

O POTENCIAL DE SEMICONDUTORES WIDE BANDGAP EM APLICAÇÕES DE ELETRÓNICA DE POTÊNCIA

JOÃO SILVA RIBEIRO DA COSTA

outubro de 2025

**O POTENCIAL DE SEMICONDUTORES WIDE BANDGAP EM APLICAÇÕES DE ELETRÓNICA DE
POTÊNCIA**

João Silva Ribeiro da Costa - 1121269

**Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica, Sistemas
Elétricos de Energia.**

Orientador: Professor Doutor Nuno Filipe da Fonseca Bastos Gomes

Júri:

Presidente:

Professor Doutor Fernando Mauricio Teixeira De Sousa Dias, Professor Adjunto, ISEP

Vogais:

Professor Doutor Rui Miguel Monteiro De Brito, Professor Adjunto, ISEP

Professor Doutor Nuno Filipe da Fonseca Bastos Gomes, Professor Adjunto, ISEP

RESUMO

Com a evolução do mundo tecnológico, a crescente procura por sistemas mais complexos e mais eficientes tem impulsionado avanços na eletrónica de potência. É neste contexto, que, surgem os semicondutores de banda proibida ou também conhecidos por semicondutores *wide bandgap* (WBGs), nomeadamente os Carboneto de Silício (SiC) e o Nitreto de Gálio (GaN) que surgem como materiais revolucionários.

Estes semicondutores oferecem características superiores aos tradicionais semicondutores de Silício (Si), incluindo, uma banda proibida ou *forbidden gap* superior, tensões de rotura elevadas e melhor condutividade térmica, tornando-os ideias para aplicações de potências e frequências elevadas.

Esta dissertação tem como principal objetivo explorar as propriedades únicas destes comutadores, e o seu potencial para superar os dispositivos tradicionais de Si. É realizada uma análise comparativa, com foco no desempenho do SiC e do GaN em aplicações específicas, como conversores de potência, veículos elétricos e sistemas de energia renovável.

Através da simulação de conversores de potência otimizados para componentes WBG, este estudo procura evidenciar o impacto destes materiais na eletrónica de potência.

Palavras-Chave: Carboneto de Silício (SiC), Conversores de potência, Nitreto de Gálio (GaN), Silício (Si), Semicondutores wide bandgap.

ABSTRACT

With the continuous evolution of technology, the growing demand for more complex and efficient systems has driven significant advances in power electronics. In this context, wide bandgap (WBG) semiconductors such as Silicon Carbide (SiC) and Gallium Nitride (GaN) have emerged as revolutionary materials.

These semiconductors offer superior characteristics compared to traditional Silicon (Si) devices, including a wider bandgap, higher breakdown voltages, and better thermal conductivity, making them ideal for high-power and high-frequency applications.

The main objective of this dissertation is to explore the unique properties of these switches and their potential to surpass conventional Si-based devices. A comparative analysis is carried out, focusing on the performance of SiC and GaN in specific applications such as power converters, electric vehicles, and renewable energy systems.

Through the simulation of power converters optimized for WBG components, this study aims to highlight the impact of these materials on the field of power electronics.

Keywords: Silicon Carbide (SiC), Power Converters, Gallium Nitride (GaN), Silicon (Si), Wide Bandgap Semiconductors.

Índice

Introdução.....	1
Motivação.....	2
Objetivos.....	2
Semicondutores	5
2.1 Contexto Histórico	5
2.2 Banda proibida ou <i>Forbidden band</i> – A propriedade fundamental	6
2.3 Tipos de Semicondutores	8
2.3.1 Semicondutores intrínsecos	9
2.3.2 Semicondutores extrínsecos	9
Semicondutores <i>Wide bandgap</i>	11
3.1 Comparação entre Si, SiC e GaN	11
3.2 SiC – Características e Componentes	12
3.3 GaN Características e Componentes.....	13
3.4 Aplicações dos Semicondutores WBG	13
3.5 Desafios e Direções Futuras	16
Conversores de Potência	19
4.1 Conversores AC/DC	20
4.2 Conversores DC/AC	20
4.3 Conversores DC/DC.....	21
Conversor <i>Buck</i> síncrono DC/DC	23
5.1 Descrição	23
5.1.1 Filtro LC	25
5.1.2 Perfil da carga	28
5.1.3 Controlador	28
5.2 Princípio de funcionamento.....	31
Simulação e Resultados	39
6.1 Metodologia.....	39
6.2 Principais diferenças.....	41

6.3 Parametrização.....	42
6.4 Resultados obtidos	44
6.4.1 Regime transitório e regime permanente	45
6.4.2 Perdas dos comutadores	47
6.4.3 Eficiência do conversor	50
6.4.4 Eficiência vs Corrente da carga	50
6.4.5 Eficiência vs Frequência de comutação	52
Trabalhos futuros.....	55
Conclusões.....	57
Referências.....	59

Índice de Figuras

Figura 1- Diferenças de energia de banda proibida entre condutores, semicondutores, semicondutores WBG e isoladores, em que, (E_g) é a energia de banda proibida, (E_v) é máximo da banda de valência e o (E_c) o mínimo da banda de condução. Baseado em [6].	7
Figura 2 - Semicondutor do p-type. Boro é o átomo trivalente usado para dopar o silício.	10
Figura 3- Semicondutor do n-type. Antimônio é o átomo pentavalente usado para dopar o silício.	10
Figura 4- Aplicações dos diferentes semicondutores, de acordo os diferentes regimes de potência (W) e a frequência (Hz). Informação de acordo com [13].	14
Figura 5- Campos de aplicação de dispositivos de potência GaN e SiC	15
Figura 6- Classificação dos conversores de potência [17]	19
Figura 7- Modelo do circuito do conversor DC-DC utilizado no desenvolvimento do trabalho (conversor <i>buck</i>)	24
Figura 8- <i>Ripple</i> da tensão de saída do conversor simulado com valores da indutância e capacidade calculados	27
Figura 9- <i>Ripple</i> da corrente do indutor do conversor simulado com valores da indutância e capacidade calculados	27
Figura 10- Subsistema do controlo de malha fechada ou controlador de <i>feedback</i>	28
Figura 11- Configuração do Gerador de PWM e <i>Gate driver</i>	29
Figura 12- Sinais PWM do conversor evidenciando o tempo morto entre transições	30
Figura 13- Modelo simplificado do conversor <i>buck</i> síncrono	32
Figura 14- Fluxo da corrente do conversor <i>buck</i> durante o período t_0 a t_1	33
Figura 15- Fluxo da corrente no conversor <i>buck</i> durante o intervalo de tempo t_1 a t_2	34
Figura 16- Fluxo da corrente no conversor <i>buck</i> durante o intervalo de tempo t_2 a t_3	35
Figura 17- Parâmetros usados na simulação para o modelo com HEMT de GaN.	43
Figura 18- Parâmetros usados na simulação para o modelo com MOSFETs de Si	43
Figura 19- Comportamento da tensão de saída de 12V com o modelo de Si	45
Figura 20- Corrente na bobine L1 com o modelo de Si	46

Figura 21- Comportamento da tensão de saída de 12V com o modelo de GaN ...	46
Figura 22- Corrente na bobine L1 com o modelo de GaN	47
Figura 23- Tensão entre dreno e fonte V_{DS} e corrente de dreno I_D do MOSFET superior de Si	48
Figura 24- Tensão entre dreno e fonte V_{DS} e corrente de dreno I_D do HEMT superior de GaN	48
Figura 25- Potência instantânea dissipada no MOSFET superior de Si.....	49
Figura 26- Potência instantânea dissipada no HEMT superior de GaN.....	49
Figura 27- Gráfico com os valores da tabela 7 (eficiência x carga).....	51
Figura 28- Gráfico com os valores da tabela 8. (eficiência x frequência).....	53

Índice de Tabelas

Tabela 1- Banda proibida de diferentes semicondutores	8
Tabela 2- Propriedades dos semicondutores	11
Tabela 3- Processo detalhado da malha de <i>feedback</i> do conversor.....	31
Tabela 4- Dados da ficha técnica referentes ao MOSFET de Si IPB60R060P7 da Infineon [21]	40
Tabela 5- Dados da ficha técnica referentes ao FET de GaN IGLD65R140D2 da Infineon [22]	40
Tabela 6- Diferenças chave entre o MOSFET de Si e o FET de GaN [23]	41
Tabela 7- Comparação de eficiência entre modelo de Si e GaN para diferentes correntes de carga (I _{out}).....	51
Tabela 8- Comparação de eficiência entre modelo de Si e GaN para diferentes frequências de comutação (f _{sw})	52

Lista de Acrónimos

2DEG- gás bidimensional de elétrons

AC- Corrente alternada

Ag₂S- Sulfureto de Prata

AiGaN- Alumínio de nitreto de gálio

CCM- *Continuous Conduction Mode*

DC- Corrente continua

EMI- *Electromagnetic Interference*

GaN- Nitreto de Gálio

Ge- Germânio

HEMT- *High electron mobility transistor*

IGBT- *Insulated-gate bipolar transistor* (transistor bipolar de porta isolada)

JFET- *Junction-gate-field-effect transistor* (transistor de junção de efeito de campo)

LED- Díodo emissor de luz

MOSFET- *Metal oxide semiconductor field effect transistor*

PCB- Placa de circuito impresso

PI- Proporcional-Integral

PWM- *pulse with modulation*

Si- Silício

SiC- Carboneto de Silício

SPS- *Specialized Power Systems*

WBG- Semicondutores de banda proibida ou semicondutores *wide bandgap*

Capítulo 1

Introdução

Temos assistido a um desenvolvimento notável da tecnologia ao longo das últimas três décadas. Estes avanços tecnológicos por sua vez, são acompanhados por um aumento contínuo do consumo global de energia elétrica. Em 2023, a energia elétrica representou cerca de 13% do consumo mundial total de energia, totalizando aproximadamente 26,4TWh, o que representa um crescimento de 2,6% face ao ano anterior de 2022 [1]. Apesar destes números ainda estarem longe da energia consumida através de combustíveis fósseis, como petróleo ou carvão, a energia elétrica está a tornar-se uma forma de energia cada vez mais indispensável. Este aumento é impulsionado por tendências globais, como a transição para alternativas energéticas sustentáveis, incluindo a mobilidade elétrica, com vista a substituir veículos movidos a combustíveis derivados do petróleo por alternativas elétricas, com energia maioritariamente proveniente de fontes renováveis.

Associado a este aumento de consumo, surgem novos desafios, como a necessidade de implementação de práticas de sustentabilidade impostas pelos governos. Essas práticas incluem regulamentações mais rigorosas sobre eficiência energética, densidade de potência e miniaturização de sistemas.

A eletrónica de potência desempenha um papel fundamental providenciando dispositivos eletrónicos capazes de processar esta energia elétrica, participando ativamente na produção, armazenamento e distribuição de energia elétrica.

É neste contexto desafiante que surgem comutadores, como é o caso de semicondutores *wide-bandgap* (WBG), que prometem ser uma solução promissora, capaz de ultrapassar a tecnologia mais tradicional como os comutadores de silício (Si), que apesar de ser uma tecnologia já robusta e estabelecida no mercado apresenta limitações, nomeadamente a nível de tensões máximas de funcionamento e temperatura de operação. Por exemplo, a tensão de operação máxima de uma IGBT comercial de Si é de 6500V, e quase nenhum semicondutor de silício consegue operar acima de 200°C.[2]

O Carboneto de silício e (SiC) e o nitreto de gálio (GaN) são dois dos semicondutores *wide-bandgap* mais conhecidos e apresentam características revolucionárias como, tensões de ruptura e frequências de comutação elevadas e a capacidade de operar a temperaturas superiores quando comparados a semicondutores de Si.

Esta dissertação procura explorar o potencial que estes semicondutores têm na eletrónica de potência. O estudo será focado numa comparação entre os SiC e GaN, e qual o seu impacto em aplicações tais como conversores de potência, veículos elétricos e sistemas de produção de energia elétrica.

Motivação

O meu interesse pela eletrónica de potência surgiu a partir de uma mudança de funções no contexto profissional, que me levou a integrar um departamento dedicado ao desenvolvimento de soluções para luminárias LED. Esta experiência representou o primeiro contacto direto com sistemas de conversão de potência. Esse primeiro contacto despertou a curiosidade em compreender de forma mais profunda os fenómenos, as limitações e as oportunidades de melhoria inerentes a este domínio tecnológico.

Paralelamente, a eletrónica de potência encontra-se numa fase de grande transformação, impulsionada pela introdução e crescente maturidade dos semicondutores de WBG. Trata-se, portanto, de uma área de investigação atual, com forte ligação a setores estratégicos como a iluminação eficiente, a mobilidade elétrica, a integração de energias renováveis.

A escolha deste tema resulta da conjugação entre a relevância científica e tecnológica dos semicondutores WBG e o meu objetivo pessoal de consolidar competências fundamentais na área da eletrónica de potência. Ao desenvolver este trabalho procuro não só acompanhar a evolução tecnológica mais recente, mas também criar bases sólidas para a minha progressão profissional, que me permitam integrar projetos de maior complexidade e responsabilidade, contribuindo ativamente para soluções inovadoras e sustentáveis no futuro.

Objetivos

O principal objetivo desta dissertação é estudar e comparar a utilização de semicondutores WBG, entre eles, o SiC e o GaN, face aos semicondutores de Si em aplicações de conversão de potência. Este objetivo contempla as seguintes etapas:

- Realizar uma revisão do estado da arte sobre semicondutores, destacando as principais diferenças entre dispositivos de Si, SiC e GaN;
- Desenvolver e implementar em *PLECS* um conversor *buck* síncrono em duas versões distintas: uma baseada em transístores de Si e outra baseada em transístores de GaN;
- Comparar o desempenho do conversor em diferentes regimes de funcionamento com cada tecnologia:
- Análise das perdas dos conversores com cada tecnologia de semicondutores, identificando vantagens e limitações;

Fornecer experiência prática no desenvolvimento de modelos e simulações aplicadas a conversores de potência, com potencial relevância para aplicações industriais e futuras investigações;

Capítulo 2

Semicondutores

2.1 Contexto Histórico

Existem materiais bons condutores de corrente elétrica, os metais, e materiais isoladores, por exemplo o vidro, que não conduz corrente elétrica. Os semicondutores são materiais que se encontram entre os bons e os maus condutores. A determinada temperatura os semicondutores podem comportar-se como isoladores, no entanto, e ao contrário dos condutores, a sua condutividade aumenta com a temperatura, e pode ainda ser manipulada adicionando impurezas, permitindo ajustar a condutividade ao tipo de aplicação [3].

Os semicondutores são a base da tecnologia moderna e impulsionaram a revolução eletrónica permitindo inovações em toda a indústria. O Si é o material semiconductor mais conhecido e é o principal elemento da eletrónica moderna, incluindo díodos, transístores, células fotovoltaicas, díodos emissores de luz (LEDs) e circuitos integrados [3].

Primeiras descobertas (1833-1930)

O ponto de partida para a ciência dos semicondutores começou em 1833 com a descoberta do efeito semiconductor por Michael Faraday, que observou que a resistência do sulfeto de prata (Ag_2S) diminuía com o aumento da temperatura, o que se revelou um comportamento oposto ao dos metais, denominados como condutores. Nas décadas seguintes, as descobertas como o efeito fotovoltaico e a fotocondutividade em sólidos destacaram as propriedades únicas dos semicondutores. Em 1874, Karl Ferdinand Braun observou o fenómeno de retificação, que se revelou um marco crucial para o desenvolvimento de dispositivos como detetores de rádio.

Teorias fundamentais (1930-1940)

No início do século XX, o conhecimento teórico dos semicondutores cresceu significativamente. Entre 1930 e 1931, Rudolf Peierls introduziu o conceito de "*band gaps*", enquanto Alan Wilson desenvolveu a teoria das bandas de energia em sólidos, que explicava como os eletrões e as *band gaps* contribuíram para a condução elétrica. Walter Schottky e Nevill Mott, em 1938, formularam modelos para barreiras de potencial em junções metal-

semicondutor. Estes conceitos que seriam essenciais para o desenvolvimento de dispositivos futuros.

Dispositivos Inovadores (1940-1960)

Um dos marcos mais importantes na história dos semicondutores deu-se durante este período. A criação do primeiro transistor em 1947 por John Bardeen, Walter Brattain e William Shockley, marcou o início da era moderna dos semicondutores. Os transistores vieram substituir as válvulas termiônicas, oferecendo maiores eficiências e confiabilidade.

Nos anos seguintes o Si surgiu como sendo o material dominante nos dispositivos semicondutores e, em 1954, fabricou-se com sucesso, pela primeira vez, um transistor de Si.

Na década seguinte, entre 1958 e 1959, Jack Kilby e Robert Noyce desenvolveram os primeiros circuitos integrados que integravam múltiplos transistores num único chip de Si. Esta invenção foi fundamental para a miniaturização dos sistemas elétricos enquanto se aumentava a complexidade do mesmo.

Miniaturização e Escalabilidade (1960 – Presente)

Com o avanço das técnicas de produção, tal como o método planar proposto por Jean Hoerni em 1960, tornou-se possível produzir transistores menores e mais eficientes.

A lei de Moore, formulada por Gordon Moore em 1965, previu que o número de transistores de um chip duplicaria aproximadamente a cada dois anos. Esse princípio guiou as décadas seguintes, culminando na criação de dispositivos com milhões de transistores.

