

# Seleção da Tensão de Bloqueio Ótima de IGBTs para Inversores de Frequência Baseados em Conversor Modular Multinível

Paulo R. M. Júnior<sup>1</sup>, João V. M. Farias<sup>2</sup>, Allan F. Cupertino<sup>3</sup>, Gabriel A. Mendonça<sup>2</sup>, Marcelo M. Stopa<sup>1</sup>,  
Heverton A. Pereira<sup>4</sup>

<sup>1</sup>Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, CEFET - MG, Belo Horizonte, MG, Brasil

<sup>2</sup>Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, Brasil

<sup>3</sup>Departamento de Engenharia de Materiais, CEFET - MG, Belo Horizonte, MG, Brasil

<sup>4</sup>Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Viçosa, Viçosa, MG, Brasil

e-mail: paulomatiaspq@gmail.com, joao.farias@ifmg.edu.br, afcupertino@ieee.org, gforti@gmail.com, marcelo@cefetmg.br, heverton.pereira@ufv.br

**Resumo** – O conversor modular multinível (CMM) é uma topologia inerentemente tolerante a falhas e uma opção interessante para acionamentos elétricos de média tensão, especialmente quando cargas quadráticas são empregadas. Para selecionar a melhor tensão de bloqueio de IGBTs, este trabalho apresenta uma metodologia de projeto e comparação de CMMs considerando a redundância necessária para atingir o requisito de confiabilidade. São comparados projetos utilizando IGBTs com tensão de bloqueio na faixa de 1,7 a 6,5 kV. A seleção é baseada em métricas de complexidade, volume, área de silício e eficiência do conversor. O uso da metodologia é exemplificado em um soprador industrial acionado por um motor de indução trifásico de 13,8 kV - 16 MW. Medições da velocidade de operação do acionamento e temperatura ambiente desse processo em uma indústria siderúrgica localizada no sudeste brasileiro são utilizadas na avaliação das perdas do conversor. Os resultados evidenciam que a classe de tensão ótima de IGBTs depende do tipo de redundância empregado. Além disso, apesar do aumento de complexidade e do número de componentes, os projetos baseados em IGBTs com menor tensão de bloqueio (1,7 e 3,3 kV) se mostram mais vantajosos devido a menores perdas, volume e área de silício.

**Palavras-chave** – Acionamentos Elétricos, Conversor Modular Multinível, Projeto Otimizado, Confiabilidade.

## Selection of the Optimal IGBT Blocking Voltage for Electric Drives based on Modular Multilevel Converter

**Abstract** – The modular multilevel converter (MMC) is an inherently fault-tolerant topology and an interesting option for medium voltage electrical drives, especially when quadratic loads are taken into account. In order to select the optimal blocking voltage for IGBTs, this paper presents a design methodology and comparison of MMCs considering the necessary redundancy to achieve the reliability requirement. Designs using IGBTs with blocking voltage in the range of 1.7 to 6.5 kV are compared.

The selection is based on complexity, volume, silicon area and efficiency. The methodology application is exemplified through an industrial blower driven by a 13.8 kV - 16 MW three-phase induction motor. Measurements of the operating drive speed and ambient temperature of this process, which is part of a steel industry located in southeastern Brazil, is used as mission profile. The results show that the optimal class of IGBTs depends on the type of redundancy employed. In addition, despite the increase in complexity and the number of components, designs based on IGBTs with lower blocking voltage (1.7 and 3.3 kV) are proved to be more advantageous due to lower losses, volume and silicon area.

**Keywords** – Electric Drive, Modular multilevel converter, Optimal Design, Reliability.

## I. INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, houve um crescente aumento na preocupação com a eficiência energética em instalações elétricas no ambiente industrial. O uso de acionamentos elétricos com velocidade variável se mostrou uma opção interessante neste aspecto, visto que esta tecnologia permite reduzir o consumo total de energia elétrica [1]. Para acionamentos elétricos de média tensão, os conversores modulares multiníveis (CMM) tem se mostrado uma família promissora de conversores [2]. Suas principais características são: baixo  $dv/dt$ , elevada eficiência, modularidade e baixo conteúdo harmônico nas grandezas elétricas [3], [4].

Sobre as topologias de CMM, a DSCC (do inglês *Double-Star Chopper Cell*) é a mais utilizada em acionamentos elétricos cujo torque de carga é proporcional ao quadrado da velocidade [5]. Este tipo de carga é muito utilizado no ambiente industrial, sendo responsável por aproximadamente 70% do mercado de acionamentos elétricos de média tensão [6]. Atualmente, empresas como Siemens e Benshaw comercializam esta topologia no mercado para o acionamento de bombas, compressores e ventiladores industriais [5]. Porém, esta topologia apresenta algumas limitações quando o motor opera em baixas velocidades e alto torque, condição na qual são observadas grandes oscilações de tensão nos capacitores de cada submódulo (SM) do conversor [4]. Para melhorar a resposta dinâmica do CMM em baixas

Manuscript received 05/24/2020; first revision 08/29/2020; accepted for publication 09/14/2020, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.4.0033>

velocidades, diversas técnicas para reduzir as oscilações de tensão nos capacitores dos SMs tem sido propostas [4], [7].

Um dos desafios associados ao projeto do CMM é a escolha da tensão de bloqueio dos IGBTs de potência disponíveis no mercado, que variam de 0,6 até 6,5 kV para dispositivos de silício [8]. Alguns trabalhos investigam o projeto ótimo do conversor para uma dada aplicação, diferentes níveis de tensão e de potência. A referência [9] propõe um projeto de um conversor em cascata para a integração de energia renovável à rede elétrica, levando em conta o desempenho do sistema, complexidade do controle e custo de semicondutores. Os resultados mostram que, para o caso em estudo, o conversor com 19 níveis é a opção ótima para um sistema de conversão de 11 kV. Por sua vez, a referência [10] compara o CMM e o conversor de três níveis com grameamento de neutro para um sistema de armazenamento de energia por baterias. A comparação é feita com base em números de IGBTs, elementos de filtragem, eficiência do sistema, conteúdo harmônico e custo. A referência [11] apresenta o procedimento de projeto e a comparação de topologias de conversores utilizados em acionamentos elétricos de média tensão para diferentes tensões de saída e níveis de potência, porém não é considerada a injeção de sequência zero no CMM. Por fim, a referência [8] propõe determinar a tensão de bloqueio ótima dos IGBTs utilizados em um conversor em cascata. A comparação é baseada na eficiência no ponto nominal e na densidade de potência do conversor. Contudo, conforme referência [12], considerar apenas a eficiência no ponto nominal de operação pode resultar em um projeto não otimizado, dependendo do perfil de operação do conversor.

De fato, a escolha da tensão de bloqueio ótima baseada no perfil da aplicação (velocidade de operação, perfil de conjugado e temperatura ambiente) é uma estratégia interessante para determinar o melhor custo-benefício de sistemas de acionamentos elétricos de média tensão. Sendo assim, o trabalho [13] busca o número ótimo de níveis de um CMM considerando o perfil de operação do acionamento. Contudo, o volume do conversor e as classes de 1,7 e 2,5 kV são desconsideradas. Além disso, o custo da redundância, necessária para garantir o mesmo requisito de confiabilidade, não é incluído.

