

APLICAÇÃO DE MÓDULO SEMICONDUTORES HÍBRIDOS EM ACIONAMENTOS ELÉTRICOS

Fábio A. Pongelupe¹, Allan F. Cupertino² and Heverton A. Pereira³

¹ Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG), Belo Horizonte, MG, Brasil.

² Departamento de Engenharia de Materiais, Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG), Belo Horizonte, MG, Brasil.

³ Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Viçosa (UFV), Viçosa, MG, Brasil.
e-mail: fabiopongelupe@gmail.com, afcupertino@ieee.org, heverton.pereira@ufv.br

Resumo – Módulos semicondutores híbridos consistem em dispositivos que combinam interruptores de silício com interruptores de algum material semicondutor de larga banda proibida (do inglês, *wide band gap* (WBG)), proporcionando a obtenção de soluções com um melhor custo benefício. Esta abordagem permite estender os limites da tecnologia baseada em silício, proporcionando um custo mais competitivo do que os módulos baseados exclusivamente em materiais WBG. Este artigo propõe uma metodologia de seleção de interruptores para compor um par híbrido formado por um Si-IGBT e um SiC-MOSFET, os quais são utilizados para acionar um motor de indução de 440 V e 300 HP. Dentre as combinações analisadas, foram escolhidas duas soluções híbridas com potencial de redução de perdas, as quais são comparadas com as soluções Si e SiC de mesma corrente disponíveis no mercado. As comparações são feitas a partir de um perfil de operação diário real de acionamento elétrico de um exaustor. Os resultados demonstraram uma potencial redução de perdas energéticas diárias de 45% em relação aos módulos originais de silício, além de apresentar um custo inicial intermediário entre as soluções baseadas em Si-IGBT e SiC-MOSFET.

Palavras-chave – Acionamento Elétrico, Modelo Comportamental, Módulo Semicondutor Híbrido, Perfil de Operação, Sic-Mosfet.

EVALUATION OF HYBRID SEMICONDUCTOR MODULES FOR ELECTRIC DRIVES

Abstract – Hybrid semiconductor modules combines silicon switches with wide-bandgap transistors (WBG), conceiving solutions with better cost benefits. This approach also extends the limits of silicon-based technology, providing a more competitive cost than modules based exclusively on WBG materials. This article proposes a device selection methodology to compose a hybrid pair formed by a Si-IGBT and a SiC-MOSFET, which are used to drive a 440 V and 300 HP induction motor. Among the considered combinations, two hybrid

solutions with potential for loss reduction were chosen, which are compared with the Si and SiC solutions of the same current available on the market. The comparisons are made from a daily mission profile of an industrial fan. The results points a potential energy loss reduction around 45% in relation to the original silicon modules, in addition to presenting an initial intermediate cost between the solutions based on Si-IGBT and SiC-MOSFET.

Keywords – Electric Drive, Behavior Model, Hybrid Semiconductor Module, Mission Profile, Sic-Mosfet.

I. INTRODUÇÃO

Em processos de conversão de energia, há uma demanda emergente por conversores eletrônicos com alta eficiência e densidade de potência, o que motiva o desenvolvimento das tecnologias de semicondutores [1]–[3]. Para acionamentos industriais, os IGBTs de silício (Si-IGBT) têm sido a solução mais utilizada para baixas e médias tensões, devido às baixas perdas de condução e confiabilidade adquirida ao longo das gerações desse interruptor. No entanto, a operação bipolar dos Si-IGBTs resulta em perdas elevadas de energia durante o processo de comutação, o que limita a frequência de comutação máxima destes dispositivos. Visando estender os limites de densidade de potência impostos pela tecnologia atual de Si-IGBTs, a indústria de semicondutores voltou seus olhos para o desenvolvimento de dispositivos unipolares baseados em materiais semicondutores de banda larga. Neste contexto, os SiC-MOSFETs e os GaN HEMTs foram desenvolvidos [4] [5]. Todavia, ambas tecnologias ainda possuem custo alto, preterindo a escolha dessas comparadas ao Si-IGBT.

Uma alternativa à tecnologia Si-IGBT sem aumentar drasticamente os custos são as soluções híbridas. Uma primeira abordagem que é atualmente utilizada por diversos fabricantes é a combinação de Si-IGBT e Diodos Schottky SiC dentro do mesmo módulo de potência. Esta abordagem permite reduzir as perdas de comutação associadas ao diodo de roda-livre (do inglês, *freewheeling diode* (FWD)), apesar de conceber uma solução de maior custo [6]–[8]. Mesmo que parte das perdas sejam reduzidas, as energias de comutação associadas ao IGBT ainda limitam a faixa de frequência desses módulos, impedindo o avanço das densidades de potência e eficiência de conversores eletrônicos [9].

Buscando aprimorar o módulo híbrido mencionado, um

Manuscript received 10/24/2020; first revision 02/10/2021; accepted for publication 06/18/2021, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.3.0063>

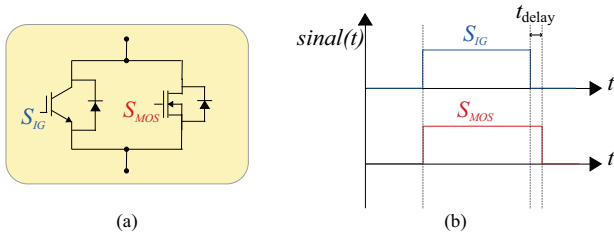


Fig. 1. (a) Esquemático de módulo híbrido contendo chaves Si-IGBT e SiC-MOSFET em paralelo e (b) sequência de pulsos para cada transistor.

SiC-MOSFET de baixa capacidade de corrente pode ser conectado em paralelo com um Si-IGBT de alta capacidade, como ilustrado na Figura 1.a. A sequência de pulsos proposta na Figura 1.b impõe ao SiC-MOSFET a função de conduzir a corrente da carga durante as comutações, enquanto o Si-IGBT irá conduzir a maior parte da corrente do módulo durante o período de condução. Esta estratégia de pulsos permite que o IGBT opere em comutação suave em função das baixas capacitâncias do SiC-MOSFET, reduzindo consideravelmente as perdas totais do módulo. Os estudos [10], [11] apresentam dados experimentais de aumento de eficiência com a solução híbrida dentro de um único módulo semiconductor, ao passo que em [12] foram utilizados componentes discretos que possibilitaram desempenho similar.

Tratando-se de módulos híbridos, a literatura apresenta estudos detalhados em diferentes frentes. O trabalho [13] mostra que a estratégia de comutação dos interruptores pode ser relacionada com a condição de operação do conversor, visando aumentar a eficiência em baixa corrente. Além da sequência de pulsos, a complexidade do circuito *gate driver* é um desafio para a implementação de módulos híbridos. Neste contexto, a referência [14] propõe um único *gate driver* para enviar pulsos de comutação para o par de interruptores, os quais geralmente requerem circuitos separados. Já o trabalho [15] estima as indutâncias parasitas aceitáveis entre os dispositivos para que os transitórios de transferência de corrente ocorram como o esperado.