Os semicondutores revolucionaram a sociedade ao viabilizar tecnologias como computadores, *smartphones*, redes de comunicação e a mais recente inteligência artificial.

Hoje, pesquisas continuam, exploram-se novos materiais e tecnologias capazes de superar os limites do Si. Destacam-se semicondutores de SiC e o GaN, que são particularmente promissores para aplicações mais exigentes como veículos elétricos, telecomunicações e energias renováveis [4].

2.2 Banda proibida ou *Forbidden band* – A propriedade fundamental

Todos os átomos são compostos por prótons, nêutrons e elétrons. Os prótons e os nêutrons formam o núcleo e os elétrons orbitam a sua volta em camadas denominadas por “bandas”, em que, cada banda tem um nível de energia diferente. A banda mais distante do núcleo chama-se banda de valência (E_v). Se um elétron na banda de valência for excitado por uma fonte de energia exterior (calor, campo elétrico ou luz), este irá saltar para a banda de

energia seguinte, a banda de condução (E_c), onde os elétrons possuem energia suficiente para se movimentar livremente no material quando sujeitos a um campo elétrico, permitindo a condução de corrente elétrica. A diferença de energia entre a banda de valência e a banda de condução, chama-se banda proibida. Assim, a energia que um elétron precisa para saltar de uma banda de energia para a outra chama-se energia de banda proibida (E_{bg}). Esta propriedade fundamental dos materiais semicondutores determina o seu comportamento elétrico [5]. Os materiais semicondutores com energia de banda proibida superior são chamados de semicondutores *wide bandgap* (WBG).

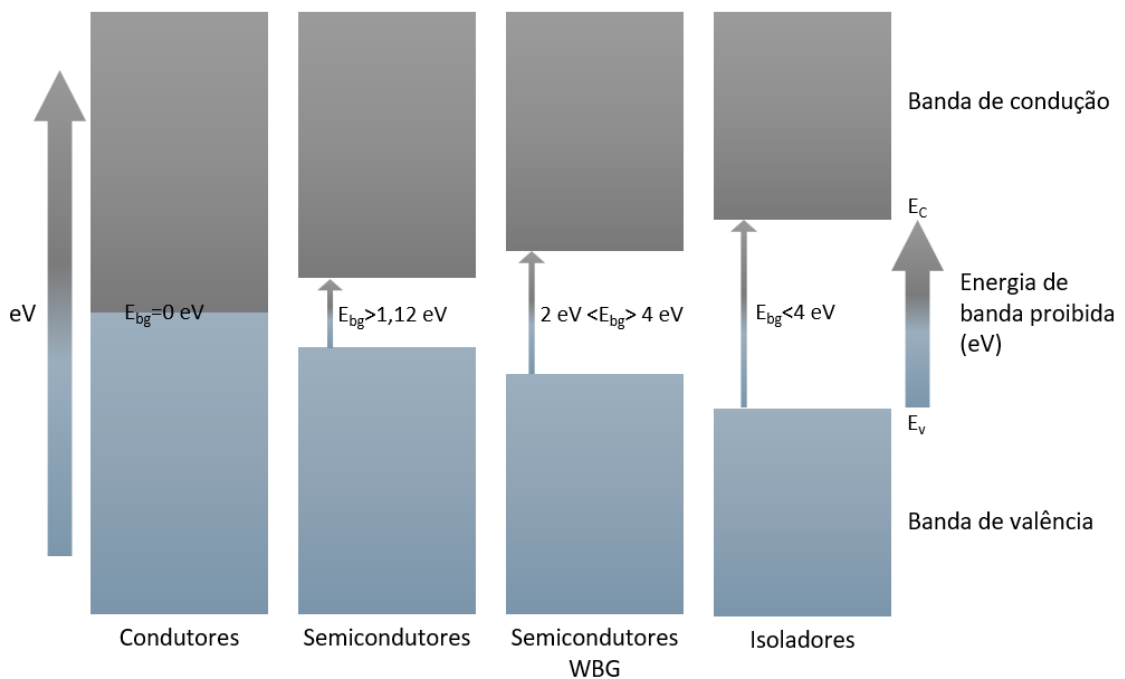


Figura 1- Diferenças de energia de banda proibida entre condutores, semicondutores, semicondutores WBG e isoladores, em que, (E_g) é a energia de banda proibida, (E_v) é máximo da banda de valência e o (E_c) o mínimo da banda de condução. Baseado em [6].

Como se pode observar na figura 1, a banda proibida é que determina se um material é bom ou mau condutor. No caso dos isoladores, como a energia de banda proibida é demasiado elevada os elétrons não conseguem passar da banda de valência para a banda de condução, daí estes materiais não serem bons condutores. No entanto se analisarmos os condutores, podemos observar que a banda de valência e a banda de condução estão juntas e, em alguns casos estão mesmo sobrepostas, por esse motivo os elétrons estão constantemente em movimento na banda de condução. No caso dos semicondutores a energia de banda proibida é inferior à de um isolador, o que permite que em determinadas situações os elétrons passem

para a banda de condução, desta forma é possível controlar a condutividade dos semicondutores permitindo que estes sejam utilizados em aplicações tecnológicas.

Semicondutores típicos têm uma energia de banda proibida até cerca de 1.5eV, enquanto a de um isolador ultrapassa os 3,5eV [6]. A tabela 1 mostra-nos as bandas proibidas dos semicondutores mais importantes.

Tabela 1- Banda proibida de diferentes semicondutores

Material	Banda proibida
Si	1,1eV
SiC	3,3eV
GaN	3,4eV

2.3 Tipos de Semicondutores

Os semicondutores apresentam várias características, como a capacidade de permitir a passagem de corrente mais facilmente numa direção do que na outra, resistência variável e sensibilidade à luz ou calor. Estas características resultam da possibilidade de modificar as propriedades elétricas dos materiais semicondutores através da adição controlada de impurezas, da aplicação de campos elétricos ou da exposição à luz [3].

Os dispositivos semicondutores são amplamente utilizados para conversão de potência.

A condução de corrente num semicondutor ocorre através dos portadores de carga (*charge carriers*) que podem ser o movimento de eletrões na banda de condução ou lacunas livres (*holes*) deixados na banda de valência quando os eletrões saltam para a banda de condução.

No entanto um semicondutor puro pode ter dificuldades em conduzir eletricidade, tornando-se assim pouco eficiente. Uma forma de aumentar a eficiência de condução nos semicondutores é o "*doping*", que consiste na adição de impurezas ao material semicondutor. Este processo aumenta significativamente o número *charge carriers* no material. Quando o semicondutor dopado possui maioritariamente *holes*, é classificado como semicondutor do tipo "p". No entanto, se o número de eletrões livres for superior, é designado semicondutor do tipo "n" [3].

A manipulação destes materiais permite o desenvolvimento de dispositivos eletrónicos que desempenham funções essenciais nas tecnologias modernas, desde transístores e díodos, tirístores ou células fotovoltaicas.

2.3.1 Semicondutores intrínsecos

Um semicondutor intrínseco é aquele que se encontra no seu estado puro, sem qualquer tipo de impurezas adicionadas por dopagem, constituídos apenas por um tipo de elemento.

Entre os semicondutores intrínsecos os mais comuns são o Germânio (Ge) e o Si, que contêm 4 elétrons de valência (tetravalente). Nestes semicondutores o número de elétrons na banda de condução é igual ao número de *holes* na banda de valência. Num cristal de semicondutores intrínsecos os elétrons na banda de valência estão conectados por ligação covalente, à temperatura de 0°C [7].

Como a energia de banda proibida nestes semicondutores é geralmente curta a energia presente numa sala à temperatura ambiente é suficiente para fazer saltar elétrons para a banda de condução.

A corrente é gerada pelo movimento dos elétrons e dos *holes*, e é igual à soma da corrente dos elétrons com a corrente dos *holes*.

Com o aumento da temperatura o número de pares elétrons - *holes* aumenta e conseqüentemente a corrente aumenta também.

Por toda a sua volatilidade, as propriedades condutoras destes semicondutores são baixas e difíceis de controlar.

2.3.2 Semicondutores extrínsecos

Ao contrário de um semicondutor intrínseco os semicondutores extrínsecos são deliberadamente dopados com impurezas, de forma a melhorar as suas propriedades e capacidade de condução. Por este motivo, um semicondutor extrínseco possui melhor condutividade.

As impurezas são materiais com 3 (trivalente) ou 5 (pentavalente) elétrons de valência, que são usadas para dopar semicondutores puros, normalmente tetravalentes, como o Si e o Ge.

Quando um átomo trivalente doa um elétron a um átomo tetravalente, um *hole* vai ficar livre, resultando num maior número de *holes* do que elétrons, então estamos na presença de um semicondutor *p-type*, com carga positiva [3] [7].

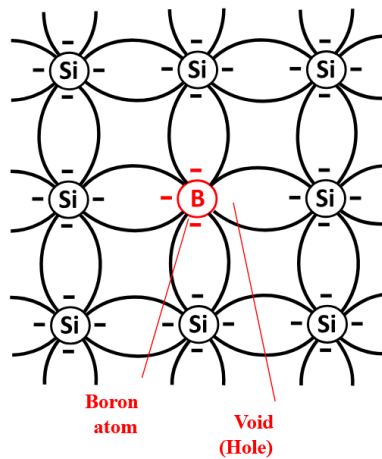


Figura 2 - Semicondutor do p-type. Boro é o átomo trivalente usado para dopar o silício.

Quando o dopante é um átomo pentavalente, então 4 elétrons do dopando ligam-se aos 4 elétrons do semicondutor intrínseco na banda de valência, deixando um elétron extra livre na banda de condução. Assim, como o número de elétrons é superior ao número de *holes*, temos um semicondutor *n-type*, com carga negativa [3] [7].

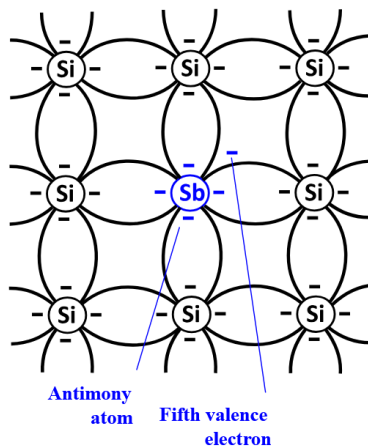


Figura 3- Semicondutor do n-type. Antimónio é o átomo pentavalente usado para dopar o silício.

Capítulo 3

Semicondutores *Wide bandgap*

Os semicondutores WBG apresentam diversas características que os tornam superiores às alternativas de semicondutores tradicionais de Si, nomeadamente em aplicações de alta potência e de frequências elevadas. Este capítulo discute essas propriedades com base em comparações detalhadas entre SiC e GaN.

3.1 Comparação entre Si, SiC e GaN

Para além da banda proibida, outras características importantes tornam os semicondutores WBG alternativas superiormente fiáveis aos tradicionais semicondutores de Si. A tabela 2 representa uma análise comparativa das principais propriedades dos semicondutores.

Tabela 2- Propriedades dos semicondutores

Propriedade	Si	SiC	GaN
Banda proibida (eV)	1.12	3,26	3,39
Rigidez dielétrica (MV/cm)	0.3	3,5	3,3
Velocidade de saturação (eletrões) (10^7 cm/s)	1.0	2.0	2.5
Mobilidade dos Eletrões ($\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$)	1500	650	2000
Condutividade térmica ($\text{W}/\text{cm}\cdot\text{K}$)	1.5	5	1,3

Como já mencionado no capítulo anterior, semicondutores WBG como o SiC e o GaN, têm uma banda proibida superior ao Si, que por sua vez leva a que a rigidez dielétrica destes semicondutores seja igualmente superior, cerca de dez vezes maior que a do Si, permitindo a redução do tamanho de componentes numa escala de 1/10. Com uma rigidez dielétrica superior WBGs são mais adequados para aplicações de tensões e potencias elevadas.

A mobilidade e velocidade de saturação dos eletrões relaciona-se com a velocidade que os eletrões se deslocam nos cristais de um semicondutor. Entre os três, o GaN é o que apresenta

maior mobilidade dos elétrons, cerca de 30% superior ao SiC, permitindo assim velocidades de comutação superiores, tornando-se assim uma solução mais apropriada para aplicações de frequências elevadas.

A condutividade térmica de um material é a habilidade de propagar calor ao longo de si mesmo. Esta propriedade influencia diretamente a temperatura do material, que ao ser demasiado elevada altera as características elétricas do próprio. Apesar da condutividade térmica do GaN ser inferior à do próprio Si, a condutividade do SiC por sua vez é cerca de três vezes superior, permitindo simplificar os sistemas de dissipação de calor, fazendo deste material o mais capacitado para aplicações de alta potência que promovam temperaturas elevadas [8] [9].

3.2 SiC – Características e Componentes

O Carboneto de Silício é atualmente o semicondutor de banda proibida com mais relevância quando comparado com Si que apesar das suas características elétricas inferiores, continua a ser a solução com maior maturação, fiabilidade, custo inferior e maior flexibilidade.

O SiC surgiu como um semicondutor proeminente em 1993 e fez a sua entrada no mercado como componente em 2021 como díodos Schottky [10].

Os semicondutores SiC oferecem vantagens significativas incluindo alta eficiência, elevada condutividade térmica e rigidez dielétrica, tornando-os adequados para soluções de altas potências e atinjam temperaturas elevadas.

Os tipos mais comuns são:

- Retificadores;
- Comutadores / Amplificadores;

Entre os retificadores, os componentes SiC que mais se destacam são os díodos Schottky, que a tem recuperação inversa nula, baixa tensão de condução, estabilidade de corrente e baixa resistência de condução [11]. Estes díodos compreendem valores de 300 V/10 A e 600 V / 6 A até 600 V / 20 A e 1.2 / 1.7 kV que suportam correntes 50A [12].

Paralelamente estes componentes permitiram a introdução de módulos de IGBTs (Insulated-gate Bipolar Transistor) de 600A / 1.2 kV com díodos schottky como díodos flyback [2].

Além disso, os díodos schottky são também apropriados para aplicações de elevadas frequências de comutação pois apresentam baixa recuperação inversa.

Relativamente a componentes de comutação / amplificação aqueles que mais se destacam são claramente os SiC MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Transistor*), IGBT, JFETs (*Junction Field Effect Transistor*).

Embora dentro dos semicondutores no patamar dos 600 V, os transístores de Si sejam uma forte concorrência para os transístores de SiC, para patamares mais avançados de tensões de bloqueio (V_{DS}) entre os 1200 V e 1700V, os MOSFET de SiC são mais eficientes com perdas de condução muito baixas enquanto os IGBT de SiC apresentam menos perdas quando as frequências de comutação são elevadas.

Os JFET the SiC para a mesma faixa de tensões apresentam resistências de condução baixas e são capazes de operar a altas temperaturas e elevadas frequências [2].

3.3 GaN Características e Componentes

O Nitreto de Gálio despertou como um semicondutor revolucionário, especial nas últimas décadas, inicialmente impulsionado pela sua aplicação em dispositivos optoelectrónicos, nomeadamente com o aparecimento do LED azul com a produção da junção p-n em GaN [10].

Devido às suas características, nomeadamente elevada rigidez dielétrica e elevada mobilidade de eletrões, mais recentemente tem se destacado em aplicações de alta voltagem e frequência.

Com o aparecimento da heteroestrutura AlGaIn/GaN e a conseqüente descoberta do gás 2DEG (*2-D eletron gas*) formado por esta heteroestrutura, as características do GaN catapultaram, proporcionando um aumento da concentração de eletrões com alta mobilidade, entre 1200 e 2000 cm^2/Vs [2].

Os HEMTs (*High Eletron Mobility Transistor*) são o semicondutor mais comum em GaN, que devido a presença do gás 2DEG possuem baixa resistência de condução e elevada frequência de comutação. Atualmente encontram-se disponíveis em até 1200V [13], no entanto a solução mais comum anda à volta dos 650 V / 700 V como apresentado pelo fabricante Infineon.

3.4 Aplicações dos Semicondutores WBG

Comparando com componentes semicondutores de Si, os transístores de SiC e GaN apresentam vantagens significativas, como, a rigidez dielétrica ($>3 \text{ MV/cm}$) e a banda proibida muito superior, que contribuem ativamente para avanços tecnológicos em aplicações de

eletrónica de potência. Outra característica importante, é a redução das perdas em condução, proporcionada por uma resistência de condução R_{ON} baixa. Tudo isto se transforma em conversores de potência de maior eficiência, possibilitando o uso de dissipadores de calor e sistemas de refrigeração menores. O menor valor figura de mérito $R_{ON} * Q_G$ ($m\Omega * nC$) simplifica o acionamento dos dispositivos, permitindo operação em frequências mais elevadas com menores perdas.

Estas características expandem as faixas de operação de potência / frequência em comparação com MOSFETs e IGBTs de Si. Como é possível verificar na Figura 4, os semicondutores de SiC e GaN operam em regimes de potência e frequência significativamente superiores aos semicondutores Si.

