

Análise de Perdas em Semicondutores SiC e GaN Utilizados em Conversor DAB Multinível Aplicado em Carregador de Veículo Elétrico

Carla Patricia Costa Oliveira*
Luiz Henrique Silva Colado Barreto**

* Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC),
Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará,
CE, (e-mail: carlla.patricia.13@gmail.com).

** Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC),
Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará,
CE, (e-mail: lbarreto@dee.ufc.br).

Abstract: In this work, it is made a comparison, by simulation, between conduction and switching losses generated in wide-band-gap semiconductors (SiC and GaN) applied in a single-phase multilevel DAB (Dual Active Bridge) converter for application in the DC-DC stage of an electric vehicle charger prototype. The simulations were performed using the PSIM software, considering only losses in steady state. The topology of the applied converter is characterized by a full-bridge converter in the primary and a three-level NPC (Neutral Point Clamped) arm in the secondary. Phase-Shifted Modulation (PSM) is used, with the possibility of varying the primary and secondary duty cycle and variation of the angle between the voltages at the full-bridge of the primary and the NPC arm of the secondary. The converter is simulated in two operating points, 4.8 kW and 833.3 W, with 600 V and 250 V on port 2, with a switching frequency of 500 kHz. Greater efficiency is obtained in the simulation with the application of 600 V on port 2 of the converter and with the use of GaN devices, obtaining a reduction of 2.037% in efficiency compared to 2.705% with the application of the SiC devices.

Resumo: Neste trabalho faz-se a comparação, por simulação, entre as perdas por condução e comutação geradas em semicondutores de banda larga (SiC e GaN) aplicados em um conversor DAB (*Dual Active Bridge*) multinível monofásico projetado para aplicação no estágio CC-CC de protótipo de um carregador de veículo elétrico. As simulações foram realizadas por meio do *software PSIM*, sendo consideradas apenas as perdas em regime permanente. A topologia do conversor aplicado é caracterizada por um conversor *full-bridge* no primário e um braço NPC (*Neutral Point Clamped*) de três níveis no secundário. É utilizada a modulação *Phase-Shifted Modulation* (PSM), com possibilidade de variação na razão cíclica do primário e secundário e variação do ângulo entre as tensões na ponte completa do primário e no braço NPC do secundário. O conversor é simulado em dois pontos de operação, 4,8 kW e 833,3 W, com 600 V e 250 V na porta 2, com frequência de comutação de 500 kHz. Maior eficiência é obtida na simulação com aplicação de 600 V na porta 2 do conversor e com a utilização de chaves GaN, obtendo-se uma redução de 2,037% de eficiência em comparação à 2,705% com aplicação das chaves SiC.

Keywords: Multilevel DAB; SiC; GaN; NPC; EV Charger; Electric Vehicles.

Palavras-chaves: DAB Multinível; SiC; GaN; NPC; Carregador de Veículo Elétrico; Veículo Elétrico.

1. INTRODUÇÃO

A preocupação cada vez maior com os efeitos da liberação na atmosfera de gases causadores do efeito estufa tem sido um dos grandes impulsionadores da evolução da utilização de veículos elétricos, que, segundo Pathipati et al. (2015),

tem se mostrado como uma solução viável para transporte devido à não emissão destes gases.

Com o aumento da utilização destes veículos, de acordo com Abdelrahman et al. (2018), visando minimizar seu impacto na rede elétrica, a atenção recai para a redução de consumo no processo de carregamento dos mesmos, ressaltando a importância de melhoramento da eficiência de cada etapa do processo, com o emprego por exemplo de

* Este trabalho foi realizado com fomento do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

semicondutores de melhor desempenho nos carregadores utilizados.

A configuração básica de um carregador de bateria, segundo Habib et al. (2018), é caracterizada por um conversor CA-CC, normalmente com correção de fator de potência, seguido de um conversor CC-CC. Na Figura 1 é apresentado um esquema ilustrativo desta estrutura.

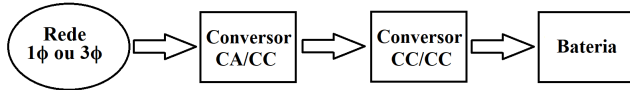


Figura 1. Configuração básica de um carregador de bateria.

Estes carregadores podem ser classificados principalmente quanto à sua potência, localização e fluxo de potência.

De acordo com a potência de carregamento disponibilizada, segundo Khaligh and D'Antonio (2019), e em conformidade com a norma SAE J1772, são classificados três níveis de carregamento, os níveis 1, 2 e 3, sendo o nível 3 dividido em nível 3 CA e 3 CC. Ainda de acordo com estes autores, os níveis 1 e 2 caracterizam-se por apresentar potências de até 3,7 kW e 22 kW, respectivamente, enquanto o nível 3 CA caracteriza-se por ser trifásico e apresentar níveis de potência de 22 kW até 43,5 kW e o nível 3 CC fornece potência em corrente constante de até 350 kW.

