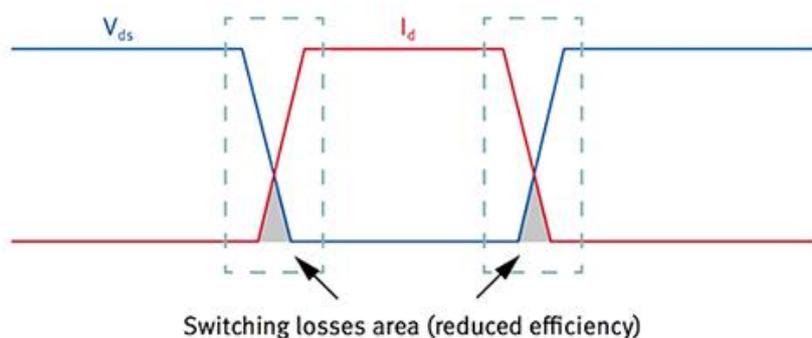


Figura 2.1 Commutazione hard [17]

La commutazione hard avviene quando si attiva e disattiva l'interruttore causando la sovrapposizione delle due forme d'onda di tensione e corrente. Si cercano di ridurre le perdite derivanti da questa aumentando la velocità con cui la corrente e la tensione cambiano il loro livello (di/dt e dv/dt). In questo modo però c'è il rischio di aumentare le EMI generate. Le EMI (ElectroMagnetic Interference) sono interferenze elettromagnetiche che sono originate dai principali anelli di corrente che si trovano nel circuito. Per eliminare (e non solo ridurre) le perdite di commutazione si attua il soft-switching. Aprendo e/o chiudendo gli interruttori a tensione e/o corrente nulla si eliminano le fasi di sovrapposizione delle due forme d'onda.

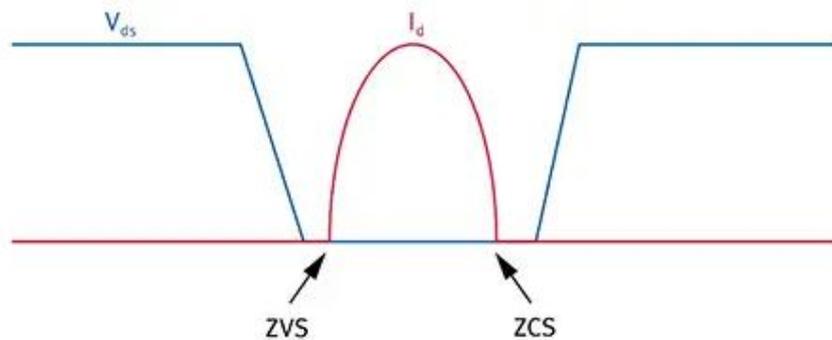


Figura 2.2 Commutazione soft [18]

Rispetto ai convertitori tradizionali e al Buck converter, le architetture avanzate presentano un tratto di circuito denominato resonant tank (rete risonante). Viene utilizzato per creare delle forme d'onda di tensione e corrente di tipo sinusoidale, in modo tale da garantire le condizioni per lo ZVS (zero voltage switching) o ZCS (zero current switching), rispettivamente commutazione a tensione zero e commutazione a corrente zero. Solitamente il tank è composto da un induttore L_r e un condensatore C_r e funge essenzialmente da filtro. Grazie alla riduzione delle perdite di switching e al miglioramento continuo degli interruttori di commutazione, i circuiti risonanti possono operare a frequenze più elevate. I componenti possono quindi essere ridotti e di conseguenza si raggiunge una densità di potenza del circuito maggiore.

2.2 Classificazione

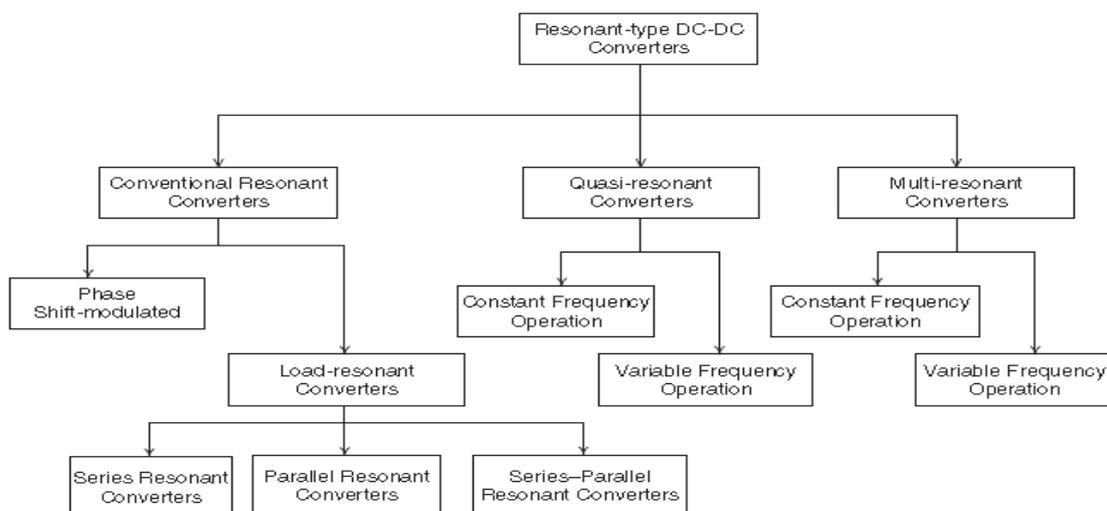


Figura 2.3 Classificazione delle architetture risonanti [19]

Il principale impiego dei convertitori risonanti è nella conversione dc-dc.

Questi si dividono in: convertitori ad interruttore risonante (quasi-resonant converter) e convertitori a carico risonante (load resonant converter). Quando i parametri di risonanza sono tre o più, si parla di convertitori multi - risonanti.

2.3 Convertitori a carico risonante

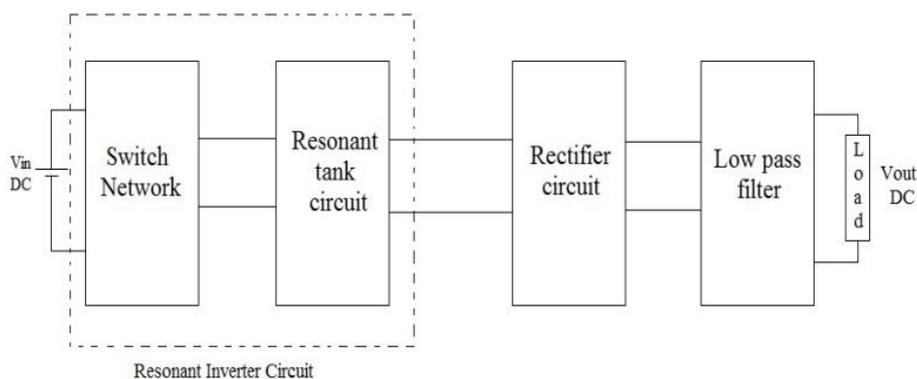


Figura 2.4 Schema tipico di un convertitore a carico risonante [20]

I convertitori a risonanza di carico fanno parte dei convertitori risonanti convenzionali. Sono basati infatti sempre sul circuito risonante LC che facendo oscillare in maniera sinusoidale la tensione e/o la corrente di carico, attua le condizioni per lo ZVS e ZCS.

Di questa categoria fanno parte 3 tipi di circuito che si differenziano quasi esclusivamente per la modalità di connessione dell'induttore e del condensatore nel circuito risonante: convertitori risonanti serie (SRC), convertitori risonanti parallelo (PRC), convertitori risonanti serie-parallelo (LCC, LLC).

Di seguito vengono spiegati i blocchi circuitali di un'architettura avanzata e la loro funzione.

2.3.1 Ponte di interruttori

Gli interruttori del ponte vengono aperti e chiusi alternatamente con un duty cycle del 50%, in modo tale da creare una forma d'onda quadra di tensione in uscita dal ponte di tipo alternato, cioè che va da un massimo positivo ad uno negativo. Ovviamente i gate dei transistor devono essere pilotati in maniera tale da non consentire la conduzione contemporanea di entrambi, per non avere perdite di conduzione che comprometterebbero l'efficienza del convertitore. La funzione del ponte è quindi quella di convertire un segnale continuo in uno alternato (dc-ac). Questo segnale di tensione alternata andrà in ingresso al circuito risonante.

2.3.2 Rete risonante

È formato da una rete LC. Gli induttori e i condensatori sono disposti in maniera differente a seconda del circuito che si vuole ottenere.

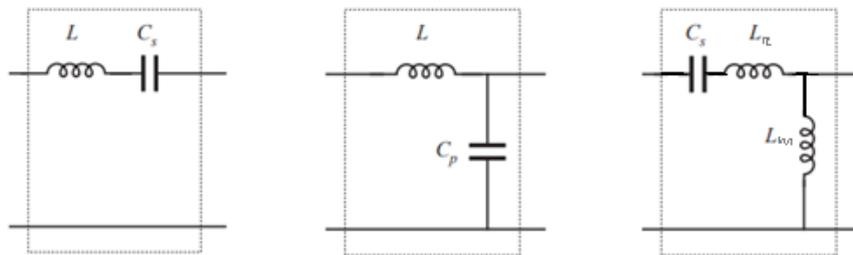


Figura 2.5 Tipologie di reti risonanti: rispettivamente SRC, PRC, LLC [21]

Se l'ingresso della rete risonante è una forma d'onda quadra di tensione, allora la combinazione di LC funge da filtro che lascia passare solo la componente alla frequenza fondamentale. Se la terza armonica (la più alta) della tensione di uscita del ponte di interruttori viene rimossa, allora la tensione che attraverserà il carico sarà una sinusoide fondamentale della onda quadra di tensione (vedi fig. 2.6).

La corrente nel circuito risonante e la tensione di uscita sono essenzialmente sinusoidali alla frequenza di commutazione f_s . Se pilotiamo gli interruttori con una frequenza di commutazione uguale a quella di risonanza f_0 , allora la risposta da parte del circuito risonante alle armoniche della tensione in uscita dal ponte di switch è trascurabile.

Questo perché alla frequenza di risonanza, la reattanza induttiva è uguale a quella capacitiva, perciò l'impedenza caratteristica del filtro si riduce ad essere puramente resistiva: $Z(j\omega) = R$. Il suo modulo è minimo e la corrente nell'induttore è massima ed è in fase con la forma d'onda di tensione.

La corrente che scorrerà nella rete risonante avrà una forma d'onda perfettamente sinusoidale con frequenza f_s .

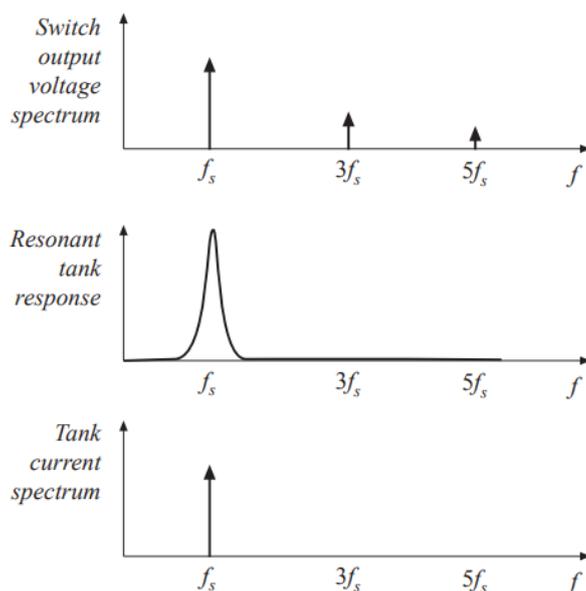


Figura 2.6 Risposta del circuito risonante [22]

Se modifichiamo la frequenza di commutazione, aumentandola o diminuendola rispetto a quella di risonanza, è possibile variare l'ampiezza della corrente della rete risonante e delle forme d'onda di tensione e corrente sul carico di uscita e di conseguenza la potenza.

Se si sposta la frequenza di commutazione più in alto rispetto alla risonanza si spostano le armoniche superiori della forma d'onda quadra più in alto, aumentando l'efficacia del filtro nel rimuoverle. La parte immaginaria di $Z(j\omega)$ diventa negativa, facendo prevalere l'effetto capacitivo. Con frequenze tali otteniamo lo ZVS in quanto il circuito azzerava la tensione sul transistor prima che il sistema di controllo di commutazione lo accenda. La riduzione di dissipazione di potenza avviene grazie alla mancanza di

perdite dovute alle capacità degli interruttori o alla carica immagazzinata. Se si sposta la frequenza più in basso, si spostano le armoniche (soprattutto la terza) verso la frequenza di risonanza, aumentando le loro ampiezza in uscita. In questa situazione, in cui predomina la reattanza induttiva, otteniamo lo ZCS: il circuito manda a zero la corrente sui transistor prima del loro spegnimento. Lo ZCS è utile per ridurre le perdite dovute alle induttanze parassite.

$f_s > f_0 \rightarrow ZVS \rightarrow$ la corrente è in ritardo rispetto alla tensione (lagging)

$f_s < f_0 \rightarrow ZCS \rightarrow$ la corrente è in anticipo rispetto alla tensione (leading)

In cui f_0 è la frequenza di risonanza, data dalla seguente formula:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.1)$$

Più la frequenza di commutazione si discosta da quella di risonanza, più l'ampiezza delle forme d'onda sinusoidali (corrente o tensione) si riduce.

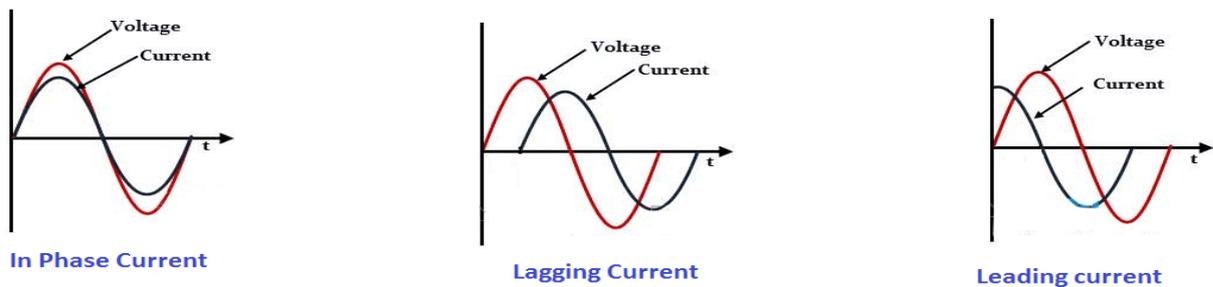


Figura 2.7 Differenza tra corrente in fase, in ritardo e in anticipo rispetto alla tensione [23]

Essendo un convertitore dc-dc, i segnali alternati in uscita dal circuito risonante (corrente dell'induttore o tensione del condensatore a seconda del filtro LC utilizzato) devono essere raddrizzati in modo tale da fornire una tensione continua in uscita. Questo è il compito del ponte raddrizzatore.

2.3.3 Ponte raddrizzatore a diodi

Quando un diodo è polarizzato direttamente, cioè quando si dà una tensione positiva sul suo anodo, esso conduce la corrente in una sola direzione. Al contrario quando è inversamente polarizzato, cioè con una tensione negativa all'anodo, esso si comporta come un circuito aperto. Componendo quattro diodi insieme, nel modo descritto in figura, si ottiene il ponte rettificatore o raddrizzatore.

All'ingresso del ponte giunge una tensione alternata con andamento sinusoidale, cioè che ad ogni semiperiodo cambia di segno. In un semiperiodo la tensione polarizza direttamente due dei quattro diodi, mentre nell'altro semiperiodo gli altri due diodi che prima erano interdetti lasciano passare corrente verso il carico raddrizzandola. Il risultato di questa alternanza è che in un periodo, la corrente o la tensione risultano raddrizzate. L'uscita del ponte a diodi rettificatore è del genere in figura 2.8.

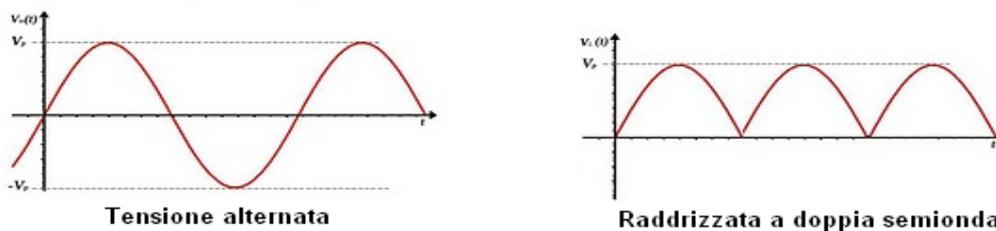


Figura 2.8 Forma d'onda di tensione raddrizzata dal ponte [24]

Il raddrizzatore può anche essere formato da interruttori al posto dei diodi. Gli interruttori dovrebbero aumentare leggermente l'efficienza complessiva del circuito perché la caduta di tensione sui transistor è solitamente inferiore a quella sui diodi. La tensione di uscita dal ponte rettificatore però non è ancora continua. Sarà del condensatore di uscita il compito di renderla tale.