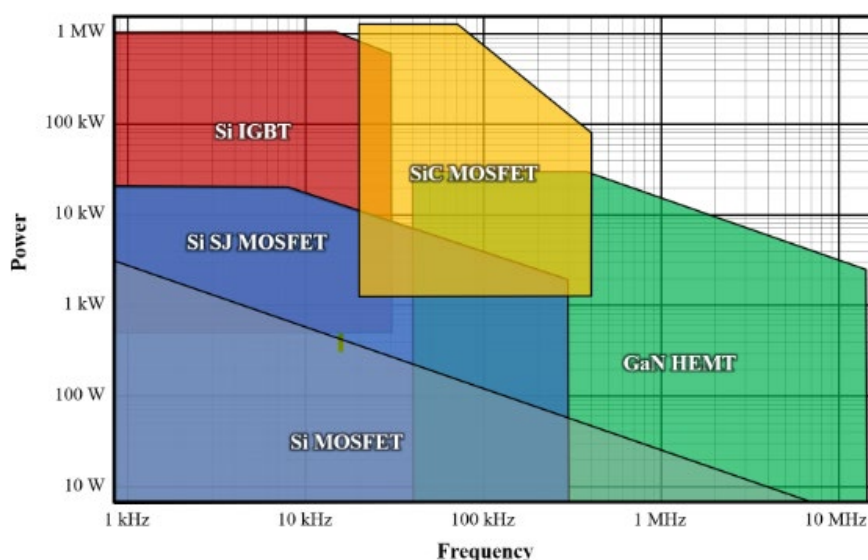


Figura 4- Aplicações dos diferentes semicondutores, de acordo os diferentes regimes de potência (W) e a frequência (Hz). Informação de acordo com [13].

A adoção de dispositivos de SiC e GaN promove melhorias na eficiência e na miniaturização de conversores DC/AC e DC/DC, possibilitando a utilização de componentes passivos (condensadores e bobines) mais pequenos e mais baratos [9], especialmente relevantes para aplicações de veículos elétricos e sistemas de energia renováveis [14].

Os componentes SiC são frequentemente aplicados em inversores de potência de sistemas fotovoltaicos ou eólicos, e também amplamente usados na indústria automóvel nomeadamente em veículos elétricos e híbridos.

Ambos GaN e SiC são utilizados como retificadores e conversores DC/DC para carregadores ultrarrápidos de veículos elétricos, que requerem carregamentos de 350kW sem comprometer a fiabilidade dos conversores [15].

Já os HEMT de GaN podem ser aplicados em servidores onde corrente elétrica é distribuída para os racks e dos racks para a as PCB (*Printed Circuit Board*). Os conversores DC/DC podem ser de 400 V - 48 V, 48 V – 12 V e de 12 V – 1 V [9].

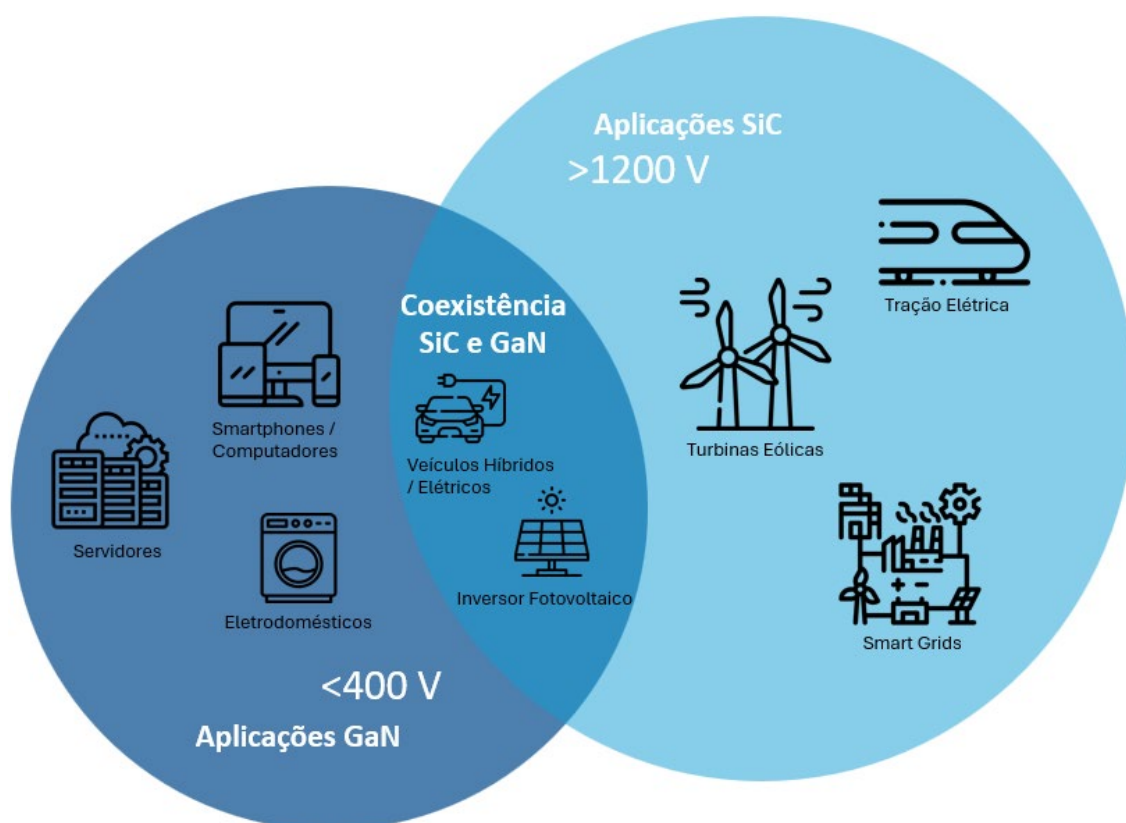


Figura 5- Campos de aplicação de dispositivos de potência GaN e SiC

Na figura 5 estão ilustradas diferentes aplicações de GaN e SiC tendo em conta os diferentes níveis de tensão.

À medida que estas tecnologias penetram no mercado, é expectável que os dispositivos GaN tenham maior domínio em aplicações de uso doméstico, dispositivos eletrónicos de uso pessoal e eletrónica de servidores, sendo que estas aplicações se situam em níveis de tensão inferiores a 400 V e requerem frequências de comutação elevadas. Para aplicações de alta tensão (< 1200V), é expectável que os componentes SiC dominem o mercado, nomeadamente em aplicações de tração elétrica de comboios que requerem tensões de bloqueio até 5kV, onde

os MOSFET de SiC apresentam uma alternativa eficiente aos IGBT de Si [10], pois as perdas de condução são bastante inferiores e as frequências de comutação são superiores. Existe ainda um intervalo entre 400 V e os 1200 V que duas tecnologias competem entre si, dependendo dos níveis de tensão e frequências de comutação necessários.

3.5 Desafios e Direções Futuras

É irrefutável que os semicondutores *wide-bandgap* vieram para ficar, contribuindo para o avanço tecnológico onde a tecnologia atual se preparava para atingir o seu limite. As vantagens são inúmeras como mencionado nas secções anteriores. No entanto apesar de todas as vantagens já inumeradas tanto o SiC como GaN têm também desvantagens que limitam a sua adoção e desempenho.

Um dos principais motivos que limita a adoção generalizada de tecnologias SiC e GaN é o seu elevado custo. Especialmente em comparação com as tecnologias já maturadas de Si. A produção de *wafers* de SiC e GaN é mais complexa, requer temperaturas mais elevadas, e técnicas de deposição química de vapor mais controladas, tornando todo o processo menos eficiente, acabando por chegar ao consumidor com preços elevados. Contudo é possível combater os elevados custos dos dispositivos SiC e GaN uma vez que componentes mais caros num circuito podem ser compensados com componentes passivos (condensadores, bobinas etc.) de preços mais reduzidos, principalmente em topologias de frequências elevadas, mais comuns a dispositivos GaN [9].

Apesar de já estarem a ser explorados há algumas décadas, ainda apresentam problemas de fiabilidade, é um dos motivos por que a performance destes dispositivos ainda fica aquém das propriedades intrínsecas destes materiais. No que diz respeito aos dispositivos SiC um dos maiores problemas é a degradação do óxido da porta (*gate*) dos MOSFET [13]. Já nos Dispositivos GaN um dos casos mais preocupantes é a degradação da resistência de condução (R_{ON}), que ocorre devido às elevadas tensões e correntes de dreno quando o dispositivo está no estado “*semi-ON*” [9].

Os dispositivos GaN enfrentam um desafio significativo, relacionado com a qualidade dos seus substratos. Idealmente os semicondutores de GaN seriam produzidos em substrato de GaN, mas devido às imperfeições do substrato de GaN puro tal não é viável [2]. Devido a esta limitação os semicondutores de GaN são produzidos em substratos alternativos como safira, SiC ou Si. Os substratos de Si representam uma boa alternativa pelo custo reduzido e pela

possibilidade de produzir *wafers* de 200mm [16]. Este processo, no entanto, pode causar desajustes na rede cristalina dos materiais podendo originar defeitos nos dispositivos finais.

Os Semicondutores SiC e GaN já estão num patamar avançado de desenvolvimento, ambos comercialmente disponíveis, cada um para aplicações específicas podendo ou não coexistir num determinado intervalo de tensão. É expectável que futuras investigações ajudem a resolver os problemas de fiabilidade promovendo melhorias nos seus já conhecidos pontos fortes.

Sendo o GaN uma tecnologia com maior potencial para crescimento, é expectável que nos próximos anos seja possível produzir dispositivos que atinjam os 1200V de V_{DS} . Já os HEMTs de GaN, sendo dispositivos "*normally-on*", torna difícil a sua utilização em sistemas onde dispositivos "*normally-off*" são preferidos, por esta razão deve haver um esforço futuro para desenvolver HEMT "*normally-off*" [2].

Capítulo 4

Conversores de Potência

Os conversores de potência desempenham um papel fundamental na conversão e gestão eficiente de energia elétrica em sistemas modernos. Com o avanço tecnológico, dispositivos semicondutores WBG, como SiC e o GaN têm vindo a transformar significativamente o desempenho e as capacidades destes conversores.

OS conversores agem como modeladores de tensão, corrente e frequência, e podem ser classificados nos seguintes tipos:

- Conversores AC/DC
- Conversores DC/DC
- Conversores DC/AC
- Conversores AC/AC

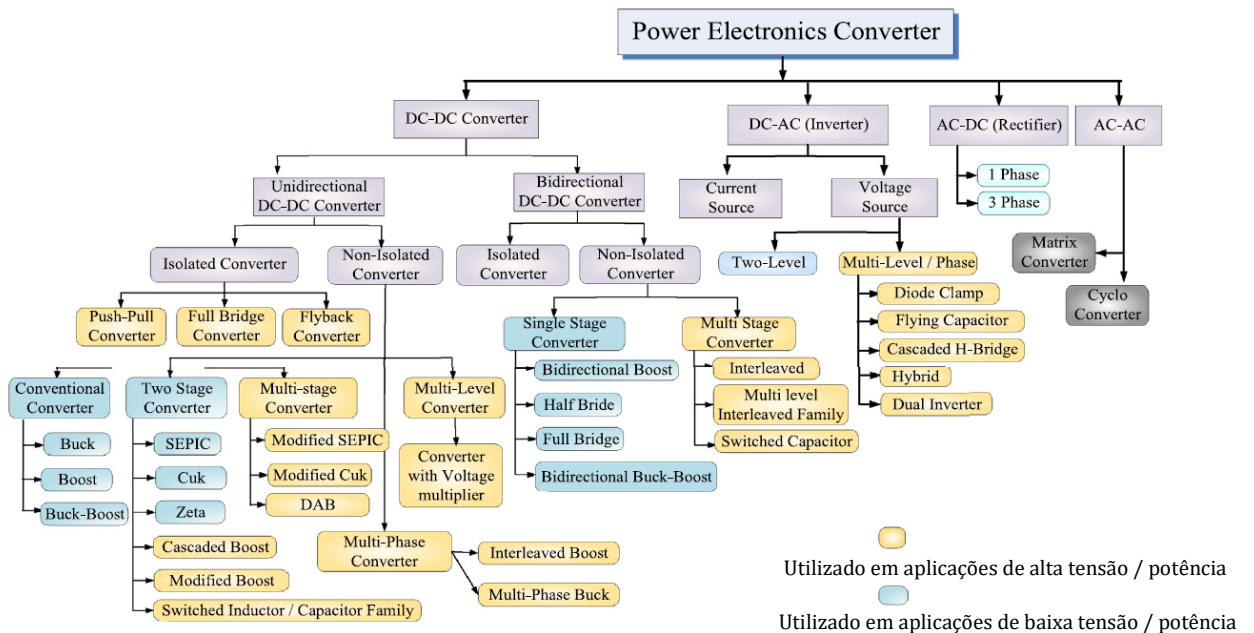


Figura 6- Classificação dos conversores de potência [17]

Aqueles mais presentes em aplicações de semicondutores WBG são os conversores DC/DC frequentemente utilizados nos sistemas elétricos de veículos ou os conversores DC/AC comuns ao funcionamento de sistemas de geração de energia renovável.

Este capítulo servirá de base para a simulação de conversores de potência que será realizada nos capítulos seguintes, explorando o potencial dos semicondutores WBG em diferentes configurações e cenários operacionais.

4.1 Conversores AC/DC

Os conversores AC/DC ou também conhecidos como retificadores, têm como princípio a conversão de corrente alternada (AC) de entrada para corrente contínua (DC) na saída.

Estes conversores utilizam comutadores do tipo retificadores, que podem, ou não, ser controlados. No caso dos não controlados, não é possível controlar o processo de conversão, como é o caso de díodos, que conduzem a corrente num único sentido. Geralmente são retificadores mais simples, com menor custo. Já os retificadores controlados usam tirístores, onde a forma de onda da tensão pode se controlar ajustando o ângulo de disparo do dispositivo.

Os conversores AC/DC dividem-se essencialmente em duas topologias:

- Retificador de meia onda (*Half Wave*);
- Retificador de onda completa (*Full Wave*).

Os retificadores apesar de mais simples, são também menos eficientes, uma vez que só utilizam metade de um ciclo da onda de entrada e a restante energia disponível na outra metade é desperdiçada.

Os retificadores de onda completa deixam as duas metades do ciclo de onda, assim há mais energia disponível na saída, tornando este tipo de retificadores mais eficientes.

4.2 Conversores DC/AC

Os conversores DC/AC ou também conhecidos como inversores, são utilizados em aplicações onde se obtém energia AC de fontes DC, tal como fontes de energia renovável, entre elas, painéis solares ou turbinas eólicas, permitindo o transporte de energia em AC.

Também são muito utilizados em veículos híbridos ou elétricos, necessários para acionar os motores AC dos veículos.

Nos inversores DC/AC a tensão de entrada DC é transformada em tensão de saída AC com magnitude e frequência específicas. Os inversores podem ser classificados em 2 tipos:

- *Two-Level Inverter* (TLI);
- *Multi-Level Inverter* (MLI)

Comparativamente com os TLIs os MLI são mais capazes de atuar em sistemas de alta tensão [18]. Para além disso apresentam outras vantagens como menor distorção de corrente, redução de harmónicos de tensão e funcionam com frequências de comutação mais baixas originando menor perdas [19].

4.3 Conversores DC/DC

Atualmente a maioria dos dispositivos eletrónicos de baixa/média potência utilizam conversores DC/DC. Estes conversores, são utilizados para ajustar (aumentar / reduzir) o nível de tensão em corrente contínua.

Os DC/DC podem ser classificados essencialmente em duas categorias dependendo da direção que a corrente flui:

- Conversores DC/DC unidirecionais;
- Conversores DC/DC bidirecionais;

Os conversores DC/DC unidirecionais permitem o fluxo de corrente numa só direção. Podem ser isolados para aplicações de maior potência com topologias *Flyback*, *Push-Pull* ou *Half-bridge* ou não isolados com as tipologias tradicionais de *Buck*, *Boost* ou *Buck-Boost*, muito comuns em aplicações de baixa tensão.

Já os conversores bidirecionais permitem o fluxo de corrente em duas direções, (ex. baterias quando carregam ou descarregam). Assim como os conversores unidirecionais, também podem ser isolados e não isolados, e as tipologias mais comuns são *Boost-Bidirecional*, *Half-bridge* e *Buck-Boost* bidirecional [19].

Contudo, estes dispositivos apresentam algumas desvantagens, tais como altas tensões, elevadas correntes de *ripple*, e elevadas interferências eletromagnéticas (EMI) [20].

Capítulo 5

Conversor *Buck* síncrono DC/DC

Com o objetivo de comparar a performance de dispositivos semicondutores de Si com as suas contrapartes de banda proibida, foi desenvolvido um modelo de um conversor síncrono de corrente contínua de “*step-down*” ou “*Synchronous buck converter*”. Para o desenvolvimento do modelo foi utilizado o *software* PLECS.

5.1 Descrição

O modelo desenvolvido trata-se de um conversor otimizado para funcionar com elevadas frequências de comutação, que permite fazer uma análise comparativa entre as performances entre os MOSFET de Si e os transístores de GaN, em termos de perdas de comutação, desempenho térmico e eficiência do conversor.

O conversor foi pensado para baixar tensão de 48V para 12V fornecendo uma corrente de saída de 5A durante operações de comutação à frequência de 500kHz.

Escolheu-se este perfil, pois são conversores amplamente utilizados em aplicações modernas, nomeadamente veículos elétricos, na alimentação de módulos de 12V presentes nos mesmos, aproveitando a vantagem de menor volume dos componentes e melhor resposta a transientes de carga.