Em relação a seleção de interruptores, os trabalhos [15], [16] relacionam a relação de corrente nominal Si-IGBT:SiC-MOSFET com confiabilidade e custo dos módulos resultantes, indicando que relações de corrente entre 1:4 e 1:6 minimizariam os custos dos chips mantendo temperaturas de junção seguras. Contudo, as referências não avaliam o potencial de se utilizar os módulos híbridos olhando uma determinada aplicação. Além disso, em aplicações práticas como inversores para acionamentos elétricos, as perdas nos diodos representam um percentual importante das perdas totais. Contudo, as referências no tópico geralmente não discutem a divisão de corrente entre os diodos do IGBT e o diodo de corpo do MOSFET.

Dessa maneira, para preencher as lacunas citadas, este trabalho propõe uma metodologia que busca encontrar a combinação de chips de dispositivos comerciais com maior eficiência para compor o par híbrido. A avaliação do potencial do módulo híbrido é feita por meio de um estudo de caso de um acionamento elétrico de um exaustor industrial. A divisão de corrente entre os interruptores e os diodos é modelada nas análises apresentadas. O restante deste trabalho desenvolve-se

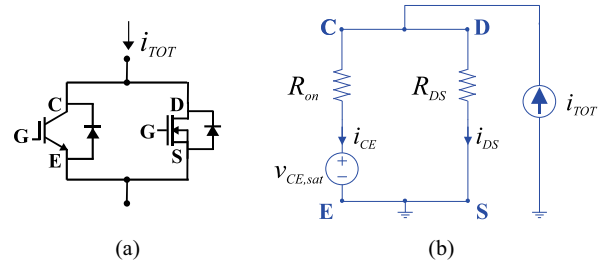


Fig. 2. (a) Esquemático de módulo híbrido e (b) circuito equivalente durante o período de condução.

com a Seção II, que detalha a metodologia desenvolvida para selecionar potenciais dispositivos semicondutores. Depois de escolher potenciais pares, comparações são feitas com módulos puros de Si e SiC na Seção III. A Seção IV apresenta o estudo de caso incluindo os pares híbridos escolhidos, juntamente com os parâmetros do sistema de acionamento. Posteriormente, os resultados obtidos são apresentados e discutidos na Seção V. Finalmente, a Seção VI sumariza as conclusões do artigo.

II. METODOLOGIA DE SELEÇÃO DE CHAVES

A metodologia proposta neste trabalho seleciona um par híbrido composto de: 1 SiC-MOSFET e 1 Si-IGBT juntamente com o respectivo diodo. O método proposto é replicável e pode ser reproduzido para diferentes aplicações. Neste trabalho, procura-se projetar um módulo híbrido para um conversor de dois níveis que alimenta uma máquina de 440 V e 300 HP. Diante das condições de operação, definiu-se que o dispositivo final necessita de tensão de bloqueio de 1200 V e corrente contínua máxima de 300 A.

A. Modelagem de Divisão de Corrente

O desempenho do módulo híbrido proposto possui dependência direta com a divisão de corrente entre os transistores no período de condução. A Figura 2 apresenta um circuito elétrico simplificado para modelar a divisão de corrente entre os dispositivos em regime permanente de condução de corrente. Partindo-se do circuito simplificado, as seguintes relações podem ser obtidas:

$$I_{DS}R_{DS} = V_{CE,sat} + I_{CE}R_{ON}, \quad (1)$$

$$I_{TOT} = I_{DS} + I_{CE}. \quad (2)$$

A modulação de condutividade garante ao Si-IGBT perdas de condução menores em operação nominal em relação ao SiC-MOSFET [17], portanto, é desejável que a maior parte da corrente do módulo flua pelo IGBT durante o período de condução. A razão entre a corrente do Si-IGBT e a corrente total, denotada por Δ , pode ser utilizada como figura de mérito para comparar diferentes pares híbridos. Partindo-se do circuito da Figura 2 e das expressões (1) (2), pode-se obter que:

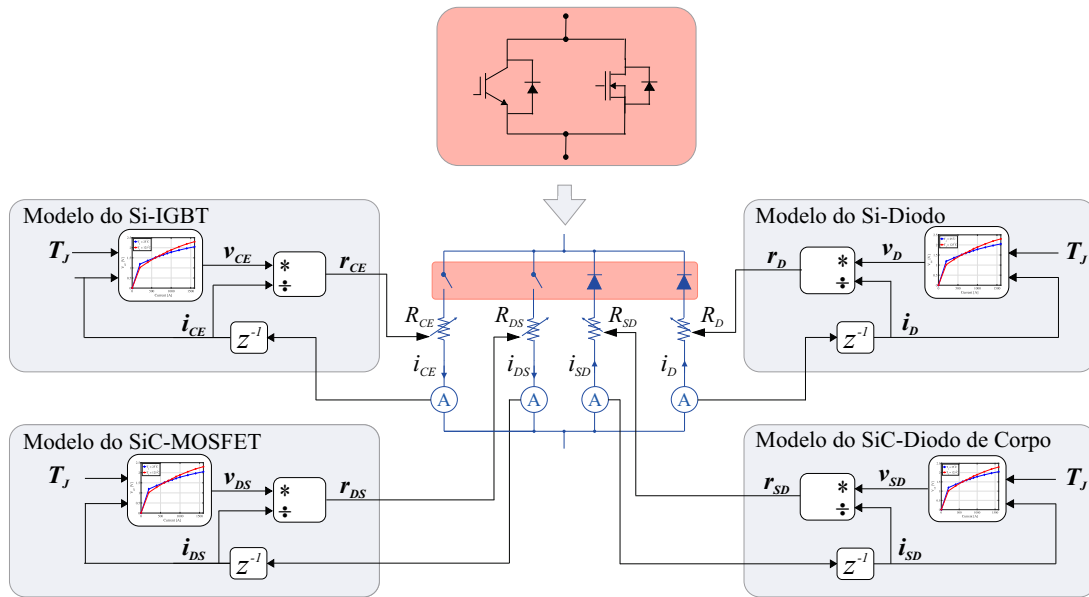


Fig. 3. Modelo comportamental para divisão de corrente entre transistores de um módulo híbrido.

$$\Delta(T, I) = \frac{R_{DS}(T_{jMOS}, I_{DS}) - \frac{V_{CE,sat}(T_{jIG}, I_{CE})}{I_{TOT}}}{R_{DS}(T_{jMOS}, I_{DS}) + R_{ON}(T_{jIG}, I_{CE})} \quad (3)$$

As dependências dos elementos de circuito com temperatura e corrente indicam que a divisão de corrente é não uniforme durante a operação do conversor. Tratando-se de conversores que lidam com corrente alternada, é esperado que a divisão percentual de corrente apresente variações também ao longo do período da fundamental. Contudo, ainda é possível comparar duas combinações possíveis de pares híbridos utilizando estimativas de Δ com base em valores fixos de temperatura e corrente máxima.

B. Modelagem Comportamental de Divisão de Corrente

Existem diversas maneiras de modelar o funcionamento de um dispositivo semicondutor. Entre essas, destacam-se duas abordagens: modelos físicos e modelos comportamentais [18]. Os modelos físicos fazem uso de elementos de circuito lineares e não lineares para modelar as características elétricas e térmicas da chave, porém são considerados propriedade intelectual dos fabricantes, tornando árduo o trabalho de obtê-los a partir de dados de testes [18]. Em modelos comportamentais, tabelas com dados de medição podem ser linearizadas, permitindo estimar variáveis como energias de comutação e queda de tensão em condução com base nos valores de tensão, corrente e temperatura do interruptor.