Portanto, este artigo propõe uma metodologia para selecionar a tensão ótima de bloqueio dos IGBTs do CMM, utilizado em acionamentos elétricos, considerando estratégias de redundância para atingir o mesmo nível de confiabilidade para IGBTs com diferentes classes de tensão. Além disso, a seleção do projeto mais viável inclui mais classes de tensões de IGBTs disponíveis no mercado, baseado no perfil industrial do acionamento. Para tal, a comparação entre diferentes projetos adota a complexidade do sistema, área de silício, eficiência e volume como figuras de mérito.

A metodologia é aplicada no estudo de caso de um inversor de um soprador industrial acionado através de um motor de indução trifásico de 13,8 kV e 16 MW. O perfil de operação utilizado é construído a partir de medições em uma indústria siderúrgica do sudeste brasileiro. Este trabalho é organizado em sete seções. A Seção II expõe o CMM aplicado em acionamentos elétricos e suas estratégias de controle. O projeto do CMM considerando os requisitos

de confiabilidade é apresentado na Seção III. O modelo de confiabilidade utilizado neste trabalho é mostrado na Seção IV. Por sua vez, a Seção V exibe o estudo de caso e os parâmetros do CMM. Além disso, as métricas para estimativa da complexidade, volume do conversor, área de silício e eficiência são apresentadas. Em seguida, os resultados são expostos e discutidos na Seção VI. Finalmente, a Seção VII traz as conclusões deste trabalho.

## II. O CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL APLICADO EM ACIONAMENTOS ELÉTRICOS

O sistema de acionamento elétrico através do CMM é mostrado na Figura 1. Como observado, esta topologia de conversor é formada por uma associação de  $K$  SMs não redundantes e  $M$  SMs redundantes por braço. O número total de SMs por braço é dado por  $N = K + M$ . Cada SM é formado por dois IGBTs,  $S_1$  e  $S_2$ , dois diodos,  $D_1$  e  $D_2$ , e um capacitor,  $C$ . Tipicamente, em paralelo com os SMs, um interruptor formado por um tiristor e um contator,  $S_T$ , é responsável pela retirada de operação dos mesmos em caso de falha, podendo ser utilizado também, para manter os SMs redundantes fora do circuito principal enquanto o conversor está operando normalmente [14]. Os indutores de braço reduzem as distorções harmônicas nas correntes do braço [15]. Neste trabalho são considerados indutores acoplados, devido ao seu volume e peso reduzido em relação aos individuais. Essa configuração faz com que a indutância equivalente vista pela corrente de saída (corrente do motor) seja teoricamente nula. Com isso, a dinâmica do motor não é afetada [4].

A estratégia de controle utilizada é baseada em [4]. A estrutura de controle é dividida em: Controle médio dos SMs, controle individual e o controle vetorial indireto do motor, como ilustrado na Figura 2. No controle médio, a malha externa é responsável por controlar a tensão média de todos os SMs por fase e calcular a corrente circulante necessária para realizar a troca de energia no conversor. Por sua vez, a malha interna controla a corrente circulante a fim de suprimir as componentes harmônicas de segunda ordem e introduzir um amortecimento na dinâmica do conversor. Esse controle é baseado em um controlador proporcional ressonante (PR) para suprimir a componente de segunda harmônica, que é

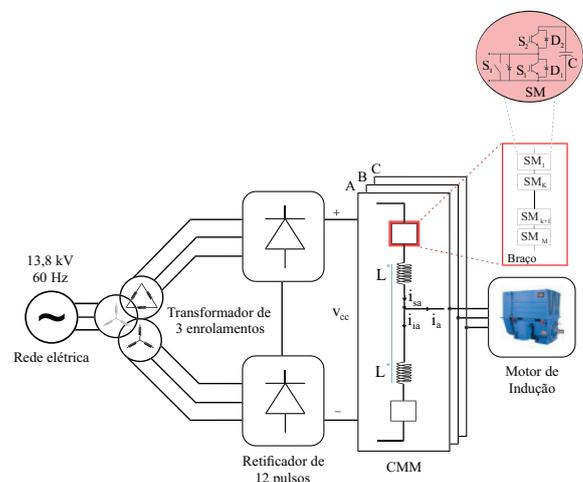


Figura 1. Sistema de acionamento elétrico empregando CMM.

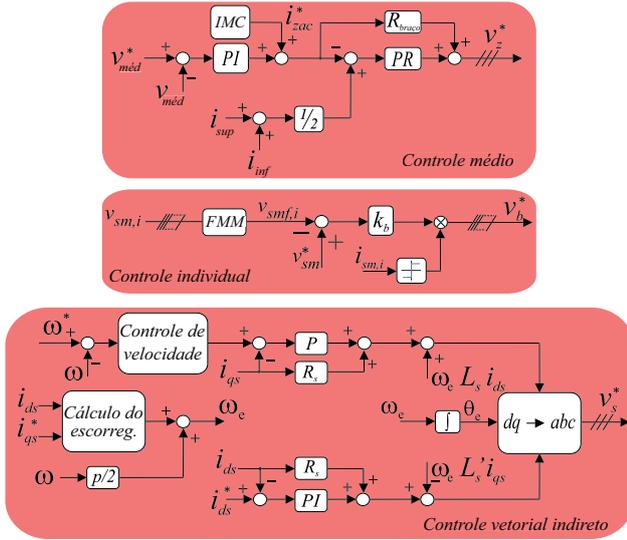


Figura 2. Estrutura de controle do CMM aplicado em sistema de acionamento elétrico. *IMC*-Injeção de modo comum. *FMM*-Filtro de média móvel.

tipicamente encontrada na topologia CMM. Para reduzir as oscilações de tensão nos capacitores dos SMs quando o motor opera em baixas velocidades, a injeção de modo comum (IMC) é utilizada. Essa estratégia consiste em inserir uma corrente circulante alternada juntamente com uma tensão de modo comum nos sinais de referência [4].

Em seguida, o controle individual é utilizado para garantir o balanceamento das tensões dos capacitores dos SMs. Um filtro de média móvel (FMM) é utilizado para suprimir as oscilações e melhorar o desempenho do controlador. Por fim, o controle por orientação indireta de campo do rotor [16], é responsável por controlar a velocidade do motor. Os sinais de controle são somados, normalizados e enviados para o modulador de tensão. Neste trabalho é utilizada a modulação por largura de pulso PS-PWM (do inglês *phase-shifted pulse width modulation*) [17]. Os sinais de referência dos braços superiores e inferiores, por fase, são dados por:

$$v_s^* = v_b^* + \frac{v_z^*}{v_{sm,u}^*} - \frac{v_s^*}{v_{sm,u}^* N} + \frac{v_{com}^*}{v_{sm,u}^* N} + \frac{1}{2}, \quad (1)$$

$$v_i^* = v_b^* + \frac{v_z^*}{v_{sm,l}^*} + \frac{v_s^*}{v_{sm,l}^* N} + \frac{v_{com}^*}{v_{sm,l}^* N} + \frac{1}{2}, \quad (2)$$

onde  $v_b^*$  é a referência do controle individual,  $v_z^*$  é a referência do controle médio,  $v_s^*$  é a referência do controle vetorial indireto,  $v_{sm,s}^*$  and  $v_{sm,i}^*$  são as tensões de referência dos SMs dos braços superiores e inferiores, respectivamente. A tensão de modo comum é representada por  $v_{com}^*$ .