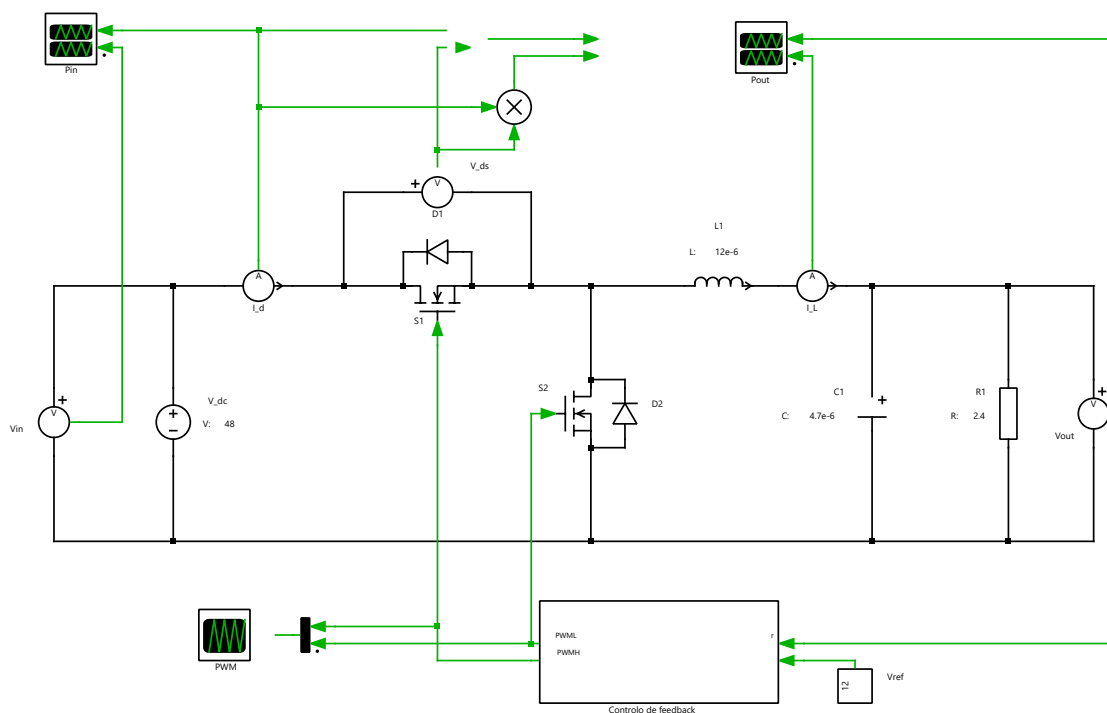


Figura 7- Modelo do circuito do conversor DC-DC utilizado no desenvolvimento do trabalho (conversor *buck*)

Perfil do conversor:

- **Input:** 48V
- **Output:** 12V
- **Corrente na carga:** ~5A
- **Frequência de comutação:** 500kHz

O circuito consiste numa fonte de alimentação de 48V em corrente contínua, dois dispositivos de comutação, o dispositivo conectado ao lado superior S1, e o dispositivo conectado do lado inferior S2, que serão ou dois MOSFET de Si, ou dois HEMT de GaN dependendo de qual circuito que esteja a ser analisado. Contem um filtro LC, constituído pela bobina L1, e o condensador C1, uma resistência R2 como carga fixa e uma carga periódica. O modelo apresentado é um circuito de malha fechada, composto por um controlador (controlo de *feedback*) que faz a gestão do sinal que alimenta o *gate* dos transístores S1 e S2.

Para além dos elementos mencionados, o circuito integra elementos de medição amperímetros representados na figura por (A) e voltímetros representados por (V) conectados

a scopes, que permitem analisar as formas de onda e o funcionamento do circuito. Foram analisados:

- Tensão de entrada (V_{in})
- Corrente do dreno fonte do MOSFET superior (I_d)
- A tensão dreno fonte do MOSFET superior (V_{ds})
- Corrente na bobine (I_L)
- Tensão na carga (V_{out})
- Tensão no *gate* dos MOSFET / HEMT superior (Sinal PWM MOSFET superior)
- Tensão no *gate* dos MOSFET / HEMT inferior (Sinal PWM MOSFET inferior)

A potência de saída (P_{out}) foi determinada a partir do valor médio obtido nos *scopes*, correspondente ao produto entre a tensão de saída (V_{out}) e a corrente no indutor (I_L), após o conversor atingir o regime permanente. Da mesma forma, a potência de entrada (P_{in}) foi calculada com base no valor médio da multiplicação entre a tensão de entrada (V_{in}) e a corrente de entrada (I_d), garantindo assim uma avaliação precisa do desempenho do conversor em condições estáveis de operação.

5.1.1 Filtro LC

O desempenho de um *conversor buck* depende inequivocamente da escolha do indutor e do condensador. Estes componentes influenciam diretamente o *ripple* da tensão de saída, a resposta a variações de transientes e estabilidade geral do sistema.

Os valores teóricos do conversor foram estimados com base na tensão de entrada e saída, corrente da carga, o *ripple* desejado e a frequência de comutação.

O filtro LC é composto pela bobina L1, cuja indutância foi calculada através da seguinte equação:

$$L = \frac{V_{out}}{r * I_{out} * f} * (1 - D) \quad (1)$$

Onde V_{out} representa a tensão de entrada, I_{out} a corrente de saída, f a frequência de comutação, D o *duty cycle* que foi calculado usando a equação:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 0,25 \quad (2)$$

Então considerando um *ripple* $r \sim 30\%$,

$$L = \frac{12}{0,3 * 5 * 500 * 10^3} * (1 - 0,25) \approx 12\mu H \quad (3)$$

Relativamente à capacidade do condensador C1, calculou-se para um *ripple* $\Delta V_{out} < 1\%$:

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 * f * \Delta V_{out}} \dots \quad (4)$$

$$C = \frac{1,5}{8 * 500 * 10^3 * 0,12} \approx 3,125\mu F$$

Sendo que para efeitos de simulação consideram-se:

- $L1 = 12\mu H$
- $C1 = 4,7\mu F$

Após a determinação dos valores teóricos para o indutor e o condensador, procedeu-se à simulação do conversor no *PLECS*, utilizando os valores mencionados.

A simulação foi realizada com comutadores ideais (*ideal switches*), de forma a validar o dimensionamento teórico do filtro LC sem a influência de perdas associadas aos comutadores reais.

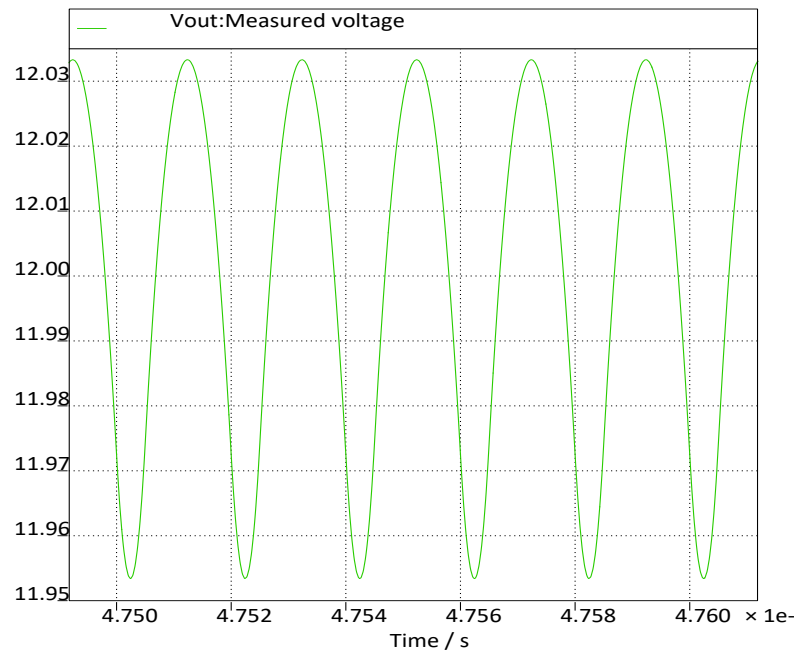


Figura 8- *Ripple* da tensão de saída do conversor simulado com valores da indutância e capacidade calculados

Os resultados obtidos demonstram que o filtro LC foi corretamente dimensionado, garantindo uma tensão de saída estável e com *ripple* inferior a 1% (aproximadamente 0.08Vpp -figura 8.), conforme o especificado no projeto.

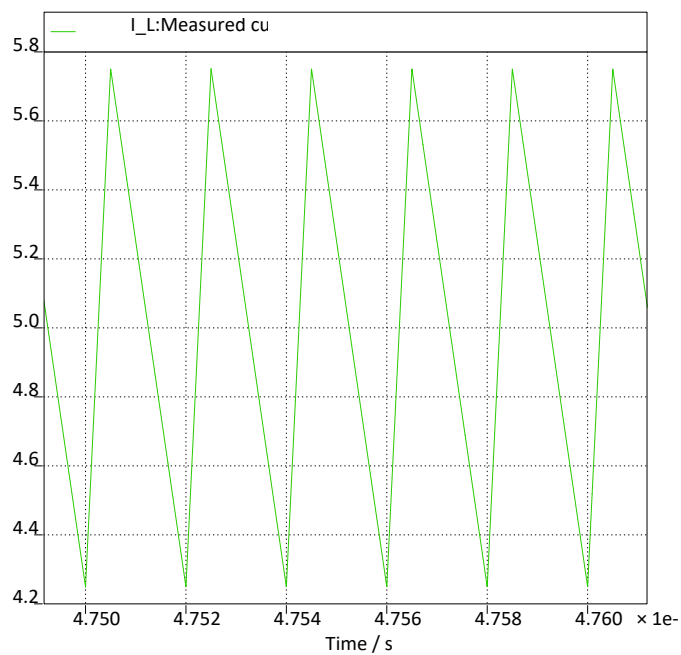


Figura 9- *Ripple* da corrente do indutor do conversor simulado com valores da indutância e capacidade calculados

Na figura 9. também é possível observar que a corrente na bobine L1 apresenta um *ripple* de 30% (aproximadamente 1.5A), em concordância com o valor definido no dimensionamento teórico, confirmando o funcionamento do conversor em regime de condução contínua (CCM).

5.1.2 Perfil da carga

Para a análise inicial do conversor *buck* foi considerada uma carga puramente resistiva de $R_1=2,4\Omega$, correspondente a uma corrente de aproximadamente 5A para a tensão de saída nominal de 12V.

Esta configuração permitiu avaliar o comportamento do conversor em condições estáveis de regime permanente, servindo como base de validação do modelo e do dimensionamento do filtro LC.

Nos ensaios apresentados no Capítulo 6, serão adotados outros perfis de carga, de forma a estudar o desempenho do conversor perante variações da corrente da carga.

5.1.3 Controlador

O controlador da malha de *feedback* implementado e representado na figura 11, consiste num controlador *PI* e um gerador de PWM que controla o *gate* dos transístores do lado alto e do lado baixo, simultaneamente.

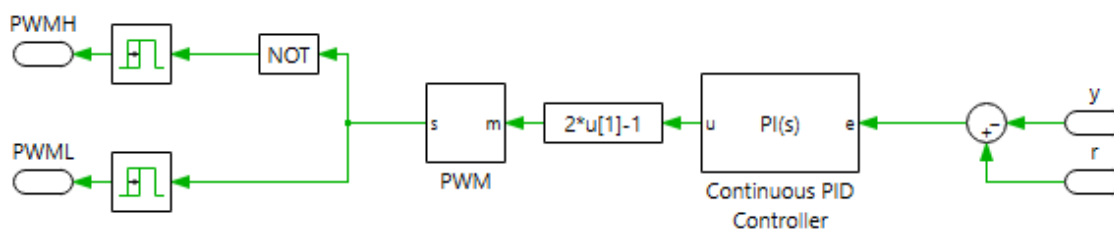


Figura 10- Subsistema do controlo de malha fechada ou controlador de *feedback*

O subsistema apresentado na figura 10. representa os blocos que fazem a lógica de controlo do conversor, representado na figura 7 por “Controlo de *feedback*”.

Neste projeto foi implementado uma estratégia de controlo com base na tensão de saída do conversor *buck*. Utilizou-se um controlador proporcional-integral ou controlador *PI*. A tensão de saída V_{out} é controlada pelo ajuste do *duty cycle* do sinal de *pulse with modulation* (PWM) através da comparação com o valor fixo da tensão de referência *r*.

O método de funcionamento baseia-se na medição contínua da tensão de saída, monitorizada pelo bloco *scope* V_{out} (figura 7), e comparando-a com valor de referência r definido a 12V. A diferença de ambos gera um valor de erro, $e = r - y$ (Figura 10), depois processado pelo controlador PI, implementado pelo bloco disponível na biblioteca do *PLECS Control>Continuous>Continuous PID Controller*, representado na figura 10. É então gerado um sinal de controlo u . Utilizou-se a função de mapeamento $2u(1) - 1$, de forma gerar um sinal PWM bipolar [-1, 1] compatível do bloco PWM com a finalidade de controlar uma tipologia de meia ponte. Por fim, o sinal é processado pelo bloco “*Symmetrical PWM*”, que gera um pulso capaz de controlar os *gates* dos transístores de lado alto PWMH e de lado baixo PWML.

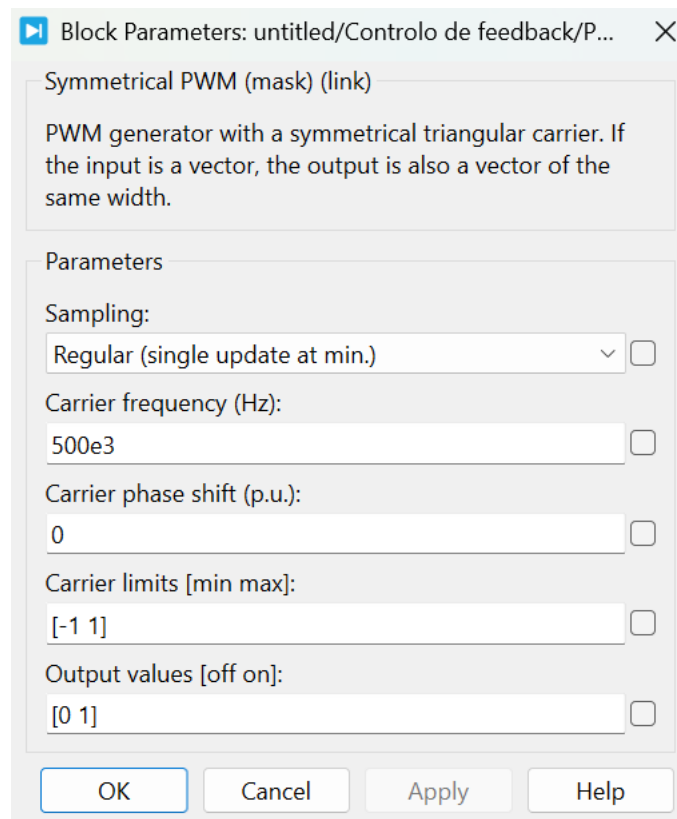


Figura 11- Configuração do Gerador de PWM e *Gate driver*

A figura 11. representa a configuração do bloco *PLECS Symmetrical PWM* utilizado no modelo. Nele foram definidos os seguintes parâmetros:

- *Sampling: Regular (single update at min.)* a atualização do sinal de *duty cycle* ocorre uma vez por período de comutação, resultando num padrão de PWM simétrico;

- Frequência de comutação f : 500kHz, corresponde à frequência escolhida para a análise;
- Desfasamento de fase: 0, dado que o conversor é monofásico e utiliza uma única portadora, não existe necessidade de aplicar desfasamento de fase;
- Limites do sinal: Entre -1 e 1, assegura a compatibilidade com o sinal modulado proveniente do controlador;
- Limites de saída: 0 e 1, define os níveis lógicos de saída correspondente ao estado de comutação.

Foi ainda adicionado um bloco de *delay* “*Turn-on Delay*” com o objetivo de fazer a gestão do tempo morto entre os sinais de PWM (PWMH e PWML), evitando que os dois se intersejem durante transições, de forma a evitar *overshoots* que prejudiquem a performance do conversor *buck* (Figura 12). Este fenómeno pode ocorrer porque os dispositivos de comutação não se ligam ou desligam de forma instantânea.

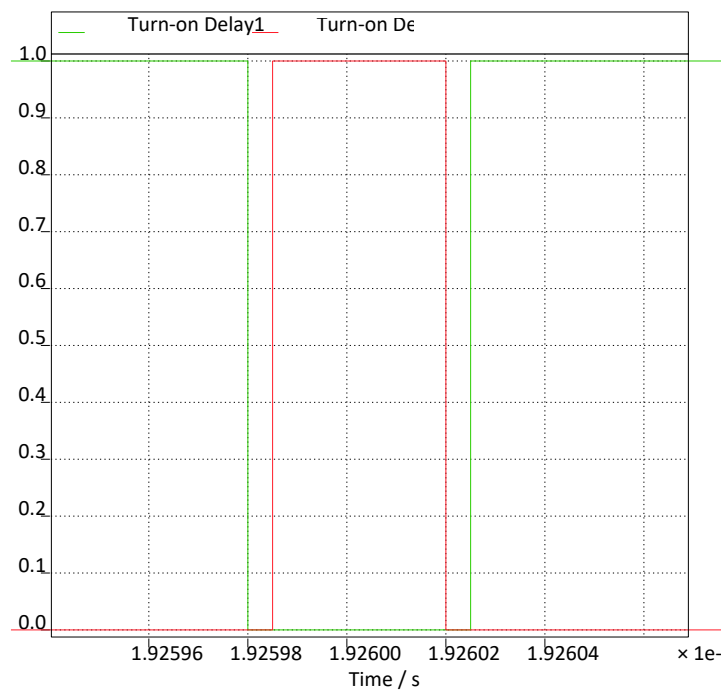


Figura 12- Sinais PWM do conversor evidenciando o tempo morto entre transições

Nos ensaios do Capítulo 6, os valores do tempo morte serão ajustados conforme as características reais dos comutadores utilizados, com base nos dados (*turn on e turn off delays*) fornecidos nas respectivas fichas técnicas de cada dispositivo.