Quanto à localização, estes carregadores podem ser classificados como *on-board* ou *off-board* e de acordo com o fluxo de potência permitido como unidirecionais ou bidirecionais (Mortezaei et al., 2018). O carregador *on-board* é integrado ao veículo, tendo portando potência restringida pelo peso e volume do conversor, já o carregador *off-board* é externo ao veículo, podendo oferecer potências maiores, o que leva à redução do tempo de carregamento. De acordo com Mortezaei et al. (2018), carregadores unidirecionais permitem apenas o fluxo de potência da rede para o veículo, enquanto carregadores bidirecionais permitem também fluxo de potência do veículo para a rede.

Além de peso e volume, outro fator limitante da potência fornecida por estes carregadores é a corrente de carregamento das baterias. Maiores correntes geram mais calor o que leva ao aumento do sistema de resfriamento e então aumento no peso e custo do conversor (Ahmed et al., 2017). Ainda de acordo com estes autores, um aumento para 600 V, 800 V ou 1000 V, além do comum 400 V de carregamento, levaria a reduções consideráveis nas correntes de carregamento. Assim, aumentar a tensão de carregamento das baterias surgiria como uma solução para o aumento da potência fornecida por carregadores de veículos elétricos à medida que possibilitaria reduzir estas correntes. De acordo com Suarez and Martinez (2019), níveis mais elevados de tensão no carregamento de baterias já são aplicados de acordo com padrões de carregamento rápido de veículos elétricos, assim como sistemas de bateria carregando em níveis mais altos de tensão, até 800 V, já começam a ser introduzidos.

Possibilitando melhoria na performance de conversores elétricos, com aumento de eficiência de conversão e densidade de potência, fator crucial principalmente em conversores *on-board*, a aplicação de semicondutores de banda

larga se mostra como um ponto importante no aprimoramento de carregadores de veículos elétricos. De acordo com Sfakianakis et al. (2015), estes semicondutores oferecem vantagens como alta tensão máxima reversa, baixa resistência à condução, alta temperatura de operação e alta frequência de chaveamento o que, segundo Khaligh and D'Antonio (2019), permite ainda a utilização de menores componentes passivos como indutores, transformadores e capacitores, levando ao aumento da densidade de potência destes conversores.

Apesar de serem ambos semicondutores de banda larga e de se mostrarem como muito promissores comparados aos semicondutores de silício puro (Si), semicondutores GaN e SiC possuem suas próprias características e vantagens e mostram tendência a coexistir no mercado de semicondutores (Zhang, 2020).

De acordo com Xu et al. (2020), semicondutores GaN são frequentemente utilizados em aplicações de baixas tensões e altas frequências de chaveamento devido a baixas capacitâncias de entrada e saída, enquanto semicondutores SiC são mais utilizados em aplicações de mais alta tensão e menores frequências de chaveamento, devido a suas maiores tensões de bloqueio e maiores cargas de gatilho.

Em virtude destas características, e com a evolução e cada vez maior utilização destas chaves, torna-se importante a compreensão de seu funcionamento e trabalhos comparativos que possam evidenciar suas vantagens em diferentes aplicações de diferentes níveis de potência e frequência de chaveamento apresentam um papel importante, como o desenvolvido por Kumari et al. (2020), onde é realizada a comparação de perdas em um conversor NPC utilizando semicondutores de Si, SiC e GaN, mas não explicitando a distribuição de perdas de condução e comutação nos dispositivos, constatando maior desempenho dos semicondutores GaN, o trabalho desenvolvido por Li et al. (2016), onde é realizada uma comparação entre a energia de chaveamento em semicondutores SiC de 1200 V e 650 V e GaN de 650 V de tensão de bloqueio, concluindo-se que o semicondutor GaN apresenta também maior desempenho sob tensão reversa de 300 V na aplicação proposta, ou o trabalho desenvolvido por Abdelrahman et al. (2018), onde se faz a comparação de perdas, através de simulação utilizando o *software PSIM* e de forma experimental, em uma aplicação para carregamento rápido de veículo elétrico, confirmando também o melhor desempenho do semicondutor GaN em comparação à semicondutores de Si e SiC.

Neste sentido, o presente trabalho destina-se a apresentar os resultados de simulação, utilizando o *software PSIM*, obtidos no estudo de um conversor DAB (Dual Active Bridge) multinível como estágio CC-CC (Corrente Contínua - Corrente Contínua) de um protótipo de carregador de veículo elétrico com a aplicação de semicondutores de banda larga como interruptores. Faz-se uma comparação das perdas nos interruptores, com a aplicação das chaves SiC IMZA65R027M1H e GaN GS66516B, em dois pontos de operação do conversor, 600 V e 250 V na saída, 4,8 kW e 833,3 W, respectivamente, explicitando-se a distribuição de perdas por condução e comutação.