Neste trabalho, o *software* de simulação PLECS, o qual faz uso de modelos comportamentais, foi a ferramenta escolhida para estimar perdas e temperatura dos semicondutores em análise. Os modelos utilizados possuem descrições numéricas dos comportamentos de comutação e de condução de cada transistor, porém, a ferramenta faz uso de elementos de circuito com valores fixos para o cálculo de divisão de corrente. Esta metodologia, caso utilizada, não apresentaria variação de R_{DS} do SiC-MOSFET e $V_{CE,sat}$ do IGBT

com a temperatura, caracterizando um desacoplamento entre os domínios elétrico e térmico. Esse desacoplamento promove erros na estimativa de divisão de corrente entre os interruptores, fazendo necessário a busca por outra maneira de modelar os dispositivos.

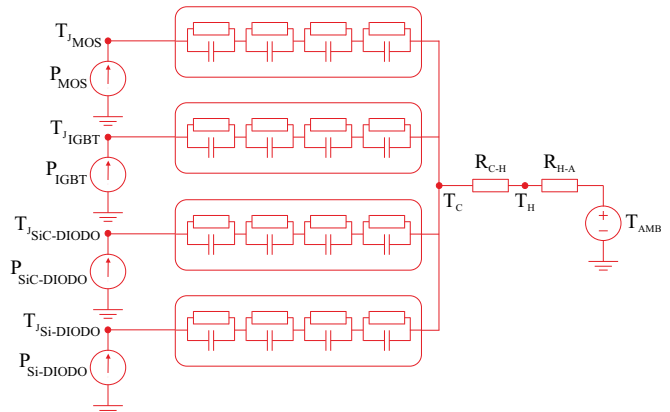


Fig. 4. Circuito térmico considerado para cálculo das temperaturas de junção dos dispositivos.

A estratégia desenvolvida para conceber um modelo com maior fidelidade é ilustrada na Fig 3. Ao fazer medições de corrente e temperatura, é possível usá-las como dados de entrada em uma *look-up table* para calcular a tensão de condução $v_{on}(t)$ dos transistores e diodos, por meio de linearizações entre os dados adjacentes às medições feitas. Para evitar erros numéricos relativos à associação de fontes de tensão dependentes em paralelo, adota-se a modelagem por elementos passivos, como resistências variáveis. Desta forma, divide-se o valor de $v_{on}(t)$ pela corrente do interruptor medida, permitindo assim obter um valor de resistência incremental $r_{on}(t)$ que modela as perdas de condução obtidas em testes realizados pelos fabricantes dos dispositivos. Essa metodologia foi replicada para os pares de transistores e diodos do módulo.

A implementação proposta para a divisão de corrente faz uso de estimativas das temperaturas de junção dos interruptores em tempo real. Para tal, utiliza-se o circuito térmico ilustrado na Figura 4. A fonte de calor representa as perdas instantâneas $P(t)$ de um interruptor. Os elementos de circuito entre a junção e o dissipador foram extraídos dos *datasheets* dos fabricantes, ao passo que a resistência térmica entre o dissipador e o ambiente foi projetada para cada etapa do estudo. O módulo híbrido proposto reúne o par de transistores e o Si-Diodo no mesmo módulo, portanto, as redes térmicas de cada dispositivo são conectadas ao mesmo encapsulamento.

C. Seleção de Pares Híbridos

A modelagem computacional para o cálculo de divisão de corrente proporciona uma descrição mais precisa do funcionamento real do módulo híbrido proposto. Fazendo uso desta, é possível avaliar perdas e temperatura de diferentes pares de transistores, buscando obter combinações ótimas quanto à eficiência de conversores estáticos. Neste estudo, foram selecionadas cinco interruptores de cada tecnologia para compor a base de dados que formará as combinações. Os dispositivos selecionados são apresentados na Tabela I. Não há repetição de valores de $V_{CE,sat}$ para os IGBTs e R_{DS} para os SiC-MOSFETs, pois deseja-se avaliar a influência destes parâmetros na figura de mérito Δ e no valor das perdas elétricas calculadas.

Como mencionado anteriormente, a figura de mérito Δ pode ser estimada para valores pré-definidos de temperatura e corrente total do módulo. Os dados da Tabela I são extraídos dos *datasheets* dos fabricantes como dados nominais a 25°C, portanto, podem ser utilizados para o cálculo de Δ como ilustrado na Figura 5. Nesta, é exibido uma curva para cada modelo de IGBT identificado pelos códigos da Tabela I e, em cada curva, existem cinco pontos que se referem aos valores de resistências dos SiC-MOSFETs utilizados. Dessa maneira, é possível avaliar o comportamento de Δ em corrente nominal para cada combinação de módulo híbrido.

A divisão de corrente apresenta grande dependência em relação ao parâmetros dos interruptores. Ao aumentar a resistência do SiC-MOSFET utilizado, o IGBT passa a ser um caminho preferencial de corrente, o que explica o aspecto crescente das curvas. O mesmo ocorre ao optar por IGBTs

com $V_{CE,sat}$ baixo, dispositivos que apresentam relação inversa com o valor de Δ . Os transistores Si-IGBTs com baixo $V_{CE,sat}$ são otimizados para condução e apresentam frequência de comutação limitada. Tendo em vista a característica de comutação suave proporcionada pelo módulo híbrido, há uma oportunidade de uso desses interruptores em frequências que os mesmos não foram projetados para operar. Portanto, os dispositivos de $V_{CE,sat}$ iguais a 1,85 V e 3,2 V não serão considerados para o restante das análises.

A etapa de simulações para seleção de chaves contará com 15 combinações de pares híbridos. Para compará-los, utiliza-se a topologia de conversor meia-ponte monofásica, a qual deve alimentar uma carga com pico de corrente em 300 A. O modelo comportamental descrito anteriormente é implementado no ambiente de simulação. Quanto ao acionamento dos interruptores, foi implementado um circuito lógico capaz de produzir a sequência de pulsos para o par de chaves ilustrada na Figura 1.b. Neste, o parâmetro t_{delay} corresponde ao tempo que o transistor SiC-MOSFET conduz a corrente total enquanto o IGBT é desligado. Os *datasheets* dos IGBTs apresentam um tempo máximo de desligamento de 0,42 μs , portanto o valor de 0,5 μs foi escolhido para t_{delay} . É importante ressaltar que, na operação de comutação suave, IGBTs do tipo *Punch through* apresentam calda longa no transitório de desligamento [19], podendo apresentar perdas de comutação ligeiramente maiores que as estimadas por meio de simulações. Porém, a inclusão deste fenômeno em simulação comportamental é complexo e não será abordado neste trabalho.

Os dados de simulação são expostos na Tabela II. Visando obter uma equidade das temperaturas de junção entre diferentes pares, projetaram-se dissipadores específicos para cada módulo híbrido, de maneira que todos possuam uma T_{JMAX} inferior à 110 °C. Dessa maneira, foi possível levantar o comportamento de perdas elétricas ilustrado na Figura 6.

