

Análise Comparativa Entre Modulação Multinível Clássica e Multi-taxas em Aplicações de Acionamentos de Motores de Indução

Guilherme A. R. Cota* Guilherme M. de Rezende**
Tiago de Sá Ferreira*** João Lucas da Silva****
Clodualdo Venicio de Sousa*****

*Universidade Federal de Itajubá - Campus de Itabira, Itabira, MG,
(guilhermecota19@unifei.edu.br*).
(guilhermemre@unifei.edu.br**).
(tiagoferreira@unifei.edu.br***).
(joaolucas.silva@unifei.edu.br****).
(clodualdosousa@unifei.edu.br*****).*

Abstract: Semiconductor based electrical drives are used in a variety of applications due to the possibilities and advantages of their usage in machine velocity and torque control. In this context, this work presents computational studies of multicell power converters applications for high voltage induction machine drives using classical and multirate modulation techniques. Due to novelty of the chosen multirate techniques, there is a demand for more studies using it, especially in electrical drives applications since the majority of the conducted studies are for energy conditioning systems and d.c.-d.c. converters. Therefore, this paper proposes a comparative analysis between classical and multirate modulations for electrical drives applications. The computational studies are conducted with the PLECS software due to its capabilities to calculate the converter's losses considering the electrical and thermal models of the semiconductor switches. The comparative analysis is conducted for converters with several different number of cells and switching frequencies, with the evaluation of both the output voltage and current waveform quality, as well as the converter's total losses.

Resumo: O acionamento de máquinas elétricas através de conversores é utilizado em várias aplicações visto as possibilidades e vantagens operacionais do controle de velocidade e de torque do motor. Neste contexto, este trabalho apresenta estudos computacionais da aplicação de conversores multicélulas para o acionamento de um motor de indução de alta tensão utilizando técnicas de modulação multinível clássica e multi-taxas. Como a modulação multi-taxas escolhida é recente, há a necessidade de se realizar mais estudos com esta técnica, principalmente para aplicações de acionamentos de motores, visto que os trabalhos realizados são para sistemas de condicionamento de energia e conversores c.c.-c.c. Assim, este trabalho propõe uma análise comparativa entre as técnicas de modulação clássica e multi-taxas, com enfoque na aplicação de acionamentos. Os estudos computacionais são realizados no software PLECS, visto a sua capacidade de determinação de perdas do conversor a partir dos modelos elétricos e térmicos das chaves semicondutoras. A análise comparativa é realizada para conversores de diferentes números de células e vários valores de frequência de chaveamento, avaliando a qualidade das formas de onda da tensão e corrente de saída e as perdas totais do conversor.

Keywords: Multicell converters, multilevel modulation, multirate modulation, high voltage electrical drives, losses in converters.

Palavras-chaves: Conversores multicélulas, modulação multinível, modulação multi-taxas, acionamentos de alta tensão, perdas nos conversores.

1. INTRODUÇÃO

Grande parte dos processos industriais se tornaram dependentes da utilização dos motores elétricos. Muitas aplicações empregam motores de grande porte capazes de atingir alguns *megawatts*, como, por exemplo, soluções para bombeamento e compressores na indústria petroquímica, ventiladores na indústria de cimento, laminadoras na indústria metalúrgica, moinhos no processo de mineração, dentre outras (Lago, 2015). Segundo Gazzoni (2011), estudos apontam que 50% da energia consumida em uma indústria é decorrente da utilização de sistemas motrizes, sendo que grande parte dos motores operam conectados diretamente ao sistema elétrico. A utilização de conversores para o acionamento dos motores pode reduzir o desperdício de energia em até 30 % (Bhattacharya et al., 1998).

O acionamento controlado de motores de indução é comumente realizado através de conversores eletrônicos e, apesar da grande evolução dos dispositivos semicondutores, a tensão suportada por eles ainda é um fator limitante para aplicações em alta tensão. Como alternativa, surgiram os conversores multicélulas com a associação dos dispositivos semicondutores, por exemplo, em série, possibilitando a operação em maiores níveis de tensão, os quais também podem ser utilizados para outras aplicações como em fontes c.c., locomotivas, e na alimentação de microchips (Meynard et al., 2002; Narayanan et al., 2020). Neste trabalho serão abordados os conversores multicélulas com a associação em série, possibilitando a operação em multinível de tensão (de Oliveira Ramos, 2019).

A presença de um maior número de células aumenta a complexidade de implementação dos conversores multiníveis se comparado aos conversores de dois níveis. Em compensação, eles apresentam melhor desempenho dinâmico e melhor qualidade de energia em aplicações de elevada potência (Rodriguez et al., 2007). As topologias mais convencionais de conversores multicélulas são: Ponto Neutro Grampeado (NPC), Capacitor Flutuante (FC), Conversor Modular Multinível (MMC) e o Conversor Ponte-H em Cascata (CHB) (Kouro et al., 2009). Este trabalho faz o uso da topologia de capacitores flutuantes a qual utiliza capacitores conectados entre as chaves, possibilitando diferentes arranjos e níveis de tensão entregue a carga.

Para operação dos conversores, são empregadas técnicas que possibilitam o controle das chaves com o objetivo de sintetizar uma determinada tensão para alimentação de uma carga a partir de uma dada referência. O modulador clássico opera de forma que cada célula do conversor seja atualizada em momentos específicos da portadora, que por consequência deteriora o desempenho do modulador (Walker and Ledwich, 1999; Yang et al., 2019; Zhang and Spencer, 2012).

