

# Aplicação de Inversores Multiníveis para Redução do Conteúdo Harmônico das Correntes de uma Máquina PMSM Não-Senoidal

Lucas Rossato Rocha\* Lucas Cielo Borin\* Cassiano Rech\*  
Vinicius Foletto Montagner\* Rodrigo Padilha Vieira\*

\* Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, RS. e-mail: lucas\_rrocha@hotmail.com

**Abstract:** This work presents the use of multilevel inverters in a non-sinusoidal permanent magnet synchronous machine to reduce the harmonic content in the currents. Due to the construction of this machine, the back electromotive force presents a non-sinusoidal characteristic, which has as main consequence the presence of ripple in the electromagnetic torque produced by the machine. Such oscillations decrease the efficiency of the machine, and can cause vibrations in the motor shaft, reducing its useful life. To mitigate this, this work uses multilevel inverters with flying capacitors to synthesize voltages with 3, 5, 7 and 9 levels, in order to reduce the harmonic content of the stator currents, and consequently the machine torque. Qualitative analyzes are presented through the total harmonic distortion and ripple in the machine currents, and the weighted total harmonic distortion of the inverter output voltages, comparing the performance of multilevel inverters with a half-bridge inverter of 2 levels.

**Resumo:** Este trabalho apresenta o uso de inversores multiníveis em uma máquina síncrona de ímãs permanentes não-senoidais para a redução do conteúdo harmônico nas correntes. Devido à construção dessa máquina, suas forças contra-eletromotrizes apresentam uma característica não-senoidal, o que tem como principal consequência a presença de oscilações no torque eletromagnético produzido pela máquina. Tais oscilações diminuem a eficiência da máquina, e podem acarretar em vibrações no eixo do motor, diminuindo sua vida útil. Para mitigar isso, este trabalho utiliza inversores multiníveis com capacitores flutuantes para sintetizar tensões com 3, 5, 7 e 9 níveis, visando reduzir o conteúdo harmônico das correntes estatóricas, e por consequência no torque da máquina. Análises qualitativas são apresentadas por meio da distorção harmônica total e do oscilações nas correntes da máquina, e da distorção harmônica total ponderada das tensões de saída do inversor, comparando o desempenho dos inversores multiníveis com um inversor em meia ponte de 2 níveis.

**Keywords:** Indirect field oriented control; Multilevel inverter with flying capacitor; Non-sinusoidal permanent magnet synchronous machine; Phase-shifted modulation.

**Palavras-chaves:** Controle de campo orientado indireto; Inversor multinível com capacitores flutuantes; Máquina síncrona de ímãs permanentes não-senoidal; Modulação por deslocamento de fase.

## 1. INTRODUÇÃO

Máquinas síncronas de ímãs permanentes (do inglês, *Permanent magnet synchronous machine* – PMSM) vem sendo amplamente utilizadas na indústria e na academia. Dentre estas, as máquinas não-senoidais, que possuem uma força contra-eletromotriz (FCEM) não-senoidal vem sendo estudadas recentemente. Aqui, destaca-se a máquina *Brushless DC* (BLDC), cuja construção é feita para operar de forma semelhante a uma máquina CC sem escovas. Dentre suas características, pode-se destacar boa resposta

dinâmica, alta confiabilidade, reduzido custo de manutenção e ampla faixa de aplicação (Park et al., 2020).

O controle de máquinas elétricas usualmente é realizado utilizando a Transformada de Park (Krause et al., 2002). Por meio desta, é possível obter o modelo da máquina em um referencial síncrono com duas coordenadas, e por consequência, as grandezas envolvidas como tensões e correntes serão constantes quando vistas por esse referencial. Devido ao fato de máquinas BLDC possuírem uma FCEM não-senoidal, é usual a presença de oscilações (*ripple*) no torque eletromagnético produzido pelo motor. Algumas técnicas na literatura visam a redução deste *ripple* como, por exemplo, o uso de uma Transformada de Park estendida (Grenier and Louis, 1993), e técnicas que alteram as correntes de referência no controle da máquina (Buja et al., 2015; Khazaei et al., 2020).

\* O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001. Os autores também agradecem ao INCT-GD, CNPq (465640/2014-1, 309536/2018-9 e 166608/2020-3), CAPES (23038.000776/2017-54), FAPERGS (17/2551-0000517-1).