2. O CONVERSOR DAB MULTINÍVEL MEIA PONTE

2.1 Topologia

Buscando integrar as características do conversor DAB, largamente utilizado em aplicações de alta potência e densidade de potência (Kirsten et al., 2014), inclusive no carregamento de baterias, como em Qin et al. (2019), Iyer et al. (2017) e Tan et al. (2012), por exemplo, e do conversor NPC (*Neutral Point Clamped*), que permite a redução dos esforços de tensão sobre os semicondutores e assim a manutenção de mais altos níveis de tensão na saída, possibilitando desta forma a compatibilidade do projeto com protocolos de carregamento rápido de veículos elétricos, como o padrão CHAdeMO 2.0, que tem definido níveis de carregamento com até 1000 V na saída (Suarez and Martinez, 2019), o conversor DAB multinível é aplicado neste estudo.

A topologia compõe-se de um conversor *full-bridge* (Ponte Completa) no primário e um braço NPC de três níveis no secundário, este último tendo sido apresentado inicialmente por Nabae et al. (1981). A topologia é apresentada na Figura 2.

Esta topologia é utilizada como estágio CC-CC de conversão de energia de um protótipo, de 4,8 kW, de carregador de veículo elétrico compatível com o padrão CHAdeMO 2.0 de carregamento em alta tensão.

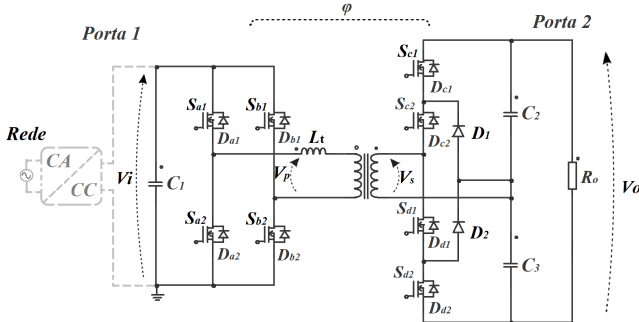


Figura 2. Topologia utilizada.

O conversor aplicado difere da topologia apresentada por Moonem et al. (2015) que utiliza dois braços NPC no secundário e gera cinco níveis de tensão no secundário do transformador (V_s), tendo comportamento semelhante à uma das topologias analisadas em Gu et al. (2019), que compara a utilização de grameamento ativo e utilização de diodos de grameamento no braço NPC no secundário. Outros trabalhos que analisam a aplicação de NPC de três níveis no conversor DAB são o de Jing et al. (2012), que aplica esta topologia no primário e secundário do transformador, mas atuando apenas com dois níveis de tensão, com os interruptores superiores e inferiores de um semibraço comutando simultaneamente, e o de Karanki and Xu (2014), onde é analisada a utilização de um conversor DAB com um braço NPC de três níveis atuando do lado da rede em um sistema de armazenamento de energia em bateria.

Ao utilizar o braço NPC no secundário, é atribuído à topologia as características e vantagens deste conversor multinível, que são manutenção de metade da tensão da

porta 2 sobre os interruptores, o que permite a aplicação de maiores níveis de tensão na porta 2 em relação a porta 1, e comutação de cada interruptor apenas uma única vez por ciclo, como explicado por Lai and Peng (1996), possibilitando redução de perdas por comutação.

Esta topologia, em comparação ao abordado em Moonem et al. (2015), que utiliza dois braços NPC, apresenta algumas vantagens como a utilização de menor quantidade de interruptores, resultando consequentemente na menor quantidade de circuitos de acionamento, e submetimento do enrolamento secundário do transformador à metade da tensão da porta 2, semelhante ao apresentado em Facchinello et al. (2016) que estuda a aplicação de conversor *full-bridge* no primário do transformador e *half-bridge* (Meia Ponte) no secundário do conversor DAB de dois níveis.

2.2 Estratégia de Modulação Aplicada

A estratégia de modulação adotada na aplicação foi a *Phase-Shifted Modulation* (PSM), com variação no *duty cycle*, ou razão cíclica, do primário (α), aplicação de um *duty cycle* fixo no secundário (β) e variação do ângulo de defasagem (ϕ) entre a ponte completa do primário e o braço NPC do secundário.

Os circuitos de chaveamento e formas de onda geradas pela estratégia de modulação para o primário e secundário são mostrados na Figura 3, onde a referência Ref_1 comparada às portadoras $Port_1$ e $Port_2$ gera o *duty cycle* do primário (α), enquanto as referências Ref_2 e Ref_3 comparadas à portadora $Port_3$ geram o *duty cycle* do secundário (β).

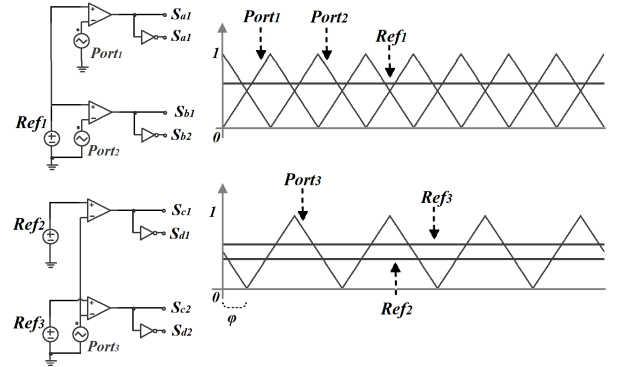


Figura 3. Estratégia de modulação aplicada.