### III. PROJETO DO CMM

O primeiro passo para realizar o projeto do CMM para aplicações de acionamento elétrico é a determinação da tensão do barramento c.c. A tensão mínima pode ser computada por:

$$v_{cc} = \sqrt{2} v_s k_{res}, \quad (3)$$

onde  $v_s$  é a tensão rms de linha do estator e  $k_{res}$  é o fator de reserva de tensão. Para aplicações de acionamentos elétricos

de média tensão,  $k_{res}$  é usualmente 1,2 [18]. Esta reserva é utilizada para garantir a correta operação do conversor durante transitórios e compensar a queda de tensão nos indutores de braço, indutâncias parasitas e semicondutores [11].

O melhor projeto para o número de SM é ditado principalmente pela capacidade de tensão de bloqueio dos IGBTs empregados. Neste trabalho, são considerados IGBTs com a tensão de bloqueio,  $V_{bv}$ , na faixa de 1,7 até 6,5 kV. O fator de utilização,  $f_u$  é calculado através de:

$$f_u = \frac{v_{sm}^*}{v_{bv,100fit}}, \quad (4)$$

onde  $v_{bv,100fit}$  é a tensão de bloqueio do IGBT para uma taxa de 100 FIT (do inglês *failure in time*) devido a radiações cósmicas [9]. Este é um valor típico de FIT para semicondutores utilizado nos projetos de conversores para sistemas HVDC (do inglês *high-voltage direct voltage*) e para acionamentos elétricos de média tensão [19], [20]. As referências de tensão dos SMs,  $v_{sm}^*$ , são calculados como:

$$v_{sm}^* = \frac{v_{cc}}{K}. \quad (5)$$

Um  $f_u$  mais alto é essencial para um projeto com melhor custo-benefício, visto que o custo dos semicondutores é uma parcela significativa dos custos em conversores de média tensão [21]. A Tabela I mostra a tensão de referência dos SMs e o fator de utilização em função do número de SMs. Os projetos com 7, 11, 14, 20 e 27 SMs apresentam o  $f_u$  mais próximos da unidade para as classes de 6,5, 4,5, 3,3, 2,5 e 1,7 kV, respectivamente. Portanto, esses projetos foram considerados para análises subsequentes deste trabalho. Em geral, para usar os IGBTs de maneira otimizada, o projeto deve ter um  $f_u$  de 0,9 ou superior [21].

A capacitância do SM pode ser calculada com base nos

**Tabela I**  
**Fator de Utilização para Diferentes Números de SM**

$K$	$v_{sm}^*$ (kV)	$V_{bv}$ (kV)	$V_{d,100fit}$ (kV)	$f_u$
6	4	6,5	3,6	1,11
7	3,43	6,5	3,6	0,95
8	3	6,5	3,6	0,83
9	2,67	6,5	3,6	0,74
10	2,4	6,5	3,6	0,67
11	2,18	4,5	2,25	0,97
12	2	4,5	2,25	0,89
13	1,85	4,5	2,25	0,82
14	1,71	3,3	1,8	0,95
15	1,6	3,3	1,8	0,89
16	1,5	3,3	1,8	0,83
17	1,41	3,3	1,8	0,78
18	1,33	3,3	1,8	0,74
19	1,26	3,3	1,8	0,70
20	1,2	2,5	1,2	1,00
21	1,14	2,5	1,2	0,95
22	1,09	2,5	1,2	0,91
23	1,04	2,5	1,2	0,87
24	1	2,5	1,2	0,83
25	0,96	2,5	1,2	0,80
26	0,92	2,5	1,2	0,77
27	0,89	1,7	0,9	0,99
28	0,86	1,7	0,9	0,95

requisitos de armazenamento de energia do CMM. Segundo [22], o valor mínimo de capacitância do SM é dada por:

$$C = \frac{KS_n W_{conv}}{3v_{cc}^2}, \quad (6)$$

onde  $S_n$  é a potência aparente nominal do CMM e  $W_{conv}$  é o requisito de armazenamento de energia por MVA. Para sistemas de acionamentos elétricos, valores próximos a 60 kJ/MVA são empregados [5].

Como mencionado anteriormente, este trabalho considera a estratégia de modulação PS-PWM. Nessa estratégia,  $K$  portadoras triangulares são usadas por braço, apresentando uma frequência efetiva de saída,  $f_{ef}$ , dada por [23]:

$$f_{ef} = 2Kf_{sw}, \quad (7)$$

onde  $f_{sw}$  é a frequência da portadora.

A indutância  $L$  é utilizada para minimizar as oscilações de corrente circulante [24]. Tipicamente, são utilizados valores entre 0,05 a 0,15 p.u. para o CMM [25]. Por sua vez, a ondulação de corrente circulante,  $\Delta i_z$ , é proporcional a [26]:

$$\Delta i_z \propto \frac{1}{f_{ef}L}. \quad (8)$$

A fim de manter valores similares de ondulação de corrente circulante e da distorção harmônica total (DHT) da corrente de saída para todos os projetos,  $f_{ef}$  e  $L$  são mantidos constantes. Isso quer dizer que quanto menor o número de SMs, maior a frequência de comutação, conforme discutido em [8].

#### IV. CONFIABILIDADE E REDUNDÂNCIA

A função de confiabilidade  $R(t)$  e a taxa de falhas  $\lambda(t)$  são ferramentas muito importantes para modelagem da confiabilidade de conversores eletrônicos.  $R(t)$  representa um grupo de amostras que podem funcionar adequadamente durante um tempo específico e  $\lambda(t)$  é a taxa de falhas de um sistema. As falhas em um dispositivo podem ser causadas aleatoriamente ou por desgastes durante a sua operação. As falhas por desgaste podem ser reduzidas se o projeto adequado do conversor é realizado [27]. Portanto, neste trabalho foi considerada a modelagem de confiabilidade do CMM baseada nas falhas aleatórias [28]. Portanto, a função de confiabilidade do SM é dada por [29]:

$$R_{SM}(t) = e^{-\lambda_{SM}t}, \quad (9)$$

onde  $\lambda_{SM}$  é a taxa de falha do SM. Neste trabalho, são considerados as taxas de falha dos IGBTs, do capacitor e do sistema de controle do SM. Essa última inclui as taxas de falha dos circuitos de acionamentos dos IGBTs, sistema de comunicação e controlador dos SMs [30]. Assumindo que a taxa de falha de cada componente é independente, então  $\lambda_{SM} = 2\lambda_{IGBT} + \lambda_{capacitor} + \lambda_{controle}$ .