As técnicas citadas acima utilizam estratégias de controle para minimizar o *ripple* de torque da máquina, ou seja, são realizadas via *software* de controle. Por outro lado, estratégias via *hardware* também podem ser encontradas na literatura, em que se pode destacar o uso de conversores multiníveis (Naik et al., 2018; Rao et al., 2013a). Esses conversores permitem a síntese de tensões com 3 ou mais níveis na saída, fazendo com que o conteúdo harmônico devido ao chaveamento seja deslocado para frequências maiores em relação a frequência de chaveamento e suas múltiplas.

Este trabalho tem como objetivo utilizar inversores que sintetizam diferentes níveis na tensão de saída, a fim de aumentar a qualidade do torque eletromagnético produzido por uma máquina síncrona de ímãs permanentes não-senoidal. Para isso, resultados de simulação são apresentados, considerando na entrada do sistema um inversor trifásico com capacitores flutuantes com a capacidade de fornecer 3, 5, 7 e 9 níveis de tensão de saída. Para medir a qualidade das correntes, é utilizado a distorção harmônica total (do inglês, *Total harmonic distortion* – THD) das correntes estatóricas trifásicas, e o valor do *ripple* de torque da máquina. Para medir a qualidade das tensões, é utilizado a distorção harmônica total ponderada (do inglês, *Weighted total harmonic distortion* – wTHD) das tensões de saída do inversor. Além disso, as frequências dominantes associadas ao chaveamento são calculadas, e os resultados obtidos com inversores multiníveis são comparados com o inversor em meia ponte tradicional de 2 níveis.

## 2. MODELOS

### 2.1 Modelo matemático do motor não-senoidal

O modelo matemático elétrico de uma máquina síncrona de ímãs permanentes em coordenadas *abc* pode ser escrito como

$$\mathbf{v}_{abc} = R_s \mathbf{i}_{abc} + L_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{e}_{abc}(\omega_e t) \quad (1)$$

em que  $\mathbf{v}_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$  são as tensões aplicadas nos terminais da máquina,  $\mathbf{i}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$  as correntes estatóricas,  $R_s$  a resistência do estator,  $L_s$  a indutância do estator e  $\mathbf{e}_{abc} = [e_a \ e_b \ e_c]^T$  são as forças contra-eletromotrizes da máquina, cuja forma de onda é representada por uma função trapezoidal que possui amplitude diretamente proporcional ao fluxo magnético  $\lambda_{pm}$  dos ímãs e à velocidade rotórica  $\omega_r$  (Krause et al., 2002).

A velocidade rotórica se relaciona com a posição rotórica  $\theta_r$  por

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (2)$$

e a velocidade elétrica  $\omega_e$  se relaciona com a velocidade rotórica por

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_r \quad (3)$$

em que  $P$  é o número total de polos da máquina.

No modelo em coordenadas *abc*, as grandezas elétricas envolvidas estão representadas em um referencial fixo defasado em  $120^\circ$ . Desta forma, as tensões e correntes variam

no tempo. Aplicando a Transformada de Park, é possível obter um referencial síncrono que rotaciona junto com a frequência elétrica, de maneira que as tensões e correntes da máquina, vistas por esse referencial, serão constantes. O modelo matemático da máquina em coordenadas síncronas *dq* pode ser representado por

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d - \omega_e L_s i_q + L_s \frac{d}{dt} i_d \\ v_q &= R_s i_q + \omega_e L_s i_d + L_s \frac{d}{dt} i_q + \omega_r \lambda_{pm} \end{aligned} \quad (4)$$

em que  $v_d$  e  $v_q$  são as tensões em eixo direto e quadratura e  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes em eixo direto e quadratura. A máquina utilizada neste trabalho possui os ímãs construídos na superfície do rotor. Assim sendo, as indutâncias em eixo direto e em quadratura são iguais e definidas como  $L_s$ .