Os resultados obtidos evidenciam que a opção por valores menores de $V_{CE,sat}$ permite reduzir as perdas elétricas do módulo híbrido, assim como observado para a maximização da figura de mérito Δ . Todavia, o mesmo não ocorre para a escolha do SiC-MOSFET: a relação entre resistência e

TABELA I
Transistores Comerciais Utilizados

Si-IGBTs com diodos			
Part Number	Tensão de Ruptura (V)	I_{nomDC} (A)	$V_{CE,sat}$ (V)
2MBI300XNA120-50	1200	300	1,4
2MBI300XHA120-50	1200	300	1,45
2MBI300XBE120-50	1200	300	1,5
4MBI300VG-120R-50	1200	300	1,85
1MBI300HH-120L-50	1200	300	3,2
SiC-MOSFETs			
Part Number	Tensão de Ruptura (V)	I_{nomDC} (A)	R_{DS} (m Ω)
C3M0016120K	1200	115	16
C3M0021120K	1200	100	21
C2M0025120D	1200	90	25
C3M0032120K	1200	63	32
C2M0040120D	1200	60	40

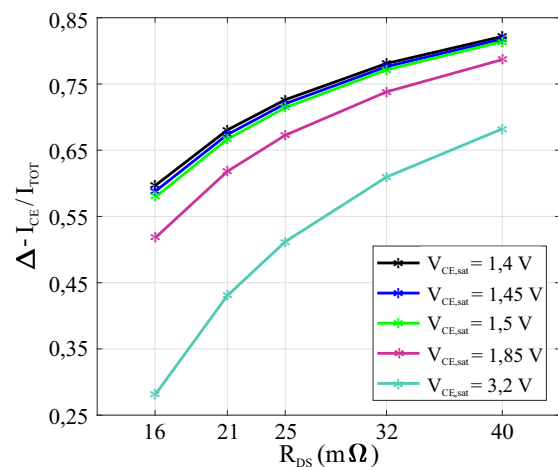


Fig. 5. Comportamento da figura de mérito Δ para cada combinação de par híbrido considerando $I_{TOT} = 300$ A.

TABELA II

Parâmetros para Simulação dos Conversores Monofásicos

Parâmetro	Valor
Tensão de Barramento (V_{DC})	650 V
Índice de Modulação de Tensão (m_a)	1
Corrente de Pico da Carga (i_{smax})	300 A
Fator de Potência $\cos \phi$	0,85 IND
Frequência da fundamental (f)	60 Hz
Frequência de comutação (f_{sw})	10 kHz
Temperatura ambiente (T_{amb})	40 °C

corrente nominal destes dispositivos é inversa e explícita na Tabela I. Dessa maneira, a opção por SiC-MOSFET de maior resistência reflete em maiores perdas elétricas, apesar de resultar em uma solução final de menor custo. Os valores de perdas ao utilizar os dispositivos de 25 mΩ e 40 mΩ são os maiores entre os pares analisados, comportamento esperado uma vez que estes componentes fazem parte da segunda geração (C2M) de transistores SiC do fabricante, ao passo que os restantes integram a terceira geração (C3M). Os valores de R_{ON} para os bipolares não apresentaram variações relevantes em Δ , por isso não foram explorados neste trabalho.

As duas combinações em destaque na Figura 6 serão selecionados para as etapas seguintes. Ambas fazem uso do IGBT de $V_{CE,sat} = 1,4$ V, o qual proporciona melhor divisão de corrente e maior eficiência para todos unipolares. Em relação aos SiC-MOSFETs, serão selecionados os modelos com resistências de 16 mΩ e 32 mΩ. O primeiro compõe o par de maior eficiência, enquanto o segundo compõe um par híbrido de eficiência intermediária e área de chip SiC inferior ao interruptor de 16 mΩ. A redução de área de chip, manifestada pela capacidade de corrente dos unipolares, é um indicativo de redução de custos.

III. AVALIAÇÃO DA SOLUÇÃO HÍBRIDA

Após selecionar pares híbridos com potencial de redução de perdas, é necessário caracterizá-los quanto às condições de operação. Dessa maneira, esta etapa busca analisar o desempenho dos módulos para variações de frequência de comutação e corrente da carga. Deseja-se comparar o

comportamento de perdas dos pares híbridos com soluções puras de silício e carbeto de silício: o primeiro consiste no módulo 2MBI300XNA120-50, com dados expostos na Tabela I; o segundo corresponde ao dispositivo WAB300M12BM3, o qual consiste em um módulo SiC de 1200 V/300 A que possui resistência de 4 mΩ. A comparação mencionada visa avaliar como os pares híbridos se situam entre as soluções semicondutoras já existentes no mercado.

Novamente, deseja-se estabelecer uma mesma temperatura média de junção de 110 °C entre os quatro módulos semicondutores. Dessa maneira, as resistências térmicas dissipador-ambiente R_{h-a} foram dimensionadas para cada solução semicondutora e frequência de comutação, considerando corrente senoidal de pico em 300 A e fator de potência indutivo 0,85. Os resultados ilustrados na Figura 7 evidenciam o potencial da tecnologia híbrida em reduzir o tamanho e custo dos dissipadores do conversor, o que se justifica pela distribuição de perda dos dispositivos. Os pares híbridos apresentam perdas de condução ditadas pelo IGBT, portanto, apresentam estresse térmico inferior ao SiC-MOSFET puro para a faixa de 1 a 10 kHz, possibilitando usar dissipadores de maior resistência térmica e, conseqüentemente, menor volume e custo.

Aplicando os valores de resistências térmicas calculados, realizaram-se varreduras de frequência de comutação e corrente da carga, permitindo levantar os dados de perdas totais de cada módulo ilustrados na Figura 8. É possível notar que a diferença entre os valores de perdas entre a solução de silício e as demais é agravada ao aumentar a frequência de comutação. As simulações apontam para reduções de perdas ao optar por módulos híbridos de 10% em 1 kHz, 46% em 10 kHz e 55% em 20 kHz. Tal observação é justificada pelo uso de SiC-MOSFET durante o chaveamento para os pares híbridos e SiC puro, o que estende o limite de operação desses módulos. Além disso, a dependência das perdas com a corrente da carga mostra que, para baixos valores de corrente, a ganho de eficiência é menor comparado à operação nominal. Dessa maneira, a troca da solução de silício por um dos pares híbridos proporciona aumento de eficiência para a faixa de corrente analisada, porém este aumento é maior para aplicações com corrente próxima dos valores nominais.