2.3.4 Capacità di uscita

Il condensatore di uscita funge da filtro passa basso, fornendo in uscita una tensione continua o quasi. Essa infatti è caratterizzata da una leggera oscillazione attorno al valore medio (ripple) che è causato dalla corrente che attraversa il carico di uscita e che determina la fase di discesa dell'ondulazione di tensione (fase di scarica). All'arrivo della semionda seguente, il condensatore si carica, determinando una risalita della tensione di uscita (fase di carica) (fig. 2.9).

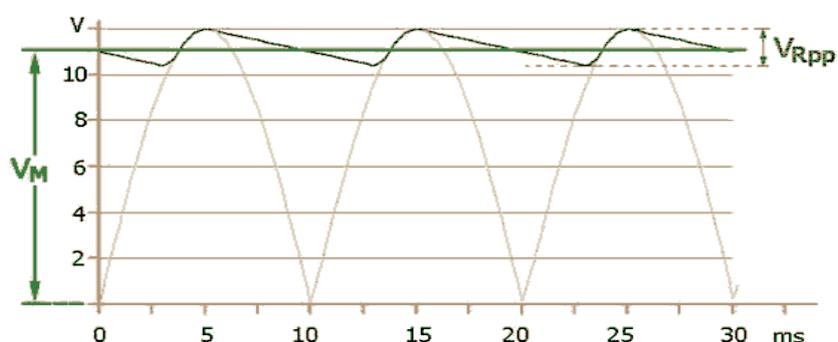


Figura 2.9 Tensione di uscita continua affetta da ripple [25]

Il ripple sulla tensione di uscita sarà tanto minore quanto minore sarà la corrente assorbita dal carico o quanto maggiore la capacità del condensatore. Una volta a regime, il valore medio della tensione sul condensatore rappresenta la nostra uscita in continua.

Di seguito si analizzano le tre tipologie di convertitori a risonanza di carico: SRC, PRC, LLC, considerandoli nella configurazione a mezzo ponte (half bridge). I due condensatori in parallelo alla sorgente servono proprio per dimezzare la tensione del generatore.

2.4 Convertitore serie risonante (SRC)

Il convertitore serie risonante prende il nome dalla rete risonante, che è composta dalla serie di un induttore e un condensatore, a loro volta in serie con il carico (fig. 2.10). La serie di L_r e C_r forma un filtro per la corrente che attraversa l'induttore. Questa oscilla con andamento sinusoidale e viene poi raddrizzata e filtrata per avere in uscita una tensione continua.

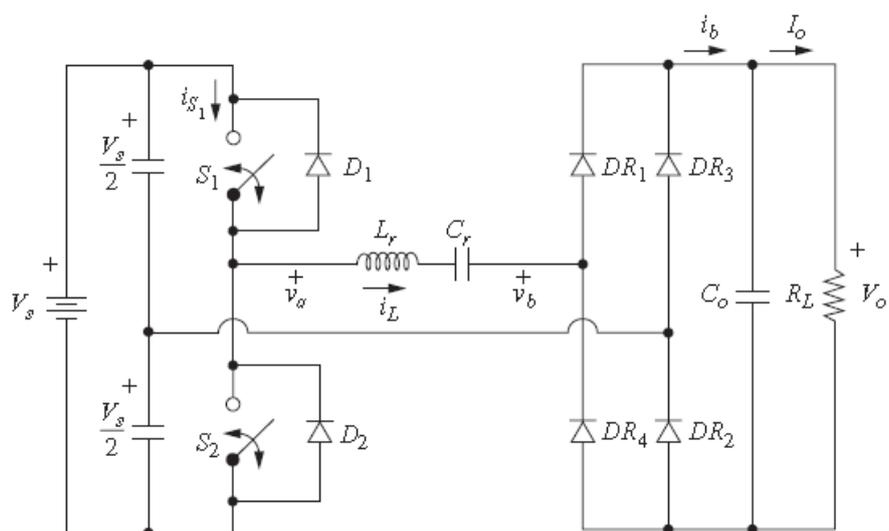


Figura 2.10 SRC in configurazione half bridge [26]

L'SRC funziona in tre diverse modalità. Se la frequenza di commutazione f_s è minore della metà della frequenza di risonanza f_0 allora la corrente nell'induttore risonante è discontinua. In questo caso l'interruttore si chiude a corrente nulla e si apre con tensione e corrente nulle. Se la frequenza di commutazione f_s è compresa tra la metà della frequenza di risonanza e quella di risonanza, il convertitore funziona in modalità di corrente continua sotto-risonante. In questa modalità ci sono perdite durante la fase di accensione del transistor mentre lo spegnimento avviene a corrente e tensione nulle. Per una frequenza di commutazione maggiore di quella di risonanza il circuito opera in modalità continua sopra-risonante. Qui gli interruttori si accendono con tensione e corrente nulle quindi senza perdite, al contrario invece della fase di spegnimento.

Viene effettuata un'analisi del comportamento circuitale imponendo una frequenza di commutazione leggermente maggiore della frequenza di risonanza in modo da garantire la commutazione a tensione nulla, il cui funzionamento è spiegato di seguito.

2.4.1 Commutazione a tensione zero (ZVS)

La corrente nell'induttore i_L risulta approssimativamente sinusoidale. Dalla figura 2.11 si può notare come questa sia in ritardo rispetto alla tensione di ingresso v_a del serbatoio risonante. i_{s1} è la corrente di commutazione nel transistor high side (HS), mentre v_b è la tensione in ingresso al ponte raddrizzatore, quindi l'uscita del serbatoio risonante.

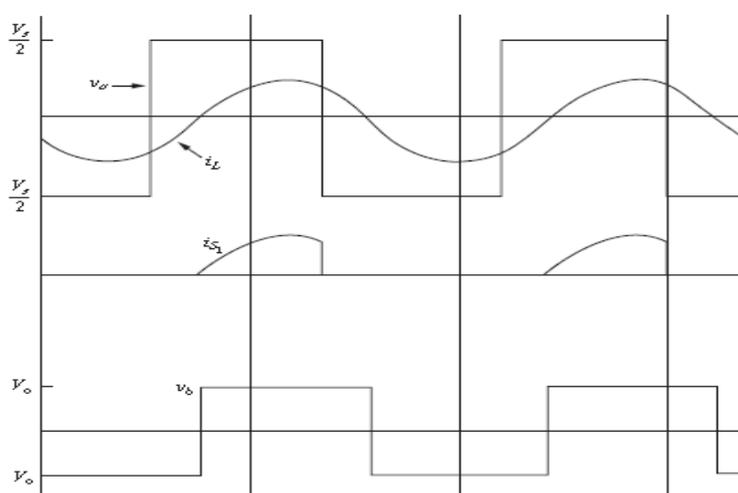


Figura 2.11 Forme d'onda tipiche del circuito risonante [27]

Prendendo in considerazione il transistor HS, le perdite di accensione sono nulle in quanto il diodo al suo interno conduce la corrente i_L . Infatti nel momento in cui il transistor low side (LS) si spegne, la sua capacità interna viene caricata dalla corrente (non nulla perché in ritardo rispetto all'apertura dell'interruttore). Il picco di tensione dovuta alla carica del condensatore polarizza direttamente il diodo del transistor HS che inizia a condurre la corrente. Conseguentemente la tensione sull'interruttore è zero prima che il transistor si accende. Nel momento in cui il segnale di gate passa a livello alto, l'interruttore effettuerà una commutazione di accensione a tensione zero, evitando ogni perdita. Affinché questo possa avvenire è fondamentale un dead time tra le forme

d'onda di pilotaggio dei transistor, per garantire l'attività di condensatori e diodi durante lo ZVS.

2.4.2 SRC: Relazione ingresso-uscita

Per stimare il guadagno del circuito e quindi la relazione tra l'uscita e l'ingresso, si considera il circuito equivalente ac del convertitore risonante serie in figura 2.12, considerando le frequenze fondamentali per tensioni e correnti.

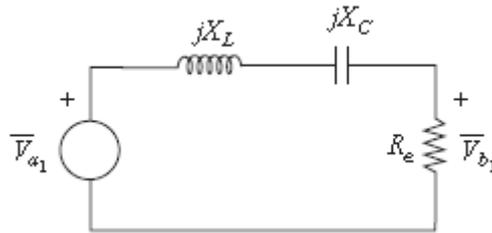


Figura 2.12 Circuito ac equivalente [28]

Le ampiezze delle frequenze fondamentali delle forme d'onda quadre all'ingresso e all'uscita del circuito equivalente sono:

$$V_{a1} = 4(V_s/2)/\pi \quad (2.2)$$

$$V_{b1} = 4V_o/\pi \quad (2.3)$$

i_b è la corrente che viene ricavata raddrizzando quella sull'induttore i_L . Il valore medio di i_b è la corrente di carico I_o . Con I_b valore medio di i_b :

$$I_b = I_o = \frac{2I_{L1}}{\pi} \quad (2.4)$$

La resistenza equivalente del circuito si ottiene da:

$$R_e = \frac{V_{b1}}{I_{L1}} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (2.5)$$

con R_L resistenza di carico e I_{L1} corrente sull'induttore equivalente. Il rapporto tra l'ingresso e l'uscita del circuito equivalente risulta:

$$\frac{V_{b1}}{V_{a1}} = \left| \frac{R_e}{R_e + j(X_L - X_C)} \right| \quad (2.6)$$

da cui si ricava:

$$V_o = \frac{V_s}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + [(X_L - X_C)/R_e]^2}} \right) \quad (2.7)$$

dove le reattanze sono: $X_L = \omega_s L_r$ e $X_C = 1/\omega_s C_r$ (2.8)

Esse dipendono dalla pulsazione di commutazione ω_s , infatti la tensione di uscita può essere controllata cambiando f_s . Il rapporto tra la tensione di uscita del circuito e quella di ingresso è rappresentata in figura 2.13 in funzione della frequenza normalizzata.

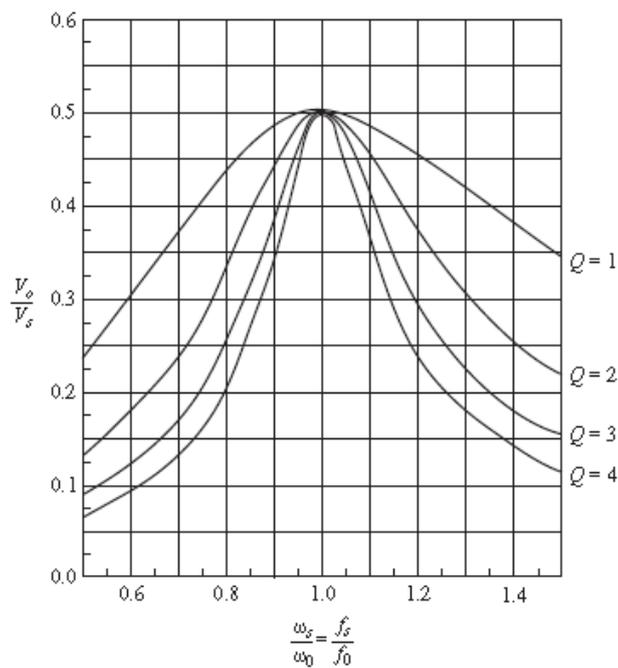


Figura 2.13 Risposta in frequenza normalizzata SRC [29]

Il rapporto tra la frequenza di switching e quella di risonanza è chiamato frequenza normalizzata f_n .

$$\boxed{f_n = f_s/f_0} \quad (2.9)$$

Le curve si basano sulla semplificazione iniziale per cui i_L abbia un andamento sinusoidale. Per frequenze normalizzate maggiori di uno le curve sono più precise perché l'approssimazione sinusoidale è migliore. Ogni curva è caratteristica di uno specifico valore di Q chiamato fattore di qualità del circuito:

$$Q = \frac{\omega_0 L_r}{R_L} \quad (2.10)$$

con ω_0 pulsazione di risonanza:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.11)$$

Esso confronta la frequenza di oscillazione di un circuito con la quantità di dissipazione di energia. Un fattore di qualità maggiore indica un minor tasso di dissipazione rispetto alla frequenza di oscillazione, quindi le oscillazioni hanno uno smorzamento più lento. Q può essere incrementato aumentando l'induttanza e riducendo la capacità del filtro.

2.5 Convertitore parallelo risonante (PRC)

Nel convertitore parallelo risonante (fig. 2.14), il condensatore C_r è posto in parallelo al ponte raddrizzatore invece che in serie. Rispetto all'SRC, il convertitore in parallelo presenta anche un induttore nel filtro di uscita. Quest'ultimo funge da stabilizzatore della corrente, rendendola pressoché costante dall'uscita del raddrizzatore al carico. Se ci fosse questo induttore anche nell'SRC, sarebbe in serie a L_r e C_r andando a compromettere il funzionamento del circuito risonante.

Anche il PRC, come l'SRC, presenta le stesse tre fasi di funzionamento in base alla frequenza.

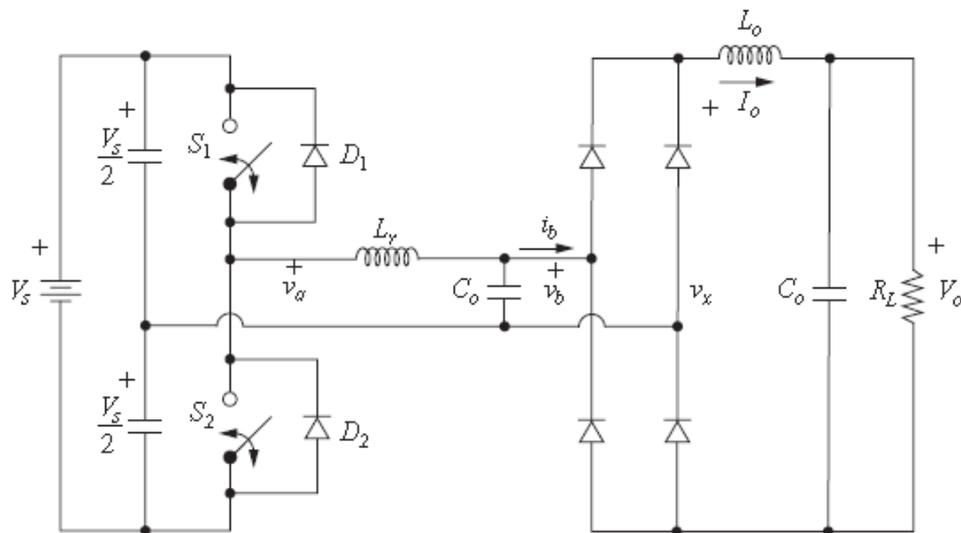


Figura 2.14 Convertitore parallelo risonante (PRC) [30]

Gli interruttori producono una tensione con andamento sinusoidale sul condensatore risonante e sull'ingresso del ponte rettificatore. Quando la tensione in ingresso al ponte è positiva, due diodi conducono mentre quando è negativa a portare la corrente al carico sono gli altri due. Il risultato è una forma d'onda quadra di corrente $\pm I_0$ in ingresso al ponte. La tensione di uscita sarà data dalla tensione V_b raddrizzata ad onda intera. Visto che la tensione media dell'induttore di uscita è zero allora la tensione di uscita V_o è dato dal valore medio di V_b raddrizzata: V_x . Prendendo solo le frequenze fondamentali della tensione (onda quadra) in ingresso alla rete risonante (V_{a1}) e l'onda quadra di corrente in ingresso al ponte (V_{b1}), si realizza il seguente circuito equivalente (fig. 2.15).

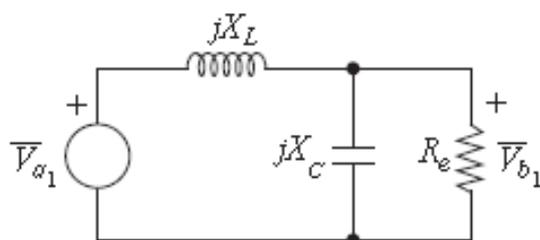


Figura 2.15 Circuito ac equivalente [31]

Come con l'SRC, si vuole stimare la relazione ingresso-uscita per il convertitore PRC:

$$V_o = V_x = 2V_{x1}/\pi = 2V_{b1}/\pi \quad (2.12)$$

in cui V_{x1} e V_{b1} sono le ampiezze delle frequenze fondamentali delle rispettive V_x e V_b .