O CMM é formado por seis braços, com  $N$  SM em cada braço. Considerando que as células são idênticas e independentes, a função de confiabilidade do braço pode ser calculada da seguinte forma [29]:

$$R(t) = \prod_{l=1}^K R_{SM(l)}(t). \quad (10)$$

No entanto, a eq. (10) é adequada apenas quando SMs redundantes não são utilizados. As células redundantes são operadas no modo ativo ou no modo de espera. O modo ativo opera com ou sem o compartilhamento de carga [31]. Neste trabalho, será considerada a redundância ativa que opera sem o compartilhamento de carga. Desta forma, quando um componente falha, a carga sobre os componentes funcionais restantes não é alterada. Portanto, a confiabilidade no nível de braço do MMC considerando a redundância ativa pode ser avaliada através do modelo  $k$ -out-of- $n$ , fornecido por [31]:

$$R_{ativo}(t) = \sum_{p=K}^N C_N^p R_{SM}(t)^p (1 - R_{SM}(t))^{N-p}. \quad (11)$$

Por sua vez, considerando a redundância no modo de espera, em que os SMs redundantes são inseridos no CMM apenas quando ocorre falha em algum SM operante, a confiabilidade pode ser modelada como um processo de Poisson homogêneo com uma taxa constante  $\lambda_{SM}$  [31]. A confiabilidade no nível de braço do MMC é dada por [29]:

$$R_{espera}(t) = \sum_{K=0}^{N-K} \frac{(\lambda_{SM}t)^K}{K!} e^{-\lambda_{SM}t}. \quad (12)$$

Por fim, a confiabilidade do CMM, dos seis braços, considerando as técnicas de redundância ativa e no modo de espera, são dadas por:

$$R_{CMM,ativo}(t) = \prod_{bra=1}^6 R_{ativo}(t). \quad (13)$$

$$R_{CMM,espera}(t) = \prod_{bra=1}^6 R_{espera}(t). \quad (14)$$

#### V. ESTUDO DE CASO

O estudo de caso abordado neste trabalho consiste em um acionamento elétrico de um soprador industrial utilizando um CMM e um motor de indução trifásico, 16 MW, 13,8 kV. Os parâmetros do motor são mostrados na Tabela II. Os parâmetros do circuito equivalente do motor foram estimados a partir destes dados de placa, de acordo com o algoritmo proposto por [32]. As especificações do CMM para cada projeto são exibidas na Tabela III. As taxas de falha consideradas para o estudo de confiabilidade são baseadas em dados estatísticos, conforme descrito em [30].

As simulações são realizadas no PLECS/MATLAB a fim de comparar os projetos em métricas de complexidade, volume total do conversor, área de silício e eficiência. A complexidade muitas vezes é avaliada em termos do número de operações lógicas e aritméticas (ALO) efetuadas no sistema de modulação do conversor [33]. Porém, neste trabalho, a complexidade é avaliada indiretamente através dos números de sensores (corrente e tensão) necessários para realizar o controle e operação do CMM.

Para o volume do conversor, é considerada a soma dos volumes individuais dos seguintes componentes: IGBTs,

**Tabela II**  
**Parâmetros do Motor de Indução**

Parâmetro	Valor
Potência ativa nominal ( $P$ )	16 MW
Tensão de linha nominal do estator ( $v_s$ )	13,8 kV
Corrente nominal do estator ( $i_s$ )	801 A
Frequência nominal ( $f$ )	60 Hz
Velocidade nominal ( $w_m$ )	1795 rpm
Fator de potência nominal	0,9
Eficiência nominal ( $\eta$ )	97,4 %
Número de polos ( $p$ )	4

**Tabela III**  
**Parâmetros do CMM para os Projetos Selecionados**

Parâmetros	Projeto do CMM				
	I	II	III	IV	V
$K$	7	11	14	20	27
Níveis	15	23	29	41	55
$v_{cc}$ (kV)	24	24	24	24	24
$v_{bv}$ (kV)	6,5	4,5	3,3	2,5	1,7
$v_{sm}^*$ (kV)	3,43	2,18	1,71	1,20	0,89
$S_n$ (MVA)	20	20	20	20	20
$C$ (mF)	5	7,86	10	14,28	19,28
$L$ (mH)	7,7	7,7	7,7	7,7	7,7
$R_{arm}$ ( $\Omega$ )	0,14	0,14	0,14	0,14	0,14
$f_{sw}$ (Hz)	945	602	473	348	245
$f_{ef}$ (kHz)	13,23	13,23	13,23	13,23	13,23
$R_{dissi.}$ (K/kW)	1	7	25	45	70
$\lambda_{IGBT}$ (falhas/ano)	0,0014	0,0012	0,0013	0,0012	0,0013
$\lambda_{capacitor}$ (falhas/ano)	0,0018	0,0018	0,0018	0,0018	0,0018
$\lambda_{controle}$ (falhas/ano)	0,0032	0,0032	0,0032	0,0032	0,0032

capacitores, indutores, dissipadores e sistema de ventilação. O volume dos IGBTs,  $V_{IGBT}$ , pode ser calculado através das dimensões (largura, altura e comprimento) informadas em folhas de dados dos fabricantes.

Por sua vez, o volume dos capacitores é estimado seguindo a metodologia proposta em [8], na qual o requisito de armazenamento de energia é utilizado como premissa. Para o CMM, a energia armazenada,  $E_c$ , é calculada por [34]:

$$E_c = \frac{3Cv_{cc}^2}{K}. \quad (15)$$

Desta forma, assumindo uma constante de volume por energia armazenada,  $k_E$ , de  $6,3 \text{ cm}^3/\text{J}$  [8] o volume dos capacitores,  $V_{cap}$ , pode ser obtido como:

$$V_{cap} = E_c K_E. \quad (16)$$

O volume dos indutores é estimado a partir de valores apresentados em [23], onde é desenvolvido um estudo de caso de um acionamento elétrico com CMM de 5 MVA, 13,8 kV e 2 mH de indutância de braço. O volume total dos 6 indutores de braço deste conversor foi de  $0,02773 \text{ m}^3$ . De posse destes valores, foi realizado um escalonamento linear para o estudo de caso utilizado no presente trabalho, um CMM de 20 MVA, 13,8 kV e 7,7 mH de indutância de braço. Deste modo, o volume deste componente é calculado assumindo que cada indutor é realizado pela associação de 4 indutores em paralelo

(a fim de garantir a mesma capacidade circulação de corrente) e uma associação de 15 destes conjuntos de indutores em série (para obtermos a mesma indutância), desta forma:

$$V_{ind} = 0,02773 \times 4 \times 15 = 1,6638 \text{ m}^3. \quad (17)$$

Para os dissipadores e sistemas de ventilação, o volume é obtido através de [8]:

$$V_{dissi} = \frac{1}{CSPI \times R_{dissi}}, \quad (18)$$

onde  $CSPI$  (do inglês *cooling system performance index*) é o índice de desempenho do sistema de resfriamento, e  $R_{dissi}$  é a resistência térmica do dissipador para o ambiente. Para sistemas de resfriamento através de ventilação forçada, valores típicos de  $10 \text{ W}/(\text{Kdm}^3)$  são empregados [8]. A resistência térmica do dissipador para o ambiente é calculada para manter a mesma temperatura de junção,  $T_j$ , do dispositivo mais estressado de todos os projetos, dentro de um limite seguro (temperaturas de junção e de encapsulamento abaixo de  $115^\circ\text{C}$  e  $100^\circ\text{C}$ , respectivamente). Por fim, é considerado um fator de compensação de volume  $C_v = 0,7$  a fim de considerar os espaçamentos dos componentes no conversor, devido às diferentes características geométricas e isolamento de cada componente [35].

A potência comutada é uma estimativa indireta da área de silício do conversor, que afeta diretamente o custo. Esta figura de mérito é calculada por [10]:

$$P_{com} = N_{semi} V_{bv} I_c, \quad (19)$$

onde  $N_{semi}$  é o número de dispositivos semicondutores utilizados e  $I_c$  é a corrente nominal do dispositivo.