A dinâmica mecânica da máquina pode ser regida por

$$\frac{d}{dt} \omega_r = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} (T_e - T_L) \quad (5)$$

em que  $B$  é o coeficiente de atrito,  $J$  é o momento de inércia,  $T_e$  o torque eletromagnético e  $T_L$  o torque de carga. O torque eletromagnético pode ser calculado de duas formas: utilizando as equações em coordenadas *abc*, dadas por

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} (\mathbf{e}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc}) \quad (6)$$

ou utilizando as equações em coordenadas *dq*, dadas por

$$T_e = \frac{P}{2} \lambda_{pm} i_q \quad (7)$$

Por fim, destaca-se que no referencial síncrono *dq*, o torque eletromagnético pode ser controlado por meio da corrente  $i_q$ , visto que ambos possuem uma relação proporcional e linear.

### 2.2 Controle da máquina elétrica

O controle da máquina elétrica neste trabalho será realizado utilizando Transformada de Park, pois esta permite separar o modelo matemático da máquina em dois eixos, em que um eixo controla o torque eletromagnético e outro eixo controla a magnetização da máquina. Por meio da estratégia IFOC (*indirect field oriented control*), na qual consiste em duas malhas internas de corrente e uma malha externa de velocidade, é possível realizar o controle da máquina da seguinte forma: a malha externa de controle de velocidade fornece a referência de torque, que é controlada indiretamente em uma das malhas internas pela corrente  $i_q$ . A outra malha interna controla a magnetização da máquina, por meio da corrente  $i_d$ . Uma vez que a máquina utilizada neste trabalho possui ímãs permanentes, a corrente  $i_d$  de referência é definida como 0 A. A Figura 1 ilustra a estratégia de controle utilizada no presente trabalho. Em ambas as malhas é utilizado um controlador PI (proporcional-integral).

### 2.3 Conteúdo harmônico presente na FCEM e nas correntes da máquina

A característica não-senoidal das máquinas BLDC é inerente da forma de onda da FCEM. Tal característica tem

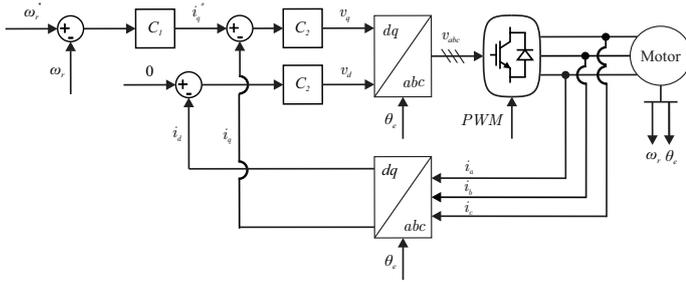


Figura 1. Estratégia de controle empregada para a máquina BLDC.

por principal consequência a presença de um *ripple* de torque na máquina. Sendo assim, a FCEM pode ser decomposta pela seguinte soma de senos (Ji et al., 2018; Rang et al., 2011)

$$e_a(t) = E_1 \sin(\omega_e t) + E_3 \sin(3\omega_e t) + E_5 \sin(5\omega_e t) + \dots \quad (8)$$

em que  $E_1$ ,  $E_3$  e  $E_5$  são as amplitudes da componente fundamental e das componentes de 3ª e 5ª harmônica, respectivamente. Destaca-se também que a FCEM é composta por uma série de componentes harmônicas ímpares.

Considerando agora o modelo elétrico da máquina, apresentado em (1). A partir deste modelo, é possível descrever a corrente a partir da tensão aplicada nos terminais da máquina e dos parâmetros da mesma, dado por

$$\mathbf{i}_{abc}(t) = \frac{\mathbf{v}_{abc}(t) - \mathbf{e}_{abc}(t)}{R_s + j\omega_e L_s} \quad (9)$$

De acordo com (9), a corrente estatórica da máquina depende diretamente da tensão aplicada no terminal da mesma, das forças contra-eletromotrizes e da resistência e indutância do estator. Considerando que as tensões  $\mathbf{v}_{abc}(t)$  são senoidais, pode-se reescrever as correntes da seguinte forma (Ji et al., 2018; Rang et al., 2011)

$$i_a(t) = I_1 \sin(\omega_e t - \phi_1) + I_5 \sin(5\omega_e t - \phi_5) + I_7 \sin(7\omega_e t - \phi_7) + \dots \quad (10)$$

em que  $I_1$ ,  $I_5$  e  $I_7$  são as amplitudes da componente fundamental e das componentes de 5ª e 7ª harmônica, respectivamente. Da mesma forma como as FCEM, as correntes também são compostas por uma série de componentes ímpares, com exceção da 3ª harmônica e suas múltiplas ímpares. Além disso, os ângulos  $\phi$  representam os ângulos de fase das harmônicas, proveniente da impedância estatórica da máquina. Portanto, devido às componentes harmônicas das FCEM, irão existir harmônicas nas correntes, as quais por sua vez causarão oscilações no torque eletromagnético produzido pela máquina.