Na ponte primária, as portadoras triangulares de cada braço, $Port_1$ e $Port_2$ foram defasadas de 180° e o *duty cycle* resultante (α) é aplicado nas chaves superiores (S_{a1} e S_{b1}). As chaves inferiores (S_{a2} e S_{b2}) são acionadas de maneira complementar às primeiras.

No braço secundário, para a obtenção dos três níveis no secundário do transformador, são aplicadas às chaves externas (S_{c1} e S_{d2}) razões cíclicas β , com $0 \leq \beta \leq 0,5$, a chave S_{d1} sendo comutada de forma complementar à S_{c1} e S_{d2} de forma complementar à S_{c2} .

A portadora $Port_3$, que é utilizada para a geração dos sinais das chaves do braço no lado secundário, é defasada de um ângulo ϕ em relação à portadora $Port_1$, de forma a modular a fluxo de potência no conversor.

As principais formas de onda de tensão, corrente e comando nas chaves resultantes da aplicação desta estratégia de modulação são mostradas na Figura 4.

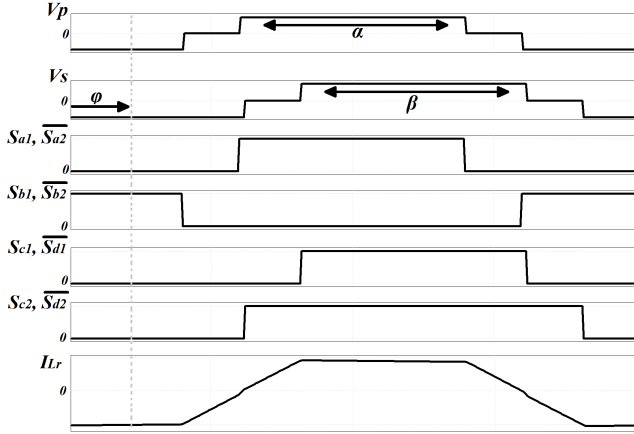


Figura 4. Formas de onda de tensão no primário e secundário e comando nas chaves.

3. PERDAS NOS SEMICONDUTORES GAN E SiC

Durante a condução direta, com a chave acionada pelo sinal no gatilho e corrente fluindo do dreno para a fonte, os semicondutores SiC e GaN possuem comportamentos semelhantes, com a curva de corrente e tensão dependente da tensão no gatilho e simétrica em relação à origem.

A diferença de funcionamento entre os dois semicondutores se dá durante a condução reversa, com corrente fluindo da fonte para o dreno, neste caso, os semicondutores de SiC, assim como os de silício puro, possuem um diodo de condução reversa, apresentando assim o efeito de recuperação reversa durante desligamento do diodo (Han and Sarlioglu, 2014), diretamente relacionado às perdas de chaveamento nos dispositivos.

Semicondutores GaN não possuem este diodo em anti-paralelo, não apresentando efeito de recuperação reversa, mas apresentando considerável maior queda de tensão durante a condução reversa (Han and Sarlioglu, 2014), principalmente comparado à semicondutores de silício puro. Esta queda de tensão varia de acordo com a tensão no gatilho da chave, se tornando cada vez mais importante com a redução da tensão no gatilho para valores negativos durante a condução reversa. Segundo Xue et al. (2015), quando a chave não é acionada (tensão de gatilho menor ou igual a 0 V) este comportamento pode ser modelado como um diodo em anti-paralelo com maior queda de tensão direta e carga de recuperação reversa nula, enquanto quando acionada (tensão no gatilho maior ou igual à tensão mínima para acionamento) a curva de I-V se torna simétrica em relação à origem. Este comportamento, ainda de acordo com Han and Sarlioglu (2014), indica aumento de perdas por condução durante o tempo morto da chave, ou seja, quando a mesma não é acionada.

Embora abordado com menor frequência na literatura, como em Rąbkowski and Płatek (2015) e Acquaviva and Thiringer (2017), o tempo morto também influencia no aumento das perdas por condução nos semicondutores SiC, que também conduzem com maior queda de tensão durante

este intervalo, sendo uma estratégia indicada para a redução de perdas em ambas as tecnologias a redução e controle do tempo morto aplicado nas chaves e a condução reversa com as chaves acionadas, o que, ainda segundo Acquaviva and Thiringer (2017), não influencia no aumento de perdas por comutação nas chaves, recaindo sobre elas durante o transitório apenas a queda de tensão de condução do diodo, podendo portanto ser negligenciadas as perdas por comutação nas chaves durante a condução da fonte para o dreno.