Considerando che:
$$V_{b1} = V_o \pi/2 \quad \text{e} \quad I_{b1} = 4 I_o/\pi \quad (2.13)$$

La resistenza equivalente è:
$$R_e = \frac{V_{b1}}{I_{b1}} = \frac{\pi^2}{8} R_L \quad (2.14)$$

dove I_{b1} è l' ampiezza delle frequenza fondamentale dell'onda quadra di corrente i_b .

La tensione di uscita nel circuito equivalente di fasori risulta:

$$\frac{V_{b1}}{V_{a1}} = \left| \frac{1}{1 - (X_L/X_C) + j(X_L/R_e)} \right| \quad (2.15)$$

Considerando:

$$V_{a1} = \frac{4(V_s/2)}{\pi} \quad (2.16)$$

e combinandola con l'equazione (2.13) di V_{b1} e con la (2.15), si ottiene il rapporto tra la tensione di uscita e di ingresso del convertitore, da cui si ricava la tensione di uscita:

$$V_o = \frac{4V_s}{\pi^2 \sqrt{[1 - (X_L/X_C)]^2 + (X_L/R_e)^2}} \quad (2.17)$$

Il grafico seguente rappresenta il rapporto tra la tensione di uscita e quella di ingresso in funziona della frequenza normalizzata. Ogni curva è caratteristica di uno specifico valore di Q, che nel PRC si trova come:

$$Q = \frac{R_L}{\omega_0 L_r} \quad (2.18)$$

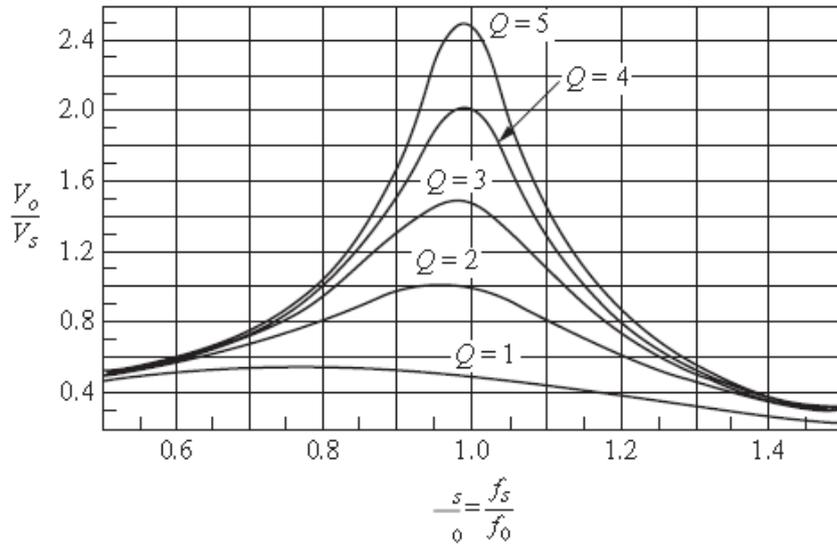


Figura 2.16 Risposta in frequenza normalizzata PRC [32]

2.6 Convertitore risonante LLC

Il convertitore LLC fa parte dei convertitori serie-parallelo perché presenta un circuito risonante dato dalla serie di un condensatore (C_r) e un induttore (L_r), in parallelo con un secondo induttore (L_m). Quest'ultimo induttore è posto in parallelo con il carico (fig.2.17).

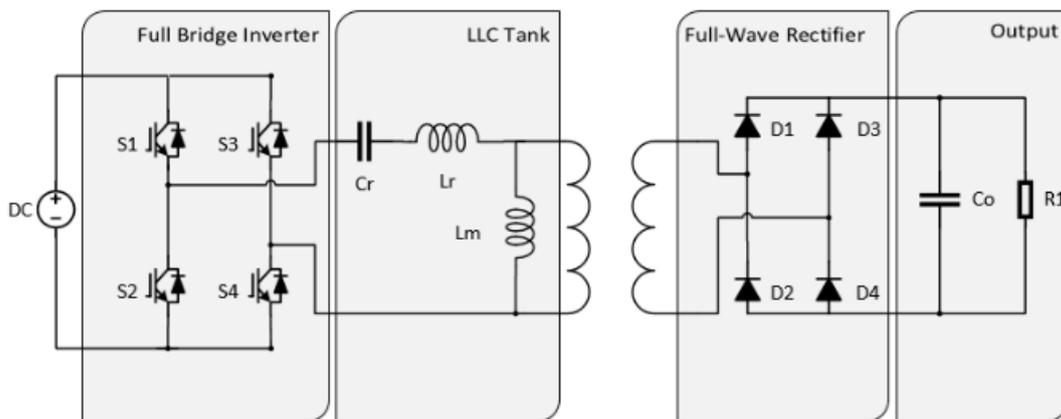


Figura 2.17 Convertitore LLC in configurazione full bridge con trasformatore [33]

Un'alternativa alle architetture tradizionali risonanti è quella che prevede l'aggiunta di un trasformatore. Grazie a questo la prima parte del circuito (generatore, ponte di interruttori e serbatoio risonante) viene divisa dalla seconda (ponte raddrizzatore e carico) garantendo l'isolamento galvanico e quindi la sicurezza elettrica. Si preferisce questa configurazione quando si ha a che fare con voltaggi elevati.

Il convertitore LLC è caratterizzato da due frequenze di risonanza. La frequenza minore è indotta da Cr e Lm+Lr, mentre quella più alta da Lr e Cr.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (2.19)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.20)$$

Dal grafico 2.18 si nota che al variare del carico, il picco di guadagno si muove. Infatti, a destra della frequenza di risonanza f_1 , la caratteristica è uguale a quella del convertitore SRC mentre a sinistra di essa ricalca quella di un convertitore PRC (per basse correnti di uscita) o quella dell'SRC (per correnti di uscita più elevate).

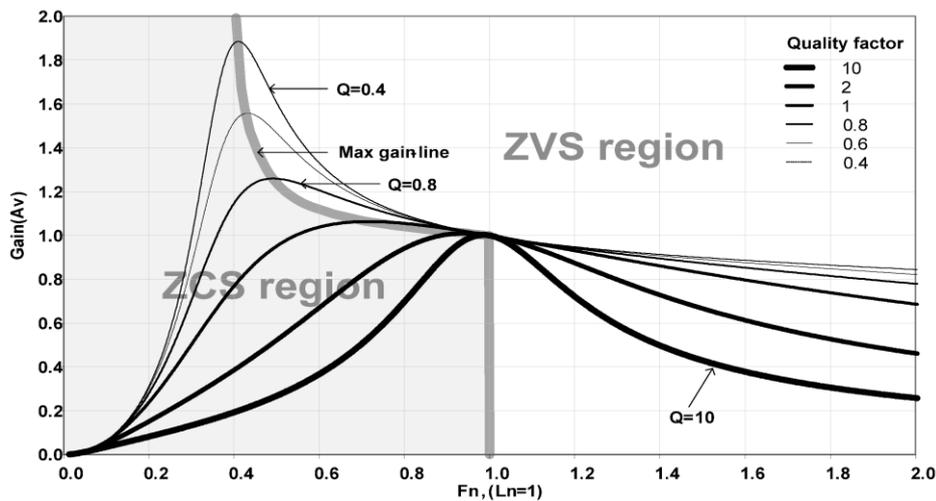


Figura 2.18 Risposta in frequenza normalizzata del convertitore LLC [34]

I regimi di funzionamento dell'LLC sono tre in base alla frequenza che lo caratterizza:

- per una frequenza di commutazione maggiore di f_0 il convertitore opera sotto la condizione di ZVS.
- per una frequenza compresa tra le due, il convertitore si comporta come un multi risonante e quindi a seconda del carico si ha ZVS o ZCS.
- per una frequenza di commutazione minore di f_1 il convertitore opera sotto la condizione di ZCS.

Generalmente si progetta il convertitore LLC per funzionare nella regione di ZVS, quindi con una frequenza vicino a f_0 . L_m (induttanza magnetica) determina l'intervallo di valore della frequenza di switching e la corrente di spegnimento degli interruttori. Se si vuole mantenere l'uscita regolata al variare del carico e della tensione di ingresso è necessario un cambiamento della frequenza di funzionamento. La relazione tra la tensione di ingresso e quella di uscita viene descritta dal loro rapporto che si identifica come il guadagno del convertitore:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = M_g = \left| \frac{L_n f_n^2}{[(L_n+1)f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1)f_n Q_e L_n]} \right| \quad (2.21)$$

In cui L_n è il rapporto tra le due induttanze:

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (2.22)$$

e Q_e è il fattore di qualità:

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e} \quad (2.23)$$

con R_e data dalla (4.9). Cambiando la frequenza normalizzata f_n è possibile controllare il guadagno del circuito M_g , quando L_n e Q_e sono imposti.

Sono proposti diversi metodi per migliorare la qualità della commutazione. Il più comune risulta essere la configurazione a tutto ponte (o ponte) in figura 2.17.

2.7 Full bridge

Tale configurazione si dice a ponte (full bridge) a differenza della configurazione precedente a due interruttori detta a semiponte (half bridge). Essa consente di erogare al carico la stessa intensità di corrente di una struttura a semiponte ma fornisce una tensione di uscita pari al doppio. Infatti la tensione in uscita dal ponte di interruttori è un onda quadra con valore $\pm V_S$, a differenza di quella di un half bridge che è $\pm V_S/2$ per via dei condensatori in parallelo al generatore di ingresso (fig. 2.19).

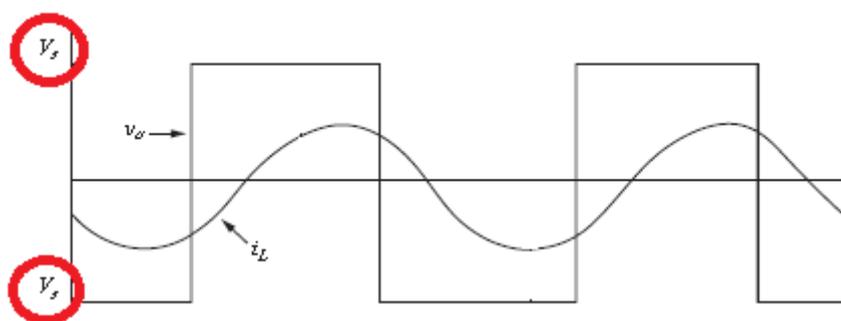


Figura 2.19 Forma d'onda di tensione generata dal ponte di interruttori full bridge e corrente di lagging [35]

2.8 Confronto tra convertitori risonanti

Nel convertitore serie l'uscita non può essere regolata per la condizione a vuoto. Nel momento in cui R_L va all'infinito, Q va a zero. Ne risulta che la tensione di uscita è indipendente dalla frequenza. Il convertitore risonante parallelo risolve questo problema, riuscendo a regolare l'uscita senza carico. Infatti a differenza del SRC, nel PRC Q e R_L sono direttamente proporzionali. Nel convertitore parallelo però la corrente è indipendente dal carico, le perdite di conduzione sono fisse ed ha una scarsa efficienza con carichi leggeri. Il convertitore serie-parallelo è stato pensato per risolvere i problemi di entrambi i convertitori. Infatti, l'uscita è regolabile sia in condizioni di carico pesante che leggero e in quest'ultimo caso l'efficienza è buona. L'unico punto debole dell'LLC infatti è che è unidirezionale.

2.9 Vantaggi e svantaggi dei convertitori risonanti

Il vantaggio principale che offrono i convertitori risonanti è la riduzione delle perdite di commutazione attraverso lo ZVS e lo ZCS. Questa si traduce nella possibilità di operazioni ad una frequenza maggiore rispetto ai tradizionali convertitori dc-dc e quindi ad una riduzione delle dimensioni circuitali. La commutazione a tensione zero riduce anche le EMI generate dal circuito. La commutazione a corrente zero viene invece utilizzata per commutare i tiristori (SCR) che sono dei diodi con la differenza che consentono la conduzione di corrente solo se pilotati con un opportuno segnale di innesco al terzo terminale (gate). Nelle applicazioni ad alta tensione, le perdite di potenza portano inevitabilmente all'utilizzo della rete risonante nei convertitori.

Possono generarsi correnti significative nella rete di risonanza, anche in condizioni di carico scollegato. Il problema potrebbe quindi riflettersi nei convertitori con carico leggero, riducendone l'efficienza. Le forme d'onda sinusoidali di tensione e corrente, spesso possono presentare dei picchi maggiori rispetto alle rispettive forme d'onda quadre. L'aumento conseguente di perdite di conduzione potrebbe annullare il guadagno ottenuto grazie alla riduzione delle perdite di commutazione. Inoltre in molti circuiti la frequenza può assumere solo un intervallo di valori molto breve. Conseguentemente i vantaggi derivanti dalla variazione di frequenza di commutazione rispetto a quella di risonanza diventerebbero limitati. Infine, una notevole complessità di analisi spesso costituisce una barriera per il loro utilizzo.

3. Simulazione e analisi del convertitore buck con MOSFET e con eGaN-FET

Mediante l'utilizzo di LTspice si è realizzato un convertitore buck dc-dc, che prende in ingresso una tensione di 48V e fornisce in uscita una tensione continua di 12V.

3.1 Generalità dei circuiti simulati

Nello studio del convertitore non sono stati considerati: driver, isolatori digitali, blocco formatore di impulsi di comando dei transistor (PWM) e parassiti delle piste, conducendo quindi un'analisi di tipo ideale (o quasi). Tali parti del circuito non sono influenti nel tipo di analisi oggetto dell'elaborato. In fig. 3.1 lo schematico del circuito realizzato su LTspice.

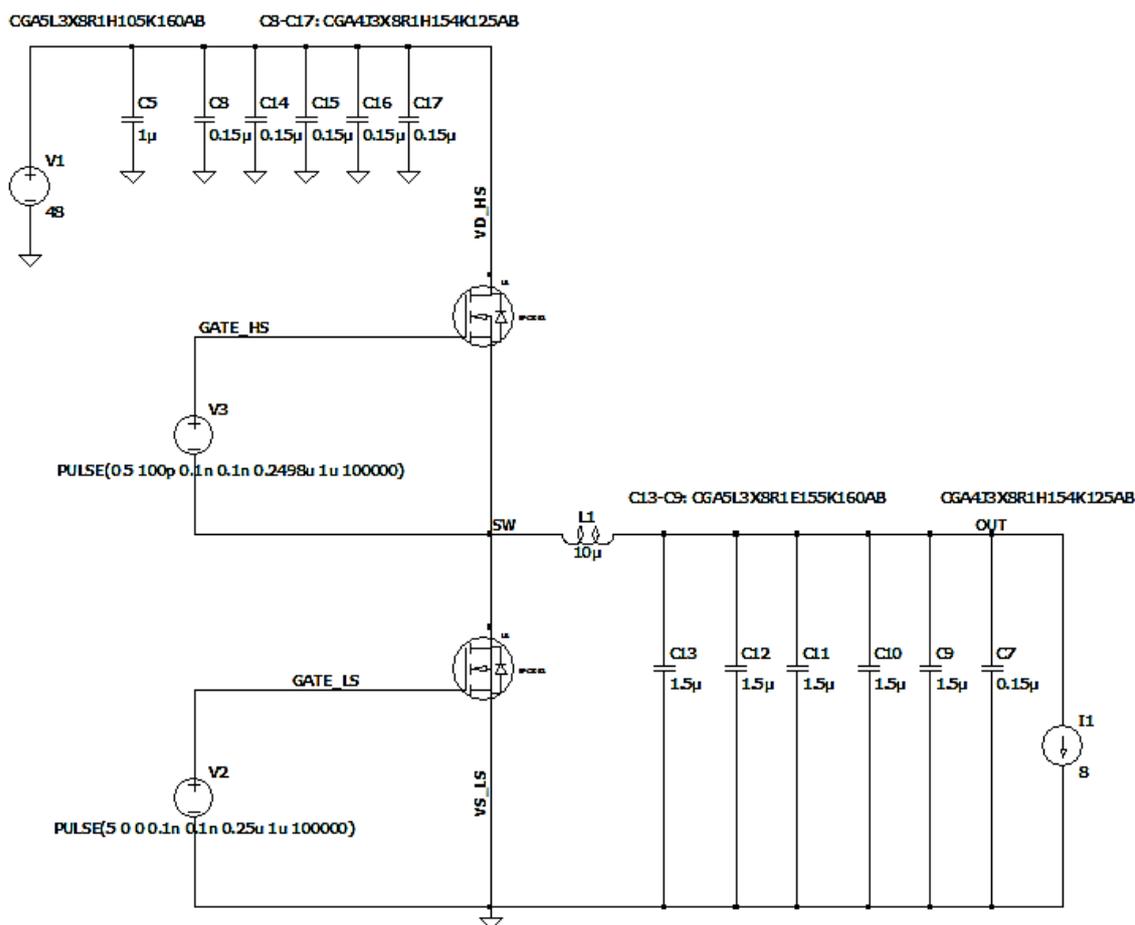


Figura 3.1 Schematico del convertitore buck con transistor eGaN riprodotto su LTspice

Visto che i MOSFET, a differenza dei transistor in Nitruro di Gallio, non possono spingersi a frequenze troppo elevate a causa della relativamente elevata capacità di ingresso, è stato effettuato un confronto prendendo per entrambi i casi una frequenza di commutazione (f_s) di 1 MHz e un duty cycle (D) del 25%. Di seguito analizzeremo i componenti circuitali e il loro dimensionamento.