Já o modulador multi-taxas é uma nova técnica que atua de forma que qualquer transistor possa mudar seu estado a qualquer instante, desde que não ocorra sobrechavamento. Assim, ela se aproxima do *NS – PWM* (PWM Naturalmente Amostrado), técnica de resposta muito rápida que pode atualizar o ciclo de trabalho de todas as células no mesmo instante em que ocorrer o processo de amostragem, podendo gerar chaveamentos excessivos na forma de múltiplas trocas de estados das chaves por ciclo

de portadora (Walker, 2003). Esses pulsos extras implicam negativamente no desempenho dinâmico do conversor, sendo indesejados. Dessa forma, o modulador multi-taxas opera atuando imediatamente no ciclo de trabalho de todas as chaves que ainda não comutaram durante seus ciclos de portadora, melhorando a resposta dinâmica do conversor e evitando o chaveamento excessivo. Além disso, esta técnica pode ser generalizada para qualquer número de células do conversor, uma vez que ela não depende da estratégia de controle nem da topologia do conversor, seja a aplicação em conversores c.c.-c.c. ou c.c.-c.a. (de Sá Ferreira et al., 2021).

Este trabalho demonstra a implementação da nova técnica de modulação aplicada em conversores c.c.-c.a. para o acionamento de um motor de indução de alta tensão via simulação. Embora os estudos na área de condicionamento de energia (de Sá Ferreira, 2021) e de conversores c.c.-c.c. (de Sá Ferreira et al., 2021) multicélulas utilizem a técnica de modulação multi-taxas, o comportamento da técnica para acionamentos de motores ainda não foi estudado.

Para validação da nova técnica no contexto de acionamento de motores, é utilizado o modulador clássico para fins comparativos. O emprego do MIT de alta tensão se deu pelos desafios impostos a este tipo de acionamento, como o chaveamento de elevados níveis de potência, além dos custos associados aos conversores, já que aplicações para baixas potências torna o projeto inviável economicamente. Os ganhos observados nesse estudo pela nova técnica de modulação multi-taxas comparada ao modulador clássico, são evidenciados pela redução da distorção harmônica da corrente sintetizada pelo conversor, pela redução das perdas nos dispositivos semicondutores, pela melhoria do tempo de resposta e pela maior capacidade em seguir a referência de tensão aplicada ao modulador.

O trabalho está organizado da seguinte maneira: a seção 2 descreve os moduladores utilizados; a seção 3 caracteriza as perdas nos dispositivos semicondutores e discute aspectos do modelo térmico dos mesmos; a seção 4 demonstra os resultados obtidos para os conversores multicélulas a capacitores flutuantes de quatro, cinco, oito e nove níveis; e, por fim, a seção 5 apresenta as conclusões.

2. MODULADORES MULTINÍVEIS

2.1 Modulador clássico

O processo de modulação PWM clássico consiste em comparar o sinal de referência (modulante) com um sinal portador, que geralmente é uma onda triangular. Através dessa comparação, é possível determinar o ciclo de trabalho das chaves, possibilitando a operação do conversor (Meynard et al., 2002). Em relação à forma de atuação, essa técnica pode ser dividida entre modulação simétrica e assimétrica. Na modulação por largura de pulso simétrica (*SS – PWM*), a amostragem do sinal pode ser realizado durante o valor mínimo ou máximo da portadora. Já para a modulação por largura de pulso assimétrica (*AS – PWM*), a amostragem ocorre durante os valores máximo e mínimo do sinal portador (Holmes and Lipo, 2003).

Esta técnica pode ser implementada em conversores c.c.-c.c. e c.c.-c.a., sendo que cada célula de comutação opera a uma frequência de chaveamento igual a f_{sw} e com deslocamento de fase igual a $2\pi/n_{cell}$ entre portadoras de cada célula. A frequência de chaveamento aparente do conversor na saída é determinada pelo produto entre o número de células do conversor e a frequência de chaveamento de cada célula ($n_{cell} \cdot f_{sw}$). A Figura 1 demonstra o processo de modulação de um conversor c.c.-c.c. de três células.

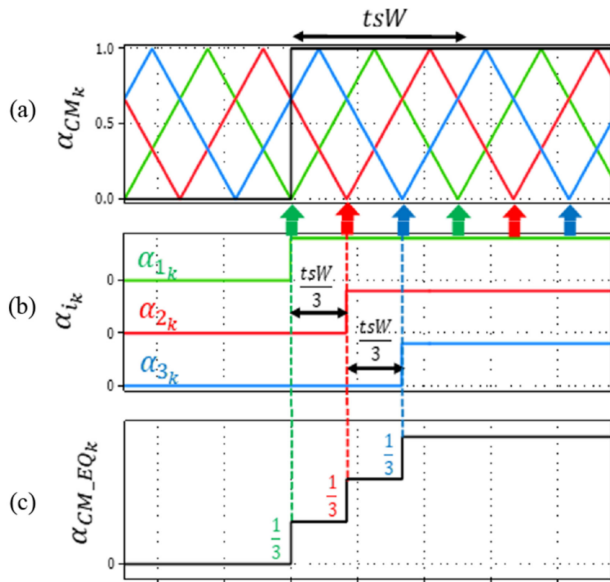


Figura 1. Sinais portadores e de comando (a), ciclo de trabalho de cada célula (b) e ciclo de trabalho resultante (c). Fonte: (de Sá Ferreira et al., 2021).

A comparação entre os sinais portadores e de comando α_{CM_k} correspondentes a cada célula alteram o ciclo de trabalho delas em períodos específicos. Por sua vez, esses são definidos pelo tempo de amostragem, que é dado através da divisão do período de chaveamento pelo número de células ($t_{sample} = tsW/n_{cell}$) para a estratégia de amostragem simétrica. O ciclo de trabalho resultante (α_{CM-EQ_k}) presente na Figura 1 (c) é incrementado a cada período de $tsW/3$. Ao se comparar com o sinal de referência presente na Figura 1 (a), percebe-se que o ciclo de trabalho resultante é diferente do ciclo de trabalho durante um período transitório em que o modulador está atuando no comando das chaves. Este atraso introduzido pelo processo de amostragem penaliza o sistema de controle e reduz a largura de banda do conversor (de Sá Ferreira et al., 2021).