Neste trabalho, o comportamento de condução reversa no semicondutor GaN é modelado através de um diodo anti-paralelo com carga de recuperação reversa nula, como mencionado por Xue et al. (2015), mas com curvas I-V diferentes para quando a chave se encontra acionada e durante o tempo morto, o mesmo procedimento é realizado para o semicondutor SiC.

4. SIMULAÇÃO

4.1 Características de Simulação

O trabalho aqui apresentado faz uso da ferramenta *Thermal Module* do *Software PSIM* para a aproximação das perdas nos dispositivos analisados.

Nesta ferramenta, é possível a inserção de dados presentes nos *datasheets* dos dispositivos, como curvas I-V de condução reversa para diferentes temperaturas de junção, capacitâncias de entrada e saída e de transferência reversa (C_{iss} , C_{oss} e C_{rss}), resistência à condução (R_{DSon}), carga de recuperação reversa (Q_{rr}), assim como as condições de teste destes parâmetros e características como a temperatura ambiente para o cálculo de perdas.

As Equações utilizadas pelo *software* para as aproximações das perdas por condução (P_{cond}) e chaveamento (P_{sw}) quando a corrente flui do dreno para a fonte, ou seja, o primeiro quadrante, são apresentadas em (1), (2) e (3), enquanto para as aproximações das perdas por condução e chaveamento quando a corrente flui no sentido contrário, da fonte para o dreno, durante o terceiro quadrante ou através do diodo anti-paralelo, são dadas em (4) e (5), respectivamente.

$$P_{condM} = I_D^2 R_{DSon} \quad (1)$$

$$P_{swMon} = E_{on} f_{sw} \quad (2)$$

$$P_{swMoff} = E_{off} f_{sw} \quad (3)$$

$$P_{condD} = V_D I_F \quad (4)$$

$$P_{swDoff} = \frac{1}{4} Q_{rr} V_R f_{sw} \quad (5)$$

Onde E_{on} e E_{off} são as energias de ligamento e desligamento do dispositivo e são calculadas de acordo com as informações de corrente de gatilho e capacitâncias de entrada, saída e de transferência reversa e carga no gatilho do dispositivo, V_D é a queda de tensão instantânea durante

a condução no terceiro quadrante, e V_R é a tensão reversa sobre o dispositivo. As perdas por chaveamento durante o ligamento do diodo são desprezadas.

4.2 Resultados

Para a obtenção dos resultados aqui apresentados foram adotados para ambos os semicondutores utilizados resistores de gatilho de 10 ohms durante acionamento e 1 ohm no desacionamento, tensão no gatilho de 6 V para acionamento do semiconductor GaN e 18 V para o SiC e 0 V para desligamento de ambos, temperatura de junção máxima de aproximadamente 130 °C nas chaves, passo de simulação de 5 ns e tempo morto de 20 ns.

Os parâmetros utilizados no projeto do conversor são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros utilizados no projeto do conversor.

Tensão na porta 1 (V_i)	400 V
Tensão na porta 2 (V_o)	250 V e 600 V
Potência na porta 2 (P_o)	833,3 W e 4,8 kW
Frequência de chaveamento (f_{sw})	500 kHz

Na Tabela 2 são mostrados os valores adotados nos componentes passivos.

Tabela 2. Valores dos componentes adotados.

Capacitância de entrada (C_1)	1200 μ F
Capacitâncias de saída ($C_2 = C_3$)	20 μ F
Indutância de transferência de potência (L_t)	5,501 μ H

Na Tabela 3 são apresentados os parâmetros das chaves utilizadas de acordo com a folha de dados das mesmas.

Tabela 3. Parâmetros das chaves GaN e SiC adotadas.

Parâmetro	GaN GS66516B	SiC IMZA65R027M1H
Tensão dreno-fonte (V_{DS})	650 V	650 V
Corrente máx. (I_{Dmax})	47 A	41 A
Resistência à cond. (R_{DSon})	65 m Ω	35 m Ω
Carga de rec. reversa (Q_{rr})	0 nC	239 nC
Capacitância de saída (C_{oss})	126 pF	244 pF
Carga de gatilho (Q_g)	14,2 nC	63 nC

Na Tabela 4 são mostrados os parâmetros do diodo utilizado para grampeamento do secundário, de acordo com a folha de dados do componente.

Tabela 4. Parâmetros do diodo.