Por sua vez, a eficiência é derivada da perda de energia ao longo de um ciclo diário. As perdas de condução e comutação foram estimadas com o auxílio de *look-up tables*, conforme descrito em [36] e ilustrado na Figura 3. Os dados necessários para estimar as perdas de condução, perdas de comutação e impedâncias térmicas dos dispositivos são obtidos das folhas de dados do fabricante. Neste trabalho, são considerados os IGBTs da ABB com os números de série 5SND 0800M170100 de 1,7 kV - 800 A, 5SNA 0800N330100 de 3,3 kV - 800 A, 5SNA 0800J450300 de 4,5 kV - 800 A e 5SNA 0800J450300 de 6,5 kV - 750 A, além do IGBT da Mitsubishi CM800HB-50H de 2,5 kV - 800 A. O perfil de carga industrial utilizado, caracterizado pela velocidade do acionamento e temperatura ambiente, são obtidos a partir de medições de uma indústria siderúrgica no sudeste brasileiro, e são mostrados na Figura 4. O perfil de conjugado é aproximado assumindo-se uma característica quadrática da carga.

O número de SM redundantes é calculado através de um método iterativo proposto em [28], cujo objetivo é garantir o requisito de confiabilidade. Para acionamentos elétricos de média tensão, geralmente é assumida uma estimativa de vida útil de 7 anos [37], [38]. Portanto, o número de SMs redundantes é calculado para que o conversor tenha 99% de confiabilidade em 7 anos de operação. Vale ressaltar que a redundância afeta a escolha do projeto com o melhor custo-benefício, visto que o  $M$  afeta em todas as métricas utilizadas (complexidade, volume, área de silício e eficiência).

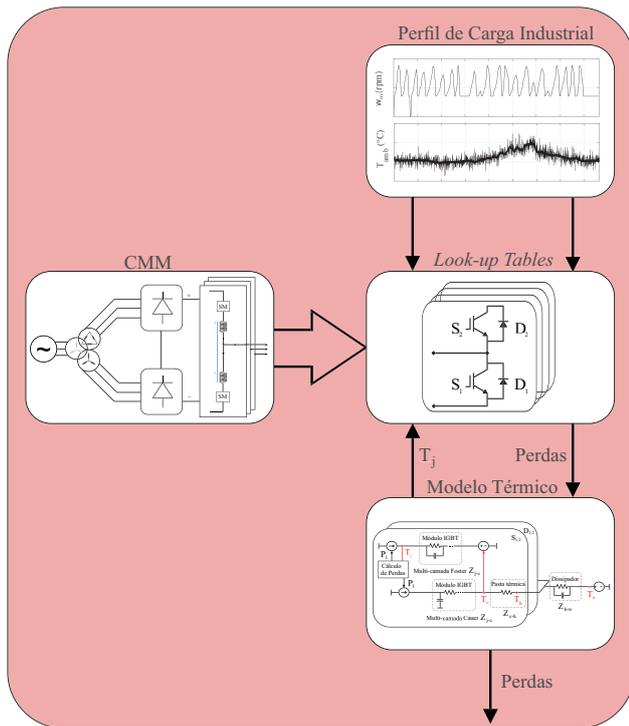


Figura 3. Modelo de estimativa de perdas do CMM.

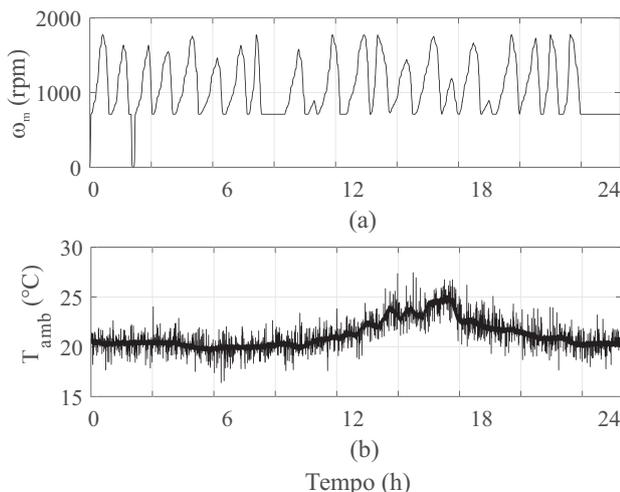


Figura 4. Perfil de carga industrial: (a) Velocidade do motor; (b) Temperatura ambiente.

A fim de comparar os diferentes projetos do CMM baseando-se em diferentes métricas, um índice normalizado,  $k_x$ , é calculado através de:

$$k_x = \frac{x - x_{min}}{x_{max} - x_{min}}, \quad (20)$$

onde  $x$  é a métrica avaliada (complexidade, volume, área de silício e eficiência),  $x_{min}$  e  $x_{max}$  são os valores mínimos e máximos deste indicador, respectivamente. Para comparar os diferentes projetos, o índice normalizado total é calculado por:

$$k_t = k_{complex.} + k_{vol.} + k_{a.sil.} + k_{efici.} \quad (21)$$

É importante ressaltar que o presente trabalho assume que todos os índices normalizados possuem o mesmo fator de

impacto. Porém, de acordo com a necessidade do projeto, podem ser atribuídos pesos diferentes para a métrica em que se deseja ter maior ou menor relevância [13].

## VI. RESULTADOS

A confiabilidade do CMM sem considerar a redundância, é mostrada na Figura 5 para todos os projetos. Como esperado, o projeto I apresentou a maior confiabilidade, devido ao menor número de componentes. A confiabilidade em 7 anos de operação sem redundância é de apenas 0,1567 para este projeto, podendo chegar a até 0,0058 para os projetos com maior número de componentes.

Por sua vez, quando a redundância é empregada, a confiabilidade pode ser elevada até atender os requisitos de projeto. A Figura 6 ilustra a confiabilidade do CMM considerando a redundância do modo ativo. Neste quesito, o projeto II alcançou a maior confiabilidade, 0,9984 em 7 anos de operação. É importante notar que todos os projetos possuem uma confiabilidade acima de 0,99 em 7 anos de operação. Isso evidencia que o cálculo de  $M$  foi realizado corretamente. As diferenças observadas entre os projetos são associadas aos arredondamentos, uma vez que  $M$  deve ser um número inteiro.

Além da redundância no modo ativo, também foi

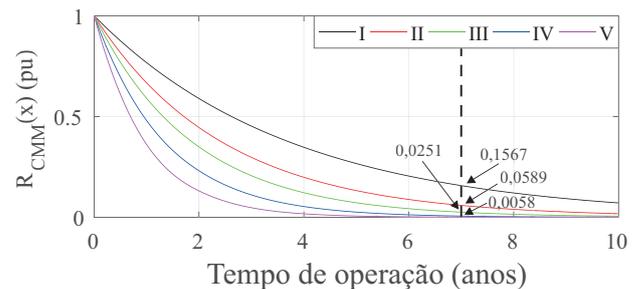


Figura 5. Confiabilidade no CMM sem redundância.

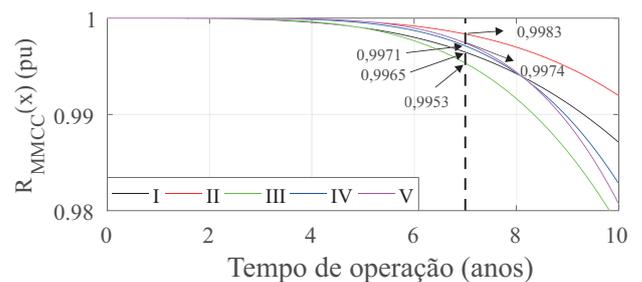


Figura 6. Confiabilidade no CMM com redundância ativa.