2.2 Modulador multi-taxas

O modulador multi-taxas proposto por de Sá Ferreira et al. (2021) é uma nova técnica de modulação utilizada para o controle de conversores que pode ser implementada tanto em conversores c.c. quanto em conversores c.a. com arranjos de chaves interligadas em série, paralelo ou mista. Vale ressaltar que este modulador é genérico, sendo assim capaz de operar para um número qualquer de níveis, além de ser aplicável aos dois métodos de amostragem. Esta técnica permite a atualização simultânea dos comandos de múltiplas células do conversor durante os períodos de

amostragem associado aos sinais da portadora, diferentemente da modulação clássica que realiza a atualização de cada célula no período de amostragem da mesma. Essa característica possibilita uma melhora no tempo de resposta do modulador multi-taxas.

Em termos de seu princípio de funcionamento, como primeiro passo o algoritmo verifica as células que já comutaram e quais ainda não sofreram alteração de estado durante seus próprios ciclos individuais de portadora. A partir dessa informação e o valor da referência a ser seguida, ele também calcula a tensão incremental a ser sintetizada na saída do conversor pelas células que ainda podem ser acionadas. Uma vez que as células que já chavearam têm sua contribuição para a saída estabelecida, tal informação permite o algoritmo calcular em seu segundo passo a tensão incremental a ser sintetizada pelas células que ainda não comutaram e, conseqüentemente, estão aptas a fazê-lo. Com esse valor, é possível calcular o ciclo de trabalho a ser aplicado a essas células que gera tal tensão incremental. No terceiro e último passo, o algoritmo atualiza o comando de todas as chaves que estão habilitadas a comutar (de Sá Ferreira et al., 2021). Como mencionado anteriormente, para as células que não devem ser comutadas, o ciclo de trabalho anterior é mantido, evitando-se a ocorrência de chaveamento excessivo.

A Figura 2 ilustra o comportamento dos resultados experimentais de de Sá Ferreira et al. (2021) entre as técnicas *MSS - PWM*, *SS - PWM* e *NS - PWM*. Inicialmente, na Figura 2 (a), tem-se o acionamento das células (α_{Cell_i}) do conversor c.c.-c.c. imposto pela estratégia de controle. Percebe-se que, no primeiro instante, as células α_{Cell_1} e α_{Cell_3} sofrem alteração de estado. Ao realizar uma nova amostragem, o algoritmo aciona a célula α_{Cell_2} . Em analogia à Figura 1 (c) referente a modulação clássica, é possível constatar pelas curvas da Figura 2 (b) que a modulação multi-taxas alcança a referência de tensão após o segundo instante de amostragem, enquanto o modulador clássico necessita de três instantes de amostragem para alcançar a tensão de referência.

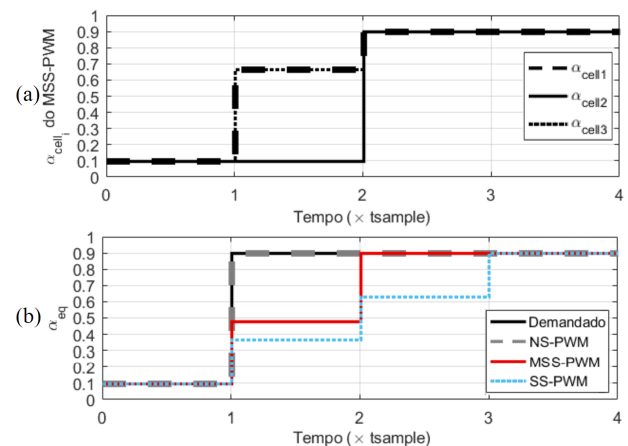


Figura 2. Ciclo de trabalho das células (a) e comparação das estratégias de modulação (b). Fonte: Adaptado de de Sá Ferreira et al. (2021).

2.3 Determinação das perdas no conversor

Durante a operação dos conversores, os dispositivos semicondutores ficam sujeitos a perdas de potência, que por consequência resulta na elevação de temperatura do dispositivo (Castro et al., 2016). Em virtude disso, a capacidade da condução de corrente reduz para elevadas temperaturas. Assim, faz-se necessário a utilização de dissipadores de calor com o objetivo de manter a temperatura dos dispositivos semicondutores dentro dos limites determinados pelo fabricante. O projeto desses dissipadores depende da quantificação das perdas geradas pelo semicondutor.

As perdas totais no *IGBT* são representadas pela soma das perdas estáticas, das perdas geradas pelo processo de chaveamento e das perdas por bloqueio. As perdas por bloqueio do *IGBT* podem ser desconsideradas devido a baixa corrente residual. Apesar do diodo antiparalelo presente no módulo *IGBT* estar disposto na mesma estrutura, faz-se necessário o cálculo das perdas de forma independente do transistor. As perdas geradas no diodo são dadas pela soma das perdas por condução e por chaveamento, associadas ao instante em que o diodo entra em corte. O cálculo das perdas é descrito em maiores detalhes nos trabalhos de Guitart Corominas (2010), Electric (2017) e Liu et al. (2017). Os dados necessários para estimação das perdas geradas pelos dispositivos semicondutores e para parametrização das simulações que serão realizadas são obtidos das folhas de dados dos componentes fornecidas pelos fabricantes.

2.4 Modelo térmico

Os modelos térmicos dos módulos *IGBTs* podem ser divididos em modelo de Cauer ou modelo de Foster. Esses modelos são representados por uma rede *RC* cujos parâmetros estão associados a resistência e a capacitância térmica responsáveis por modelar a dinâmica da temperatura dos dispositivos em relação as perdas geradas no semicondutor (Schnell et al., 2011). As folhas de dados dos componentes geralmente apresentam os valores referentes ao modelo de Foster, sendo que as resistências térmicas (r_i) estão associadas as constantes de tempo (τ_i) que determinam a dinâmica do modelo térmico do *IGBT*, como ilustrado pela Figura 3. Através das Equações (1) e (2) (Technologies, 2020), torna-se possível determinar a impedância térmica total associado ao semicondutor. Vale ressaltar que software *PLECS* permite a implementação dos dados associados ao modelo térmico dos dispositivos semicondutores.