#### 2.4 Estudo de caso

Para o estudo de caso apresentado neste trabalho, é utilizada uma máquina BLDC modelo *260 Single Shaft Electric Car Hub Motor (45H) 5 kW V3 Type* da fabricante *QS Motor Limited*, a qual encontra-se disponível nas dependências do GEPOC (Grupo de Eletrônica de Potência e Controle) da Universidade Federal de Santa Maria. Para tal, é utilizada a estratégia de controle IFOC ilustrada na Figura 1. Os parâmetros da máquina e dos controladores são apresentados na Tabela 1. Os parâmetros da máquina

Tabela 1. Parâmetros do sistema

	Parâmetro (Símbolo)	Valor
Parâmetros da Máquina	Potência nominal ( $P_n$ )	5 kW
	Tensão nominal (V)	76 V
	Velocidade nominal ( $\omega_n$ )	50 rad/s
	Número de Polos (P)	32
	Resistência ( $R_s$ )	78,17 mΩ
	Indutância ( $L_s$ )	88,61 μH
	Fluxo dos ímãs ( $\lambda_{pm}$ )	0,03872 Wb
Controlador de velocidade	Momento de inércia (J)	0,022 kg.m <sup>2</sup>
	Coefficiente de atrito (B)	0,009 N.m.s
	Frequência de corte ( $f_{c\omega}$ )	3 Hz
	Ganho proporcional ( $k_{p\omega}$ )	0,673
	Ganho integral ( $k_{i\omega}$ )	8,0427
Controlador de corrente	Frequência de corte ( $f_{ci}$ )	250 Hz
	Ganho proporcional ( $k_{pi}$ )	0,144
	Ganho integral ( $k_{ii}$ )	218,65

foram obtidos por meio de ensaios experimentais e os controladores foram definidos de acordo com as equações características de segunda ordem do sistema em malha fechada. Tendo estabelecida a estratégia de controle, é utilizado aqui para o controle do inversor uma modulação *phase-shifted* (Holmes and Lipo, 2003), em que os valores de tensão  $v_{abc}$  são comparados com uma referência triangular, gerando os sinais de controle dos interruptores de um inversor trifásico meia ponte, com dois níveis de tensão. A frequência de chaveamento utilizada aqui é de 10 kHz.

O sistema completo é então simulado utilizando o software PSIM. Para tal, a velocidade nominal de referência da máquina é definida como 50 rad/s. No instante 0,5 s, uma carga de 20 Nm é aplicada ao eixo, e, após o transitório de carga, a máquina atinge a velocidade de referência em aproximadamente 1,8 s. A velocidade rotórica pode ser vista na Figura 2.

A Figura 3 apresenta a tensão em uma das fases de saída do inversor, as correntes trifásicas na saída do inversor, e as correntes nos eixos em quadratura e direto em regime permanente, respectivamente. Nesta figura, nota-se que as correntes estatóricas  $i_{abc}$  possuem grande conteúdo harmônico tanto nas baixas frequências, devido ao sinal senoidal distorcido, quanto nas altas frequências, proveniente do chaveamento dos semicondutores. Em outras palavras, define-se aqui como conteúdo harmônico toda e qualquer frequência que não seja a frequência elétrica a qual a máquina opera. A mesma conclusão é válida para as correntes nos eixos dq. Para visualizar esse conteúdo harmônico, a Figura 4 apresenta as harmônicas individuais da tensão de saída do inversor e das correntes do sistema, em que é possível comprovar a existência de alto conteúdo

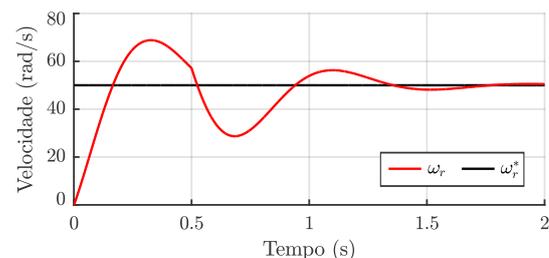


Figura 2. Transitório de partida da velocidade rotórica  $\omega_r$  do motor considerando um inversor meia ponte de dois níveis na entrada do sistema.