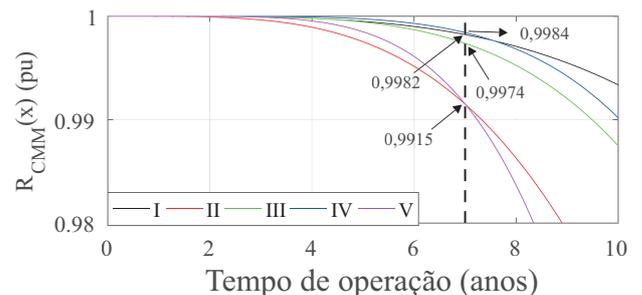


Figura 7. Confiabilidade no CMM com redundância no modo de espera.

considerada a redundância no modo de espera. O resultado para a confiabilidade do CMM nesta estratégia de redundância é exibida na Figura 7. Neste caso, o projeto IV apresentou a maior confiabilidade, 0,9984 para 7 anos de operação. Diferenças são observadas entre os dois tipos de redundância visto que elas requerem diferentes valores de  $M$ . Essencialmente, a redundância no modo de espera requer menos SMs redundantes que a redundância ativa.

É importante notar que o fato de a confiabilidade ser muito baixa sem a utilização de estratégias de redundância, não é interessante comercializar um conversor CMM sem considerar algum tipo de redundância. É possível notar que à medida que células redundantes são inseridas no circuito, a confiabilidade do conversor melhora significativamente. Desta forma, para uma comparação justa, este trabalho considera que a meta de confiabilidade é um requisito do projeto.

As perdas totais dos semicondutores do CMM, desconsiderando a redundância, para cada velocidade de operação e projeto são apresentados na Figura 8. Como observado, o projeto que contém o IGBT com a menor tensão de bloqueio apresenta menores perdas. Isto pode ser relacionado à dois fatores: menores perdas de condução dos dispositivos (menor queda de tensão em condução) e menor frequência de comutação requerida.

A fim de escolher o melhor projeto para a redundância no modo ativo e a redundância no modo de espera, a tomada de decisão é realizada através das métricas de complexidade, área de silício, volume do conversor e eficiência. A Tabela IV mostra a comparação geral de cada projeto levando em consideração a redundância no modo ativo.

O projeto I apresenta a menor complexidade, métrica esta que é avaliada indiretamente através do número de sensores (correntes dos braços e tensão dos SMs). Em relação a área de

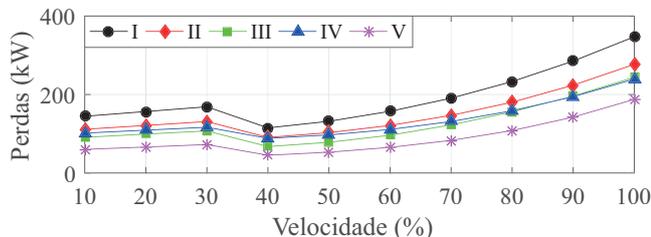


Figura 8. Perdas dos semicondutores no CMM em função da velocidade do motor (percentual da velocidade nominal).

**Tabela IV**  
Comparação Geral de cada Projeto Considerando a Redundância Ativa

Parâmetros	Projeto do CMM				
	I	II	III	IV	V
$K$	7	11	14	20	27
$M$	3	4	4	5	6
Número de IGBTs	120	180	216	300	396
$f_u$	0,95	0,97	0,95	1,00	0,99
Número de sensores	66	96	114	156	204
$P_{com}$ (MVA)	585	648	570,2	600	538,5
Volume ( $m^3$ )	22,34	15,61	14,38	14,32	14,15
Perda de energia diária (kWh)	4254	3634	2667	3803,8	1920

silício, aferida indiretamente através da potência comutada, o projeto V apresenta o melhor resultado, com a menor potência comutada. Além disso, o projeto V apresenta o menor volume, devido principalmente, à maior resistência do dissipador. De acordo com (18), valores elevados da resistência térmica do dissipador para o ambiente favorecem a redução do volume. Por fim, o projeto V também apresenta a melhor eficiência, seguindo a tendência demonstrada na Figura 8.

A partir do índice normalizado total e os resultados apresentados na Tabela IV, o gráfico de comparação para os índices individuais e total é mostrado na Figura 9.a e 9.b, respectivamente. Para escolher o projeto com o melhor custo-benefício, deve-se encontrar aquele que possuir o menor índice geral  $k_t$ . Portanto, para a redundância no modo ativo, o projeto III, que é baseado em IGBTs com tensão de bloqueio de 3,3 kV é selecionado. Observa-se que este projeto apresenta um desempenho moderado em todas as métricas avaliadas.

Por sua vez a Tabela V mostra a comparação geral de cada projeto levando em consideração a redundância no modo de espera. O resultado foi similar ao da redundância no modo ativo. O projeto I apresentou a menor complexidade. Por sua vez, o projeto V apresentou a menor área de silício, menor volume e maior eficiência.

Aplicando os dados da Tabela V em (21), o gráfico

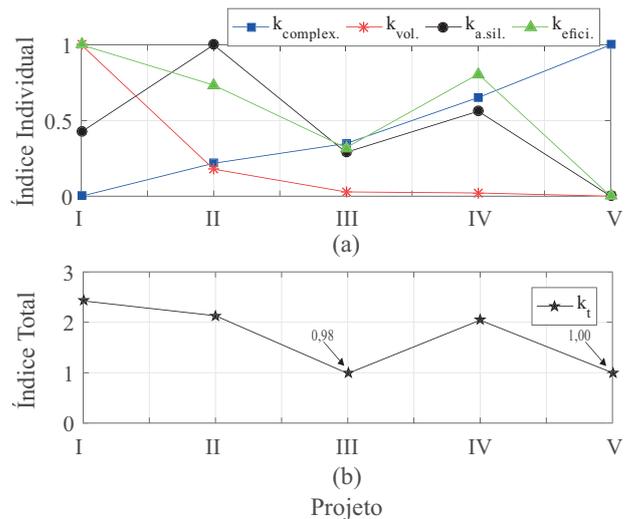


Figura 9. Redundância no modo ativo: (a) Índice individual, (b) Índice total.