3.2 Procedura di dimensionamento

3.2.1 Capacità di ingresso

Formula per il calcolo della capacità di ingresso:

$$C_{in} \geq \frac{D(1-D)I_o}{\Delta V_{in_pp} f_s} = 1.75 \mu\text{F} \quad (3.1)$$

In cui $I_o = 8A$ è la corrente nel carico di uscita e ΔV_{in_pp} è il ripple sulla tensione di ingresso. È stato considerato come accettabile un valore inferiore a 0.86 V.

Per garantire un'alimentazione di ingresso stabile e ridurre la caduta di tensione che si verificherebbe su un singolo condensatore, la capacità di ingresso viene divisa in più condensatori, la cui somma è proprio C_{in} . L'ideale è realizzarla con condensatori ceramici posizionati in parallelo con bassa resistenza serie equivalente (ESR).

3.2.2 Induttanza e capacità di uscita

Calcolo del valore di induttanza L1:

$$L1 = \frac{V_{in}(1-D)D}{\Delta_{i_L} f_s} \quad (3.2)$$

In cui Δ_{i_L} è il ripple sulla corrente dell'induttore. Normalmente si prende un valore pari al 10% della corrente di uscita, perciò: $\Delta_{i_L} = 0.8 A$. Il valore di induttanza risulta quindi essere circa 10 μH . Basandosi su questa misura è stato scelto il modello XAL1010-103ME e inserito il valore corrispondente di resistenza serie equivalente su LTspice. Lo stesso ragionamento che è stato fatto per i condensatori di ingresso, viene applicato in

uscita. Il dimensionamento della capacità di uscita è però differente in quanto si basa sul ripple della tensione di uscita. La formula utilizzata per il calcolo della capacità è la seguente:

$$C_{out_min} = \frac{\Delta_{i_L}}{8 f_s \Delta V_{out}} \quad (3.3)$$

in cui ΔV_{out} è la variazione sul valore medio della tensione di uscita. Scelto un valore accettabile di oscillazione dell'uscita di 15mV e con $\Delta_{i_L} = 0.8 A$, otteniamo un valore minimo di capacità di uscita di circa 6.9 μF . Anche qui, sono stati scelti dei modelli commerciali ed inserite le resistenze serie equivalenti (ESR) su LTspice (fig. 3.1).

Come semplificazione per la simulazione, il carico di uscita è rappresentato da un generatore di corrente continua di 8 A. Questo valore di corrente è stato pensato per avere una potenza in uscita inferiore a 100W. Infatti $V_{out} = 12V \times I_o = 8A = 96 W$.

3.3 Pilotaggio dei transistor

Al fine di garantire l'idealità del circuito, i transistor "high-side" (HS) e "low-side" (LS) sono stati comandati mediante segnali prodotti da generatori ideali. I segnali di pilotaggio dei transistor saranno delle forme d'onda quadre di tensione, che andranno da zero ad un massimo di V_{on} in un caso e ad un massimo di V_{off} nell'altro. Questo per garantire che quando un interruttore conduce, l'altro rimanga spento e viceversa, per evitare perdite dovute a conduzione simultanea.

Per esempio nel caso dei transistor in GaN, il transistor HS sarà controllato da un segnale di tensione che andrà da: $V_{off} = 0$ a $V_{on} = 5V$ mentre per il transistor LS si avrà: $V_{off} = 5V$, $V_{on} = 0$. I tempi di salita (t_r) e discesa (t_f) sono stati scelti in modo che le transizioni dei segnali di gate siano quasi istantanee: $t_r = t_f = 0.1 ns$. La frequenza di commutazione è stata imposta ad 1 MHz. Di conseguenza il periodo di conduzione sarà di 1 μs e avendo fissato il duty cycle al 25%, il tempo in cui un

transistor conduce sarà $t_{on} = 0.25 \mu s$. Come già accennato, 5 Volt di differenza tra terminale di gate e source sono sufficienti per azionare il transistor $\rightarrow V_{gs} = 5V$.

I segnali di tensione che pilotano i gate dei due transistor però non formano un'onda quadra con salite e discese perfettamente ideali (su LTspice non è possibile simulare con tempi di salita e discesa nulli) ma compiono delle transizioni lineari per passare da un livello all'altro. Questo fa sì che le due forme d'onda si sovrappongano nel momento in cui una cresce (transistor che sta per accendersi) e l'altra decresce (transistor che sta per spegnersi).

La conduzione simultanea, anche se per un lasso di tempo molto breve, porta a perdite di conduzione, che riducono l'efficienza complessiva del circuito.

La soluzione a tale problema è impostare un dead time minimo nei generatori, in cui entrambi gli interruttori non conducono. Per calcolarlo, si stima il tempo di sovrapposizione delle due forme d'onda e si va a modificare il tempo di conduzione (t_{on}) di uno dei due transistor, riducendolo del doppio del tempo stimato (uno per la fase di salita e uno per quella di discesa). Nel nostro caso, visti i tempi di salita e discesa minimi, la sovrapposizione è di soli 100 ps, un valore che non influenza troppo il funzionamento del converter.

3.4 Scelta dei transistor

TRANSISTOR eGaN

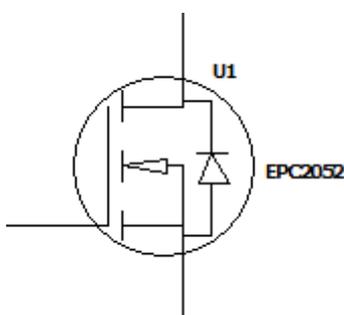


Figura 3.2 Modello LTspice di EPC2052

Come transistor in Nitruro di Gallio (eGaN-FET) è stato scelto il modello EPC2052. Tale preferenza si basa sulle tensioni e correnti caratteristiche del buck converter 48V-12V.

I valori caratteristici del transistor sono:

- $V_{DS} = 100 V$
- $I_D = 8.2 A$
- $R_{DS(on)} = 13.5 m\Omega$
- $C_{iss} = 479 pF$.

L'elevata mobilità degli elettroni del nitruro di gallio e il basso coefficiente di temperatura consentono valori di resistenza in conduzione $R_{DS(on)}$ estremamente bassi.

TRANSISTOR MOS

Come MOSFET è stato scelto il modello DTM10H015LSS, in quanto possiede caratteristiche simili all'EPC2052:

- $V_{DS} = 100 V$
- $I_D = 8.3 A$
- $R_{DS(on)} = 14.5 m\Omega$
- $C_{iss} = 1871 pF$

Una differenza fondamentale è nel valore di tensione che i generatori ideali devono fornire per accendere il transistor. Al fine del confronto, l'obiettivo è quello di mantenere la stessa tensione di overdrive (V_{OV}) che si è utilizzata per l'eGaN-FET, cioè:

$$V_{OV} = V_{GS} - V_{GS(TH)} = 5 V - 1.4 V = 3.6 V \quad (3.4)$$

dove $V_{GS(TH)}$ è la tensione di soglia del gate dell'EPC2052 stimata dal datasheet.

Per il MOSFET otteniamo quindi: $V_{GS} = V_{OV} + V_{GS(TH)} = 3.6 V + 2.3 V = 5.9 V$, con $V_{GS(TH)}$ stimata dal datasheet di DTM10H015LSS.

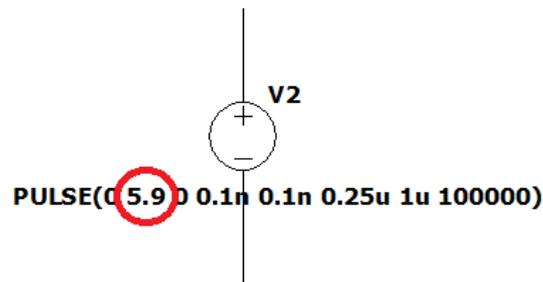


Figura 3.3 Tensione fornita dai generatori per pilotaggio MOSFET

3.5 Simulazione e forme d'onda

Sono stati simulati entrambi i circuiti, uno con il transistor EPC2052 e l'altro con il MOSFET DTM10H015LSS. Una volta visualizzate le forme d'onda risultanti dalla simulazione in LTspice, sono stati esportati i valori di corrente e/o tensioni di interesse in funzione del tempo, per poi essere rappresentati graficamente con MatLab.

Di seguito (fig. 3.4) viene mostrato il percorso che compie la corrente dall'ingresso all'uscita del circuito, a seconda che sia conduttivo il transistor high-side o il low-side.

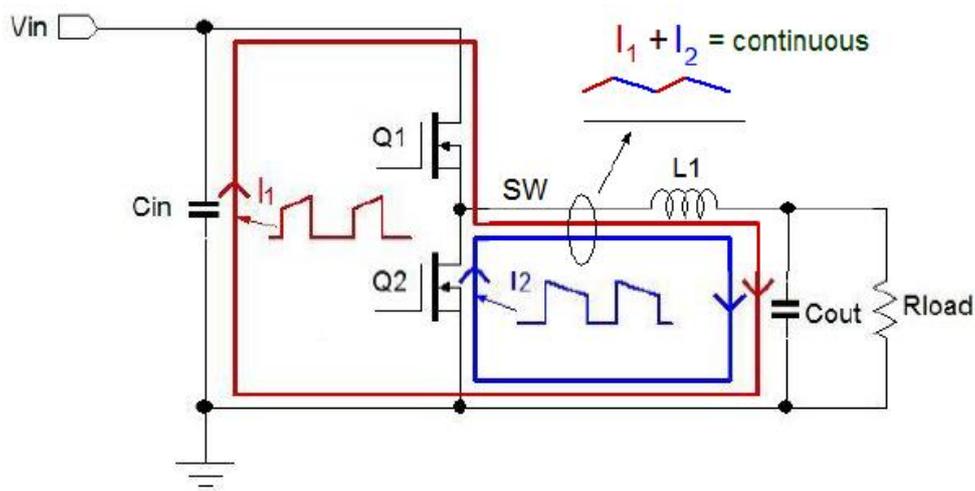


Figura 3.4 In rosso il percorso della corrente con l'high side conduttivo, in blu quello con il low-side conduttivo e rispettive forme d'onda. [36]

Le forme d'onda dei due circuiti presentano sostanzialmente lo stesso andamento in linea con quelle teoriche. Per dimostrarlo è stata condotta un'analisi delle forme d'onda principali sul convertitore con transistor in nitruro di gallio.

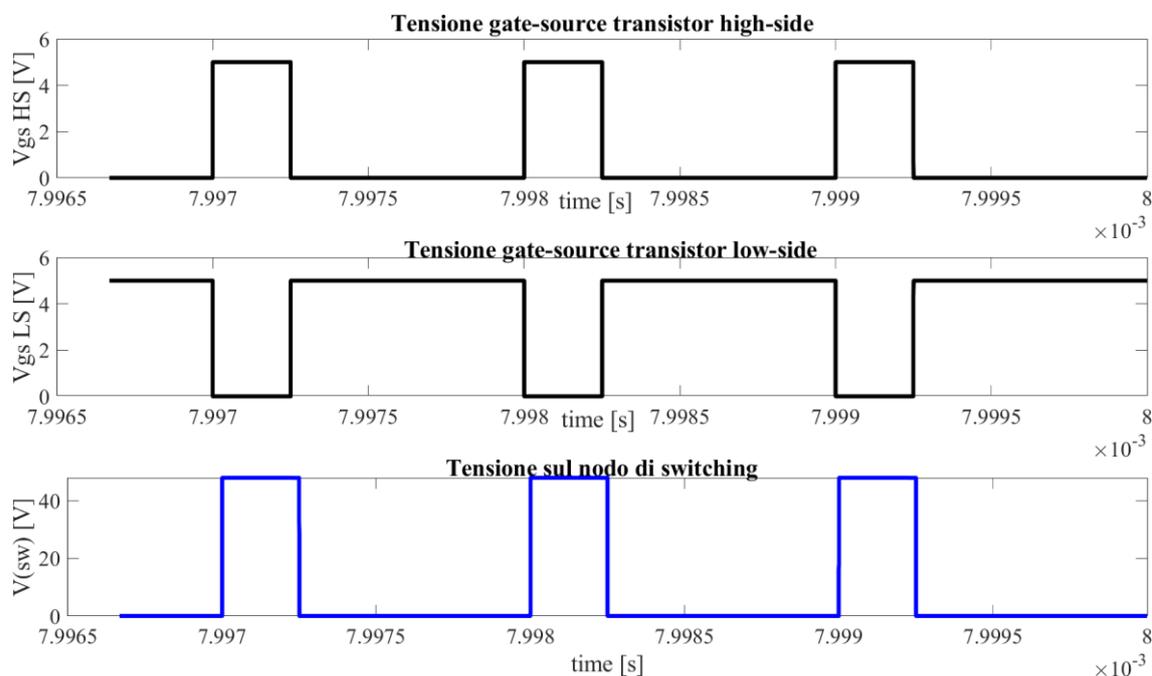


Figura 3.5 Forme d'onda simulate. In nero la tensione gate-source del transistor high-side e del low-side. In blu la tensione sul nodo di switching

Dalla figura 3.5 si può notare come le forme d'onda quadra di tensione sui gate dei transistor (V_{gs}) vadano da un valore di 0 Volt ad un valore di 5 Volt alternativamente. La tensione sul nodo di switching rimane a 0V quando il transistor high-side è aperto e raggiunge i 48V quando si chiude e lascia passare la tensione della sorgente (cioè 48V). Quando si apre il transistor HS allora (idealmente) si chiude quello di LS, scaricando il nodo di switching. Quindi nel momento in cui il nodo di commutazione è alto la corrente scorre attraverso il transistor HS e carica l'induttore L1. Nel momento successivo il nodo di commutazione torna a zero e la corrente immagazzinata nell'induttore si scarica attraverso il carico (fig. 3.6).

L'andamento della corrente nell'induttore simulata è conforme con quello rappresentato in figura 3.4. Si può notare come la corrente assumi un valore medio di 8 A in analogia con le nostre specifiche di progetto.

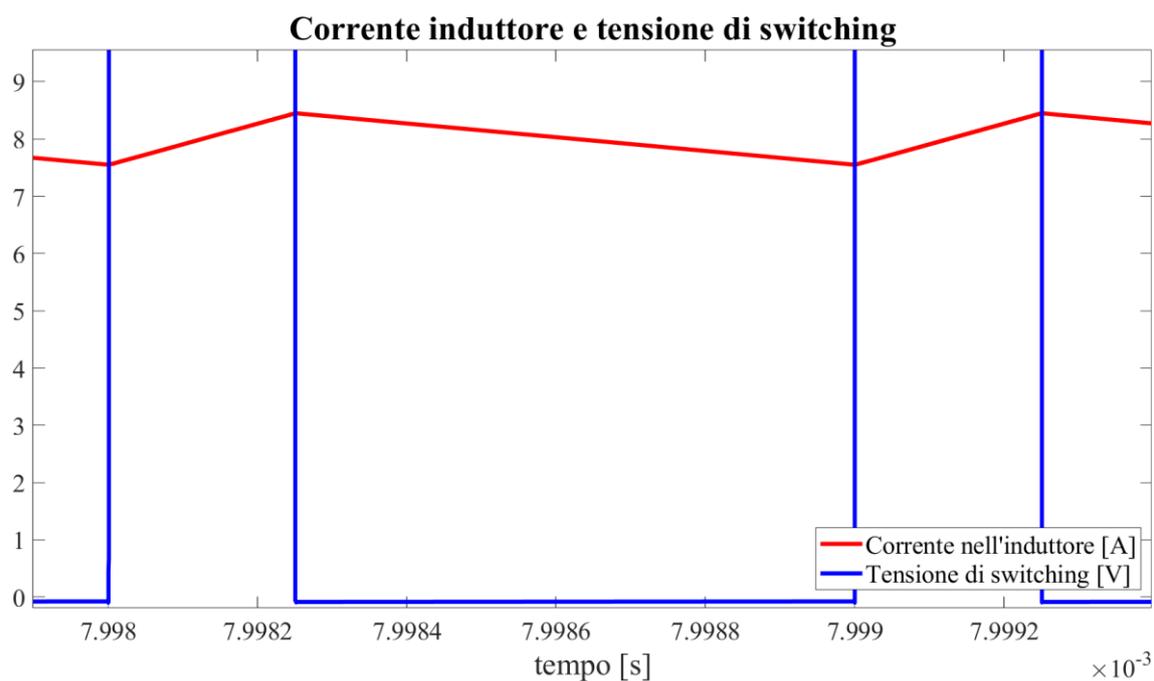


Figura 3.6 Forme d'onda simulate. Andamento della tensione sul nodo di switching e della corrente nell'induttore $L1$

I transistor potrebbero essere responsabili di perdite di commutazione dovute al fatto che le transizioni avvengono a corrente e/o tensione ai loro capi non nulle. (fig. 3.7 e 3.8).