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n r_i (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}) \quad (1)$$

$$\tau_i = r_i c_i \quad (2)$$

O emprego de dissipadores de calor nos dispositivos semicondutores tem suma importância para garantir a operação dentro dos limites estabelecidos pelo fabricante. Este estudo não tem como objetivo determinar o modelo térmico do dissipador. Como o foco do trabalho é a comparação do desempenho dos moduladores clássico e multi-taxas na distorção harmônica e na eficiência do sistema, apenas foi determinado um dissipador com parâmetros

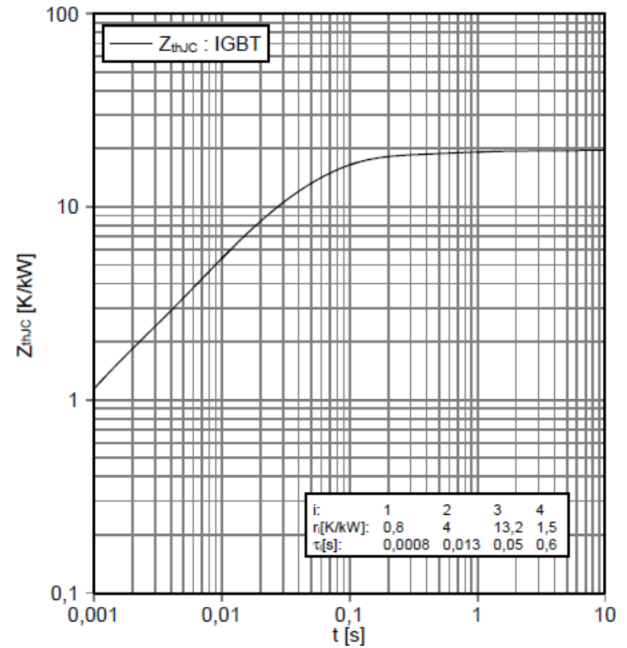


Figura 3. Impedância térmica. Fonte:Technologies (2020).

térmicos realizáveis de forma que os *IGBTs* operem dentro de uma faixa de segurança. Um estudo mais detalhado sobre o comportamento dinâmico dos dissipadores de calor pode ser consultado em Guitart Corominas (2010); Basics (2009).

3. COMPARAÇÃO DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

Para a obtenção dos resultados, foi utilizado um motor de indução trifásico de alta tensão conectado diretamente a saída do conversor, cujos parâmetros estão descritos na Tabela 1 (Wang et al., 2014). Como o estudo se baseia na análise das perdas no sistema devido a utilização dos diferentes moduladores e comparação em regime permanente, foi decidido realizar o acionamento em malha aberta.

Tabela 1. Parâmetros do motor de indução.

Potência nominal	S_n	1,25 <i>GW</i>
Tensão nominal	U_n	6 <i>kV</i>
Velocidade nominal	n_n	1488 <i>rpm</i>
Frequência nominal	f_n	50 <i>Hz</i>
Resistência de estator	R_s	225 <i>mΩ</i>
Indutância de dispersão do estator	L_s	7,1 <i>mH</i>
Resistência do rotor	R_r	749 <i>mΩ</i>
Indutância de dispersão do rotor	L_s	7,1 <i>mH</i>
Indutância de magnetização	L_m	371,1 <i>mH</i>
Número de polos	p	4
Momento de inércia	J	20 <i>kgm²</i>

As simulações foram realizadas para conversores de quatro, cinco, oito e de nove níveis através do *software PLECS*. Para ambos moduladores em estudo, foi utilizada a técnica de amostragem simétrica, com simulações comparativas entre as técnicas de modulação clássica (*SS - PWM*) e multi-taxas (*MSS - PWM*). Devido aos elevados valores de tensão e corrente aos quais os dispositivos semicondutores estão sujeitos, foram escolhidas as frequências de chaveamento de 250 *Hz*, 500 *Hz*, 750 *Hz* e 1 *kHz*. A

elevada dissipação de potência dos dispositivos semicondutores durante a comutação requer a operação em baixas frequências para manutenção da temperatura de junção em níveis apropriados (Lago, 2015). A Figura 4 ilustra o sistema implementado no *PLECS* para simulação.

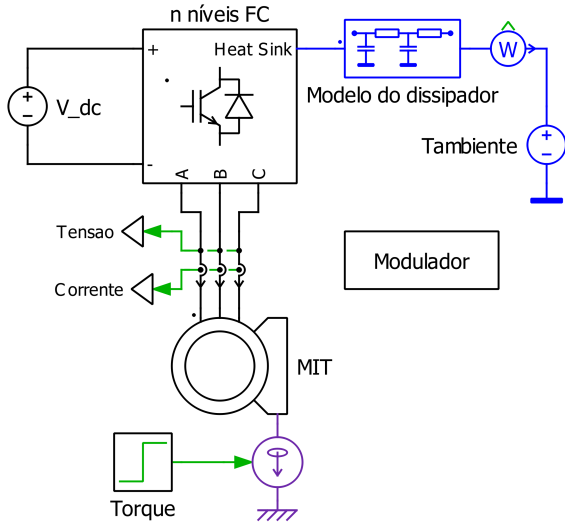


Figura 4. Esquemático do sistema implementado no software *PLECS* para realização das simulações.

Os módulos IGBTs utilizados são componentes comerciais da fabricante *Infineon*, que fornece os respectivos modelos térmicos (Technologies, 2021). Os conversores de quatro e cinco níveis utilizam módulos IGBTs de 6500 V com capacidade de 400 A de referência *FZ400R65KE3*. Já para os conversores de oito e nove níveis, optou-se por módulos IGBTs de 1700 V com capacidade de 400 A de referência *FZ400R17KE3*. Ressalta-se que as chaves selecionadas apresentam uma capacidade de corrente maior que a corrente nominal do motor. Isto não é problemático, visto que a análise realizada dos moduladores é comparativa e os mesmos semicondutores são utilizados nos conversores em comparação.