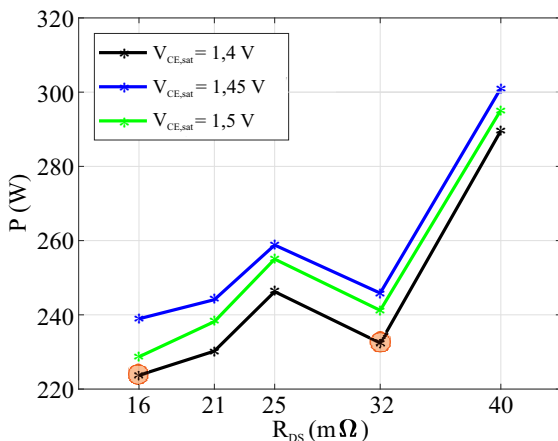


Fig. 6. Perdas Elétricas para combinações de pares híbridos considerando corrente nominal e $T_{JMAX} = 110$ °C

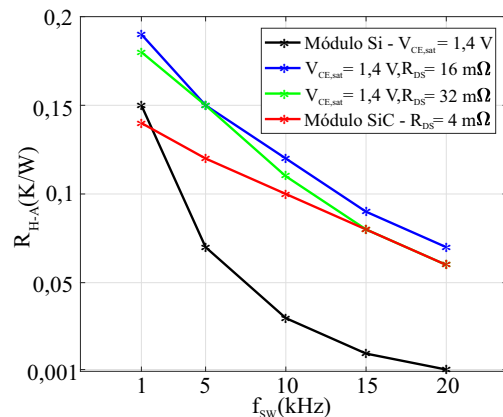
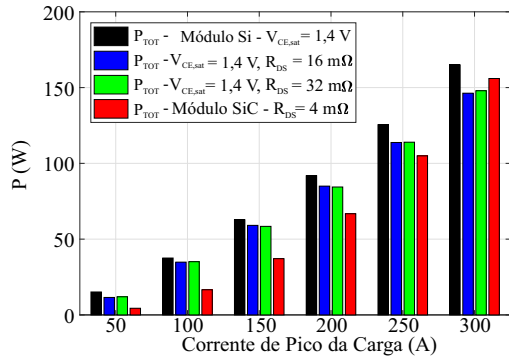
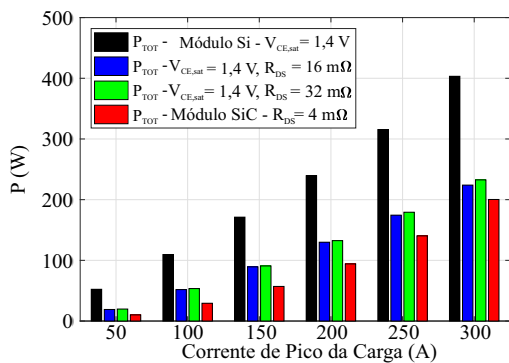


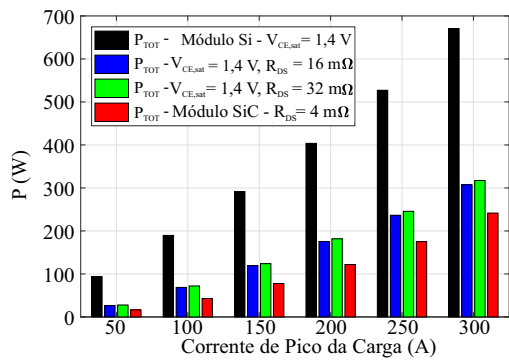
Fig. 7. Comportamento das resistências térmicas de dissipador para o ambiente considerando variação da frequência de chaveamento e temperatura máxima de junção de 110 °C.



(a)



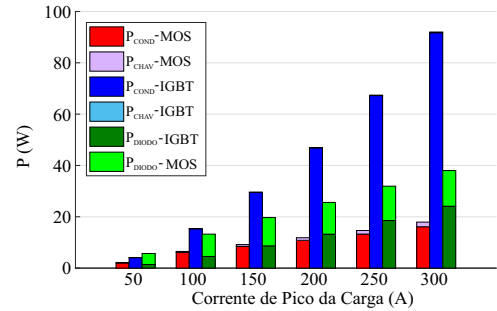
(b)



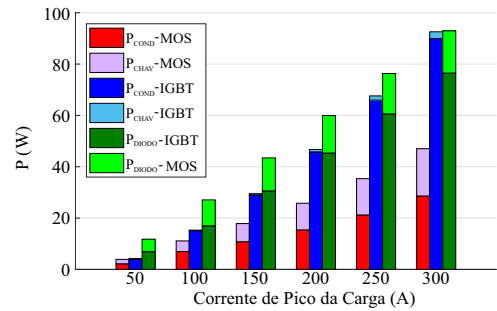
(c)

Fig. 8. Valores de Perdas elétricas por módulo para variação de corrente em (a) 1 kHz, (b) 10 kHz e (c) 20 kHz.

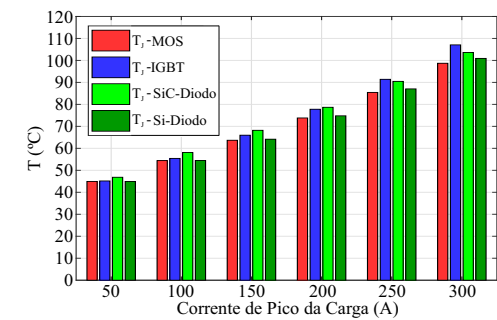
Este estudo busca também compreender como as perdas são distribuídas entre condução e comutação, permitindo assim compreender melhor o funcionamento dos pares híbridos. A Figura 9 ilustra as temperaturas e as parcelas perdas de condução e chaveamento do módulo híbrido que faz uso do SiC-MOSFET de 32 m Ω para 1 kHz e 10 kHz. Os resultados permitem verificar que o diodo de roda livre oriundo do módulo de silício é o dispositivo mais estressado com o aumento da frequência, apresentando um aumento percentual de perdas de 208% ilustrado pela coluna verde. No conversor monofásico, este diodo é comutado na mesma frequência do SiC-MOSFET, portanto, apresenta comportamento de perdas acima do esperado e temperatura ligeiramente maior do que o transistor de silício em 10 kHz. Esta observação é característica de pares híbridos operando em frequências de comutação intermediárias, uma vez que o transistor Si-IGBT



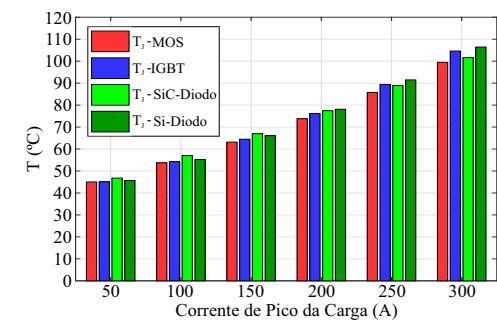
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 9. Distribuição de perdas e temperatura do par híbrido de ($V_{CE,sat} = 1,4$ V e $R_{DS} = 32$ m Ω) para (a,c) 1 kHz e (b,d) 10 kHz.

costuma ser o chip mais estressado em módulos puros de silício. Este fato pode ser contornado pela seleção de outra tecnologia de diodo, porém essa troca não será feita neste estudo, uma vez que deseja-se comparar os pares híbridos com a solução original de silício, de maneira que o custo adicional seja apenas referente à adição de uma pastilha de transistor SiC com seu respectivo roteamento.