A tabela 3. serve para clarificar cada bloco presente no controlador de *feedback*.

Tabela 3- Processo detalhado da malha de *feedback* do conversor

Bloco	Função
Voltímetro	Mede a tensão de saída em tempo real (V_{out})
Constante – Gerador Referência	Define a tensão objetivo - 12V
Soma – Gerador de Erro	Calcula o erro: $V_{ref} - V_{out}$
Controlador PI	Processa o erro. Gera o sinal de controlo (<i>Duty-cycle</i>)
$2u(1) - 1$	Gera um sinal bipolar compatível com o bloco PWM
<i>Symmetrical PWM</i>	Gera o sinal de PWM para os transístores S1 e S2 em topologia de meia ponte.
<i>Turn On Delay</i>	Faz a controlo do tempo-morto entre os dois sinais PMWH e PMWL.

5.2 Princípio de funcionamento

Para um melhor entendimento dos princípios de funcionamento do conversor *buck* síncrono, este subcapítulo apresenta um modelo de circuito mais simplificado e analisa os principais intervalos de comutação do mesmo. A descrição foca-se na corrente e tensão dos componentes chave do circuito (*MOSFET* superior, *MOSFET* inferior, indutor e condensador), após o conversor atingir o regime permanente.

Esta análise fornece uma base para identificar os principais mecanismos de perdas em cada intervalo de comutação.

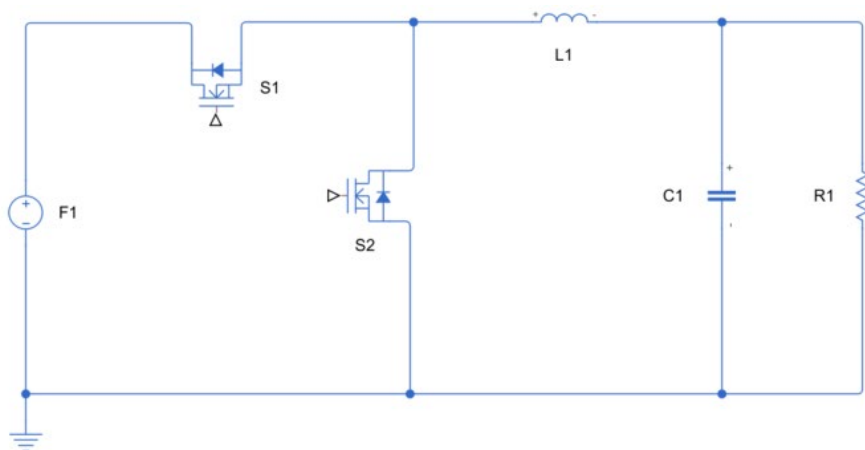


Figura 13- Modelo simplificado do conversor *buck* síncrono

O modelo simplificado da figura 14 permite realçar os princípios fundamentais de funcionamento sem a complexidade do controlo ou transitórios parasitas. Num regime de condução contínua, podemos dividir os ciclos de operação do conversor em essencialmente três períodos:

- t_0 a t_1 – S1 está ON e S2 está OFF
- t_1 a t_2 – S1 está OFF e S2 está OFF
- t_2 a t_3 – S1 OFF e S2 está ON

Durante o intervalo **t_0 a t_1** o transístor superior S1 encontra-se no estado ligado e o transístor inferior S2 permanece no estado de desligado.

- A tensão de entrada V_{in} é aplicada diretamente sobre a indutância L1.
- A corrente na bobine L1 aumenta de acordo com:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \quad (5)$$

Onde V_{in} representa a tensão da fonte, V_{out} representa a tensão de saída e L a indutância de L1.

O fluxo de corrente dá-se da fonte F1 através do trânsito S1, pelo indutor L1 até à carga R. Neste intervalo o condensador C1 é carregado.

A figura 14 representa o fluxo de corrente neste intervalo.

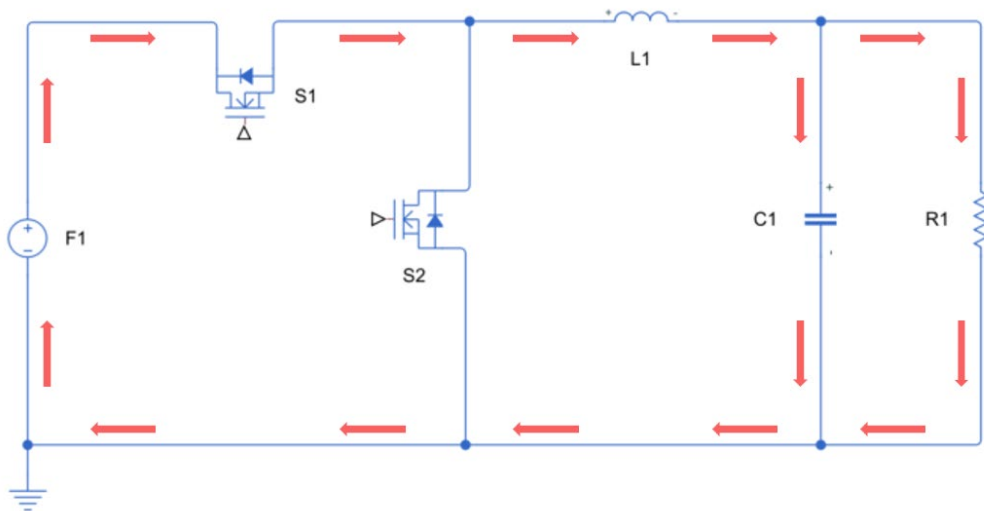


Figura 14- Fluxo da corrente do conversor *buck* durante o período t_0 a t_1

Durante o seu período de condução o, transistor S1 dissipa potência através da sua resistência $R_{DS(on)}$:

$$P_{cond,S1} = I_{RMS,S1}^2 * R_{DS(on),S1} \quad (6)$$

Onde a $R_{DS(on),S1}$ é a resistência entre dreno e a fonte do MOSFET superior S1, e $I_{RMS,S1}^2$ é valor efetivo da corrente que atravessa o MOSFET S1, dado pela equação 7:

$$I_{RMS,S1}^2 = D * \left(I_{out}^2 + \frac{\Delta I_{L1}^2}{12} \right) \quad (7)$$

Em que D , representa o *duty cycle* e I_{out} o valor da corrente na carga.

Assim a potência dissipada por condução do MOSFET superior S1, durante o intervalo de condução t_0 a t_1 , é:

$$P_{cond,S1} = D * \left(I_{out}^2 + \frac{\Delta I_{L1}^2}{12} \right) * R_{DS(on)} \quad (8.1)$$

No entanto, se o valor do *ripple* da corrente do indutor L1 for aproximadamente constante, pode ser desprezado. Sendo assim, a equação 8.1 pode ser simplificada:

$$P_{cond,S1} = D * I_{out}^2 * R_{DS(on)} \quad (8.2)$$

O intervalo **t1 a t2** é o intervalo de transição onde o MOSFET S1 altera o seu estado para não condução e o MOSFET inferior S2 aguarda para passar ao estado onde de condução.

A este período chama-se de tempo morto. Este período existe para evitar que o MOSFET superior S1 e o inferior S2 entrem em condução ao mesmo tempo.

Neste período:

- Ambos MOSFET S1 e S2 estão desligados;
- A corrente na bobine L1 mantém-se contínua e estável;
- A corrente flui através do díodo interno do MOSFET inferior S2;
- O Condensar C1 descarrega e fornece energia à carga.

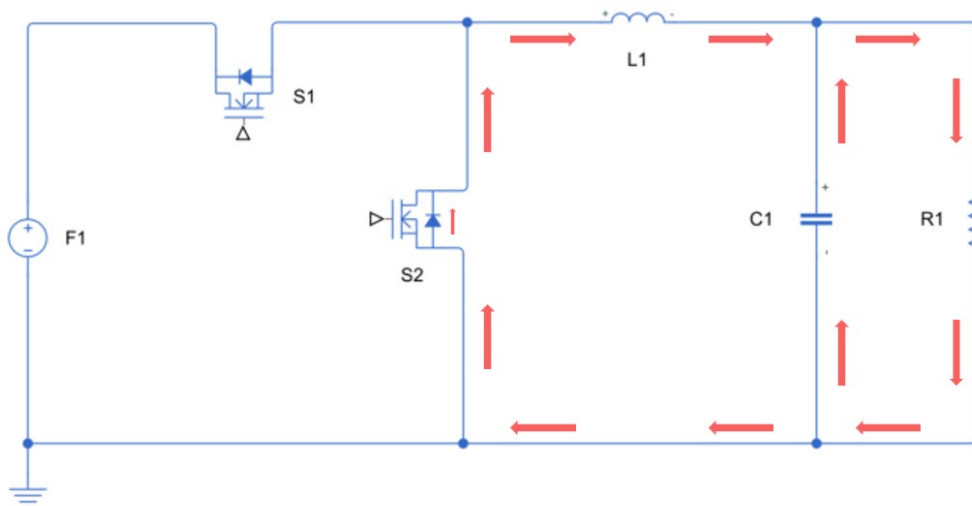


Figura 15- Fluxo da corrente no conversor *buck* durante o intervalo de tempo t1 a t2

Durante este período a potência dissipada no díodo é igual:

$$P_{diodo} = V_f * I_{RMS,D} \quad (9)$$

Onde $I_{RMS,D}$ é o valor eficaz da corrente que atravessa o díodo, enquanto V_f é o valor da tensão direta do mesmo.

Por último, durante o intervalo de **t2 a t3**, o MOSFET inferior S2 passa para o estado de condução, enquanto o MOSFET superior S1 permanece desligado. Nesta fase o nó de comutação é forçado a potencial de massa, e o indutor, continua a fornecer energia à carga.

Como a tensão no nó de comutação é nula, o indutor L1 fica submetido a uma tensão negativa, a corrente diminui, transformando-se num sinal triangular, de acordo com:

$$\frac{dI_L}{dt} = -\frac{V_{out}}{L} \quad (10)$$

Durante este intervalo, o indutor liberta a energia armazenada e descarrega, o condensador C1 contribui para manter a tensão de saída estável e a carga continua a ser alimentada.

O Fluxo da corrente é dado pela figura 16.

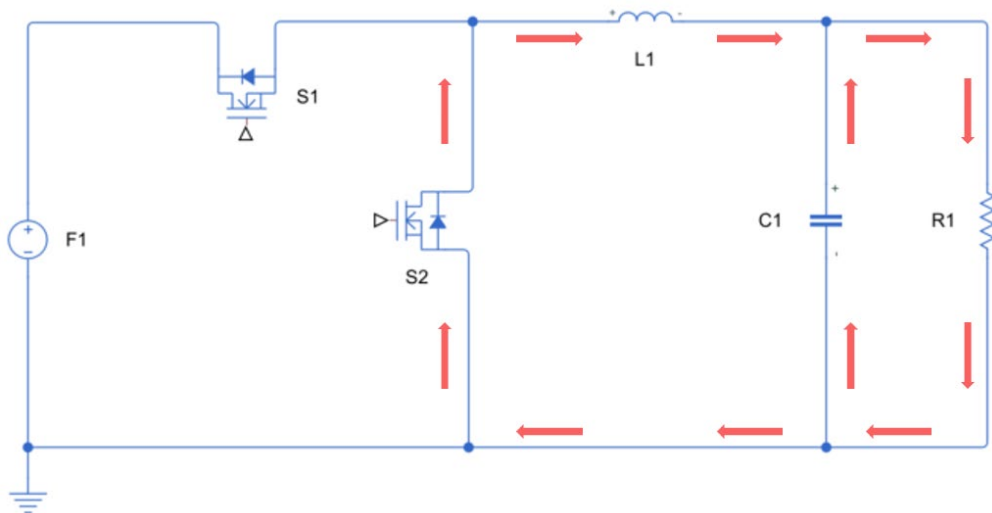


Figura 16- Fluxo da corrente no conversor *buck* durante o intervalo de tempo t2 a t3

A potência dissipada durante este intervalo é dada durante a condução do MOSFET inferior S2, que ocorre devido à sua resistência $R_{DS(on)}$:

$$P_{cond,S2} = I_{RMS,S2}^2 * R_{DS(on),S2} \quad (11)$$

Onde a $R_{DS(on),S2}$ é a resistência entre dreno fonte do MOSFET em condução inferior S2, e $I_{RMS,S2}^2$ é valor efetivo da corrente que atravessa o MOSFET S2, calculado pela equação 12:

$$I_{RMS,S2}^2 = (1 - D) * (I_{out}^2 + \frac{\Delta I_{L1}^2}{12}) \quad (12)$$

Assim a potência dissipada por condução do MOSFET superior S1, durante o intervalo de condução t2 a t3, é:

$$P_{cond,S2} = (1 - D) * \left(I_{out}^2 + \frac{\Delta I_{L1}^2}{12} \right) * R_{DS(on)} \quad (13.1)$$

Se o valor do *ripple* da corrente no indutor puder ser desprezado, então a potência dissipada por condução no MOSFET inferior S2 é:

$$P_{cond,S2} = (1 - D) * I_{out}^2 * R_{DS(on)} \quad (13.2)$$

Acrescentando a isto, durante os três diferentes intervalos de comutação a corrente da bobina L1 nunca cai a zero, portanto estamos perante um CCM o que faz com que a bobina também dissipe calor durante este processo. Então a potência dissipada pela bobina é calculada da seguinte maneira:

$$P_{cond,L1} = I_{RMS,L1}^2 * R_{DC,L} \quad (14)$$

Onde $R_{DC,L}$ a resistência DC do indutor e $I_{RMS,L1}^2$ representa o valor eficaz da corrente na bobina L1 durante os intervalos de condução:

$$I_{RMS,L1}^2 = \left(I_{out}^2 + \frac{\Delta I_{L1}^2}{12} \right) \quad (15)$$

No entanto, desprezando o valor do *ripple* da corrente de L1, a equação 14 passa:

$$P_{cond,L1} = I_{out}^2 * R_{DC,L} \quad (16)$$

Para além das perdas de condução, num conversor *buck* existem outras perdas que devem também ser consideradas tais como as perdas de comutação. As perdas por comutação, são associadas ao tempo em que os transístores de potência mudam de estado, ou seja, durante

o período transitório de passagem a condução e paragem de condução. Em modelos com frequência de comutação elevadas, estas perdas podem ter um peso significativo, uma vez, que a energia dissipada por unidade de tempo é alta. A comutação dá-se quando a corrente que atravessa o transístor começa a aumentar enquanto a tensão (base / emissor ou dreno coletor) começa a diminuir até que este esteja completamente saturado. Deste processo de transição de ON para OFF, e vice-versa, resulta a dissipação de potência.

Durante o intervalo **t0 a t1** o MOSFET superior S1 passa para o estado de condução, quando este liga, a potência dissipada pela sobreposição da tensão com a corrente é dada pela seguinte equação:

$$P_{sw,S1} = \frac{1}{2} * V_{in} * I_{RMS,L1} (t_{on,S1} + t_{off,S1}) * f_{sw} \quad (17.1)$$

Em que a V_{in} é a tensão de entrada, $I_{RMS,L1}$, a corrente de comutação que é igual ao valor efetivo da corrente no indutor L1, t_{on} o tempo que o MOSFET S1 demora a ligar, t_{off} o tempo que o MOSFET S1 demora a desligar, e f_{sw} a frequência de comutação.

Desprezando novamente o *ripple* da corrente do indutor resulta:

$$P_{sw,S1} = \frac{1}{2} * V_{in} * I_{out} (t_{on,S1} + t_{off,S1}) * f_{sw} \quad (17.2)$$

Entre o intervalo **t1 a t2** tanto S1 como S2 estão desligados logo não temos perdas de comutação, como este intervalo é muito curto, todas as outras perdas podem ser desprezadas.

Por fim, para o período de t2-a t3, o MOSFET inferior S2 altera o estado, passando então a conduzir corrente, assim a potência dissipada por comutação no MOSFET S2 é:

$$P_{sw,S2} = \frac{1}{2} * V_f * I_{RMS,L1} (t_{on,S2} + t_{off,S2}) * f_{sw} \quad (18.1)$$

Onde V_f corresponde à tensão do diodo de corpo do MOSFET.