As tensões trifásicas sintetizadas pelos conversores apresentam uma característica pulsada devido o PWM. Os resultados obtidos para frequência de chaveamento de 250 Hz e de 1 kHz estão demonstrados nas Figuras 5 e 6, respectivamente, sendo que os resultados associados ao modulador *SS - PWM* estão demonstrados em (a) e do modulador *MSS - PWM* em (b).

Através da análise das tensões pulsadas para operação em 250 Hz, é possível perceber uma pequena diferença em alguns pulsos gerados pelo modulador clássico se comparado ao modulador multi-taxas. Para melhor descrever esse comportamento, foi obtido o valor médio da tensão sintetizada pelo conversor, possibilitando a análise comparativa com a tensão de referência. A Figura 7 ilustra a tensão de linha utilizada como sinal de referência pelo modulador e as tensões pulsada e média sintetizada pelo conversor de cinco níveis a 250 Hz. Já para a frequência de chaveamento igual a 1 kHz tem-se a Figura 8.

Os erros percentuais de tensão de saída em relação a tensão de referência e o erro de fase das curvas da Figura 7 e as análogas para os outros três conversores estão demonstrados na Tabela 2 para operação em 250 Hz. Analisando

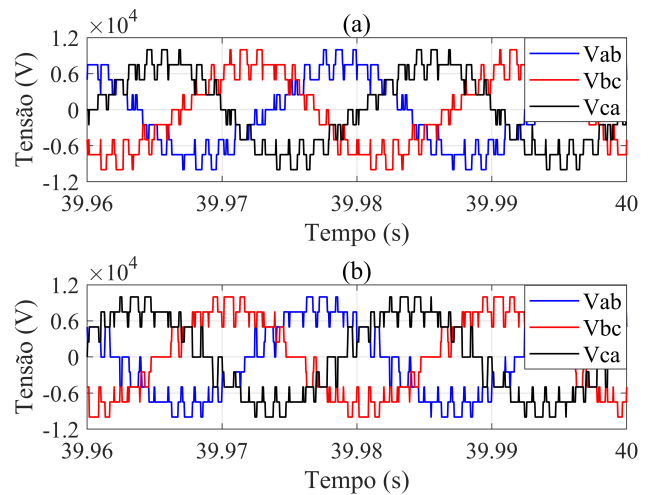


Figura 5. Comparação das tensões sintetizadas pelo conversor de cinco níveis chaveando a 250 Hz utilizando o modulador *SS - PWM* (a) e *MSS - PWM* (b).

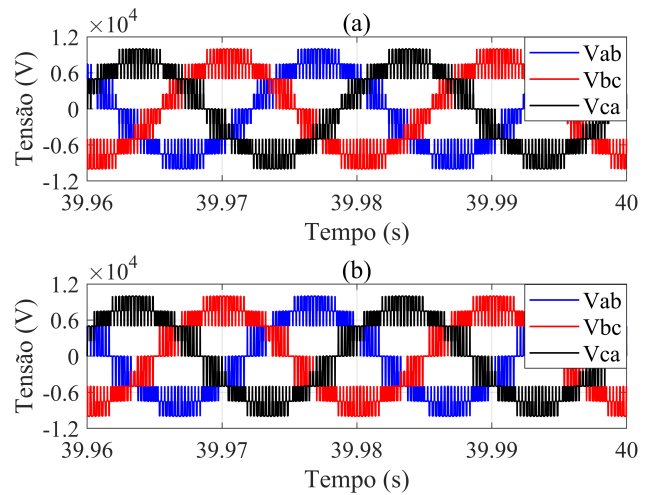


Figura 6. Comparação das tensões sintetizadas pelo conversor de cinco níveis chaveando a 1 kHz utilizando o modulador *SS - PWM* (a) e *MSS - PWM* (b).

o comportamento das tensões, é possível perceber que o *SS - PWM* foi capaz de sintetizar a tensão de referência com valor eficaz de 5,7 kV e um erro de 5,81 % se comparado à tensão de referência que apresenta um valor eficaz de 6,12 kV. Também é possível perceber um atraso de fase correspondente 47,81°. Em comparação, o modulador *MSS - PWM* apresentou um erro de tensão igual 0,21 % com valor eficaz de 6,11 kV e um atraso de 12,09°.

Os erros percentuais de tensão de saída em relação a tensão de referência e o erro de fase das curvas da Figura 8 e as análogas para os outros três conversores estão demonstrados na Tabela 3 para operação em 1 kHz. Para operação em maior frequência, percebe-se que a resposta do modulador *SS - PWM* apresenta um erro de tensão igual 0,59 % e um atraso na tensão de 11,81°. Já o modulador *MSS - PWM* exibe um erro de 0,21 % na tensão sintetizada e com um atraso de 3,09°.

Além disso, para ambas frequências de operação, existe um pequeno erro de tensão vinculado às quedas de tensões sobre os dispositivos semicondutores. Através da comparação

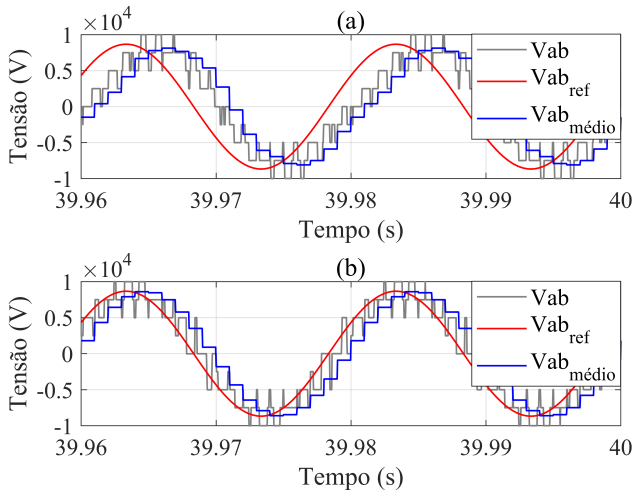


Figura 7. Comparação entre a tensão de referência e a tensão sintetizada pelo conversor operando a 250 Hz, sendo (a) correspondente ao *SS – PWM* e (b) ao *MSS – PWM*.