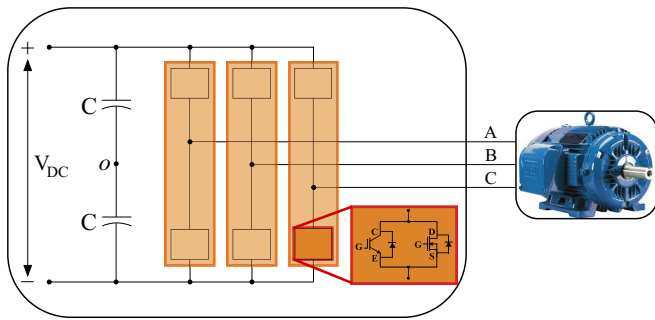


Fig. 10. Representação do acionamento elétrico simulado.

IV. ESTUDO DE CASO

O acionamento elétrico considerado é ilustrado na Figura 10 e consiste em um motor de indução trifásico de 440 V e 300 HP que aciona um sistema exaustor, carga mecânica que apresenta comportamento de conjugado quadrático com a velocidade de rotor. A partir dos dados de placa da máquina apresentados na Tabela III, foram utilizados métodos iterativos da literatura [20] para estimar os parâmetros elétricos do circuito de estator. Feito isso, implementou-se a estratégia de controle vetorial indireto com orientação por fluxo de rotor [21], cujo o diagrama de blocos é ilustrado na Figura 11.a. O conversor eletrônico considerado opera em 10 kHz e possui três braços de dois níveis, sendo que cada braço é conectado ao dissipador dimensionado na etapa anterior para a frequência selecionada.

As simulações do motor elétrico utilizam um perfil diário de operação do exaustor, visando comparar os quatro módulos semicondutores selecionados na Seção III em termos de eficiência energética e confiabilidade. A análise de eficiência será feita a partir das perdas de energia diárias do conversor trifásico, enquanto a confiabilidade será pautada pelos valores máximos de temperatura de junção alcançados. O perfil de operação de velocidade do motor é oriundo de medições feitas durante um dia de operação, coletado de uma indústria de aço no sudeste do Brasil e ilustrado na Figura 11.b. O sistema exaustor apresenta comportamento quadrático de conjugado de carga em relação a velocidade da máquina.

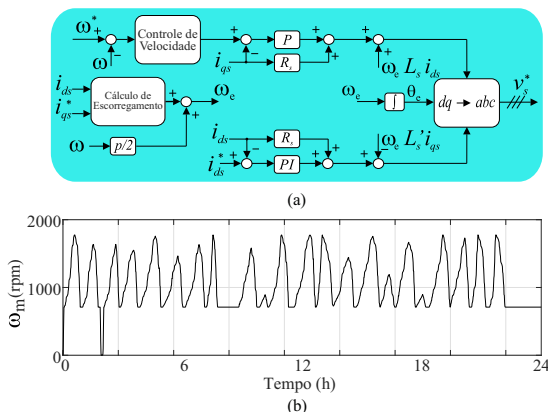


Fig. 11. (a) Diagrama de controle por orientação indireta do fluxo de rotor e (b) Perfil diário de operação de velocidade do motor de indução

TABELA III
Parâmetros do Motor de Indução

Parâmetros de Placa	Valor
Potência Ativa Nominal (P)	300 HP
Tensão de linha Nominal (v_s)	440 V
Corrente de Estator Nominal (i_s)	198 A
Frequência Nominal (f)	60 Hz
Velocidade de Rotor Nominal (w_m)	1790 rpm
Fator de Potência Nominal $\cos\phi$	0,85
Eficiência Nominal (η)	96,6%
Número de Polos (p)	4
Parâmetros Elétricos Estimados	Valor
Resistência de estator (R_s)	12,9 mΩ
Indutância de dispersão de estator (L_{ls})	0,512 mH
Resistência de rotor (R_r)	12 mΩ
Indutância de dispersão de rotor (L_{lr})	0,768 mH
Resistência do núcleo de ferro (R_{fe})	104 Ω
Indutância de magnetização (L_m)	18,8 mH

V. RESULTADOS

Inicialmente, foi feita uma varredura de velocidade de rotor, buscando obter os valores de perdas dos interruptores envolvidos nos módulos híbridos e puros de Si e SiC. A Figura 12 apresenta o caráter crescente de perdas com o aumento da velocidade, enquanto a Figura 13 apresenta os sinais de corrente em regime permanente para baixa e alta rotação.

Novamente, a redução de perdas é potencializada em operação próxima das condições nominais da máquina. Este comportamento pode ser explicado pela relação entre a divisão de corrente entre os dispositivos com o valor total I_{TOT} . Em baixa corrente, a figura de mérito Δ apresenta decréscimo em relação às condições nominais, indicando que o transistor SiC aumentará a parcela de corrente percentual conduzida. Dessa maneira, o potencial da modulação de condutividade do IGBT é menos aproveitado. O fenômeno descrito é ilustrado pelas formas de onda de corrente ilustradas na Figura 13, onde avalia-se os valores de Δ nos picos da corrente senoidal para as velocidades de 400 rpm e 1790 rpm.

Além disso, o aumento de perdas é agravante em função do diodo de silício, como mostrado na Seção III. A Figura 14 ilustra as formas de onda simuladas das correntes dos diodos,

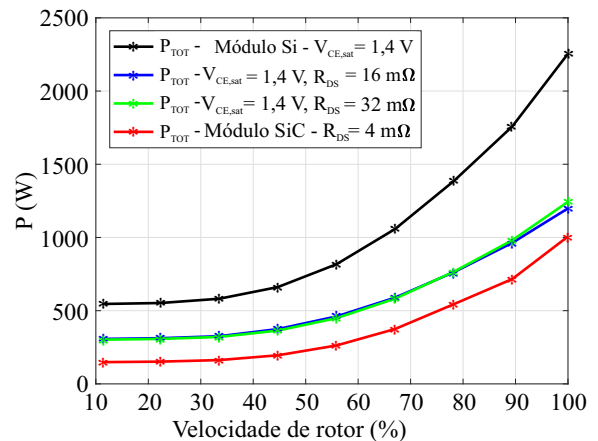


Fig. 12. Perdas semicondutoras totais dos conversores trifásicos em regime permanente para diferentes velocidades de rotor.

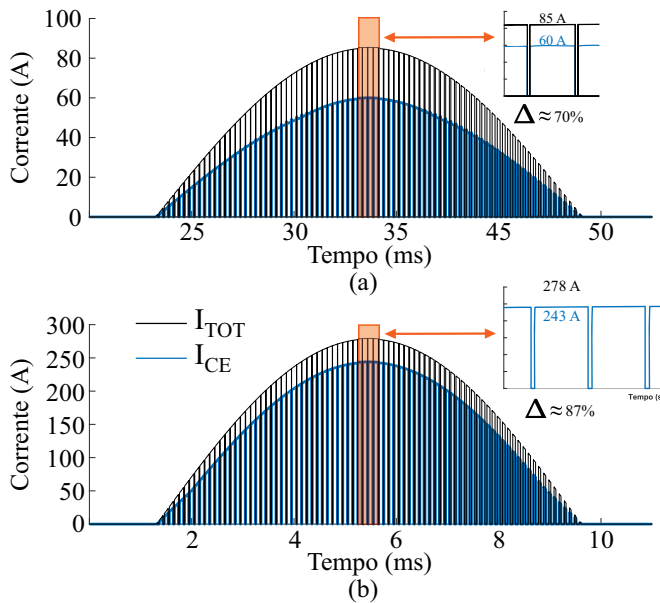


Fig. 13. Formas de Onda simuladas da corrente do Si-IGBT e da corrente total do módulo híbrido considerando (a) 400 rpm e (b) 1790 rpm com destaque para as medições de Δ nos picos de corrente.

com destaque para o período de comutação que ocorre no pico do semi-ciclo de condução reversa. Os valores destacados indicam que o diodo de silício conduz a maior parte da corrente reversa do módulo, uma vez que a tensão de condução deste é de 1,4 V e do SiC-Diodo é de 4,4 V.