Diodo	SiC Schottky FFSH5065A-F155
Máxima tensão reversa (V_{rrm})	650 V
Máxima corrente direta (I_{Fmax})	50 A
Queda de tensão direta (V_F)	1,67 V
Carga Capacitiva Total (Q_c)	147 nC

Nas Figuras 5 e 6 são apresentadas as formas de onda de tensão (V_o) e corrente (I_o) na porta 2 do conversor utilizando a chave SiC IMZA65R027M1H, com tensão igual à 600 V ($\alpha = 0,4$, $\beta = 0,4$ e $\phi = 45^\circ$) e 250 V ($\alpha = 0,2$, $\beta = 0,4$ e $\phi = 28^\circ$), respectivamente, de acordo com o projeto realizado, e nas Figuras 7 e 8 as formas de onda de tensão (V_o) e corrente (I_o) na porta 2 do conversor

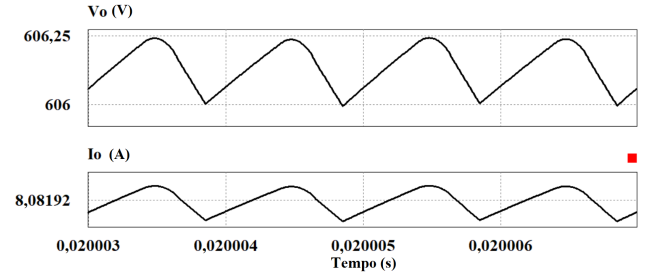


Figura 5. Tensão e corrente na porta 2 do conversor com $\alpha = 0,4$, $\beta = 0,4$ e $\phi = 45^\circ$, utilizando a chave SiC IMZA65R027M1H.

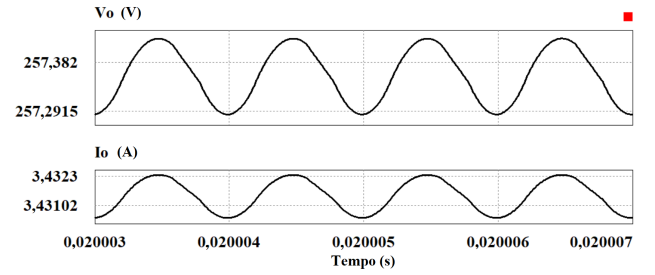


Figura 6. Tensão e corrente na porta 2 do conversor com $\alpha = 0,2$, $\beta = 0,4$ e $\phi = 28^\circ$, utilizando a chave SiC IMZA65R027M1H.

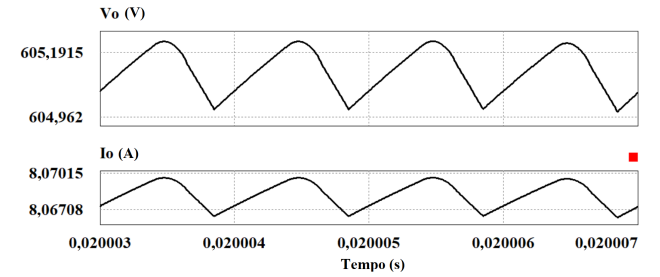


Figura 7. Tensão e corrente na porta 2 do conversor com $\alpha = 0,4$, $\beta = 0,4$ e $\phi = 45^\circ$, utilizando a chave GaN GS66516B.

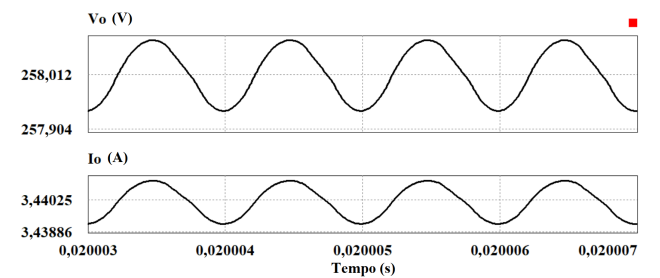


Figura 8. Tensão e corrente na porta 2 do conversor com $\alpha = 0,2$, $\beta = 0,4$ e $\phi = 28^\circ$, utilizando a chave GaN GS66516B.

utilizando a chave GaN GS66516B nos mesmos pontos de operação especificados.

Observa-se que é possível chegar-se à resultados com pequena ondulação na saída com capacitores relativamente pequenos em virtude da alta frequência de comutação.

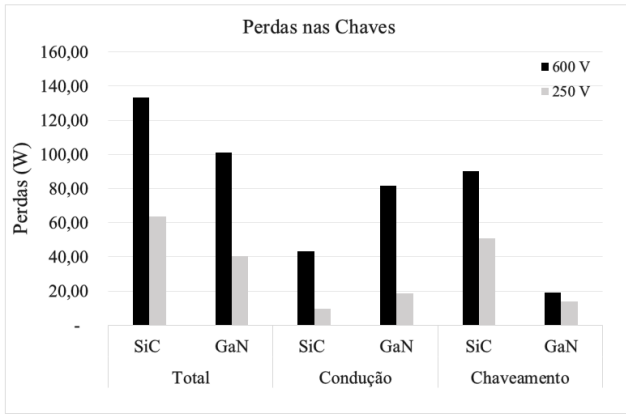


Figura 9. Relação de perdas por condução e comutação nos semicondutores.

Na Figura 9 mostra-se o perfil de perdas nas chaves SiC IMZA65R027M1H e GaN GS66516B aplicadas, incluindo-se as perdas nos diodos de grameamento, SiC FFSH5065A-F155. Analisa-se as perdas totais, e faz-se a distinção entre as perdas por condução e por comutação.