**Tabela V**  
Comparação Geral de cada Projeto Considerando a Redundância no Modo de Espera

Parâmetros	Projeto do CMM				
	I	II	III	IV	V
$K$	7	11	14	20	27
$M$	3	3	4	5	5
Número de IGBTs	120	168	216	300	384
$f_u$	0,95	0,97	0,95	1,00	0,99
Número de sensores	66	90	114	156	198
$P_{com}$ (MVA)	585	604,8	570,2	600	522,2
Volume ( $m^3$ )	22,34	15,47	14,38	14,32	14,13
Perda de energia diária (kWh)	2978	2665	2074	3043	1571

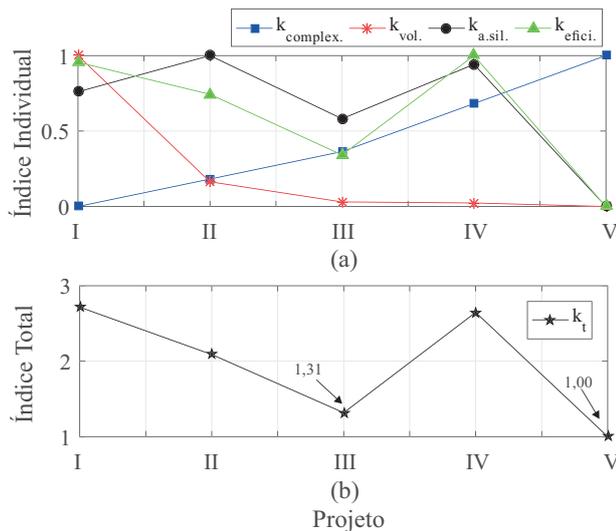


Figura 10. Redundância no modo de espera: (a) Índice individual, (b) Índice total.

de comparação para os índices individuais e total para a redundância no modo de espera é obtido, conforme ilustrado na Figura 10.a e 10.b. Neste caso, o projeto V, baseado em IGBTs com tensão de bloqueio de 1,7 kV, apresenta o menor índice  $k_t$ . É interessante observar que a baixa área de silício, baixo volume e alta eficiência compensaram a complexidade deste projeto.

A Figura 11 mostra a comparação entre o projeto III (melhor custo-benefício para a redundância no modo ativo) e o projeto V (melhor custo-benefício para a redundância no modo de espera). A redundância no modo de espera apresenta vantagem na área de silício, volume e eficiência, mas perde na complexidade, devido ao maior número de sensores.

## VII. CONCLUSÃO

Este trabalho propôs uma metodologia para selecionar a tensão de bloqueio ótima para um CMM em um sistema de acionamento elétrico levando em consideração os mesmos requisitos de confiabilidade da aplicação. IGBTs com tensão de bloqueio na faixa de 1,7 a 6,5 kV foram utilizados na comparação. A comparação é realizada com base nas métricas

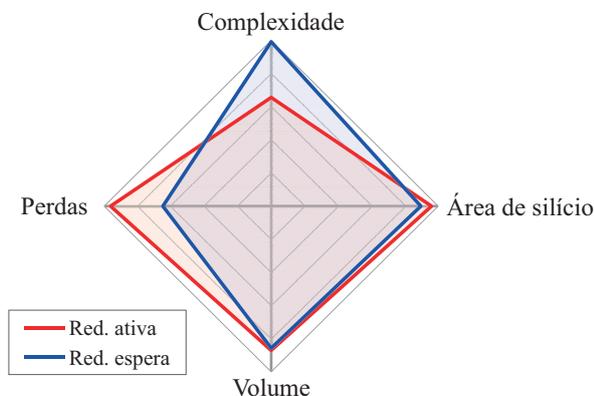


Figura 11. Comparação entre o melhor projeto da redundância no modo ativo com o melhor do modo de espera.

de complexidade, volume do conversor, área de silício e eficiência do CMM.

Foi considerado um estudo de caso de um soprador industrial acionado por um motor de indução de 13,8 kV - 16 MW. Os resultados evidenciam que a classe ótima de IGBTs depende do tipo de redundância analisado. Em relação a redundância no modo ativo, a classe de tensão de 3,3 kV foi a mais vantajosa, considerando que os projetos apresentem uma confiabilidade acima de 99 % em 7 anos de operação. Este projeto possui uma moderada complexidade, eficiência e área de silício e baixo volume. Desta forma, apresentou o menor índice total,  $k_t$ , qualificando este projeto como o melhor em termos de custo-benefício. Por sua vez, considerando a redundância no modo de espera e os mesmos requisitos de confiabilidade para os projetos, a classe de tensão de 1,7 kV foi superior às demais. Apesar da alta complexidade, este projeto possui alta eficiência, baixa área de silício e volume, apresentando o menor  $k_t$  que os outros projetos.

Vale ressaltar que, de acordo com o requisito de confiabilidade, o projeto com o melhor custo-benefício pode mudar, visto que o número de SMs redundantes necessários serão alterados. Isso afetará as métricas utilizadas (complexidade, volume, área de silício e eficiência). É importante salientar que a metodologia empregada neste trabalho pode ser estendida para outras aplicações e metodologias de estimativa de confiabilidade, volume e complexidade.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a CAPES - código de financiamento 001, CNPq, FAPEMIG e o CEFET-MG pelo apoio financeiro.

## Referências

- [1] S. Kouro, J. Rodriguez, B. Wu, S. Bernet, M. Perez, "Powering the Future of Industry: High-Power Adjustable Speed Drive Topologies", *IEEE Ind App Mag*, vol. 18, no. 4, pp. 26–39, July 2012.
- [2] Y. S. Kumar, G. Poddar, "Control of Medium-Voltage AC Motor Drive for Wide Speed Range Using Modular Multilevel Converter", *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 64, no. 4, pp. 2742–2749, April 2017.
- [3] A. Antonopoulos, L. Ängquist, S. Norrga, K. Ilves, L. Harnefors, H. Nee, "Modular Multilevel Converter AC Motor Drives With Constant Torque From Zero to Nominal Speed", *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 50, no. 3, pp. 1982–1993, May 2014.
- [4] M. Hagiwara, I. Hasegawa, H. Akagi, "Start-Up and Low-Speed Operation of an Electric Motor Driven by a Modular Multilevel Cascade Inverter", *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 49, pp. 1556–1565, July 2013.
- [5] H. Akagi, "Multilevel Converters: Fundamental Circuits and Systems", *Proc of the IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2048–2065, Nov 2017.
- [6] B. Wu, M. Narimani, *High-Power Converters and AC Drives - Introduction*, IEEE, 2017.
- [7] Y. S. Kumar, G. Poddar, "Medium-Voltage Vector Control Induction Motor Drive at Zero Frequency Using Modular Multilevel Converter", *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 65, no. 1, pp. 125–132, Jan 2018.