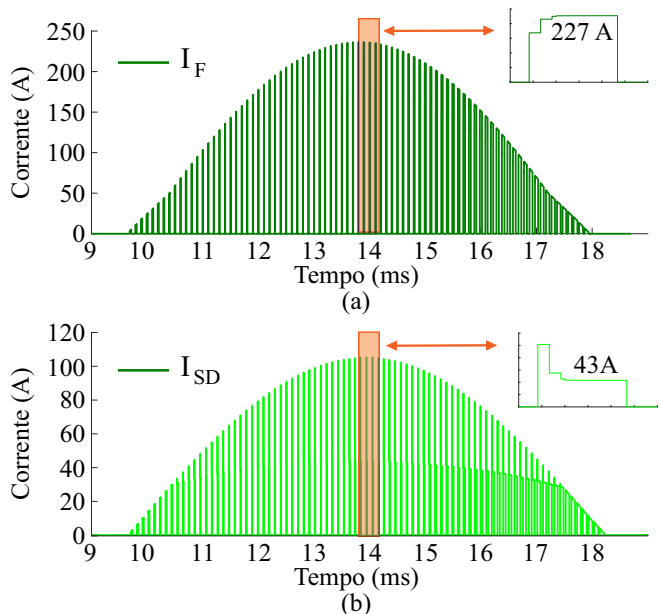


Fig. 14. Formas de Onda simuladas da (a) corrente do Si-Diodo e (b) da corrente do SiC-Diodo para operação em 1790 rpm.

Finalmente, considerando os dados diários de perfil de missão, as temperaturas de junção de cada chave são ilustradas na Figura 15. Os diodos de silício foram os interruptores mais estressados para os pares híbridos, enquanto os transistores dos módulos puros apresentaram maior temperatura do que seus respectivos diodos. Nos quatro exemplos, as temperaturas máximas situaram-se em torno de 100 °C, valor este abaixo do

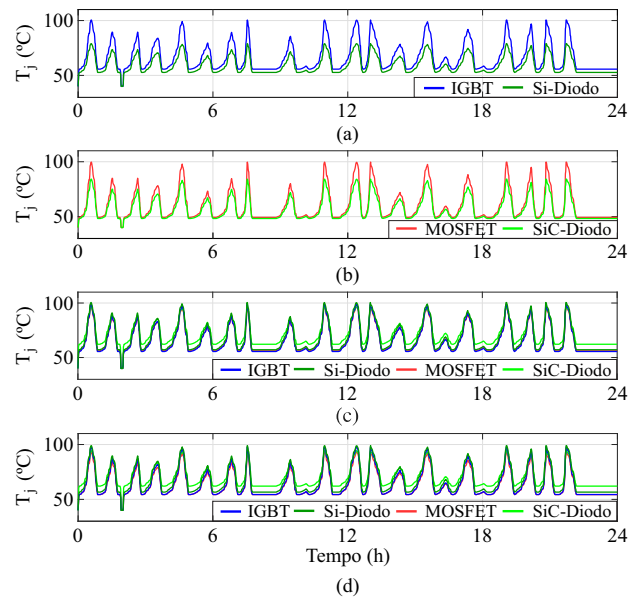


Fig. 15. Temperaturas de junção diárias dos módulos: (a) silício puro, (b) carbeto de silício puro, (c) híbrido com $R_{DS} = 16 \text{ m}\Omega$ e (d) híbrido com $R_{DS} = 32 \text{ m}\Omega$.

estabelecido como limite durante o projeto dos dissipadores, validando assim a metodologia utilizada para tal e reduzindo a probabilidade de falha dos dispositivos.

A totalização das perdas diárias dos conversores trifásicos é apresentada na Tabela IV. As identificações de I a IV representam os quatro conversores a seguir respectivamente: Si Puro; SiC Puro; Híbrido com 16 mΩ; Híbrido com 32 mΩ. Destaca-se a redução de perdas de aproximadamente 45% ao substituir a solução existente de silício por pares híbridos. Estes não apresentam a mesma eficiência do conversor de carbeto de silício, porém possuem potencial de redução de custo dos módulos de até 65%. Tendo em vista a possibilidade de utilizar um único *gate driver* para o módulo híbrido [14], o custo adicional de circuitos acionadores de porta não foi considerado.

TABELA IV
Comparação entre os conversores simulados

Parâmetros	Conversores Trifásicos			
	I	II	III	IV
R_{h-a} (K/kW)	30	100	120	110
E_{TOT} Diária (kWh)	24,71	8,96	13,68	13,65
Custo dos Módulos (US\$)	420	1722	618	828

VI. CONCLUSÕES

Este artigo propõe uma metodologia de seleção de chips para compor um módulo híbrido a ser utilizado em acionamentos elétricos. A modelagem proposta para o fenômeno de divisão de corrente permite conceber simulações com maior fidelidade aos comportamentos reais dos dispositivos. Os resultados de perdas elétricas para pares híbridos calculados devem ser interpretados como um limitante superior de performance para tal configuração, uma vez que o fenômeno de cauda longa de desligamento de IGBTs *punch through* não foi modelado.

Em relação a seleção de interruptores, o IGBT que proporciona os maiores valores da figura de mérito Δ também é o mesmo que apresenta menores perdas totais para diferentes resistências de SiC-MOSFET conectadas em paralelo, fato que evidencia a importância de optar por IGBTs com baixo valor de $V_{CE,sat}$. Além disso, constatou-se que os Si-Diodos são os chips mais estressados e limitadores da tecnologia, caso sejam utilizados os mesmos do módulo de silício de mercado. Em desenvolvimentos futuros, novas estratégias de seleção de diodos podem aumentar a eficiência do módulo híbrido.

Foi considerado um perfil diário de operação para um motor de indução de 440 V e 300 HP que aciona um exaustor. Os resultados obtidos em simulação apontam para uma redução de perdas energéticas de 45% nos interruptores do inversor ao fazer uso de pares híbridos, situando-se como uma alternativa ao módulo puro de carbeto de silício que apresenta custo elevado para altos valores de corrente.