Observa-se que, nos pontos de operação simulados, as perdas totais nas chaves GaN foram menores apesar da maior resistência à condução direta nestes semicondutores. Este resultado pode ser explicado devido à menores perdas por chaveamento em virtude da desprezível carga de recuperação reversa (Q_{rr}) e menores capacitâncias parasitas nestes dispositivos. Apesar da proximidade nos resultados, este comportamento tende a ter maior relevância com o aumento da potência do conversor.

Na Tabela 5 é possível observar quantitativamente a influência da utilização dos dois dispositivos analisados, e diodo de grameamento, na eficiência do conversor. É detalhado a tensão na porta 2 (V_o), a potência na porta 1 (P_i), o total das perdas (TP) e por fim a eficiência.

Tabela 5. Influência das perdas nas chaves SiC IMZA65R027M1H e GaN GS66516B na eficiência do conversor.

	V_o (V)	P_i (W)	TP (W)	Eficiência (%)
SiC	600	4935	133,476	97,295
	250	886,97	63,86	92,800
GaN	600	4955	100,909	97,963
	250	905,4	40,427	95,535

Observa-se destes resultados que, nos pontos de operação ($\alpha = 0,4$, $\beta = 0,4$ e $\phi = 45^\circ$) e ($\alpha = 0,2$, $\beta = 0,4$ e $\phi = 28^\circ$), respectivamente, as perdas nas chaves SiC são responsáveis por reduções de 2,705% e 7,200% na eficiência do conversor enquanto a aplicação da chave GaN leva a reduções de 2,037% e 4,465% de eficiência.

Estes resultados ressaltam a melhor performance da aplicação com a utilização das chaves GaN GS66516B, nos dois pontos de operação, aproximando-se à resultados já obtidos na literatura como em Li et al. (2017), onde resultados experimentais obtiveram eficiência total de 96% variando-se a tensão na bateria de 250 V à 450 V em um conversor CLLC operando também à 500 kHz e utilizando semicondutores de banda larga GaN ou nos resultados de simulação utilizando o *LTSpice* obtidos por Kumari et al. (2020), onde obtem-se eficiência de 99,361% em um

conversor NPC de 5 kW utilizando semicondutores GaN e 98,93% utilizando semicondutores de SiC, operando à 50 kHz, ou ainda nos resultados obtidos por Abdelrahman et al. (2018), tendo relatado eficiência de até 98,92% aplicando semicondutores GaN à 300 kHz, utilizando também o *Software PSIM* como simulador, e eficiência de 98,9% à 100 kHz de frequência de chaveamento em protótipo experimental utilizando também semicondutores GaN.

Evidencia-se também maior eficiência do projeto no ponto de operação nominal ($\alpha = 0,4$, $\beta = 0,4$ e $\phi = 45^\circ$), com aumento relativo das perdas na operação com baixa potência de saída ($\alpha = 0,2$, $\beta = 0,4$ e $\phi = 28^\circ$), o que se justifica pelo aumento da parcela de energia reativa circulante no conversor fora do ponto de operação nominal, como mencionado por Kirsten et al. (2014).

5. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram apresentados os resultados de simulação do conversor DAB multinível composto por um conversor *full-bridge* em uma das portas e por um braço NPC de três níveis na outra com a aplicação de dois semicondutores de potência de larga banda de energia, SiC IMZA65R027M1H e GaN GS66516B, sendo realizada uma análise comparativa das perdas nestas chaves, servindo como base e referência na escolha entre estes dois semicondutores em futuros projetos e com o aumento da potência do protótipo em aplicações experimentais.

Dos resultados, é verificado que, em função das características das chaves utilizadas, a maior parcela de perdas por condução e comutação se alternam entre os dois dispositivos, as chaves GaN apresentando maior parcela de perdas por condução enquanto as chaves SiC apresentam maior parcela de perdas por comutação.

Verificou-se, através das simulações, reduções de 2,037% e 4,465% na eficiência do conversor com a utilização das chaves GaN, com aplicação de 600 V e 250 V na porta 2, respectivamente, em comparação à reduções de 2,705% e 7,200% com a utilização das chaves SiC, nos mesmos pontos.

Considerando o total de perdas, nas potências aplicadas e na frequência especificada de 500 kHz, a utilização do interruptor GaN apresenta-se como uma opção mais eficiente, nos dois pontos de operação analisados.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e do Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC).