- [8] J. E. Huber, J. W. Kolar, "Optimum Number of Cascaded Cells for High-Power Medium Voltage AC DC Converters", *IEEE J of Emerging and Select Topics in Power Electron*, vol. 5, pp. 213–232, March 2017.
- [9] M. R. Islam, Y. Guo, J. Zhu, "A High-Frequency Link Multilevel Cascaded Medium-Voltage Converter for Direct Grid Integration of Renewable Energy Systems", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 8, pp. 4167–4182, Aug 2014.
- [10] H. A. B. Siddique, A. R. Lakshminarasimhan, C. I. Odeh, R. W. De Doncker, "Comparison of modular multilevel and neutral-point-clamped converters for medium-voltage grid-connected applications", in *Int. Conf. on Renewable Energy Research and Appl.*, pp. 297–304, Nov 2016.
- [11] A. Marzoughi, R. Burgos, D. Boroyevich, Y. Xue, "Design and Comparison of Cascaded H-Bridge, Modular Multilevel Converter, and 5-L Active Neutral Point Clamped Topologies for Motor Drive Applications", *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 54, no. 2, pp. 1404–1413, March 2018.
- [12] F. Beltrame, H. C. Sartori, J. R. Pinheiro, "Energetic Efficiency Improvement in Photovoltaic Energy Systems Through a Design Methodology of Static Converter", *J Control Autom Electr Syst*, vol. 27, no. 1, pp. 82–92, February 2016.
- [13] P. R. M. Júnior, J. V. M. Farias, A. F. Cupertino, G. A. Mendonça, M. M. Stopa, H. A. Pereira, "Selection of the Number of Levels of a Modular Multilevel Converter for an Electric Drive", in *2019 COBEP/SPEC*, pp. 1–6, 2019.
- [14] B. Gemmel, J. Dorn, D. Retzmann, D. Soerangr, "Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission", in *IEEE/PES Transmission and Distrib. Conf. and Expo.*, pp. 1–16, April 2008.
- [15] L. Harnefors, A. Antonopoulos, S. Norrga, L. Angquist, H. Nee, "Dynamic Analysis of Modular Multilevel Converters", *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 60, no. 7, pp. 2526–2537, July 2013.
- [16] D. W. Novotny, T. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Clarendon Press, 1996.
- [17] M. Hagiwara, H. Akagi, "Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 24, no. 7, pp. 1737–1746, July 2009.
- [18] ABB Switzerland Ltd Semiconductors, *Voltage ratings of high power semiconductors*, 8 2013, application note 5SYA 2051.
- [19] K. Sharifabadi, L. Harnefors, H. Nee, S. Norrga, R. Teodorescu, *Main-Circuit Design*, pp. 60–132, 2016.
- [20] M. R. Islam, Y. Guo, J. Zhu, *Power Converter Topologies for Grid-Integrated*, pp. 51–107, 2014.
- [21] J. Z. Md. Rabiul Islam, Youguang Guo, *Power Converters for Medium Voltage Networks*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2014.
- [22] K. Ilves, S. Norrga, L. Harnefors, H. Nee, "On Energy Storage Requirements in Modular Multilevel Converters", *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 1, pp. 77–88, Jan 2014.
- [23] A. Marzoughi, R. Burgos, D. Boroyevich, "Investigating Impact of Emerging Medium-Voltage SiC MOSFETs on Medium-Voltage High-Power Industrial Motor Drives", *IEEE J of Emerging and Select Topics in Power Electron*, vol. 7, no. 2, pp. 1371–1387, June 2019.
- [24] Qingrui Tu, Zheng Xu, H. Huang, Jing Zhang, "Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC", in *2010 Int. Conf. on Power Syst. Technology*, pp. 1–6, 2010.
- [25] K. Sharifabadi, L. Harnefors, H. Nee, S. Norrga, R. Teodorescu, *Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems - Dynamics and Control*, pp. 133–213, 2016.
- [26] Y. Li, E. A. Jones, F. Wang, "Circulating Current Suppressing Controls Impact on Arm Inductance Selection for Modular Multilevel Converter", *IEEE J of Emerging and Select Topics in Power Electron*, vol. 5, no. 1, pp. 182–188, Mar 2017.
- [27] H. Wang, K. Ma, F. Blaabjerg, "Design for reliability of power electronic systems", in *IECON 2012*, pp. 33–44, 2012.
- [28] J. V. M. Farias, A. F. Cupertino, V. de Nazareth Ferreira, H. A. Pereira, S. I. Seleme, "Redundancy design for modular multilevel converter based STATCOMs", *Microelectronics Rel*, vol. 100-101, p. 113471, 2019, 30th European Symp. on Rel. of Electron. Devices, Failure Physics and Analysis.
- [29] P. Tu, S. Yang, P. Wang, "Reliability and Cost based Redundancy Design for Modular Multilevel Converter", *IEEE Trans Ind Electron*, pp. 1–1, 2018.
- [30] J. Guo, X. Wang, J. Liang, H. Pang, J. Gonçalves, "Reliability Modeling and Evaluation of MMCs Under Different Redundancy Schemes", *IEEE Trans Power Del*, vol. 33, no. 5, pp. 2087–2096, Oct 2018.
- [31] Y. Chen, X. Yu, Y. Li, "A Failure Mechanism Cumulative Model for Reliability Evaluation of a k-Out-of-n System With Load Sharing Effect", *IEEE Access*, vol. 7, pp. 2210–2222, July 2019.
- [32] J. Pedra, F. Corcoles, "Estimation of induction motor double-cage model parameters from manufacturer data", *IEEE Trans Energy Convers*, vol. 19, no. 2, pp. 310–317, June 2004.
- [33] M. R. Islam, Y. Guo, J. Zhu, "A Multilevel Medium-Voltage Inverter for Step-Up-Transformer-Less Grid Connection of Photovoltaic Power Plants", *IEEE J of Photovoltaics*, vol. 4, May 2014.
- [34] J. V. M. Farias, A. F. Cupertino, H. A. Pereira, S. I. S. Junior, R. Teodorescu, "On the Redundancy Strategies of Modular Multilevel Converters", *IEEE Trans on Power Del*, vol. 33, April 2018.
- [35] J. W. Kolar, J. Biela, S. Waffler, T. Friedli, U. Badstuebner, "Performance trends and limitations of power electronic systems", in *2010 6th Int. Conf. on Integr. Power Electron. Syst.*, pp. 1–20, 2010.
- [36] J. V. M. Farias, *Reliability-Oriented Redundancy Design for Modular Multilevel Cascaded Converter-based STATCOMs*, Dissertação de Mestrado, CEFET-MG, Brasil, 2019.

- [37] H. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, P. de Place Rimmen, J. B. Jacobsen, T. Kvisgaard, J. Landkildehus, "Transitioning to Physics-of-Failure as a Reliability Driver in Power Electronics", *IEEE J of Emerging and Select Topics in Power Electron*, vol. 2, no. 1, pp. 97–114, March 2014.
- [38] J. Falck, C. Felgemacher, A. Rojko, M. Liserre, P. Zacharias, "Reliability of Power Electronic Systems: An Industry Perspective", *IEEE Ind Electron Magazine*, vol. 12, no. 2, pp. 24–35, June 2018, doi:10.1109/MIE.2018.2825481.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Paulo Roberto Matias Júnior**, possui graduação em Engenharia Elétrica (2018) pela Universidade Federal de Viçosa (UFV). Atualmente é mestrando pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG). Seus principais interesses de pesquisa incluem conversores modulares multinível, acionamentos elétricos e confiabilidade de conversores de potência.

**João Victor Matos Farias**, possui graduação em Engenharia Elétrica (2018) pela Universidade Federal de Viçosa (UFV) e mestrado (2019) em Engenharia Elétrica pelo Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG). Atualmente é doutorando pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG). Seus principais interesses de pesquisa incluem conversores modulares multinível, sistemas de corrente contínua em alta tensão, compensadores síncronos estáticos, acionamentos elétricos e confiabilidade de conversores 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.

**Gabriel Alves Mendonça**, possui graduação (2008) e mestrado (2012) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG). Atualmente é doutorando pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG). Seus principais interesses de pesquisa incluem sistemas elétricos de potência, eletrônica de potência, máquinas elétricas e acionamentos elétricos.

**Marcelo Martins Stopa**, possui graduação (1994), mestrado (1997) e doutorado (2011) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG). Desde 1997 é professor no Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG), atuando na área de máquinas elétricas, acionamentos elétricos e eletrônica de potência. Seus principais interesses de pesquisa incluem máquinas

elétricas, acionamentos elétricos, eletrônica de potência e 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.