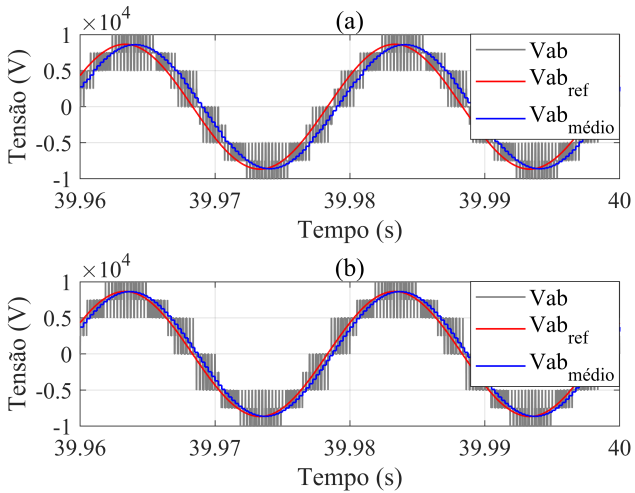


Figura 8. Comparação entre a tensão de referência e a tensão sintetizada pelo conversor operando a 1 kHz, sendo (a) correspondente ao *SS – PWM* e (b) ao *MSS – PWM*.

dos resultados, é possível afirmar que o conversor de cinco níveis utilizando o *MSS – PWM* apresenta os melhores resultados para as duas frequências estudadas. Também vale ressaltar que, para ambos os casos, o *MSS – PWM* apresenta os melhores resultados de erro de tensão e erro de fase se comparado ao *SS – PWM*.

Tabela 2. Erro de tensão e de ângulo para os conversores operando a 250 Hz.

n_{niveis}	Erro% V_{ab}		Erro $\hat{\alpha}_{ngulo}$	
	SSPWM	MSSPWM	SSPWM	MSSPWM
Quatro	5,99	0,53	60,00°	35,24°
Cinco	5,81	0,21	47,81°	12,09°
Oito	5,90	0,69	58,17°	17,03°
Nove	6,16	0,39	53,42°	14,34°

Uma análise comparativa entre as correntes que fluem pelo motor através do conversor de cinco níveis através da Figura 9 para operação a 250 Hz e através da Figura

10 para 1 kHz. A menor frequência de chaveamento do conversor acarreta em uma corrente com maior THD_i , sendo 26,22 % para o modulador *SS – PWM* e 7,09 % para o modulador *MSS – PWM*. Vale ressaltar que as características elétricas do motor interferem na qualidade da corrente devido indutância da máquina, que atenua as componentes de elevada frequência.

Evidentemente, como demonstrado na Figura 9 e na Tabela 5, é possível constatar que a resposta do modulador *MSS – PWM* (b) apresenta melhores resultados se comparado ao modulador *SS – PWM* (a). O modulador clássico demonstra um consumo médio de corrente maior se comparado ao modulador multi-taxas, sendo 145 A para o modulador *SS – PWM* e 132 A para o modulador *MSS – PWM* respectivamente. Essa diferença nas correntes está associada à elevada taxa de distorção harmônica e à operação do motor em subtensão que, por consequência, acarreta no aumento da corrente para que a potência fornecida continue constante.

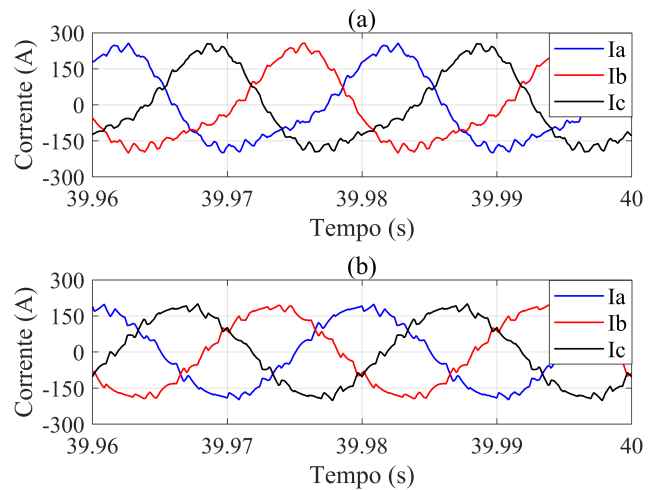


Figura 9. Comparação das correntes do conversor de cinco níveis chaveando a 250 Hz utilizando o modulador *SS – PWM* (a) e *MSS – PWM* (b).

Com o aumento da frequência de chaveamento do conversor (Figura 10), é possível perceber grande semelhança entre as formas de onda da corrente. Isso é reforçado, por exemplo, pelo valor médio de aproximadamente 132 A para ambos moduladores e a baixa distorção harmônica: para o modulador *SS – PWM* o valor obtido foi de 2,4 % contra 1,63 % do modulador *MSS – PWM*.