REFERÊNCIAS

- [1] K. Takao, S. Harada, T. Shinohe, H. Ohashi, "Performance evaluation of all SiC power converters for realizing high power density of 50 W/cm³", *2010 International Power Electronics Conference - ECCE Asia - IPEC 2010*, pp. 2128–2134, Junho 2010, doi:10.1109/IPEC.2010.5543727.
- [2] L. Mendizabal, I. Kortazar, I. Larrazabal, I. Zubimendi, G. Nunez, "DC output wind turbine demonstrator, based on isolated DC-DC converter with Silicon Carbide semiconductors", *20th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2018 ECCE Europe*, pp. 1–9, Setembro 2018.
- [3] B. Whitaker, A. Barkley, Z. Cole, B. Passmore, T. McNutt, A. B. Lostetter, "A high-frequency, high-efficiency silicon carbide based phase-shifted full-bridge converter as a core component for a high-density on-board vehicle battery charging system", *IEEE ECCE Asia Downunder - 5th IEEE Annual International Energy Conversion Congress and Exhibition, IEEE ECCE Asia 2013*, pp. 1233–1239, Junho 2013, doi:10.1109/ECCE-Asia.2013.6579266.
- [4] A. Bindra, "Wide Bandgap Power Devices: Adoption gathers Momentum", *IEEE Power Electronics Magazine*, no. 1, p. 22 to 27, Fevereiro 2018, doi:10.1109/MPPEL.2017.2782404.
- [5] F. Roccaforte, P. Fiorenza, G. Greco, R. L. Nigro, F. Giannazzo, A. Patti, M. Saggio, "Challenges for energy efficient wide band gap semiconductor power devices", Maio 2014, doi:10.1002/pssa.201300558.
- [6] A. Kadavelugu, U. Raheja, M. Mobarrez, E. Aeloiza, R. Rodrigues, "SiC versus Si freewheeling diodes: A comparative study of their impact on IGBT VCE overshoot in 3-level T-type power converters", *IEEE 7th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications, WiPDA 2019*, pp. 219–224, Outubro 2019, doi:10.1109/WiPDA46397.2019.8998944.
- [7] Y. K. Sharma, P. M. Croft, L. Ngwendson, L. Coulbeck, M. Birkett, Z. Crrc, T. Elctric, "Comparison of Hybrid 3.3kV Si-IGBT / SiC-Schottky and 3.3kV Si-IGBT/Si technologies", *20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.9, Setembro 2018, doi:10.1109/MPPEL.2017.2782404.
- [8] L. Amber, K. Haddad, "Hybrid Si IGBT-SiC Schottky diode modules for medium to high power applications", *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, pp. 3027–3032, Março 2017, doi:10.1109/APEC.2017.7931127.
- [9] H. Mirzaee, S. Bhattacharya, S. H. Ryu, A. Agarwal, "Design comparison of 6.5 kV Si-IGBT, 6.5kV SiC JBS diode, and 10 kV SiC MOSFETs in megawatt converters for shipboard power system", *IEEE Electric Ship Technologies Symposium, ESTS 2011*, pp. 248–253, Abril 2011, doi:10.1109/ESTS.2011.5770876.
- [10] A. Q. Huang, X. Song, L. Zhang, "6.5 kV Si/SiC hybrid power module: An ideal next step?", *IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging, IWIPP 2015*, pp. 64–67, Maio 2015, doi:10.1109/IWIPP.2015.7295979.
- [11] M. Rahimo, F. Canales, R. A. Minamisawa, C. Papadopoulos, U. Vemulapati, A. Mihaila, S. Kicin, U. Drogenik, "Characterization of a Silicon IGBT and Silicon Carbide MOSFET Cross-switch hybrid", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp. 4638–4642, Fevereiro 2015, doi:10.1109/TPEL.2015.2402595.
- [12] A. Deshpande, F. Luo, "Design of a silicon-WBG hybrid switch", *WiPDA 2015 - 3rd IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications*, pp. 296–299, Novembro 2015, doi:10.1109/WiPDA.2015.7369319.
- [13] T. Zhao, J. He, "An optimal switching pattern for 'SiC+Si' hybrid device based Voltage Source Converters", *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, vol. 2015, no. May, pp. 1276–1281, Março 2015, doi:10.1109/APEC.2015.7104512.
- [14] X. Song, L. Zhang, A. Q. Huang, "Three-Terminal Si/SiC Hybrid Switch", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 9, pp. 8867–8871, Janeiro 2020, doi:10.1109/TPEL.2020.2969895.
- [15] A. Deshpande, F. Luo, "Practical Design Considerations for a Si IGBT + SiC MOSFET Hybrid Switch: Parasitic Interconnect Influences, Cost, and Current Ratio Optimization", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 724–737, Janeiro 2019, doi:10.1109/TPEL.2018.2827989.
- [16] L. Li, P. Ning, X. Wen, Q. Ge, Y. Li, "A 30kW three-phase voltage source inverter based on the si IGBT/SiC MOSFET hybrid switch", *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, vol. 2019-March, pp. 1397–1401, Março 2019, doi:10.1109/APEC.2019.8721835.
- [17] B. Jayant Baliga, *Fundamentals of Power Semiconductors*, Springer, New York, Março 2008.

- [18] R. Kraus, P. Tiirkes, J. Sigg, “Physics-Based Models of Power Semiconductors for the Circuit Simulator SPICE”, *PESC 98 Record 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1726–1731, Maio 1998, doi:10.1109/PESC.1998.703414.
- [19] S. Pendharkar, K. Shenai, “Zero voltage switching behavior of punchthrough and nonpunchthrough insulated gate bipolar transistors (IGBT’s)”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 45, no. 8, pp. 1826–1835, 1998, doi:10.1109/16.704385.
- [20] J. Pedra, F. Corcoles, “Estimation of induction motor double-cage model parameters from manufacturer data”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 2, pp. 310–317, Junho 2004, doi:10.1109/TEC.2003.822314.
- [21] D. W. Novotny, T. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Clarendon Press, 1996.

DADOS BIOGRÁFICOS

Fábio de Almeida Pongelupe, possui graduação em Engenharia Elétrica (2018) e realiza mestrado em Engenharia Elétrica pelo Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG). Atualmente, é engenheiro de aplicação na empresa Cadence Design Systems. Seus principais interesses de pesquisa incluem dispositivos WBG e suas aplicações, projeto de módulos semicondutores e integridade de potência.

Allan Fagner Cupertino, possui graduação em Engenharia Elétrica (2013) pela Universidade Federal de Viçosa (UFV), mestrado (2015) e doutorado (2019) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG). Realizou doutorado sanduíche na Aalborg University, Dinamarca. Desde 2014 é professor no Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG), atuando na área de máquinas elétricas e eletrônica de potência. Seus principais interesses de pesquisa incluem conversores modulares multinível e suas aplicações, energia solar fotovoltaica, sistemas de armazenamento de energia por baterias e confiabilidade de conversores eletrônicos.

Heverton Augusto Pereira, possui graduação em Engenharia Elétrica (2007) pela Universidade Federal de Viçosa (UFV), mestrado em Engenharia Elétrica (2009) pela Universidade de Campinas (UNICAMP) e doutorado em Engenharia Elétrica (2015) pela Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG). Realizou doutorado sanduíche (2014) na Aalborg University, Dinamarca. Desde 2009 é professor na Universidade Federal de Viçosa. Seus principais interesses de pesquisa incluem conversores conectados à rede para sistemas de energia fotovoltaica e eólica e sistemas de transmissão de alta tensão baseados em MMC.