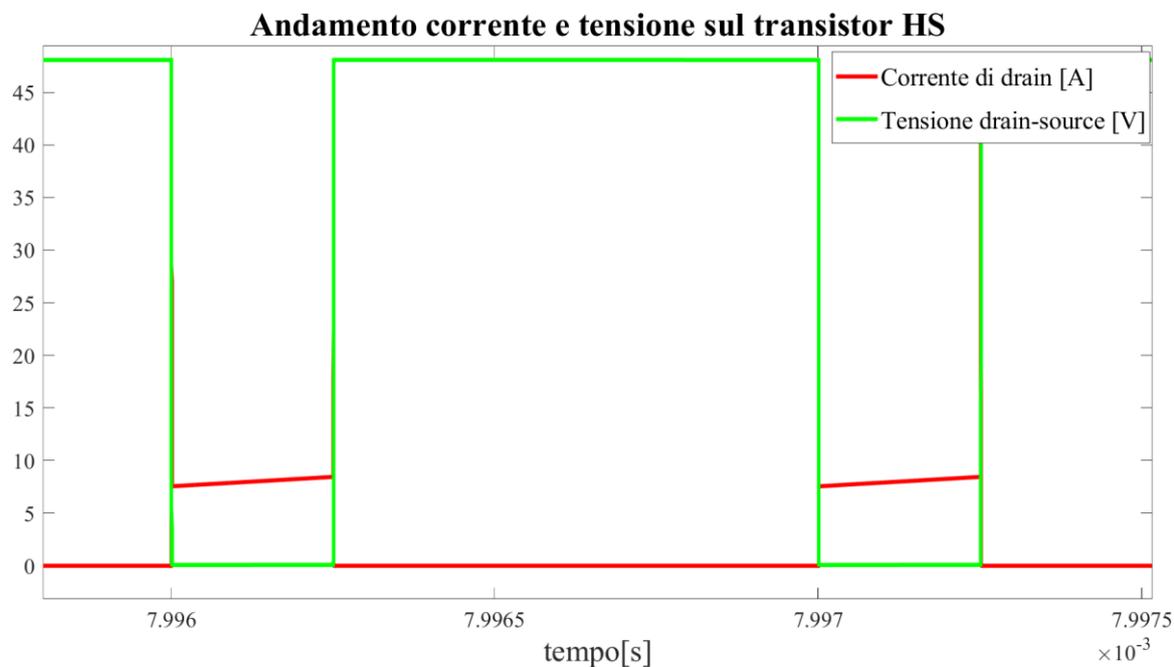


Figura 3.7 Forme d'onda simulate. Andamento della tensione e della corrente sul transistor high-side

In figura 3.7 è rappresentato l'andamento della tensione e della corrente nel transistor HS. Se si osservano da vicino le transizioni delle due forme d'onda (fig. 3.8) è possibile notare una sovrapposizione tra salita di una e discesa dall'altra. Questa sovrapposizione è la causa delle perdite di potenza dovute alla commutazione hard del transistor.

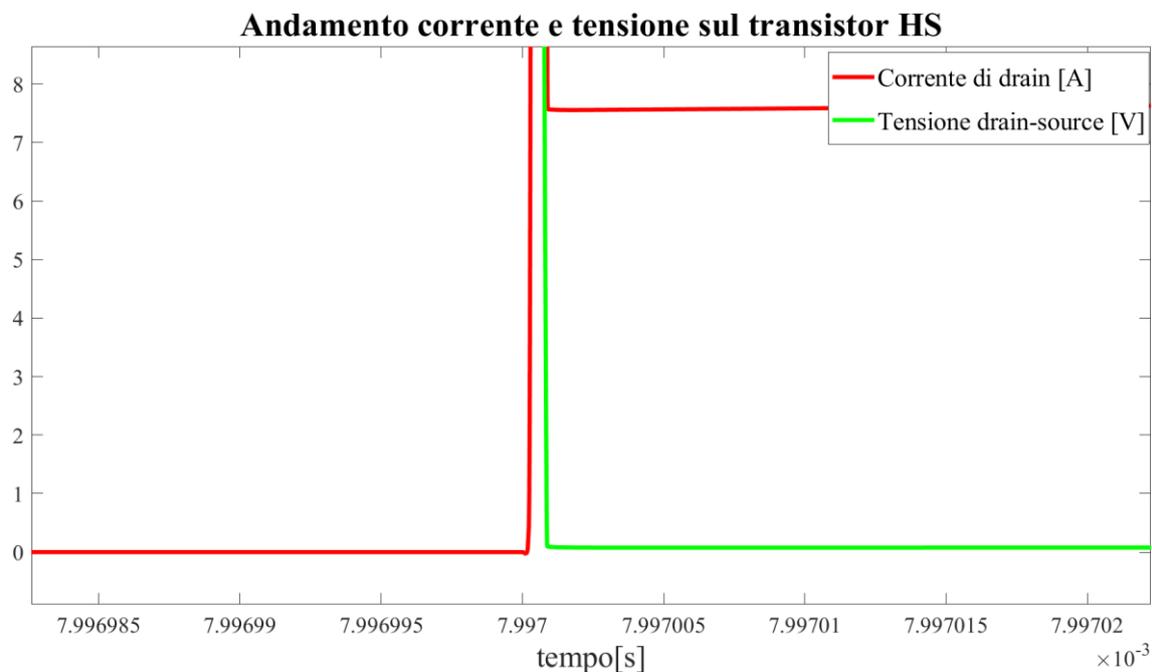


Figura 3.8 Forme d'onda simulate. Commutazione hard del transistor HS del buck converter. In rosso è raffigurata la corrente di drain $I(d)$, in verde la tensione drain-source $V(ds)$.

3.6 Analisi delle prestazioni e confronto tra buck converter con MOSFET e con eGaN-FET

Di seguito viene presentata un'analisi delle potenze in gioco nel sistema, delle perdite di potenza di ogni componente, e dell'efficienza dei due circuiti. Entrambi i convertitori hanno uscita in tensione pari a 11.8V.

$$\text{Perdita di potenza totale [W]} = \text{Potenza in ingresso} - \text{Potenza in uscita}$$

La somma della potenza dissipata da ciascun dispositivo nel circuito deve uguagliare la perdita di potenza totale.

MOSFET

<i>Potenza in ingresso [W]</i>	99.83
<i>Potenza in uscita [W]</i>	94.18
<i>Perdita di potenza totale [W]</i>	5.65
<i>Efficienza [%]</i>	94.3

DMT10H015LSS		
COMPONENTE		[W]
Transistor	HS	2,44
Transistor	LS	2,35
Capacità	Cin tot	4,2xE-15
	Cout tot	0,000037
Induttanza	L1	0,86
P dissipata tot		5,65

Figura 3.9 Perdite di potenza di ciascun componente nel buck converter con MOSFET

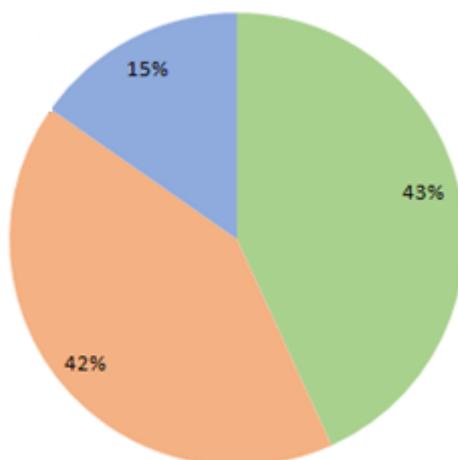


Figura 3.10 Perdite di potenza (relative al totale della potenza dissipata) di ciascun componente nel buck converter con MOSFET

EGaN-FET

<i>Potenza in ingresso [W]</i>	97.59
<i>Potenza in uscita [W]</i>	94.51
<i>Perdita di potenza totale [W]</i>	3.08
<i>Efficienza [%]</i>	96.8

EPC2052		
COMPONENTE		[W]
Transistor HS	HS	1,06
Transistor LS	LS	1,16
Capacità	Cin tot	2,1xE-14
	Cout tot	0,000036
Induttanza	L1	0,86
P dissipata tot		3,08

Figura 3.11 Perdite di potenza di ciascun componente nel buck converter con eGaN-FET

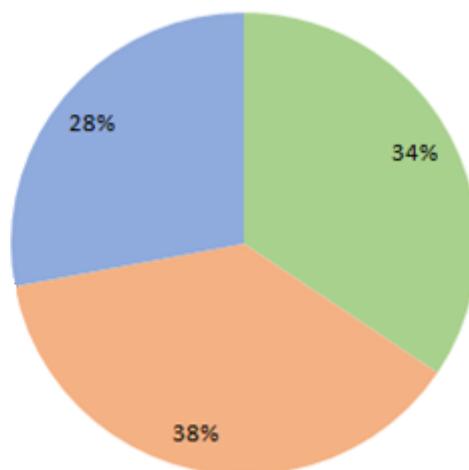


Figura 3.12 Perdite di potenza (relative al totale della potenza dissipata) di ciascun componente nel buck converter con eGaN-FET

Dalle tabelle e dai grafici (3.9-3.12) si deduce che le perdite di potenza che interessano i due circuiti provengono principalmente dai transistor e dall'induttore. L'induttore, a causa dei suoi componenti parassiti (resistenza serie), è responsabile di circa un terzo delle perdite nel caso di transistor eGaN-FET e di un quarto nella configurazione con i MOSFET. In quest'ultimo caso però, i transistor dissipano circa 2.5 W in più rispetto a quelli in Nitrato di Gallio. Questo è dovuto parzialmente ad una maggiore resistenza $R_{ds(on)}$ del MOSFET e principalmente ad un contributo in fase di commutazione durante l'accessione o lo spegnimento. Infatti effettuando commutazioni più lente rispetto ai transistor in GaN, le perdite in fase di commutazione aumentano. A parità di potenza in uscita, osserviamo che il convertitore buck con eGaN-FET ha un'efficienza maggiore rispetto a quello con MOSFET. L'incremento di efficienza, dato dai transistor GaN rispetto a quelli in Silicio, è del **2.5 %** (assoluti).

4. Simulazione e analisi dei convertitori risonanti

4.1 Generalità dei circuiti simulati

Su LTspice sono stati ricreati i circuiti che realizzano i tre convertitori dc-dc (48V-12V) risonanti: SRC, PRC, LLC. A seguito del dimensionamento dei componenti circuitali, ne è stato condotto uno studio delle forme d'onda principali (rappresentate graficamente mediante l'utilizzo di Matlab); in particolare di uno: LLC, per dimostrare l'equivalenza con quelle descritte nella teoria.

Le prestazioni di tutte e tre le topologie di convertitori con transistor in nitruro di gallio (eGaN-FET EPC2052), sono state poi confrontate con le rispettive controparti con transistor in silicio (MOSFET DTM10H015LSS).

Per i tre convertitori risonanti sono state approfondite le configurazioni a ponte (full bridge), in modalità isolata, con rapporto di spire del trasformatore 1:1. Il ponte raddrizzatore è stato realizzato con quattro transistor in condizione di funzionamento sincrono. I generatori che comandano l'apertura e la chiusura dei transistor del ponte raddrizzatore, operano con un tempo di delay (t_d) che quantifica appunto il ritardo della seconda parte del circuito (post-trasformatore) dalla prima (pre-trasformatore). Questa differenza temporale è stata stimata considerando precedentemente i circuiti con ponte raddrizzatore a diodi e osservando il ritardo tra l'attivazione dei transistor nel ponte di primary side e il passaggio della corrente sui diodi di secondary side.

Per il corretto funzionamento del ponte di interruttori, è stato inserito un tempo di dead time nei generatori che pilotano i gate dei due transistor (in particolare in basso a sinistra e in alto a destra) in modo da non avere sovrapposizione delle forme d'onda gate-source che comandano l'apertura e la chiusura dei transistor e prevenire conduzioni simultanee. Lo stesso procedimento è stato applicato anche ai rispettivi due transistor nel raddrizzatore (in particolare in alto a sinistra e in basso a destra).

Sono stati presi gli stessi valori di capacità di ingresso e di uscita per tutti e tre i convertitori : $C_{in} = 1\mu$, $C_{out} = 2m$. In base alla tensione ($V_0 = 12V$), alla corrente

($I_0 = 8A$) e quindi alla potenza di uscita ($P_0 = 96W$) che si vuole mantenere, la resistenza di carico assume un valore di: $R = 1.5 \Omega$. Si è imposto un valore di frequenza di commutazione f_s :

$$f_s = 1.02 \times f_0 \quad (4.1)$$

per i vantaggi teorici che offrono i convertitori risonanti operanti ad una frequenza leggermente maggiore di quella di risonanza (ZVS). Al fine del confronto con il convertitore buck, è stata scelta una frequenza di risonanza $f_0 = 1 \text{ MHz}$ e un duty cycle ottimale del 50 %. Si ottiene quindi:

$$T = 0.98\mu \quad \text{periodo di commutazione}$$

$$T_{on} = 0.49\mu \quad \text{semiperiodo di commutazione}$$

I valori dei tempi appena calcolati verranno utilizzati nei generatori di tensione per garantire un corretto funzionamento dei transistor. La differenza sostanziale tra i tre convertitore è nel circuito risonante.

4.2 Il convertitore serie risonante (SRC)

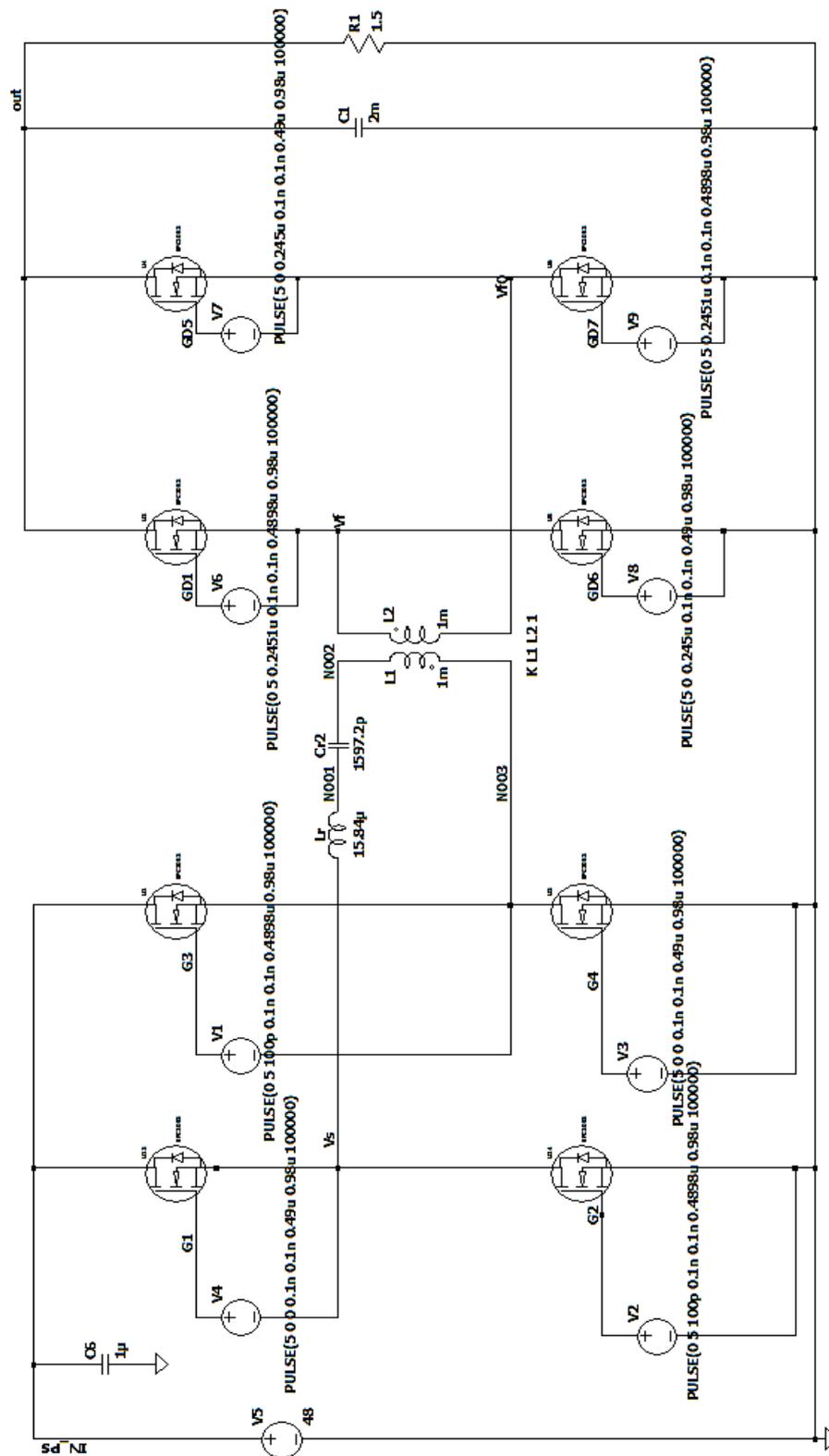


Figura 4.1 Schematico del convertitore risonante serie SRC con transistor eGaN riprodotto su LTspice

4.2.1 Procedura di dimensionamento e forme d'onda simulate

Per questa analisi è stata scelta un'impedenza caratteristica della rete risonante di circa 100Ω , che dovrebbe garantire un corretto andamento della corrente sull'induttore e quindi dell'uscita.