Desprezando novamente o *ripple* da corrente do indutor resulta:

$$P_{sw,S2} = \frac{1}{2} * V_f * I_{out} (t_{on,S2} + t_{off,S2}) * f_{sw} \quad (18.2)$$

Tendo as equações anteriores, é possível estimar a potência total dissipada do conversor *buck*:

$$P_{diss} = P_{cond,S1} + P_{cond,S2} + P_{cond,L1} + P_{sw,S1} + P_{sw,S2} \quad (19.1)$$

Substituindo com base nos pressupostos acima, resulta a equação:

$$P_{diss} = I_{out}^2 (D * (R_{DS(on),S1} - R_{DS(on),S2}) + R_{DS(on),S2} + R_{DC,L1}) + \frac{(t_{on} - t_{off}) * f_{sw}}{2} (V_{in} + V_f) \quad (19.2)$$

Capítulo 6

Simulação e Resultados

6.1 Metodologia

A comparação entre semicondutores Si e GaN tornou-se central no estudo de conversores de potência de alta frequência. O objetivo deste capítulo é detalhar a abordagem seguida na modelação dos dispositivos do modelo apresentado no capítulo 5 desenvolvido em *PLECS*, justificar os parâmetros escolhidos e discutir as diferenças fundamentais de comportamento entre as duas tecnologias de semicondutores.

O ambiente de simulação utilizado do *PLECS* fornece modelos genéricos de MOSFETs do tipo *n-channel* que permitem a parametrização de elementos elétricos tais como a resistência de dreno fonte em condução $R_{DS(on)}$, os tempos de subida t_r e tempos de descida t_f dos comutadores, bem como parametrização de díodos com recuperação reversa, tornando possível analisar o conversor com perdas de condução e comutação realistas. No entanto, não existe um bloco nativo para transístores de GaN. Para ultrapassar essa limitação, foi necessário adaptar o modelo MOSFET convencional, de forma a aproximar as suas características às de um HEMT de GaN real, como a inclusão de um díodo sem recuperação reversa. Para a parametrização do HEMT de GaN recorreu-se a parâmetros extraídos da ficha técnica do Infineon IGLD65R140D2 disponíveis na tabela 5. Para a modelação do MOSDET de Si recorreu-se a parâmetros extraídos da ficha técnica do Infineon IPB60R060P7, disponíveis na tabela 4.

Tabela 4- Dados da ficha técnica referentes ao MOSFET de Si IPB60R060P7 da Infineon [21]

Parâmetros	Descrição	Valor	Unidade
$V_{DS} @ T_{j,max}$	Tensão Dreno-Fonte	650	V
$R_{DS(on)}$	Resistência Dreno-Fonte em condução	60	mΩ
I_D	Corrente de Dreno	30	A
$t_{d(on)}$	<i>Turn-on delay</i>	23	ns
$t_{d(off)}$	<i>Turn-off delay</i>	79	ns
t_r	Tempo de subida	12	ns
t_f	Tempo de descida	4	ns
V_{SD}	Queda de tensão direta do díodo interno	0.9	V
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa	254	ns
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa	2.9	μC

Tabela 5- Dados da ficha técnica referentes ao FET de GaN IGLD65R140D2 da Infineon [22]

Parâmetros	Descrição	Valor	Unidade
$V_{DS} @ T_{j,max}$	Tensão Dreno-Fonte	650	V
$R_{DS(on)}$	Resistência Dreno-Fonte em condução	170	mΩ
I_D	Corrente de Dreno	23	A
$t_{d(on)}$	<i>Turn-on delay</i>	7	ns
$t_{d(off)}$	<i>Turn-off delay</i>	10	ns
t_r	Tempo de subida	7	ns
t_f	Tempo de descida	23	ns
V_{SD}	Queda de tensão inversa Fonte-Dreno	2.0	V
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa	0	ns
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa	0	μC

6.2 Principais diferenças

Velocidade de comutação – O FET de GaN apresenta tempos de subida e descida de corrente e tensão muito mais curtos devido à sua menor carga de porta e ausência de recuperação reversa. Isso traduz-se em menores perdas de comutação. Já os MOSFET de Si apresentam tempos de comutação significativamente mais longos, aumentando as perdas em regimes de alta frequência como os 500 kHz adotados neste modelo.

Perdas de condução – Sendo a $R_{DS(on)}$ do FET de GaN superior à do MOSFET de Si em determinadas gamas de tensão, e sendo a energia dissipada por condução dada por $I^2 * R_{DS(on)}$, as perdas por condução serão superiores nos FET de GaN. Apesar de em cargas elevadas estas perdas poderem ser relevantes, em cargas pequenas (como 5A neste caso), as perdas por condução não comprometem a vantagem global de eficiência do GaN.

Para quantificar, consideram-se os valores iniciais do modelo do conversor *buck* proposto, bem como as características dos transístores apresentadas na Tabela 4 e Tabela 5. A estimativa baseou-se nas equações (8.2) e (13.2). Desta forma, obtém-se que as perdas por condução para os MOSFETs de Si são na ordem dos 1.5W e para os HEMTs de GaN são aproximadamente de 4.8W. Contudo, esta penalização em regime de condução será compensada por perdas de comutação bastante inferiores.

Recuperação reversa – Uma diferença crítica é a ausência de diodo interno com recuperação reversa no transístor de GaN. Isso elimina um dos principais mecanismos de dissipação de energia nos MOSFETs dos tradicionais de Si, principalmente em topologias síncronas, que usam o diodo interno para condução durante os períodos de tempo morto.

Tabela 6- Diferenças chave entre o MOSFET de Si e o FET de GaN [23]

Características	Si MOSFET	GaN FET
Perdas por comutação	Superior	Inferior
Perdas por condução	Moderado	Ligeiramente superior (depende da $R_{DS(on)}$)
Recuperação reversa	Significante	Desprezável (s/ diodo interno)
Rapidez de comutação	Lento	Rápido

Desta forma, a abordagem seguinte foi parametrizar os dois tipos de dispositivos com base em valores realistas de $R_{DS(on)}$, V_{SD} , t_r , t_f , t_{rr} .

6.3 Parametrização

Nesta simulação replicou-se o comportamento real dos semicondutores já apresentados nos capítulos anteriores, MOSFET de Si IPB60R060P7 e HEMT de GaN IGLD65R140D2 da Infineon através da parametrização dos blocos do PLECS.

A parametrização foi efetuada integralmente no PLECS, recorrendo aos blocos de MOSFET e díodos disponíveis na biblioteca *Electrical > Power Semiconductors*. O PLECS permite representar de forma explícita as perdas de comutação, através da definição dos tempos de subida t_r , descida t_f . Adicionalmente, incluiu-se díodos associados a cada transístor para representar adequadamente o comportamento a cada tecnologia.

No modelo de Si, foram adicionados díodos com tempo de recuperação reversa t_{rr} , e carga de recuperação reversa Q_{rr} , estes parâmetros foram definidos conforme os valores da ficha técnica, reproduzindo as perdas adicionais durante a comutação dos MOSFETs convencionais.

No modelo de GaN, por outro lado, foram incluídos díodos ideais sem recuperação reversa ($Q_{rr} = 0$ e $t_{rr} = 0$), apenas para representar a tensão de condução reversa (V_{SD}) do dispositivo durante o tempo de condução. Esta abordagem permite refletir fielmente o comportamento dos transístores HEMT.

Os valores utilizados na parametrização dos dois HEMTs (superior e inferior) do modelo de GaN foram os apresentados na figura 18.

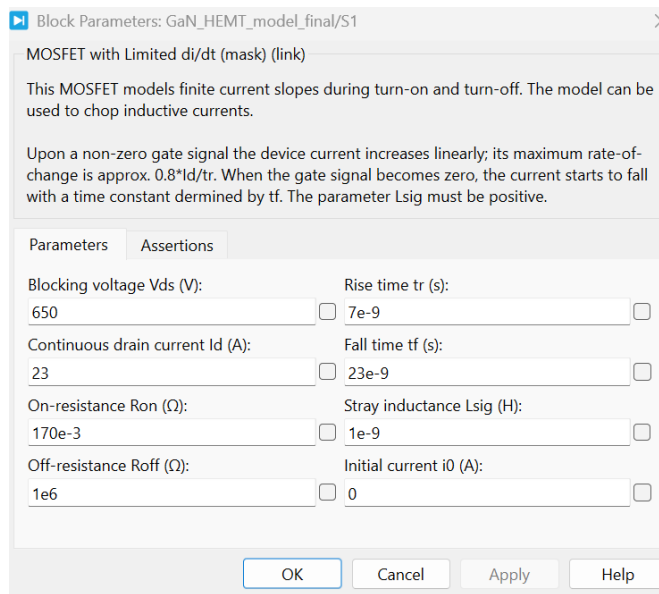


Figura 17- Parâmetros usados na simulação para o modelo com HEMT de GaN

Tal como no caso do GaN, também foram configurados os parâmetros correspondentes ao MOSFET de Si, num outro modelo comparativo. A figura 19 apresenta os parâmetros utilizados para a modelação do MOSFET superior e inferior do modelo de Si.

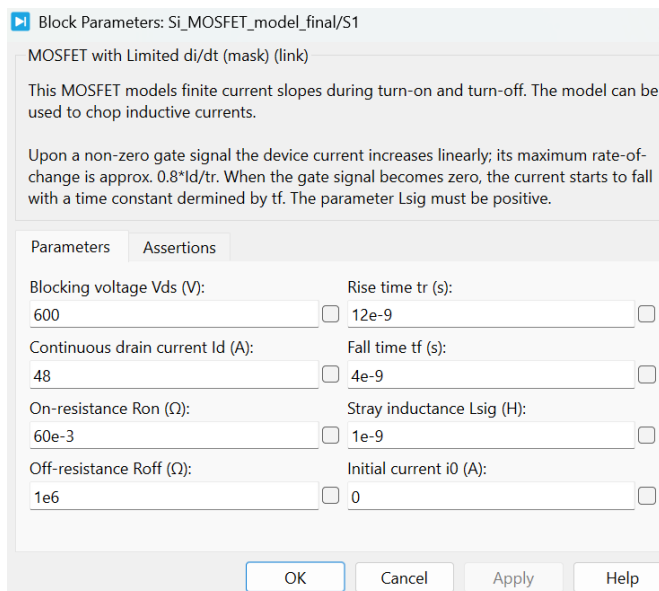


Figura 18- Parâmetros usados na simulação para o modelo com MOSFETs de Si

Todos os valores foram obtidos diretamente das fichas técnicas dos respetivos dispositivos (Infineon IGLD65R140D2 e Infineon IPB60R060P7), garantindo uma modelação realista e comparável entre as duas tecnologias.

Relativamente ao tempo morto entre os comutadores superior e inferior, este foi definido com base nos tempos de comutação reais (*turn-on delay* $t_{d(on)}$ e *turn-off delay* $t_{d(off)}$) de cada comutador, de forma a evitar sobreposição de condução e garantir transições seguras. Os valores correspondentes foram retirados diretamente das fichas técnicas de cada dispositivo, assegurando que o modelo reflete o comportamento dinâmico real durante a comutação.

Assim, para o MOSFET de Si (IPB60R060P7), que apresenta tempos de atraso mais elevados, foi adotado um tempo morto de 90ns. Já para o HEMT de GaN (IGLD65R140D2), caracterizado por tempos de atraso muito inferiores, definiu-se um tempo morto de 20ns.

6.4 Resultados obtidos

O ambiente de simulação foi configurado para reproduzir as condições de operação de um conversor *buck* síncrono com as seguintes características:

- Entrada: 48V DC;
- Saída: 12V DC;
- Corrente na carga: $\leq 5A$;
- Frequência de comutação: 500kHz;
- Controlo: PI em modo de tensão;

Foram simulados e analisados dois modelos *PLECS* diferentes. Um modelo composto por dois MOSFETS de Si (superior e inferior), e um outro com dois transístores de GaN (superior e inferior).

Os MOSFETS de Si são da referência IPB60R060P7 do fabricante Infineon, do tipo *n-channel* projetado para alta eficiência energética com baixa resistência dreno fonte em condução ($R_{DS(on)}$), elevada robustez e adequado tanto para *hard switching* como para *soft switching*, com elevada proteção contra descargas electroestáticas (ESD), tem capacidade de comutação rápida adequado para frequências de comutação elevadas [21]. As principais características encontram-se apresentadas no subcapítulo 5.1, tabela 4.

Os transístores estudados de GaN são da referência IGLD60R19D1 também do fabricante Infineon, são HEMT, também *n-channel* do tipo *e-mode*, ou seja, normalmente desligado. Estes transístores são especialmente fabricados para aplicações de alta eficiência e alta densidade de potência. Adequado para operar em frequências muito elevadas e em topologias de meia ponte como é o caso deste conversor. As principais características estão referenciadas na tabela 5. do subcapítulo 5.1.

A análise de dois modelos permitiu facilmente alternar entre MOSFETs de Si e os HEMTs de GaN, mantendo todos os restantes parâmetros constantes. Isto permitiu uma análise direta da influência que os diferentes semicondutores têm no desempenho do conversor *buck*.

As métricas avaliadas foram as seguintes:

- Forma de onda em regime transitório em regime permanente (tensões e correntes);
- Perdas totais do conversor (condução e comutação)
- Eficiência energética global

6.4.1 Regime transitório e regime permanente

A Primeira análise focou-se no comportamento dinâmico do conversor *buck*. Verificou-se a sua estabilidade e capacidade de regulação.

De um modelo geral, os dois modelos apresentaram:

- **Tensão nos Terminais dos transístores:** Mostra um padrão de comutação a operar a 500kHz.
- **Corrente do indutor L1:** Modo CCM, com um *ripple* de 30%.
- **Tensão de saída:** Mantem-se nos 12V DC com *ripple inferior a 1%*

Com o MOSFET de Si

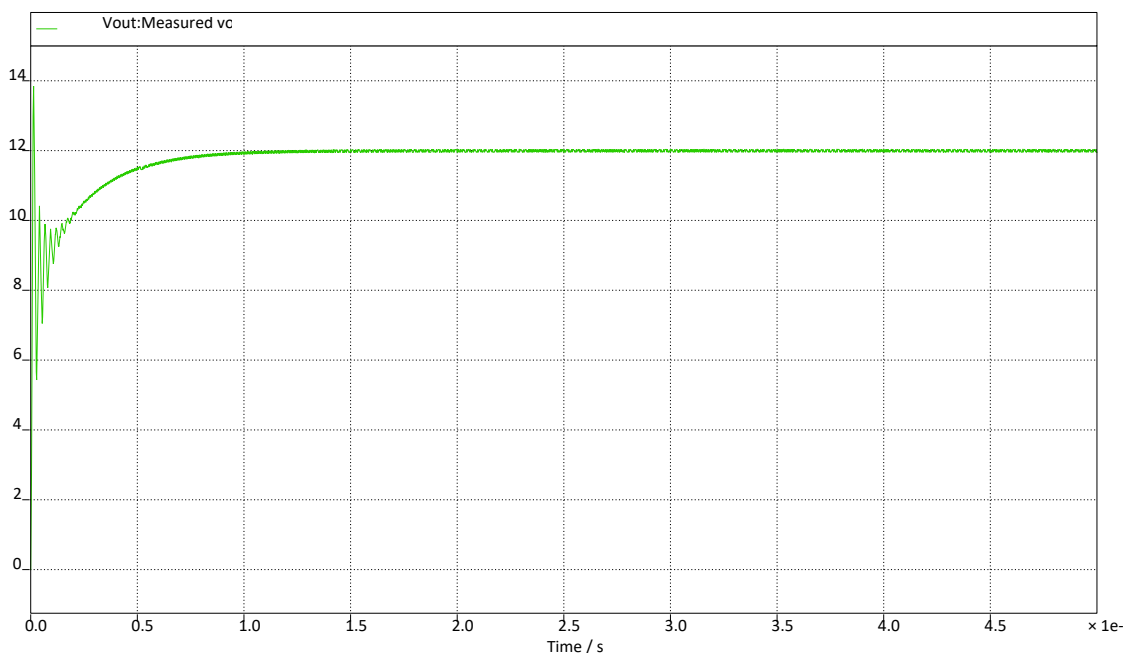


Figura 19- Comportamento da tensão de saída de 12V com o modelo de Si

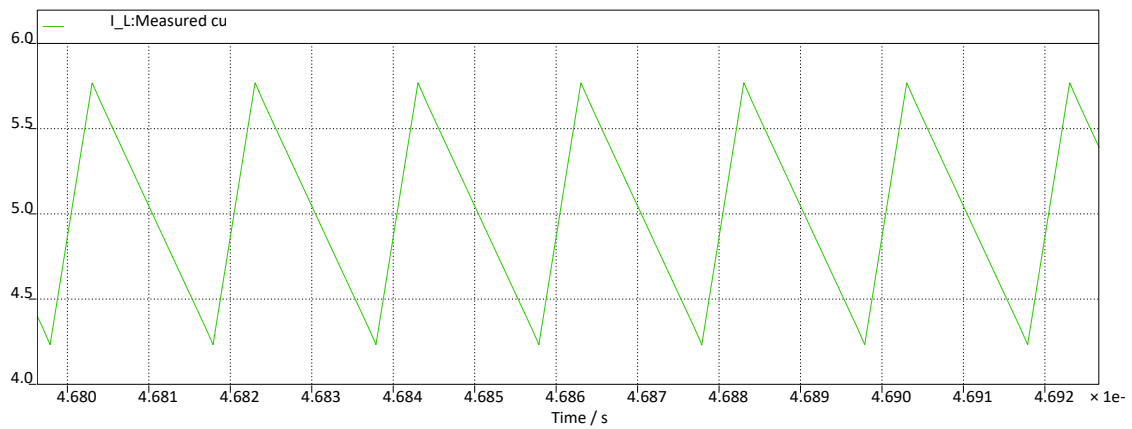


Figura 20- Corrente na bobine L1 com o modelo de Si

A figura 19 e 20 mostram-nos as formas de onda da simulação para a simulação com os semicondutores e Si.