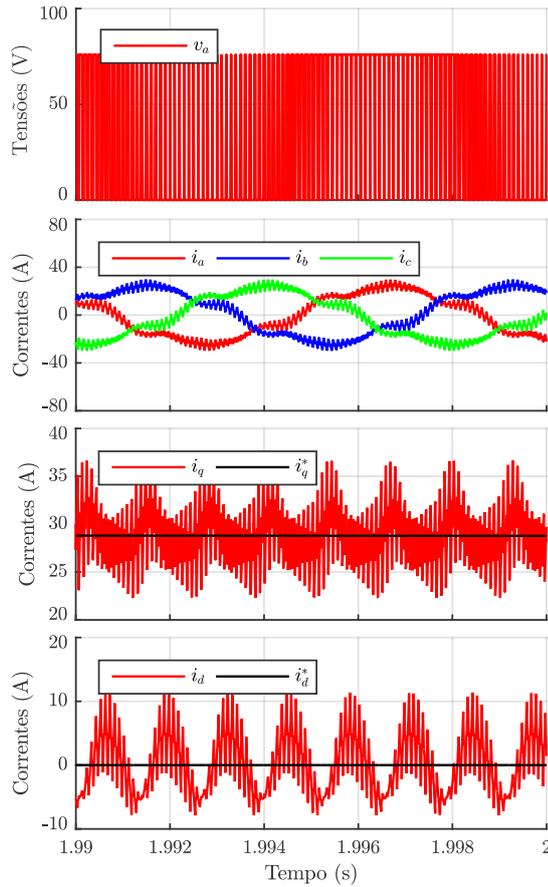


Figura 3. Resultados de simulação do motor considerando um inversor meia ponte de dois níveis: correntes de saída trifásicas  $i_{abc}$ , corrente no eixo em quadratura  $i_q$  e corrente no eixo direto  $i_d$ .

harmônico tanto nas frequências de baixa ordem quanto nas frequências de alta ordem.

O conteúdo harmônico presente nas baixas frequências é destacado na corrente  $i_a$ , e é proveniente da forma de onda da FCEM da máquina, conforme (10). Estas harmônicas podem ser rejeitadas a partir do uso de uma estratégia de controle adequada. Já para as altas frequências, o conteúdo harmônico é visto no valor da frequência de chaveamento do inversor, e nas suas frequências múltiplas. Devido à característica de filtro passa baixa da impedância do máquina, a impedância estatórica da máquina aumenta conforme a frequência de operação, e por consequência, a amplitude das harmônicas de mais alta ordem diminui conforme a frequência aumenta. No caso da máquina utilizada aqui, verifica-se pela Figura 4 que a mesma não consegue anular frequências abaixo de  $30 \text{ kHz}$ . Portanto, irão existir componentes harmônicos de ordem mais baixa ( $5^{\text{a}}$ ,  $7^{\text{a}}$ , e demais componentes ímpares) que são inerentes da construção do motor e, além destas, harmônicas de alta ordem com frequência menor que  $30 \text{ kHz}$  não podem ser desprezadas, impactando na forma de onda das correntes e no torque eletromagnético produzido pela máquina.

Neste sentido, uma estratégia conhecida da literatura que tem a capacidade de diminuir o conteúdo harmônico em altas frequências é a utilização de inversores multiníveis. Ademais, o emprego de inversores capazes de gerar um