Para os conversores de quatro, cinco, oito e nove níveis, foram realizadas simulações alterando a frequência de chaveamento em saltos de 250 Hz. Os resultados obtidos estão registrados nas Tabelas 4, 5, 6 e 7, relacionando as perdas e a distorção harmônica total da corrente (THD_i)

Tabela 3. Erro de tensão e de ângulo para os conversores operando a 1 kHz.

n_{niveis}	Erro% V_{ab}		Erro $\hat{\alpha}_{ngulo}$	
	SSPWM	MSSPWM	SSPWM	MSSPWM
Quatro	0,54	0,25	15,00°	9,00°
Cinco	0,59	0,21	11,81°	3,09°
Oito	0,58	0,35	10,68°	3,61°
Nove	0,78	0,39	11,03°	3,44°

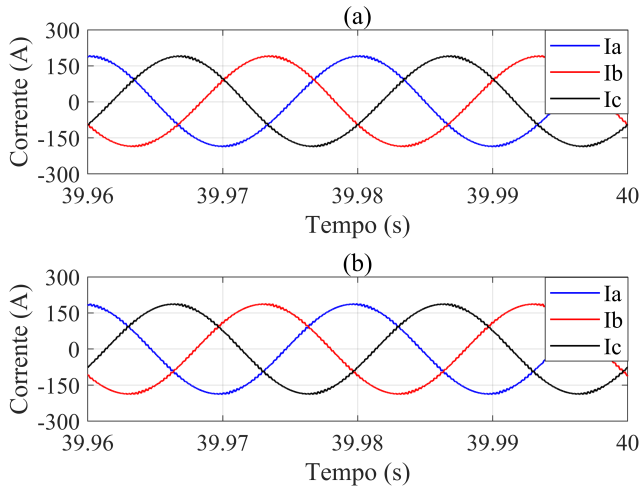


Figura 10. Comparação das correntes do conversor de cinco níveis chaveando a 1 kHz utilizando o modulador $SS - PWM$ (a) e $MSS - PWM$ (b).

referentes a cada técnica de modulação. Analisando o comportamento das perdas, é possível constatar uma melhoria na eficiência dos conversores com o modulador multi-taxas, principalmente para operação em baixas frequências.

Tabela 4. Resultados obtidos para o conversor de quatro níveis.

$f\text{ (Hz)}$	Perdas (kW)		THD _i (%)	
	SSPWM	MSSPWM	SSPWM	MSSPWM
250	6,47	5,89	26,72	12,01
500	10,15	9,99	8,63	5,67
750	14,54	14,48	4,63	3,71
1000	18,96	18,91	3,10	2,70

Tabela 5. Resultados obtidos para o conversor de cinco níveis.

$f\text{ (Hz)}$	Perdas (kW)		THD _i (%)	
	SSPWM	MSSPWM	SSPWM	MSSPWM
250	7,12	6,71	26,22	7,09
500	10,71	10,65	7,74	3,36
750	14,70	14,93	3,82	2,20
1000	19,45	19,48	2,40	1,63

Tabela 6. Resultados obtidos para o conversor de oito níveis.

$f\text{ (Hz)}$	Perdas (kW)		THD _i (%)	
	SSPWM	MSSPWM	SSPWM	MSSPWM
250	6,22	5,62	25,50	2,65
500	6,56	6,45	7,23	1,03
750	7,41	7,37	3,31	0,65
1000	8,33	8,31	1,89	0,47

Tabela 7. Resultados obtidos para o conversor de nove níveis.

$f\text{ (Hz)}$	Perdas (kW)		THD _i (%)	
	SSPWM	MSSPWM	SSPWM	MSSPWM
250	6,98	6,22	25,37	1,82
500	7,23	7,10	7,19	0,82
750	8,03	8,00	3,28	0,52
1000	8,96	8,93	1,87	0,39

Como mencionado na seção 3, as perdas por chaveamento dependem da frequência de chaveamento dos módulos IGBTs, sendo que maiores frequências acarretam em maiores perdas. De fato, este comportamento é perceptível através dos resultados obtidos. Uma comparação da redução percentual das perdas decorrentes da utilização do modulador $MSS - PWM$ em relação ao $SS - PWM$ para frequências de 250 Hz e 1 kHz é mostrada na Tabela 8.

Tabela 8. Relação percentual de perdas do modulador $MSS - PWM$ em comparação ao modulador $SS - PWM$ para conversores com diferentes números de células em série.

$f\text{ (Hz)}$	Relação de perdas por nível (%)			
	Quatro	Cinco	Oito	Nove
250	-8,96	-5,76	-9,64	-10,88
500	-1,57	-0,56	-1,67	-1,80
750	-0,41	+1,54	-0,54	-0,37
1000	-0,26	+0,15	-0,24	-0,33

Para operações em frequências mais elevadas, a eficiência do sistema se torna próxima para ambas técnicas de modulação, sendo aproximadamente $98,5\%$ para os conversores de quatro e cinco níveis e aproximadamente $99,3\%$ para os conversores de oito e nove níveis à frequência de 1 kHz . Vale ressaltar que, para o conversor de cinco níveis, houve um aumento nas perdas se comparado a modulador clássico para operação em 750 Hz e 1 kHz . Este aumento das perdas pode estar relacionado as características elétricas das chaves, e a presença de um maior número dos módulos IGBTs se comparado ao conversor de quatro níveis.

O aumento no número de níveis dos conversores propicia uma tensão de melhor qualidade devido a presença de maior número de degraus na forma de onda da tensão que, por consequência, torna o sinal mais próximo de uma senóide. Para o modulador $SS - PWM$, este comportamento não foi tão evidenciado em baixas frequências se comparado ao modulador $MSS - PWM$.

Em adição, foi constatada uma melhoria na qualidade da energia sintetizada pelo conversor em todas as situações em que se utilizou o modulador multi-taxas. Devido a diferença de operação do modulador multi-taxas, as melhorias mais significativas de perdas foram obtidas para os conversores operando em menores frequências. A maior diferença ocorreu para o conversor de nove níveis operando a 250 Hz , com redução de aproximadamente quatorze vezes no THD_i e uma redução percentual das perdas de $10,88\%$ se comparado ao modulador clássico.

4. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi estudado o comportamento da nova técnica de modulação denominada multi-taxas aplicada em um conversor c.c.-c.a. Para validação da mesma, comparações de desempenho com a técnica clássica de modulação foram utilizadas, ambas operando em malha aberta e regime permanente.