Com HEMTs de GaN

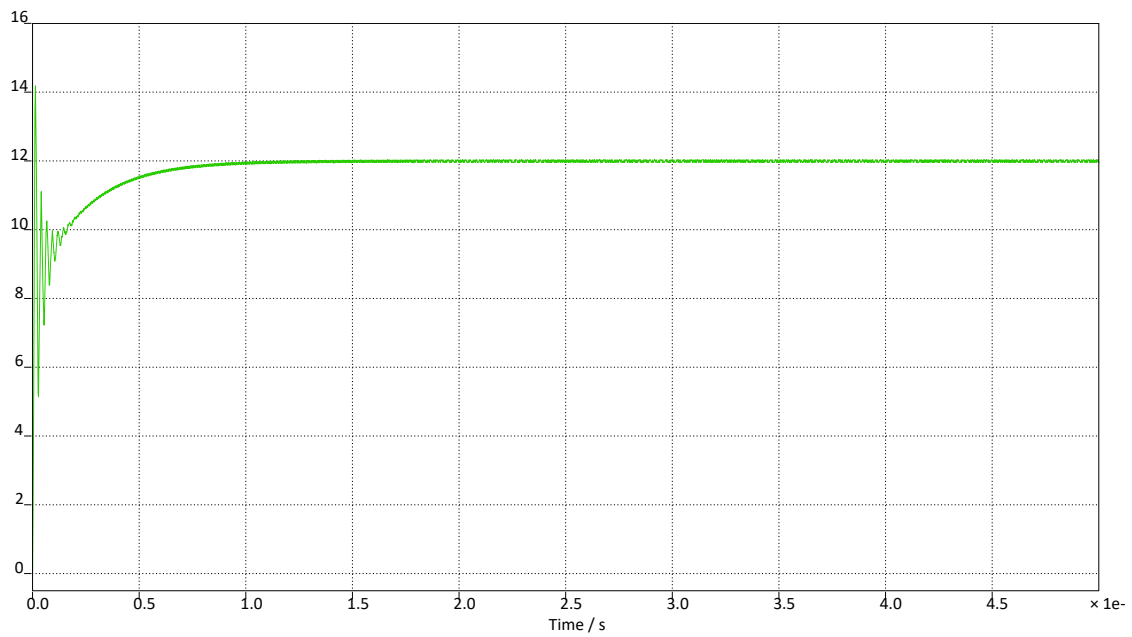


Figura 21- Comportamento da tensão de saída de 12V com o modelo de GaN

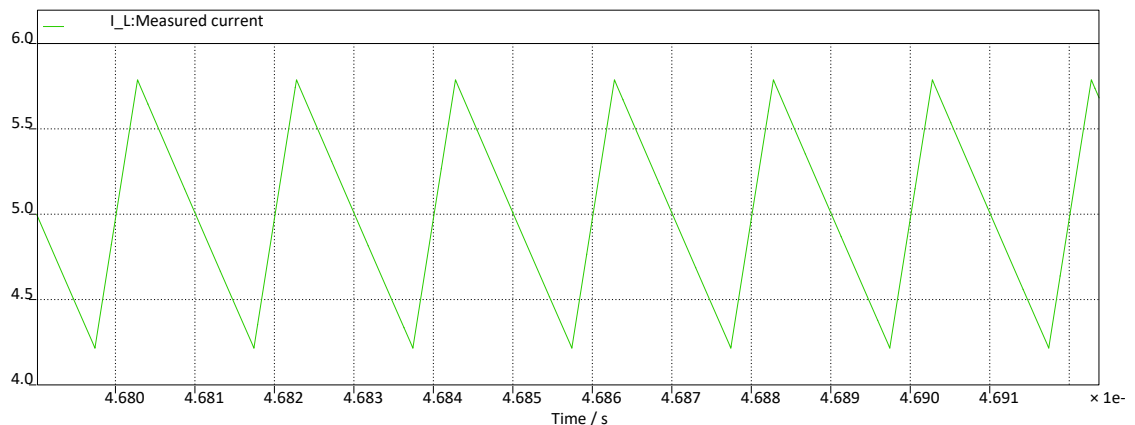


Figura 22- Corrente na bobine L1 com o modelo de GaN

A figura 21 e 22 mostram-nos as formas de onda da simulação com semicondutores de GaN.

Nas simulações de ambos os modelos observa-se que o conversor atinge rapidamente o regime permanente, apresentando uma tensão de saída estável em torno do valor de referência e um *ripple* residual, mesmo considerando os modelos reais dos comutadores e não comutadores ideais.

Os resultados confirmam que o modelo implementado cumpre os objetivos de regulação de tensão e estabilidade dinâmica, apresentando uma resposta transitória controlada e sem oscilações persistentes. Assim, o comportamento obtido valida a operabilidade do conversor e garante que o mesmo se encontra adequado para a análise comparativa de eficiência entre as tecnologias de Si e GaN apresentada nos subcapítulos seguinte.

6.4.2 Perdas dos comutadores

As perdas totais nos semicondutores foram obtidas diretamente a partir das formas de onda de tensão e corrente nos comutadores. Para cada transistor, foi criado um bloco de multiplicação entre a tensão entre dreno e fonte V_{DS} e corrente de dreno I_D , de modo a calcular a potência instantânea dissipada no dispositivo.

Posteriormente, através da ferramenta *Mean* disponível nos *scopes* do *PLECS*, determinou-se o valor médio dessa potência de um período de comutação, correspondente à potência total dissipada, incluindo tanto as perdas de condução como as perdas de comutação.

As figuras 23 e 24 apresentam a tensão entre dreno e fonte V_{DS} e corrente de dreno I_D dos MOSFETs e HEMT superiores respectivamente.

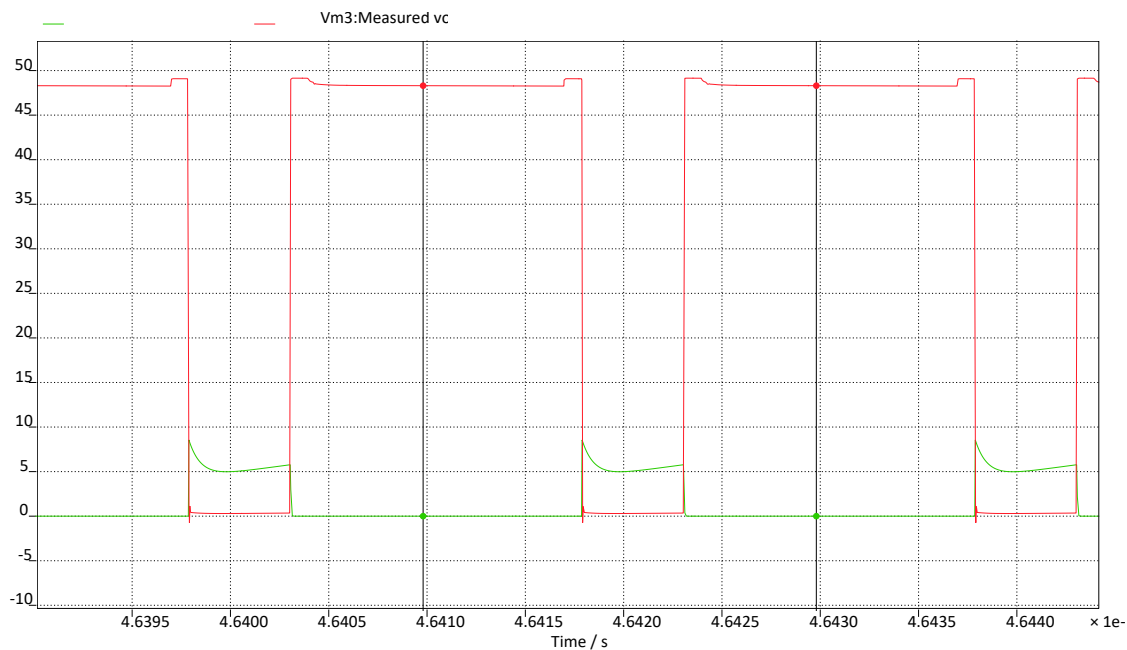


Figura 23- Tensão entre dreno e fonte V_{DS} e corrente de dreno I_D do MOSFET superior de Si

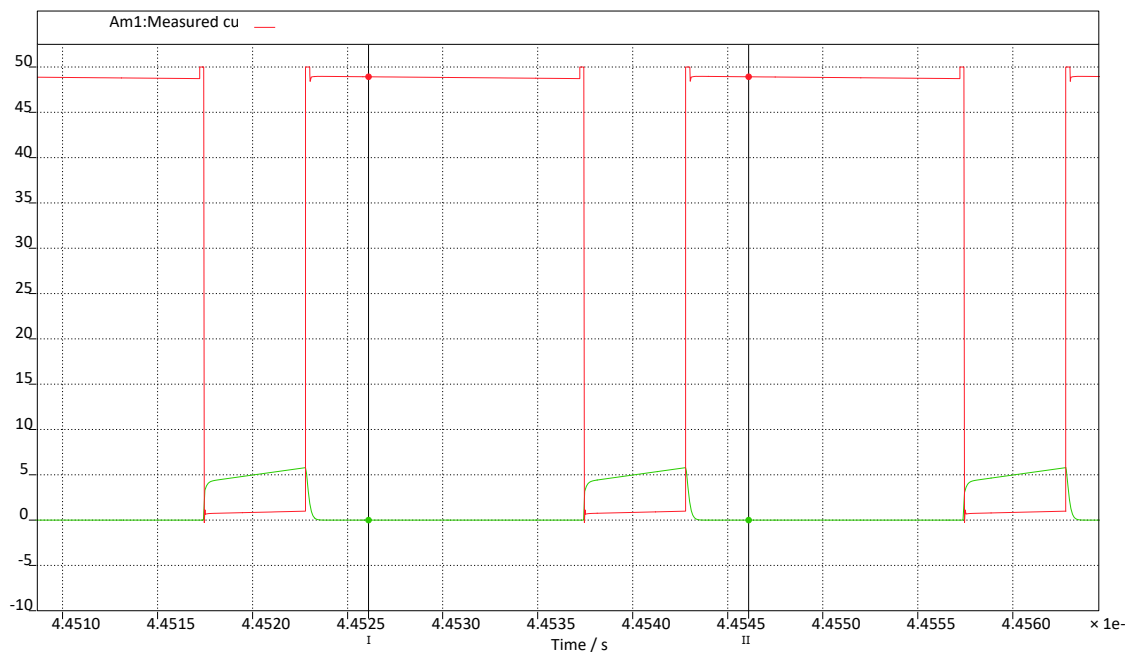


Figura 24- Tensão entre dreno e fonte V_{DS} e corrente de dreno I_D do HEMT superior de GaN

As figuras 25 e 26 apresentam a potências instantâneas dissipadas nos MOSFETs e HEMT superiores respectivamente.

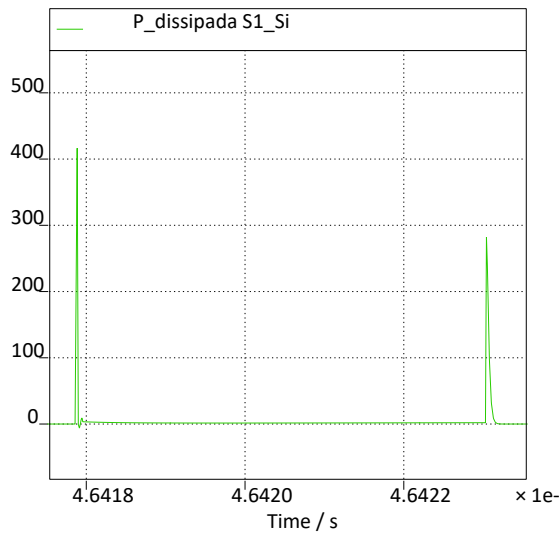


Figura 25- Potência instantânea dissipada no MOSFET superior de Si

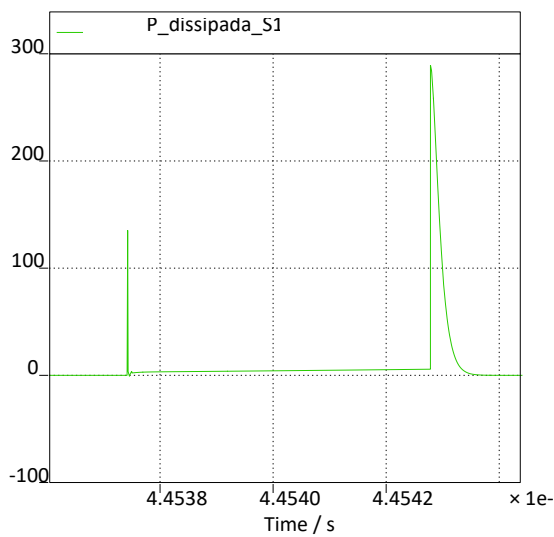


Figura 26- Potência instantânea dissipada no HEMT superior de GaN

Este método permite obter de forma direta e precisa as perdas reais nos comutadores, considerando o comportamento dinâmico completo dos dispositivos e as parametrizações específicas de cada tecnologia. Desta forma, foi possível quantificar e comparar as perdas totais entre os modelos com MOSFETs de Si e HEMTs de GaN, garantindo uma análise de eficiência consistente e baseada em medições simuladas.

Com base nos valores médios obtidos nos *scopes* do PLECS, as perdas totais nos semicondutores foram de aproximadamente 8,95W para o modelo com MOSFETs de Si e 6,63W para o modelo com HEMTs de GaN.

Estes resultados evidenciam uma redução de cerca de 26% nas perdas totais ao utilizar dispositivos de GaN, confirmando a sua superior eficiência e comportamento dinâmico otimizado face à tecnologia de silício.

6.4.3 Eficiência do conversor

A eficiência global do conversor foi calculada a partir da razão entre a potência média que chega à carga P_{out} e a potência média de entrada P_{in} , de acordo com a seguinte equação:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100 \quad (21)$$

As potências médias foram obtidas diretamente no PLECS, utilizando a ferramenta *Mean* aplicada às formas de onda de tensão e corrente, após o conversor atingir o estado permanente.

Desta forma é possível fazer uma avaliação precisa da eficiência real do sistema, considerando as perdas associadas aos comutadores e aos restantes elementos passivos do circuito.

Para as condições inicialmente definidas ($V_{in} = 48V$, $f_{sw} = 500kHz$, $V_{out} = 12V$ e $I_{out} = 5A$) os resultados foram os seguintes:

- Modelo de Si $\eta = 87,41\%$
- Modelo de GaN $\eta = 90,33\%$.

Os resultados confirmam que o conversor baseado em semicondutores de GaN apresenta uma eficiência superior, resultado das menores perdas de comutação e pelo facto de não ter diodo interno nem recuperação reversa, refletindo o seu maior desempenho energético em aplicações de alta frequência com é o caso desta aplicação de 500kHz.

6.4.4 Eficiência vs Corrente da carga

Neste capítulo é feita uma análise em como a eficiência do conversor é afetada sobre diferentes perfis de carga.

Para além do perfil de saída com 5A já analisado, fez-se mais três simulações para cada um dos modelos (Si e GaN) com os seguintes valores de carga:

- $R_1=4\Omega$ para um corrente na carga de 3A;
- $R_1=1.5\Omega$ para um corrente na carga de 8A;
- $R_1=1.2\Omega$ para um corrente na carga de 10A

Tabela 7- Comparação de eficiência entre modelo de Si e GaN para diferentes correntes de carga (Iout)

Corrente da carga periódica (A)	Eficiência Si (%)	Eficiência GaN (%)
3A	89.1 %	92.1 %
5A	87.4 %	90.3 %
8A	85.6 %	87.0 %
10A	84,6%	84.9%

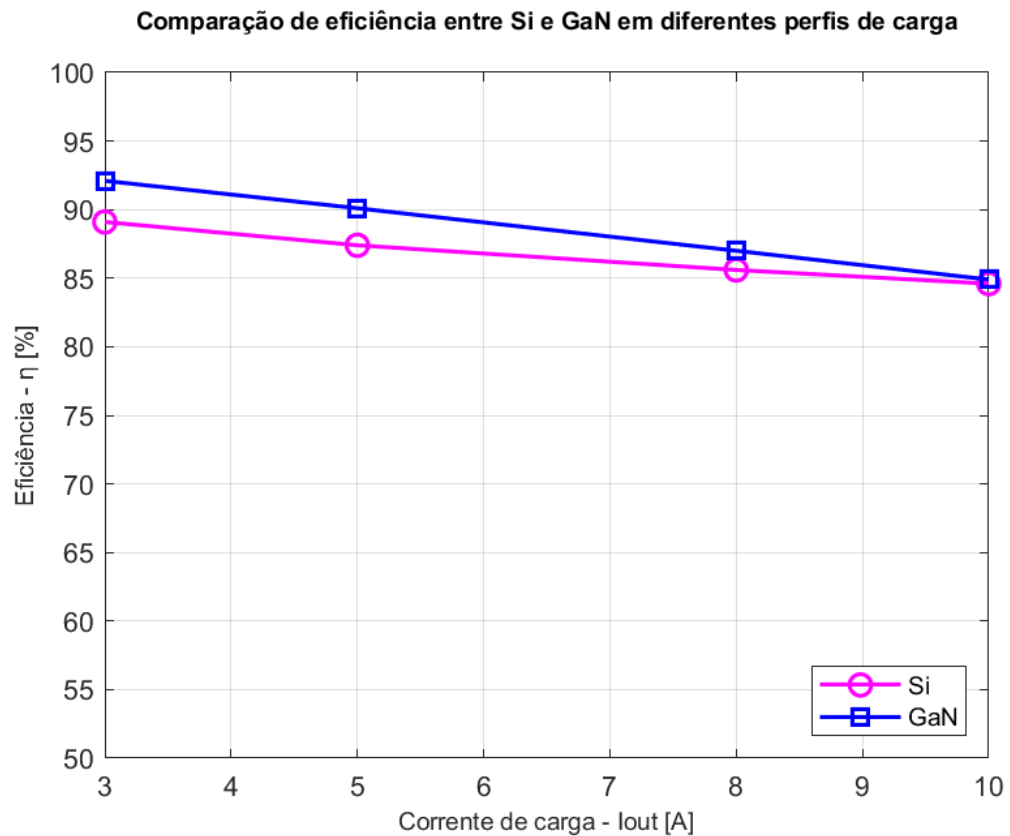


Figura 27- Gráfico com os valores da tabela 7 (eficiência x carga)

É possível verificar, através da tabela 7 e figura 27 que, apesar dos diferentes perfis de carga, o modelo com HEMTs de GaN continua com uma performance superior. Mais ainda

quando a corrente da carga I_{out} diminui, em correntes baixas as perdas de recuperação reversa tornam-se ainda mais relevantes.