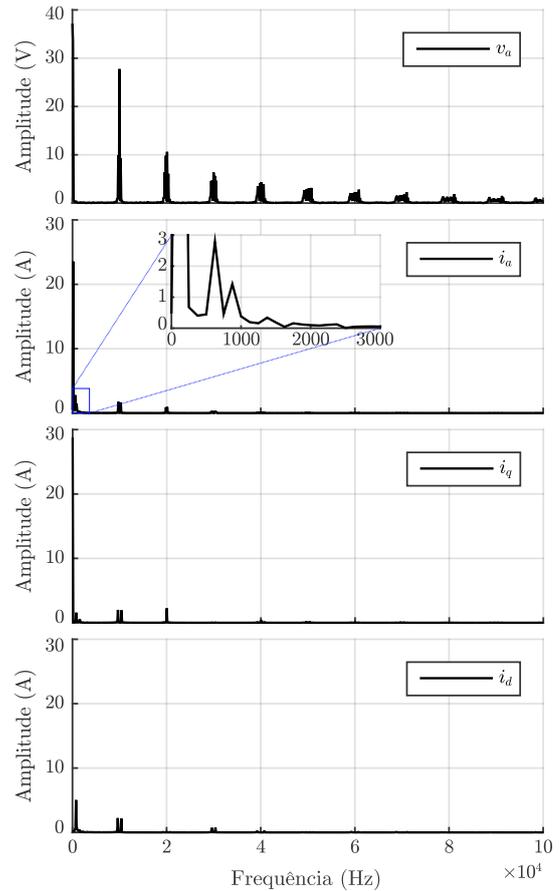


Figura 4. Espectros harmônico obtido em simulação do motor considerando um inversor meia ponte: fase  $a$  das tensões trifásicas de saída do inversor, fase  $a$  das correntes trifásicas de saída do inversor, corrente no eixo em quadratura  $i_q$  e corrente no eixo direto  $i_d$ .

maior número de níveis de tensão permite melhorar a qualidade das correntes do sistema, aumentando a eficiência da máquina e diminuindo as oscilações no torque eletromagnético.

A seção a seguir apresenta um estudo do emprego de inversores com capacitores flutuantes com diferentes níveis de tensão a fim de obter correntes na máquina com reduzido conteúdo harmônico quando comparado ao acionamento com inversor trifásico meia ponte.

### 3. INVERSOR MULTINÍVEL COM CAPACITORES FLUTUANTES

Considere o inversor multinível com capacitores flutuantes de  $n$  níveis de tensão, dado na Figura 5. Para o uso adequado deste inversor, considere que as tensões nos capacitores flutuantes estão estabelecidas, e que uma modulação *phase shifted* é empregada (Holmes and Lipo, 2003).

Este inversor foi escolhido aqui por ser largamente utilizado na literatura, devido a sua capacidade de sintetizar tensões com mais de 2 níveis, e por possuir fácil implementação em um ambiente de simulação, não sendo aqui considerado questões práticas de implementação (por ex, utilização de um grande número de capacitores ou

fontes CC). Entretanto, outras topologias de inversores multiníveis podem ser empregadas no presente trabalho.

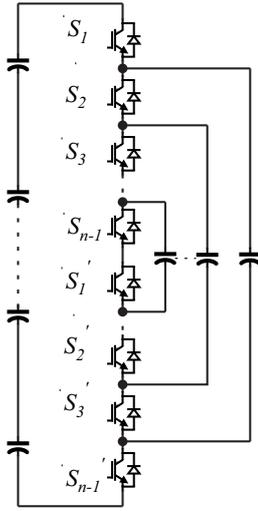


Figura 5. Inversor multinível com capacitores flutuantes de  $n$  níveis de tensão.

Quanto maior o número de níveis  $n$ , maior será o valor da frequência das harmônicas de alta ordem. Em (Rao et al., 2013b), tem-se que a expressão generalizada para obtenção das frequências das harmônicas dominantes é dada por

$$f_{dom} = f_{sw} \times (n - 1) \pm n \times f_f \quad (11)$$

em que  $f_{dom}$  são as frequências das harmônicas dominantes,  $f_{sw}$  é a frequência de chaveamento do inversor multinível e  $f_f$  é a frequência fundamental do sistema.

Nesse sentido, considerando os parâmetros do sistema dado na Tabela 1 e o estudo de caso na Subseção II.D, a Tabela 2 apresenta os valores das frequências dominantes para inversores com diferentes níveis de tensão, considerando a máquina operando em regime permanente com velocidade rotórica de  $50 \text{ rad/s}$  e frequência de chaveamento de  $10 \text{ kHz}$ .