REFERÊNCIAS

- Abdelrahman, A., Erdem, Z., Attia, Y., and Youssef, M. (2018). Performance of wide band gap devices in electric vehicles converters: A case study evaluation. *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, 1–9.
- Acquaviva, A. and Thiringer, T. (2017). Energy efficiency of a sic mosfet propulsion inverter accounting for the

- mosfet's reverse conduction and the blanking time. *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, 1–9.
- Ahmed, S., Bloom, I., Jansen, A., Tanim, T., Dufek, E., Pesaran, A., Burnham, A., Carlson, R., Dias, F., Hardy, K., Keyser, M., Markel, C.K.A., Michelbacher, A.M.C., Mohanpurkar, M., Nelson, P., Robertson, D., Scofield, D., Shirk, M., Stephens, T., Vijayagopal, R., and Zhang, J. (2017). Enabling fast charging - a battery technology gap assessment. *Journal of Power Sources*, 2017, 250–262.
- Facchinello, G., Brighenti, L., Junior, S., Santos, W., Coelho, R., and Martins, D. (2016). Conversor dual active bridge ca-ca com porta em meia ponte para transformadores de estado sólido. *Eletrônica de Potência*, 22, 156–166.
- Gu, Q., Yuan, L., Yi, S., Nie, J., and Zhao, Z. (2019). Active selection of current commutation loop for hybrid three-level dual active bridge dc-dc converter with tps control. *2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 155–161.
- Habib, S., Khan, M., Abbas, F., Sang, L., Shahid, M., and Tang, H. (2018). A comprehensive study of implemented international standards, technical challenges, impacts and prospects for electric vehicles. *IEEE Access*, 6, 13866–13890.
- Han, D. and Sarlioglu, B. (2014). Understanding the influence of dead-time on gan based synchronous boost converter. *2014 IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications*, 70–74.
- Iyer, V.M., Gulur, S., and Bhattacharya, S. (2017). Variable dc bus control for a bidirectional on-board electric vehicle charger. *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 1041–1046.
- Jing, P., Wang, C., Jiang, W., and Zhang, G. (2012). Performance analysis of isolated three-level half-bridge bidirectional dc/dc converter. *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 1527–1531.
- Karanki, S. and Xu, D. (2014). Npc based dual active bridge topology for integrating battery energy storage to utility grid. *2014 IEEE 27th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 1–6.
- Khaligh, A. and D'Antonio, M. (2019). Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 68, 3306–3324.
- Kirsten, A., Carloto, F., Oliveira, T., Roncalio, J., and Costa, M. (2014). Metodologia de projeto do ângulo de defasagem nominal para o conversor dab. *Eletrônica de Potência*, 19, 231–240.
- Kumari, K., Mapa, S., and Maheshwari, R. (2020). Loss analysis of npc and t-type three-level converter for si, sic, and gan based devices. *2020 IEEE 9th Power India International Conference (PIICON)*, 1–6.
- Lai, J. and Peng, F. (1996). Multilevel converters-a new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32, 509–517.
- Li, B., Lee, F., Li, Q., and Liu, Z. (2017). Bi-directional on-board charger architecture and control for achieving ultra-high efficiency with wide battery voltage range. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 3688–3694.
- Li, K., Evans, P., and Johnson, M. (2016). Sic and gan power transistors switching energy evaluation in hard and soft switching conditions. *2016 IEEE 4th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, 123–128.
- Moonem, M., Pechacek, C., Hernandez, R., and Krishnaswami, H. (2015). Analysis of a multilevel dual active bridge (ml-dab) dc-dc converter using symmetric modulation. *Electronics*, 4, 239–260.
- Mortezaei, A., Abdul-Hak, M., and Simoes, M. (2018). A bidirectional npc-based level 3 ev charging system with added active filter functionality in smart grid applications. *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 201–206.
- Nabae, A., Takahashi, I., and Akagi, H. (1981). A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 17, 518–523.
- Pathipati, V., Azeez, N., and Williamson, S. (2015). Standalone dc level-1 ev charging using pv/grid infrastructure, mppt algorithm and chademo protocol. *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 5408–5414.
- Qin, D., Sun, Q., Ma, D., and Sun, J. (2019). Model predictive control of dual-active-bridge based fast battery charger for plug-in hybrid electric vehicle in the future grid. *2019 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia)*, 2162–2166.
- Rabkowski, J. and Platek, T. (2015). Comparison of the power losses in 1700v si igt and sic mosfet modules including reverse conduction. *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 1–10.
- Sfakianakis, G., Everts, J., and Lomonova, E. (2015). Overview of the requirements and implementations of bidirectional isolated ac-dc converters for automotive battery charging applications. *2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 1–12.
- Suarez, C. and Martinez, W. (2019). Fast and ultra-fast charging for battery electric vehicles – a review. *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 569–575.
- Tan, N.M.L., Abe, T., and Akagi, H. (2012). Design and performance of a bidirectional isolated dc-dc converter for a battery energy storage system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1237–1248.
- Xu, J., Gu, L., Ye, Z., Kargarrizi, S., and Rivas-Davila, J.M. (2020). Cascode gan/sic: A wide-bandgap heterogeneous power device for high-frequency applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6340–6349.
- Xue, F., Yu, R., Guo, S., Yu, W., and Huang, A.Q. (2015). Loss analysis of gan devices in an isolated bidirectional dc-dc converter. *2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, 201–205.
- Zhang, Y. (2020). Comparison between competing requirements of gan and sic family of power switching devices. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 1–6.