Impedenza caratteristica del tratto risonante:

$$R_0 = \sqrt{L_r/C_r} = 99.6 \Omega \quad (4.2)$$

Utilizzando il valore di R_0 appena calcolato, è stato determinato il valore di induttanza e di capacità della rete risonante con le formule:

$$L_r = \frac{R_0}{\omega_0} = 15.84 \mu \quad (4.3)$$

$$C_r = \frac{1}{\omega_0^2 L_r} = 1597.2 p \quad (4.4)$$

Calcoliamo il fattore di qualità con la formula seguente:

$$Q = \frac{R_0}{R_L} = 66.4 \quad (4.5)$$

Dalla figura 2.13 si può osservare che il valore di Q risulta consono con le nostre specifiche. Per il convertitore SRC con MOSFET è stato seguito lo stesso processo di dimensionamento.

L'uscita in continua nel convertitore serie risonante è data dalla corrente sull'induttore che prima, grazie al tratto risonante viene fatta oscillare, poi viene raddrizzata e filtrata. La Fig. 4.2 dimostra l'equivalenza dell'andamento oscillatorio della corrente nell'induttore con quella teorica descritta in fig. 2.11. La corrente, in ritardo rispetto alla tensione (lagging), conferma che le operazioni si svolgono con una frequenza di commutazione maggiore della frequenza di risonanza, in modo da raggiungere la commutazione a tensione nulla. L'area colorata in verde (fig. 4.2) rappresenta l'energia circolante nel sistema che permette ZVS.

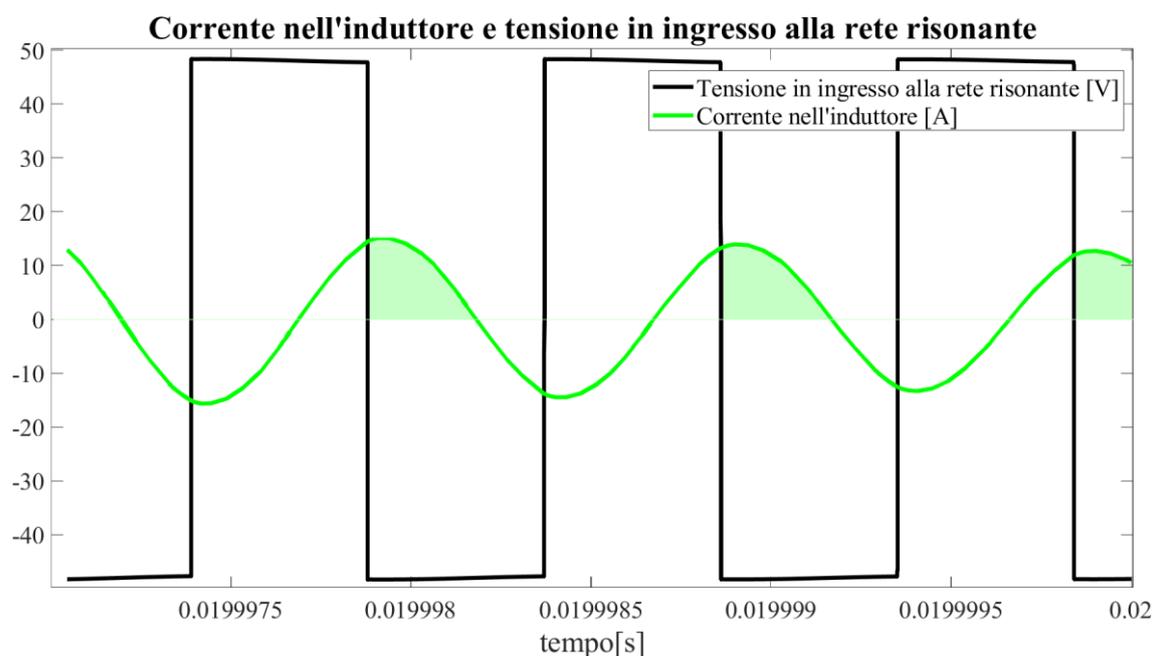


Figura 4.2 Forme d'onda simulate. In verde l'andamento della corrente sull'induttore, in nero la tensione in ingresso al circuito risonante nell'SRC.

4.2.2 Analisi delle prestazioni e confronto tra SRC con MOSFET e con eGaN-FET

Di seguito viene presentata un'analisi delle potenze in gioco nel sistema e dell'efficienza dei due circuiti. Entrambi i convertitori hanno uscita in tensione pari a 11.8V.

MOSFET

<i>Potenza in ingresso [W]</i>	99.27
<i>Potenza in uscita [W]</i>	93.62
<i>Perdita di potenza totale [W]</i>	5.65
<i>Efficienza [%]</i>	94.3

EGaN-FET

<i>Potenza in ingresso [W]</i>	97.75
<i>Potenza in uscita [W]</i>	94.09
<i>Perdita di potenza totale [W]</i>	3.66
<i>Efficienza [%]</i>	96.3

Analizzando i dati di potenza forniti dalle righe di comando in LTspice è emerso che i transistor nel lato primario del convertitore dissipano circa il doppio rispetto ai transistor nel lato secondario. La perdita di potenza totale nella configurazione circuitale con i transistor MOSFET è di 5.65W mentre in quella con i transistor eGaN-FET è di 3.66W.

Si osserva quindi una perdita di potenza totale minore di circa 2W nel caso con eGaN-FET. A parità di potenza in uscita, è risultato che il convertitore risonante SRC con eGaN-FET ha un'efficienza maggiore rispetto a quello con MOSFET. L'incremento di efficienza, dato dai transistor in Nitruro di Gallio rispetto a quelli in Silicio, è dell'**2 %**.

4.3 Il convertitore parallelo risonante (PRC)

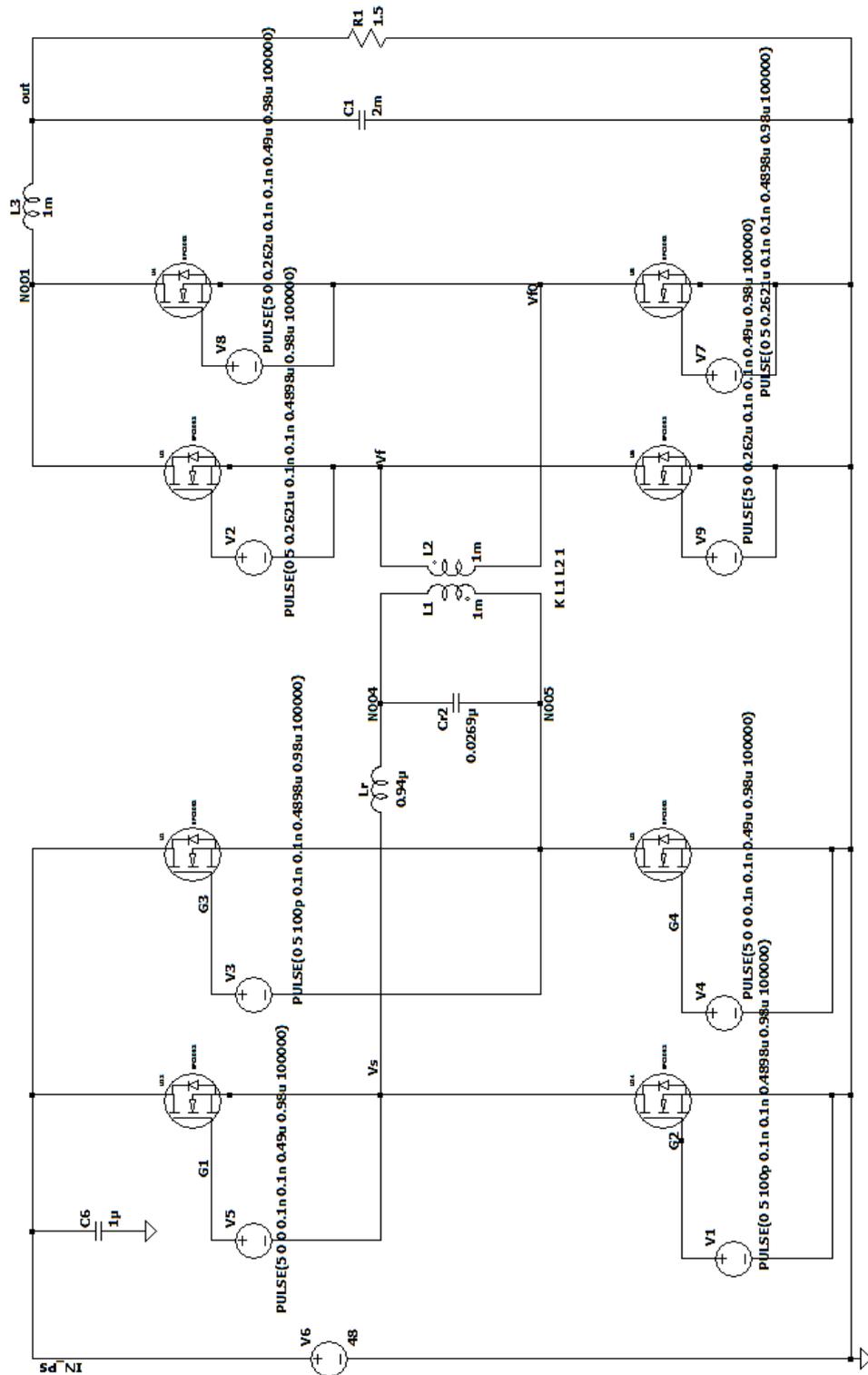


Figura 4.3 Schematico del convertitore risonante parallelo PRC con transistor eGaN riprodotto su LTspice

4.3.1 Procedura di dimensionamento e forme d'onda simulate

Scegliendo come impedenza caratteristica del sistema: $R_0 = 5.9 \Omega$, attraverso le seguenti equazioni è stato dimensionato il filtro LC del circuito risonante:

$$L_r = \frac{R_0}{2\pi f_0} \quad (4.6)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \quad (4.7)$$

Ottenendo: $L_r = 0.94\mu$ e $C_r = 0.0269\mu$.

Il fattore di merito è calcolato con la formula 2.18: $Q_e = 0.25$ e in base alle nostre specifiche è in linea con la risposta in frequenza normalizzata teorica del PRC.

Nel convertitore PRC è la tensione sul condensatore del circuito risonante ad essere raddrizzata e filtrata per produrre una tensione di uscita continua. L'entità di quest'ultima corrisponde al valore medio della tensione sul condensatore C_r .

La tensione sul condensatore della rete risonante è controllabile dalla variazione della frequenza di commutazione. Essa aumenta di ampiezza vicino alla risonanza, incrementando quindi anche la tensione di uscita.

Al contrario del convertitore serie risonante, il PRC presenta un induttore in più che funge da filtro al fine di stabilizzare l'uscita. Se così non fosse, la corrente nel lato primario dei transistor e nella rete risonante potrebbe raggiungere dei picchi critici.

Il filtro di uscita (condensatore e induttore) attenua le armoniche della tensione sul condensatore del circuito risonante rettificata, lasciando passare la componente (dc) continua. La componente continua di una sinusoide pura rettificata è $2/\pi$ volte il suo picco. Un ripple inferiore a 100 mV è giustificabile.

Per il convertitore PRC con MOSFET è stato seguito lo stesso processo di dimensionamento.

4.3.2 Analisi delle prestazioni e confronto tra PRC con MOSFET e con eGaN-FET

Di seguito viene presentata un'analisi delle potenze in gioco nel sistema e dell'efficienza dei due circuiti. Entrambi i convertitori hanno uscita in tensione pari a 11.8V.

MOSFET

<i>Potenza in ingresso [W]</i>	97.97
<i>Potenza in uscita [W]</i>	92.85
<i>Perdita di potenza totale [W]</i>	5.12
<i>Efficienza [%]</i>	94.8

eGaN-FET

<i>Potenza in ingresso [W]</i>	98.85
<i>Potenza in uscita [W]</i>	94.23
<i>Perdita di potenza totale [W]</i>	4.62
<i>Efficienza [%]</i>	95.3

Analizzando i dati di potenza forniti dalle righe di comando in LTspice è emerso che i transistor nel lato primario del convertitore sono i principali responsabili delle perdite di potenza del circuito. La perdita di potenza totale nella configurazione circuitale con i transistor MOSFET è di 5.12W mentre in quella con i transistor eGaN-FET è di 4.62W. Si osserva quindi una perdita di potenza totale minore di circa 0.5W nel caso con eGaN-FET. A parità di potenza in uscita, è risultato che il convertitore parallelo risonante PRC con eGaN-FET ha un'efficienza maggiore rispetto a quello con MOSFET. L'incremento di efficienza, dato dai transistor in Nitruro di Gallio rispetto a quelli in Silicio, è dell' **0.5 %**.