O comportamento da tensão sintetizada sofreu variações entre as técnicas. Apesar do modulador clássico conseguir fazer com que o conversor sintetize a tensão de referência, a operação em baixas frequências introduziu um erro de amplitude considerável entre o valor médio da tensão

sintetizada e valor da tensão de referência, além de um maior erro de fase. Para o modulador multi-taxas, o erro de amplitude entre as tensões tornou-se desprezível, com erro de fase inferior em pelo menos 40 % se comparado à técnica clássica.

Com os resultados de simulação obtidos, foi possível constatar ganhos na qualidade de energia e na eficiência dos conversores. O modulador multi-taxas se mostrou mais vantajoso para operações em baixas frequências. Além disso, apesar da proximidade da eficiência do sistema em operação para frequências elevadas, foram obtidas melhorias na qualidade da energia. Como a elevada taxa de distorção harmônica de corrente pode resultar em alguns problemas como o sobreaquecimento do motor, geração de conjugado pulsante e a redução da eficiência, o que pode impactar na redução da vida útil do motor, verifica-se o melhor desempenho da nova estratégia multi-taxas.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à UNIFEI por todo o suporte com os materiais necessários para a realização deste trabalho, à CAPES, à CNPq e à FAPEMIG que viabilizaram a elaboração deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- Basics, H.T. (2009). Application note an-1057. <https://b2600ev.org/wp-content/uploads/2009/09/an-1057.pdf>.
- Bhattacharya, S., Frank, T., Divan, D., and Banerjee, B. (1998). Active filter system implementation. *IEEE Industry Applications Magazine*, 4(5), 47–63. doi:10.1109/2943.715508.
- Castro, R. et al. (2016). Desenvolvimento de ferramentas para o cálculo de perdas em conversores estáticos: controle de conversores estáticos com a plataforma dspace.
- de Oliveira Ramos, H. (2019). *Estudo de técnicas de modulação para conversor multiníveis em sistemas com terminais abertos*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte.
- de Sá Ferreira, T. (2021). *Implementação de Modulador para Aumento de Banda Passante de um Sistema de Condicionamento de Energia Baseado em um Conversor Multinível*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte.
- de Sá Ferreira, T., de Rezende, G.M., Morais, L.M.F., Mendes, V.F., Flumian, D., Régner, J., and Meynard, T.A. (2021). Novel multirate modulator for high-bandwidth multicell converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(4), 4887–4900. doi:10.1109/TPEL.2020.3032118.
- Electric, F. (2017). Cooling design. <https://net1.doe.gov/sites/default/files/gas-turbine-handbook/4-2-1.pdf>.
- Gazzoni, J.C. (2011). *Comparação de perdas em semicondutores em inversores ZCZVT*. Master's thesis, Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
- Guitart Corominas, J. (2010). Heat sink analytical modeling.
- Holmes, D.G. and Lipo, T.A. (2003). *Modulation of One Inverter Phase Leg*, 95–153. doi:10.1109/9780470546284.ch3.
- Kouro, S., Rodriguez, J., Franquelo, L.G., Leon, J.I., Portillo, R.C., Prats, M.M., and Perez, M.A. (2009). Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, 97(11), 1786–1817. doi:10.1109/JPROC.2009.2030235.
- Lago, J. (2015). *Técnicas de modulação síncrona otimizada para melhoria de desempenho de conversores multiníveis no acionamento de máquinas elétricas*. Dissertação de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- Liu, H., Huang, X., Lin, F., and Yang, Z. (2017). Loss model and efficiency analysis of tram auxiliary converter based on a sic device. *Energies*, 10(12), 2018.
- Meynard, T., Foch, H., Thomas, P., Courault, J., Jakob, R., and Nahrstaedt, M. (2002). Multicell converters: basic concepts and industry applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5), 955–964. doi:10.1109/TIE.2002.803174.
- Narayanan, A., Varghese, B.M., Poulouse, S., and Jos, B.M. (2020). Design and analysis of pv integrated multilevel inverter for grid application. In *2020 International Conference on Power Electronics and Renewable Energy Applications (PEREA)*, 1–6. doi:10.1109/PEREA51218.2020.9339800.
- Rodriguez, J., Bernet, S., Wu, B., Pontt, J.O., and Kouro, S. (2007). Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6), 2930–2945. doi:10.1109/TIE.2007.907044.
- Schnell, R., Bayer, M., and Geissmann, S. (2011). Thermal design and temperature ratings of igbt modules. <https://is.gd/MC0yM0>.
- Technologies, I. (2020). Transient thermal measurements and thermal equivalent circuit models. <https://is.gd/4gxFCo>.
- Technologies, I. (2021). Simulation model finder. <https://is.gd/gWYzFB>.
- Walker, G. and Ledwich, G. (1999). Bandwidth considerations for multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(1), 74–81. doi:10.1109/63.737594.
- Walker, G. (2003). Digitally-implemented naturally sampled pwm suitable for multilevel converter control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(6), 1322–1329. doi:10.1109/TPEL.2003.818831.
- Wang, X., Ge, Q., Chu, Z., Luo, Y., Sun, Z., Li, Y., and Lv, X. (2014). A novel modular multilevel converter topology with auxiliary voltage clamping circuit for high voltage motor drive. In *2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 1392–1397. IEEE.
- Yang, J., Liu, J., Shi, Y., Zhao, N., Zhang, J., Fu, L., and Zheng, T.Q. (2019). Carrier-based digital pwm and multirate technique of a cascaded h-bridge converter for power electronic traction transformers. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 7(2), 1207–1223. doi:10.1109/JESTPE.2019.2891735.
- Zhang, X. and Spencer, J.W. (2012). Study of multi-sampled multilevel inverters to improve control performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11), 4409–4416. doi:10.1109/TPEL.2012.2187313.