6.4.5 Eficiência vs Frequência de comutação

Depois da análise do subcapítulo anterior pretende-se agora analisar a forma como o funcionamento do conversor reage a variações na frequência de comutação.

Para esta análise, as condições iniciais do conversor mantiveram-se iguais variando apenas a frequência de comutação f_{sw} , tanto dos MOSFET do modelo Si como o HEMTs no modelo de GaN.

As frequências de comutação analisadas foram as seguintes:

- 1000kHz;
- 800kHz
- 500kHz;
- 200kHz;
- 100kHz;
- 50kHz;

Tabela 8- Comparação de eficiência entre modelo de Si e GaN para diferentes frequências de comutação (f_{sw})

Frequência de comutação (kHz)	Eficiência Si (%)	Eficiência GaN (%)
1000kHz	78.3%	87.8%
800kHz	82.8%	88.7%
500kHz	87.4%	90.3%
400kHz	89.4%	90.6%
200kHz	93.2%	91.4%
100kHz	95.3%	92.4%
50kHz	96.4%	92.6%

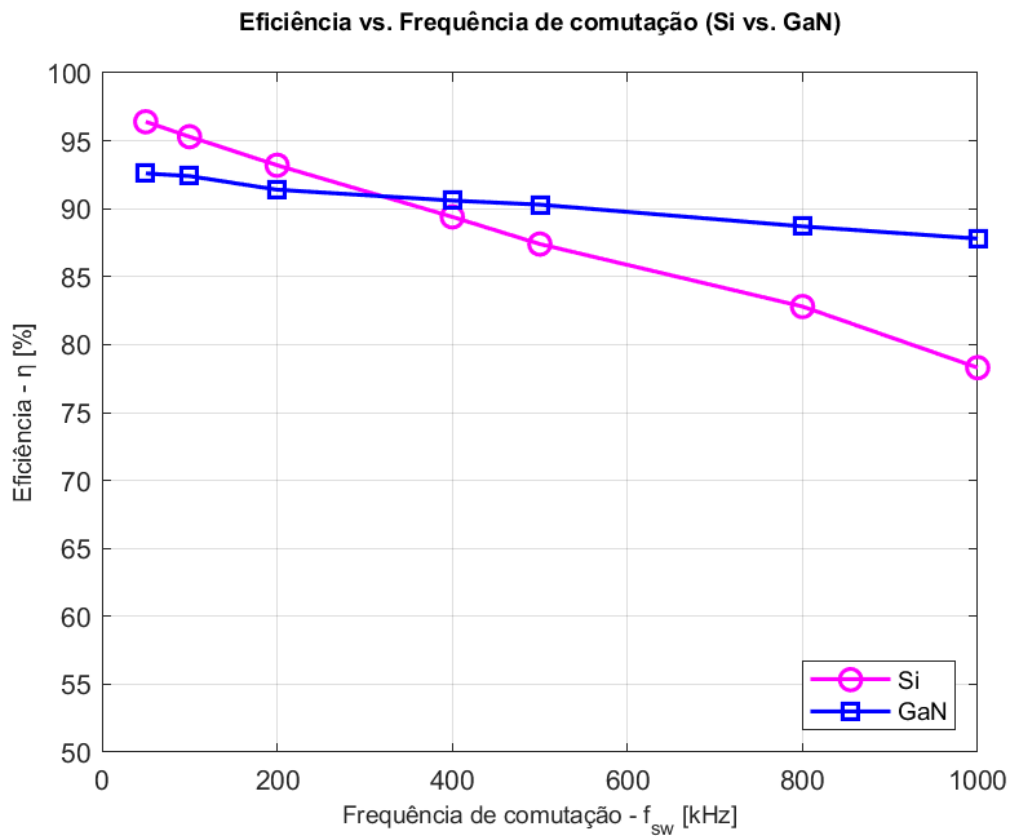


Figura 28- Gráfico com os valores da tabela 8. (eficiência x frequência)

Na figura 28 é possível observar a supremacia dos HEMTs de GaN em frequências elevadas já acima de 300kHz. É ainda possível observar a depreciação dos MOSFETs de Si à medida que as frequências aumentam, enquanto os semicondutores de GaN conseguem manter a estabilidade mesmo em frequências baixas.

Capítulo 7

Trabalhos futuros

Embora o foco das simulações desenvolvidas tenham sido a comparação entre dispositivos Si e GaN num conversor *buck*, abre-se a possibilidade de expandir o estudo para outras topologias e tecnologias de banda proibida. Em particular, destaca-se a relevância dos dispositivos de SiC, que oferecem um compromisso interessante entre elevada tensão de bloqueio e baixas perdas de condução.

Uma proposta natural para trabalhos futuros será o desenvolvimento e análise de um conversor da topologia *boost* utilizando transístores SiC. Este estudo permitiria explorar a aplicações desta tecnologia em cenários de elevação de tensão e em aplicações de produção de energia elétrica, onde os níveis de tensão e potência exigem dispositivos de maior robustez. Por limitações de tempo e de âmbito, este trabalho não foi realizado na presente dissertação, mas constitui propósito de investigação muito promissor.

Adicionalmente, e no seguimento direto desta dissertação, seria relevante aprofundar o modelo em *PLECS* com a inclusão de modelos térmicos que permitissem avaliar o impacto térmico do aquecimento nas perdas e na eficiência global do conversor, bem como estudos do efeito das interferências eletromagnéticas (EMI) no funcionamento do conversor. Por fim, a validação experimental dos resultados através da construção de um protótipo do modelo seria uma excelente forma de validar os resultados da simulação em condições reais.

Capítulo 8

Conclusões

A análise das propriedades fundamentais dos semicondutores WBG, entre eles o SiC e o GaN, revelou o enorme potencial que estes semicondutores têm para elevar a performance de dispositivos de eletrônica de potência. Em especial a maior energia de banda proibida que permite que os dispositivos suportem tensões mais elevadas, operem com frequências de comutação superiores e tenham maior condutividade térmica, este último especialmente o SiC.

Evidenciou-se a crescente aplicação destes materiais em áreas com sistemas de energias renováveis e veículos elétricos através de conversores de potência mais avançados. Dispositivos semicondutores predominantes em GaN destacam-se em aplicações com tensões até aos 1.2kV onde são necessárias frequências de comutação mais elevadas, quanto que os SiC dominam o mercado em aplicações com tensões superiores a 1.2kV, que exigem maior potência em maior capacidade de suportar temperaturas elevadas.

Ainda assim, estes materiais apresentam desafios que deverão ser ultrapassados, tais como, custos de produção elevados, limitações no processo de produção e problemas de fiabilidade resultantes das limitações intrínsecas tanto do SiC como do GaN.

É ainda expectável que o GaN assista uma maior evolução no futuro, viste que o SiC já se encontra num patamar de maturação superior.

O desenvolvimento prático desta dissertação consistiu numa análise comparativa do desempenho de transístores de potência da tecnologia Si e da tecnologia GaN, aplicados num conversor *buck* em condições de funcionamento específicas como elevadas frequências de comutação. Para tal, foram implementados modelos em *PLECS* com base nos parâmetros fichas técnicas dos semicondutores de Si IPB60R60P7 e de GaN IGLD65R140D2 da Infineon, de forma a representar realisticamente as suas características de condução e comutação.

Na condição inicial de operação, com frequência de comutação de 500kHz e corrente de carga de 5A, observou-se uma diferença clara entre os dois dispositivos: o modelo com os MOSFETs de Si apresentou uma eficiência de aproximadamente 87,4%, enquanto o modelo com dispositivos GaN atingiu cerca de 90.1%. Estes resultados confirmam a vantagem da dos HEMTs

GaN sobre os MOSFET de Si em regimes de elevadas frequências, onde as perdas de recuperação reversa e de comutação dos MOSFETs de Si se tornam dominantes.

A análise da variação da eficiência em função da corrente de carga mostrou que, em ambos os casos, a eficiência tende a aumentar com a diminuição das correntes da carga. Isto deve-se à diminuição das perdas por condução, proporcionais a $I_{RMS}^2 * R_{DS(on)}$, e à menor influência relativa das perdas por comutação. No entanto, o ganho relativo dos HEMTs de GaN são mais acentuados em cargas baixas, atingindo valores de eficiência superiores a 90% para 3A e 5A, contra cerca de 89% no modelo de Si.

Relativamente à variação da frequência de comutação, os resultados mostraram que o conversor com MOSFET de Si é fortemente penalizado quando se aumenta a frequência de comutação, com a eficiência a cair para os 78% a 1000kHz. O conversor de GaN, por seu lado, mantém-se acima de 87% na mesma condição, confirmando a sua predisposição para aplicações de frequências elevadas. Já para frequências menores (200kHz, 100kHz, 50kHz), a vantagem do conversor de GaN diminui, uma vez que as perdas de comutação se tornam menos significativas, e a resistência em condução dos MOSFET de Si passa a favorecer a sua eficiência, que ultrapassou os 96% a 50kHz.

Em síntese, os resultados obtidos demonstram que a tecnologia GaN apresenta vantagens claras para aplicações de frequência elevadas, enquanto os MOSFETs de Si continuam a ser muito competitivos em regimes de comutação mais baixos, onde o fator determinante são as perdas de condução.

Referências

- [1] Enerdata, “World Energy & Climate Statistics – Yearbook 2024”, 2024. [Online]. Available: <https://yearbook.enerdata.net/electricity/world-electricity-production-statistics.html>. [Accessed 12 December 2024].
- [2] J. Milan, P. Godignon, X. Perpina, A. Perez-Tomas and J. Rebollo, “A survey of wide bandgap power semiconductor devices”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 2155-2163, May 2024, doi: 10.1109/TPEL.2013.2268900.
- [3] A. Terna, E. Elemike, J. Mbonu, O. Osafire and R. Ezeani, “The future of semiconductors nanoparticles: Synthesis, properties and applications”, in *Materials Science and Engineering: B*, vol. 272, Oct. 2021, doi: 10.1016/J.MSEB.2021.115363.
- [4] L. Lukasiak and A. Jakubowski, “History of semiconductors”, in *Journal of Telecommunications and Information Technology*, Mar. 2010, doi: 10.26636/jtit.2010.1.1015.
- [5] M. Fouad, L. Shihata and E. Morgan, “An integrated review of factors influencing the performance of photovoltaic panels”, in *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 80, pp. 1499-1511, Dec. 2017, doi: 10.1016/J.RSER.2017.05.141.
- [6] A. Chroneos, M. J. D. Rusthon and R.W. Grimes, “1.02.4.3 Band Gaps”, in *Comprehensive Nuclear Materials*, Elsevier, 2012, vol. 1, pp. 47-64, doi: 10.1016/B978-0-08-056033-5.00002-1.
- [7] M. Amin and M. Sayem, “Semiconductors” in *International Journal of Advanced Multidisciplinary Research*, vol. 7, pp. 1-8, doi: 10.22192/ijamr.2020.07.04.001.
- [8] Arrow, “Silicon Carbide (SiC) vs. Gallium Nitride (GaN)”, 2020. [Online]. Available: <https://www.arrow.com/en/research-and-events/articles/silicon-carbide-and-gallium-nitride-compared>. [Accessed 14 December 2024].
- [9] G. Iannaccone, C. Sbrana, I. Morelli and S. Strangio, “Power Electronics Based on Wide-Bandgap Semiconductors: Opportunities and Challenges”, in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 139446-139456, Oct. 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3118897.
- [10] A. Yoshikawa, H. Matsunami and Y. Nanishi, “1 Development and Applications of Wide Bandgap Semiconductors” in *Wide Bandgap Semiconductors Fundamental Properties and Modern Photonic and Electronic Devices*, Springer, pp. 1-23, doi: /10.1007/978-3-540-47235-3_1
- [11] A. Das, M. Kanjilal, M. Mukherjee and A. Santra, “Review on Wide Band Gap Semiconductor”, in *2022 IEEE International Conference of Electron Devices Society Kolkata Chapter (EDKCON)*, Nov. 2022, doi: 10.1109/EDKCON56221.2022.10032898.
- [12] Infineon, “CoolSiC™ Schottky Diodes”, 2025. [Online]. Available: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/diodes-thyristors/cool-sic-schottky-diodes/#>. [Accessed 11 January 2025].
- [13] M. Buffolo, D. Favero, A. Marcuzzi, C. De Santi, G. Meneghesso, E. Zanoni and M. Meneghini, “Review and Outlook on GaN and SiC Power Devices: Industrial State-of-the-Art, Applications, and

Perspectives”, in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 71, pp. 1344-1355, Mar. 2024, doi: 10.1109/TED.2023.3346369.

- [14] M. Meneghini, C. Santi, I. Abid, M. Buffolo, M. Cioni, R. A. Khadar, L. Nela, N. Zagni, A. Chini, F. Medjdoub, G. Meneghesso, G. Verzellesi, E. Zanoni, E. Matioli, “GaN-based power devices: Physics, reliability, and perspectives”, in *Journal of Applied Physics*, vol. 130, Nov. 2021, doi: 10.1063/5.0061354.
- [15] X. Liang, S. Srdic, J. Won, E. Aponte, K. Booth and S. Lukic, “A 12.47 kV Medium Voltage Input 350 kW EV Fast Charger using 10 kV SiC MOSFET”, in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, May 2019, doi: 10.1109/APEC.2019.8722239.
- [16] B. D. Jaeger, M. V. Hove, D. Wellekens, X. Kang, H. Liang, G. Mannaert, K. Geens and S. Decoutere, “Au-Free CMOS-compatible AlGaIn/GaN HMET processing on 200mm Si substrates” in *2012 24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, Jun. 2012, doi: 10.1109/ISPSD.2012.6229020.
- [17] P. Maroti, S. Padmanaban, M. Bhaskar, V. Ramachandramurthy and F. Blaabjerg, “The state-of-the-art of power electronics converters configurations in electric vehicle technologies”, in *Power Electronic Devices and Components*, vol. 1, Mar. 2022, doi: 10.1016/j.pedc.2021.100001.
- [18] A. R. Adly, H. Y. Abdul-Hamid, A. Elhussiny, M. S. Zaky and E. El-Kholy, “A Brief Review of the Conventional and Multilevel Inverters Topologies” , in *2023 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy (CPERE)*, Feb. 2023, doi: 10.1109/CPERE56564.2023.10119633.
- [19] A. Ali, H. Mousa, M. Shaaban, M. Azzouz and A. Awad, “ A Comprehensive Review on Charging Topologies and Power Electronic Converter Solutions for Electric Vehicles” , in *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 12, pp. 675-694, Aug. 2023. Doi: 10.35833/MPCE.2023.000107.
- [20] J. P. Dinis, “Performace Evaluation of DC-DC Converters Based on Last-Generation Semiconductors for LED Lighting Systems”, M. S. Thesis, Universiade da Beira Interior, Jun. 2020.
- [21] Infineon, “IPB60R060P7 MOSFET 600V CoolMOS P7 Power Transistor” *datasheet*, Rev. 2.1, May 2018.
- [22] Infineon, “IGLD65R140D2 CoolGaN G5 CoolGaN Transistor 650V G5” *datasheet*, Rev. 1.0, Dec. 2024.
- [23] M. Comola, “E-mode GaN technology: Tips for best driving,” *Application note AN5583*, Rev. 2, STMicroelectronics, Feb. 2021.

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

Declaro ter conduzido este trabalho académico com integridade. Não plagiei ou apliquei qualquer forma de uso indevido de informações ou falsificação de resultados ao longo do processo que levou à sua elaboração.

Declaro que o trabalho apresentado neste documento é original e de minha autoria, não tendo sido utilizado anteriormente para nenhum outro fim.

Declaro ainda que tenho pleno conhecimento do Código de Conduta Ética do P.PORTO.



ISEP, Porto, 11 de outubro de 2025