4.4 Il convertitore risonante LLC

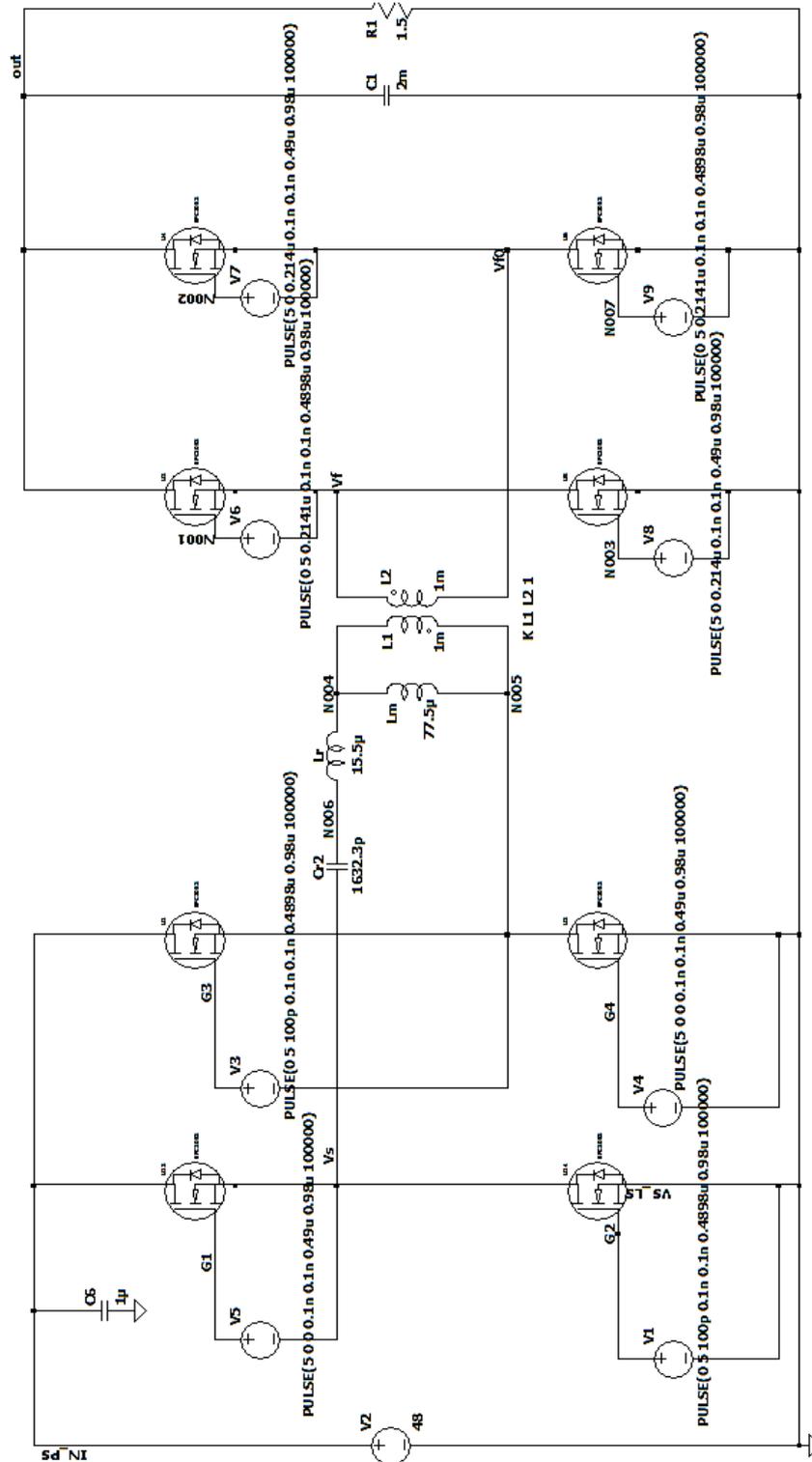


Figura 4.5 Schematico del convertitore risonante LLC con transistor eGaN riprodotto su LTspice

4.4.1 Procedura di dimensionamento

Avendo imposto $f_0 = 1\text{MHz}$, attraverso il sistema di equazioni seguente, si calcolano i valori dell'induttanza L_r e del condensatore C_r del tratto risonante e il fattore di qualità Q_e del circuito:

$$\begin{cases} L_r = \frac{1}{(2\pi \times f_0)^2 \times C_r} \\ Q_e = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e} \\ C_r = \frac{1}{2\pi \times Q_e \times f_0 \times R_e} \end{cases} \quad (4.8)$$

In cui R_e è la resistenza equivalente del circuito risonante:

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} \times \frac{V_0}{I_0} = 1.2 \Omega \quad (4.9)$$

Si ottiene: $C_r = 1632.3\text{p}$, $L_r = 15.5\mu$, $Q_e = 81.2$

Definito $L_n = \text{rapporto di induttanze}$ e scelto come valore ottimale in condizioni di carico $L_n = 5$, attraverso l'equazione seguente dimensioniamo anche l'induttanza magnetica L_m :

$$L_m = L_n \times L_r = 77.5\mu \quad (4.10)$$

Per il convertitore LLC con MOSFET è stato seguito lo stesso processo di dimensionamento.

4.4.2 Forme d'onda simulate e ZVS

Nel convertitore LLC, la corrente in ingresso alla rete risonante viene prima fatta oscillare (andamento sinusoidale) poi viene raddrizzata e filtrata in uscita.

L'induttanza magnetica risulta "inibita" dalla tensione di uscita ai suoi capi e non influisce sulla risonanza. Il convertitore LLC quindi si comporta in modo simile al

convertitore SRC per una frequenza di commutazione maggiore di quella di risonanza. L'andamento della corrente non è in fase con l'onda quadra di tensione in ingresso alla rete risonante visto che il funzionamento è fissato per una $f_n > 1$. Tale frequenza normalizzata maggiore di 1 garantisce la commutazione a tensione nulla (ZVS) che avviene quando le forme d'onda di tensione e corrente assumono l'andamento seguente (figura 4.6 e 4.7).

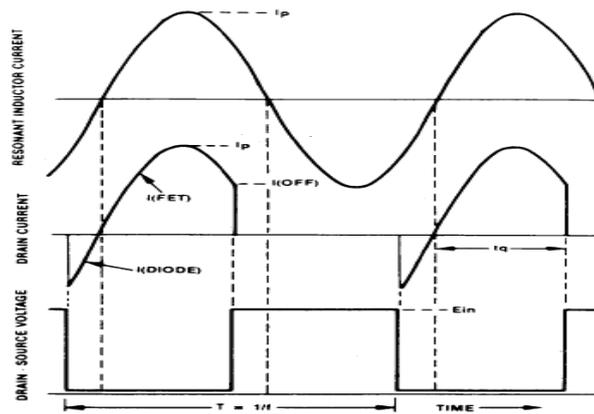


Figura 4.6 Forme d'onda ideali del convertitore risonante [37]

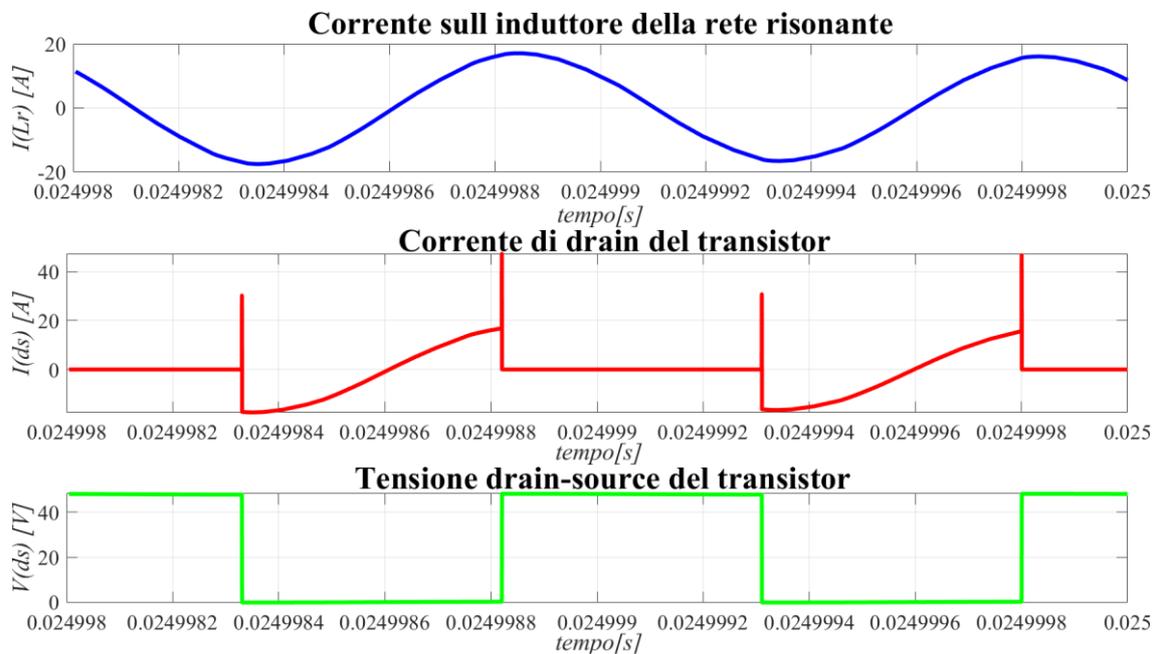


Figura 4.7 Forme d'onda simulate. In blu la corrente sull'induttore della rete risonante, in rossa la corrente (con leggeri picchi) di drain e in verde la tensione drain-source del transistor HS

In figura 4.7 si possono osservare le forme d'onda simulate del convertitore LLC e come queste corrispondano alle forme d'onda ideali di un circuito risonante. L'unica differenza tra quelle teoriche e quelle simulate è nella corrente di drain del transistor. Quest'ultima infatti presenta dei picchi che sono dovuti alla conduzione simultanea (per un tempo minimo) dei transistor, dovuta alla non perfetta idealità delle situazioni simulate.

Dalla figura 4.8, si può notare come la tensione all'uscita della rete risonante e all'ingresso del ponte raddrizzatore sia un'onda quadra. La corrente invece assume un andamento sinusoidale. Quest'ultima all'ingresso del raddrizzatore è uguale a quella all'uscita del tratto risonante ma sfasata di 180 gradi (trasformatore). Le due tensioni, prima e dopo il trasformatore, sono anch'esse sfasate della stessa quantità visto che la tensione si inverte ogni volta che la corrente passa per lo zero.

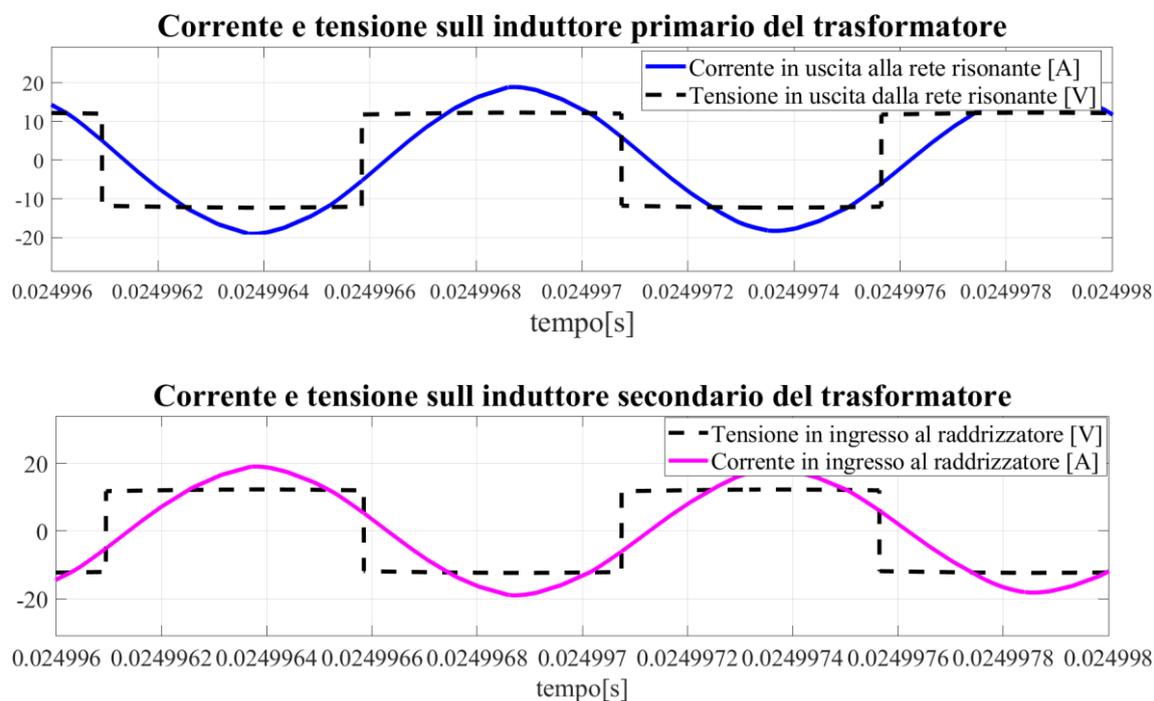


Figura 4.8 Forme d'onda simulate. Tensione (tratto) e corrente (continuo) sul trasformatore.

4.4.3 Risposta in frequenza del convertitore LLC

Sono stati scelti tre diversi valore del fattore di merito: $Q_e = 0.25$, $Q_e = 0.5$, $Q_e = 2$

Per ognuno è stato rappresentato graficamente l'andamento del guadagno del circuito, definito come:

$$M_g = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (4.11)$$

in funzione della frequenza normalizzata f_n . Per ogni valore del fattore di merito, sono stati calcolati i valori dei nuovi L_r , L_m e C_r della rete risonante attraverso il sistema (4.8) e l'equazione (2.20). Per ciascun Q_e , si è simulato il circuito per diversi valori di frequenza normalizzata: da $f_n = 0.4$ a $f_n = 1.2$ con passo 0.1 e ne è stato quantificato il guadagno. Nella figura seguente è rappresentata graficamente la risposta in frequenza normalizzata del circuito LLC con $L_n = 5$ fissato.

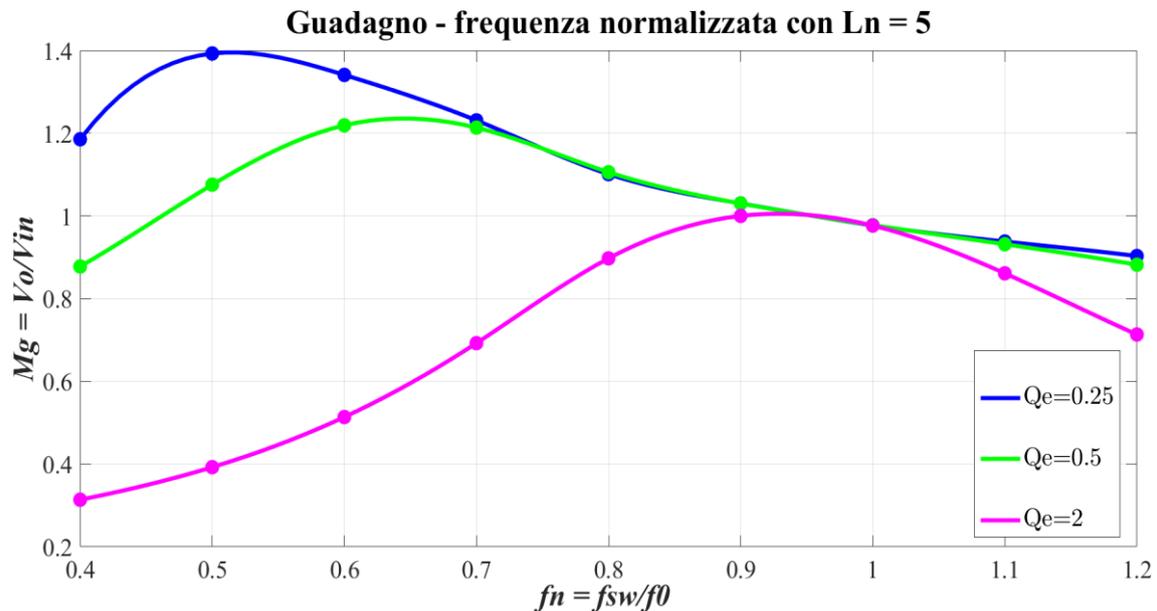


Figura 4.9 Guadagno del circuito LLC (eGaN-FET) in funzione della frequenza normalizzata per tre diversi valori di Q_e

Si può notare come l'andamento delle curve caratteristiche $M_g - f_n$ per ogni fattore di qualità rispecchi quello teorico in fig. 2.18.

4.4.4 Efficienza e corrente di uscita

È stato studiato l'andamento di efficienza del convertitore LLC in funzione della variazione della corrente di carico. L'analisi è stata effettuata per tre valori della corrente sulla resistenza di uscita: $I_o = 2A$, $I_o = 5A$, $I_o = 8A$.

Mantenendo fisso il valore del fattore di qualità $Q_e = 81.2$ e la tensione di uscita $V_o = 12V$, è stato calcolato per ciascuna corrente di uscita, il valore della resistenza di carico rispettiva, attraverso la legge di Ohm:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_o = 2A \rightarrow R = 6 \Omega \\ I_o = 5A \rightarrow R = 2.4 \Omega \\ I_o = 8A \rightarrow R = 1.5 \Omega \end{array} \right.$$

Per ogni valore di corrente, sono stati ridimensionati i componenti del tratto di circuito risonante, attraverso il sistema (4.8) e con $f_0 = 1 MHz$.

Simulando il circuito nelle tre condizioni di carico differente, sono stati acquisiti i valori di efficienza rispettivi e ne è stato rappresentato graficamente l'andamento in funzione della variazione di corrente sulla resistenza di uscita. (fig. 4.10).

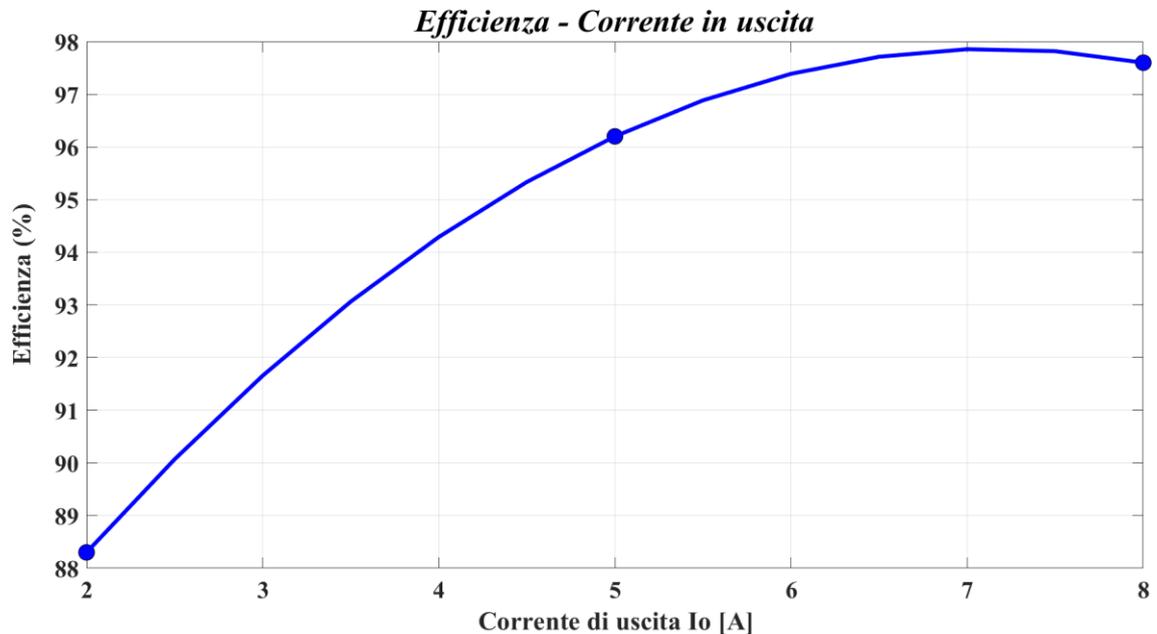


Figura 4.10 Caratteristica efficienza-corrente di uscita del convertitore risonante LLC con eGaN-FET

Dalla figura (4.10) si può notare come l'efficienza cresca con l'aumentare della corrente sul carico.

$$\left\{ \begin{array}{l} I_o = 2A \rightarrow Eff = 88.3 \% \\ I_o = 5A \rightarrow Eff = 96.2 \% \\ I_o = 8A \rightarrow Eff = 97.6 \% \end{array} \right.$$

Il gap di efficienza è limitato quando si passa da una corrente di uscita di 8A ad una di 5A, ma aumenta di molto quando si scende sui 2A. Questo accade perché al diminuire della corrente, oltre ad aumentare la resistenza di carico, aumenta anche la resistenza equivalente del circuito secondo l'equazione 4.8.

$$\left\{ \begin{array}{l} I_o = 2A \rightarrow R_e = 4.86 \Omega \\ I_o = 5A \rightarrow R_e = 1.95 \Omega \\ I_o = 8A \rightarrow R_e = 1.2 \Omega \end{array} \right.$$

Tenendo fisso il valore del fattore di qualità e della frequenza di risonanza, i componenti della rete risonante sono stati ridimensionati (in particolare L_r e L_m aumentano, C_r diminuisce). Questa disuguaglianza nel circuito risonante causa una differenza nel tasso energetico che giunge in ingresso al ponte raddrizzatore che a sua volta è responsabile di un decremento della potenza di uscita e quindi dell'efficienza finale del convertitore.

4.4.5 Analisi delle prestazioni e confronto tra LLC con MOSFET e con eGaN-FET

Di seguito viene presentata un'analisi delle potenze in gioco nel sistema e dell'efficienza dei due circuiti. Entrambi i convertitori hanno uscita in tensione pari a 11.9V.

MOSFET

<i>Potenza in ingresso [W]</i>	98.06
<i>Potenza in uscita [W]</i>	94.44
<i>Perdita di potenza totale [W]</i>	3.62
<i>Efficienza [%]</i>	96.3

eGaN-FET

<i>Potenza in ingresso [W]</i>	96.57
<i>Potenza in uscita [W]</i>	94.27
<i>Perdita di potenza totale [W]</i>	2.3
<i>Efficienza [%]</i>	97.6

Analizzando i dati di potenza forniti dalle righe di comando in LTspice è risultato che i transistor nel lato primario del convertitore dissipano circa il doppio rispetto ai transistor nel lato secondario. La perdita di potenza totale nella configurazione circuitale con i transistor MOSFET è di 3.62W mentre in quella con i transistor eGaN-FET è di 2.3W. Si osserva quindi una perdita di potenza totale minore di circa 1.3W nel caso con eGaN-FET. A parità di potenza in uscita, è risultato che il convertitore risonante LLC con eGaN-FET ha un'efficienza maggiore rispetto a quello con MOSFET. L'incremento di efficienza, dato dai transistor in Nitruro di Gallio rispetto a quelli in Silicio, è dell' **1.4 %**.

4.5 Efficienze e perdite di potenza a confronto con l'architettura buck converter

Nella figura 4.11 è rappresentato un riepilogo delle perdite di potenza per ogni circuito simulato.

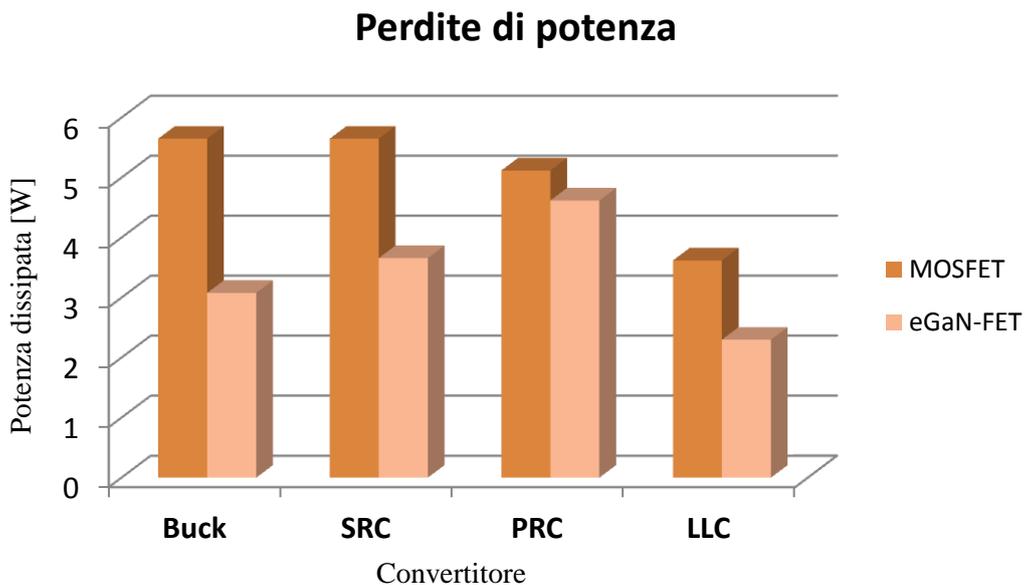


Figura 4.11 Perdite di potenza dei convertitori dc-dc simulati

Dalla figura 4.11 è possibile notare come le perdite di potenza causate dal transistor in Nitruro di Gallio siano generalmente inferiori a quelle generate dai MOSFET. I convertitori risonanti inoltre presentano delle perdite di potenza uguali o minori a quelle che caratterizzano il buck converter.

In figura 4.12 e 4.13 sono rappresentati i valori di efficienza, a confronto, raggiunti dalle topologie circuitali simulate. È possibile notare come le configurazioni con i transistor eGaN-FET conferiscano al convertitore un'efficienza maggiore rispetto alle controparti basate sui transistor MOSFET.

Efficienza %		
Convertitore dc-dc	Si	GaN
Buck	94.3	96.8
SRC	94.3	96.3
PRC	94.8	95.3
LLC	96.3	97.6

Figura 4.12 Efficienze dei convertitori simulati

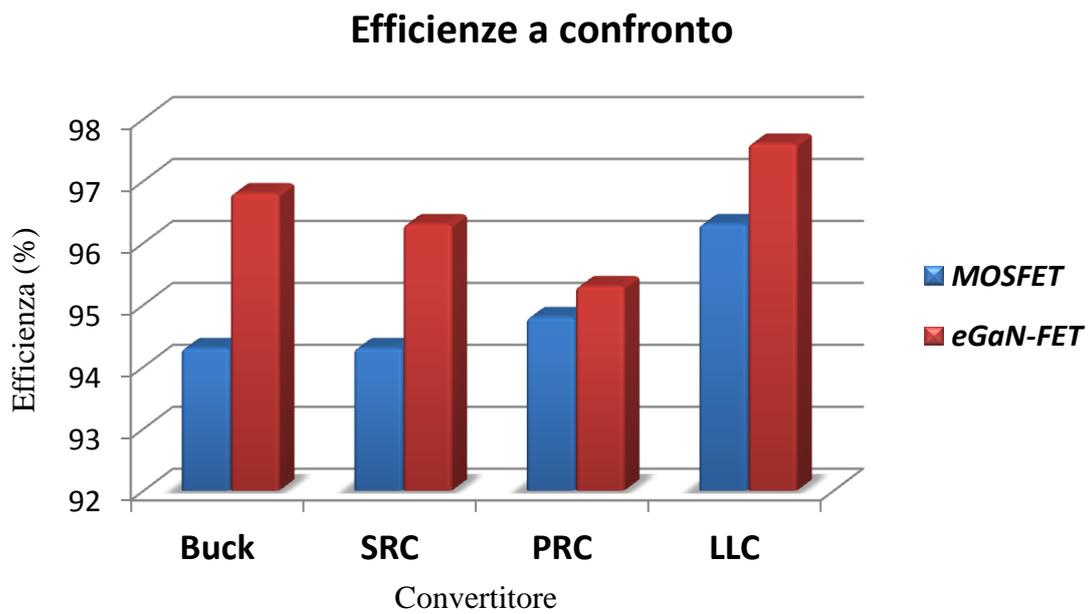


Figura 4.13 Efficienze dei convertitori dc-dc simulati a confronto

Conclusioni

Al fine di ridurre i consumi energetici e di diffondere una cultura basata sullo sviluppo sostenibile, uno degli obiettivi principali dell'elettronica di potenza è quello di ottenere sistemi più efficienti.

I convertitori risonanti sono sempre più utilizzati nelle applicazioni di potenza in quanto grazie alla loro configurazione e alla presenza della rete risonante, a differenza dei convertitori dc-dc tradizionali (come il buck converter) riescono a raggiungere una densità di potenza sempre maggiore. Inoltre la recente introduzione del Nitruro di Gallio come materiale semiconduttore sostituto del Silicio, ottimizza ulteriormente le prestazioni dei convertitori riducendo di conseguenza le perdite di potenza e le emissioni di anidride carbonica, dannose soprattutto per l'ambiente.

In questo elaborato di tesi sono state simulate e discusse alcune topologie circuitali di convertitori dc-dc di tipo risonante, confrontandole con il caso della soluzione circuitale convenzionale (buck converter non risonante) in termini di efficienza e mettendo in evidenza vantaggi e svantaggi.

Inoltre il confronto è avvenuto, a parità di topologia, anche in termini di tecnologia dei transistor, in particolare quelli in Gallium Nitride (GaN) e in Silicio. Dalla letteratura è infatti noto che i transistor basati su semiconduttori a bandgap relativamente ampio (come nel caso dei GaN) consentono di realizzare convertitori ad alta efficienza, in virtù delle migliori proprietà di trasporto elettrico nei materiali. In questo lavoro sono stati considerati dispositivi commerciali e nelle simulazioni utilizzati i modelli messi a disposizione dai costruttori.

A valle dell'analisi effettuata, osserviamo che tra i circuiti discussi quello che dissipa meno potenza è il convertitore LLC con i transistor in GaN, con una perdita di circa 2.3W. Anche la configurazione con i MOSFET risulta essere meno dissipante delle altre: circa 3.6W.

Il convertitore buck con i transistor in Nitruro di Gallio guadagna **2.5 %** assoluti in efficienza rispetto alla configurazione con i transistor in Silicio ed è, tra i convertitori analizzati, quello che ne beneficia maggiormente. L'efficienza del buck con i transistor in GaN supera quelle di SRC e PRC ma non l'efficienza della configurazione risonante LLC.

Per tutti e tre i convertitori risonanti è possibile constatare il vantaggio in termini di efficienza che i transistor in GaN offrono al circuito rispetto quelli in Silicio, confermando le attese.

Le potenzialità superiori, in termini relativi, si osservano nel caso del convertitore SRC, in quanto nella configurazione con i MOSFET presenta un'efficienza più bassa rispetto agli altri. Il convertitore LLC con MOSFET, invece, partendo da una base di efficienza alta determina un beneficio relativo dato da eGaN-FET di entità inferiore.

Oltre ad avere perdite di potenza minori, con il 97.6 % l'architettura risonante di tipo LLC si presenta come la migliore in termini di efficienza tra quelle considerate in questo lavoro, sia nella configurazione con i transistor eGaN, sia in quella con i MOSFET. Questo a dimostrazione e conferma del fatto che il convertitore risonante ibrido LLC nasce per ridurre le perdite di potenza del buck converter e per ottimizzare le prestazioni delle altre due architetture risonanti.

Bibliografia

- D. W. Hart. (2010). *Power electronics [cap.6; cap.9]*. New York: McGraw-Hill Companies, Inc.
- N. Mohan. (2003). *Power electronics: a first course [cap. 3]*. USA: MNPERE.
- A. M. Trzynadlowski. (2016). *Introduction to Modern Power Electronics*. USA: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken.
- M. H. Rashid. (2011). *Power Electronics Handbook*. USA: Elsevier Inc.
- R W. Erickson, D. Maksimovic. *Fundamentals of power electronics*. Colorado, 2004.

Riferimenti

- R. V. Roy. “*Reducing EMI in buck converters*”. AN045, Gennaio 2016.
- S. Biswas, D. Reusch, E. A. Jones. “*Efficient Power Conversion Corporation*”. AN026, 2018.
- M. Henke. “*Analysis and design of resonant dc/dc converters for automotive applications*”. Giugno 2014.
- “*High Power Density DC/DC Converters*”. Marzo 2019.
- M. Salem, N. R. N. Idris, A. Jusoh, I. Alhamrouni. “*Performance study of series resonant converter using zero voltage switching*”. Febbraio 2015.
- Wikipedia. “*Elettronica di Potenza*”, “*Convertitori dc-dc*”.2019
- University of Colorado Boulder. “*The Parallel Resonant Converter*”. [cap.5].
- “*PWM DC/DC CONVERTERS*”. [cap.4].
- EPC. “*Where is GaN going?*”. 2019.
- P. Tenti. “*Elettronica di Potenza*”. Enciclopedia della scienza e della tecnica, 2008.
- G. Lovison. “*Dispositivi di Potenza wide band gap e loro applicazione nei convertitori statici*”. Dipartimento di ingegneria industriale. 2013/2014.

Figure

- [1] [2] [3] D. W. Hart. (2010). *Power electronics [cap.6]*. New York: McGraw-Hill Companies, Inc.
- [4] [5] [6] [7] [8] [10] N. Mohan. (2003). *Power electronics: a first course [cap. 3]*. USA: MNPERE.
- [9] A. M. Trzynadlowski. (2016). *Modern Power Electronics [cap 8]*. USA: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken.
- [11] Marconi, Galletti. Impianti fotovoltaici. “*Cella fotovoltaica e l’effetto fotoelettrico*”. Domodossola.
- [12] CEI UPM. “*High power density DC/DC converters*”. Bologna, marzo 2019.
- [13] A. E. Molero. “*Diseno de un convertidor buck sincrono controlado digitalmente*”. Settembre 2016.
- [14] EPC. Technology brief: TB001. “*Enhancement-mode gallium nitride technology*”. 2019.
- [15] CEI UPM. “*High power density DC/DC converters*”. Bologna, marzo 2019.
- [16] D. W. Hart. (2010). *Power electronics [cap.6]*. New York: McGraw-Hill Companies, Inc.
- [17] [18] S. Keeping. “*Un’analisi della commutazione a tensione zero e della sua importanza per la regolazione della tensione*”. 2014.
- [19] M. H. Rashid. (2011). *Power Electronics Handbook*. USA: Elsevier Inc.
- [20] M. S. Rani, S. S. Dash. “*Performance analysis of LLC-LC resonant converter fed PMDC motor*”. Chennai, 2015.
- [21] [22] R W. Erickson, D. Maksimovic. *Fundamentals of power electronics*. Colorado, 2004.
- [23] Electrical4u, Electrical basic. “*Leading power factor and lagging power factor*”. 2017.
- [24] R. Maestri. “*Dalla corrente alternata alla corrente continua*”. Aprile 2014.
- [25] R. Ilardo. Elettronica e altro. “*Alimentatori e tensione di ripple*”.
- [26] [27] [28] [29] [30] [31] [32] [33] D. W. Hart. (2010). *Power electronics [cap.9]*. New York: McGraw-Hill Companies, Inc.
- [34] T. Mohamed, A. Becetti, S. Bayhan. “*Design and analysis of full bridge resonant converter for wireless power transfer application*”. Qatar, 2018.
- [35] J. Han, Y. Lim. “*Design of an LLC resonant converter for driving multiple LED lights using current balancing of capacitor and transformer*”. Korea, 2015.

[36] R. V. Roy. “*Reducing EMI in buck converters*”. AN045, Gennaio 2016.

[4.1] R.L. Steigerwald. IEEE. “*A comparison of half-bridge resonant converter topologies*”. Aprile 1988.