A seção a seguir apresenta resultados de simulação do sistema mostrado na Figura 1 considerando inversores com capacitores flutuantes com diferentes níveis de tensão, a fim de observar o impacto destes inversores na redução do *ripple* de torque na corrente em quadratura, a redução da THD nas correntes estatóricas trifásicas de saída, e a redução da wTHD nas tensões de saída do inversor.

#### 4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E COMPARAÇÕES

Considere o estudo de caso da subseção II.D com os parâmetros dados na Tabela 1, porém simulado agora considerando na entrada do sistema um inversor multinível

Tabela 2. Frequências dominantes para um inversor com diferentes níveis de tensão.

$n$	$f_{dom1}$	$f_{dom2}$
2	9,745 Hz	10,254 Hz
3	19,618 Hz	20,381 Hz
5	39,363 Hz	40,636 Hz
7	59,105 Hz	60,891 Hz
9	78,854 Hz	81,145 Hz

com capacitores flutuantes dado na Seção III, com  $n = 3, 5, 7$  e  $9$ .

A Figura 6 apresenta as tensões de saída do inversor multinível, bem como seu respectivo espectro harmônico, considerando os diferentes níveis de tensão citados anteriormente. A partir desta figura, pode-se comprovar que as harmônicas presentes na frequência dominante em cada uma das simulações confirma os valores calculados na Tabela 2 dada na Seção III.

O deslocamento do conteúdo harmônico para frequências de mais alta ordem impacta na quantidade de *ripple* presente nas correntes do motor. A Figura 7 apresenta a fase  $a$  das correntes estatóricas trifásicas de saída e as correntes no eixo  $dq$ . Por meio desta, pode-se comparar o *ripple* nas correntes utilizando na entrada do sistema tanto o inversor meia ponte de dois níveis, dado no estudo de caso da Subseção II.D, quanto o inversor multinível com capacitores flutuantes, considerando  $n = 3, 5, 7$  e  $9$ . Além disso, uma vez que o torque eletromagnético produzido pela máquina é proporcional à corrente  $i_q$  em (7), pode-se avaliar o desempenho do torque do motor por meio desta corrente.

Ademais, percebe-se em todos os sinais apresentados na Figura 7 a diminuição do *ripple* nas correntes, desde o sinal obtido com 2 níveis (em vermelho) até o sinal obtido com 9 níveis (em cor-de-rosa). Para comprovar isso, a Figura 8 apresenta o espectro harmônico das correntes em quadratura  $i_q$  obtidas utilizando o inversor multinível com capacitores flutuantes para  $n = 3, 5, 7$  e  $9$ , respectivamente. Da mesma forma como mostrado para o espectro harmônico das tensões na Figura 6, o espectro harmônico das correntes no eixo em quadratura apresenta harmônicas nas mais altas frequências conforme o número de níveis utilizado, como apontado na Seção III. Além disso, os resultados apresentados nas Figuras 7 e 8 corroboram os resultados da Figura 4, onde verificou-se que a máquina possui capacidade de filtrar de maneira adequada componentes harmônicas de  $30 \text{ kHz}$  ou mais. Assim, conforme (11), pode-se concluir, para este estudo de caso operando com chaveamento de  $10 \text{ kHz}$ , há a necessidade da utilização de um inversor de 4 níveis ou mais, para produzir uma frequência dominante de  $30 \text{ kHz}$ . Como neste trabalho foram utilizados inversores com números de níveis ímpares, o inversor com 5 níveis permite uma filtragem adequada pela máquina das harmônicas provenientes do chaveamento, conforme foi visto nas Figuras 7 e 8.

Para obter uma análise quantitativa das correntes, o *ripple* de torque pode ser calculado indiretamente por meio da análise da corrente  $i_q$  em regime permanente, dado por

$$I_{ripple} = i_{qmax} - i_{qmin} \quad (12)$$

A THD das correntes estatóricas trifásicas em regime permanente e a wTHD das tensões de saída do inversor podem ser calculadas da seguinte forma

$$THD = \frac{1}{I_f} \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{I_h^2}, \quad wTHD = \frac{1}{V_f} \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{\left(\frac{V_h}{h}\right)^2} \quad (13)$$

em que  $I_f$  e  $V_f$  são as componentes fundamentais da corrente e da tensão, respectivamente,  $I_h$  e  $V_h$  são as

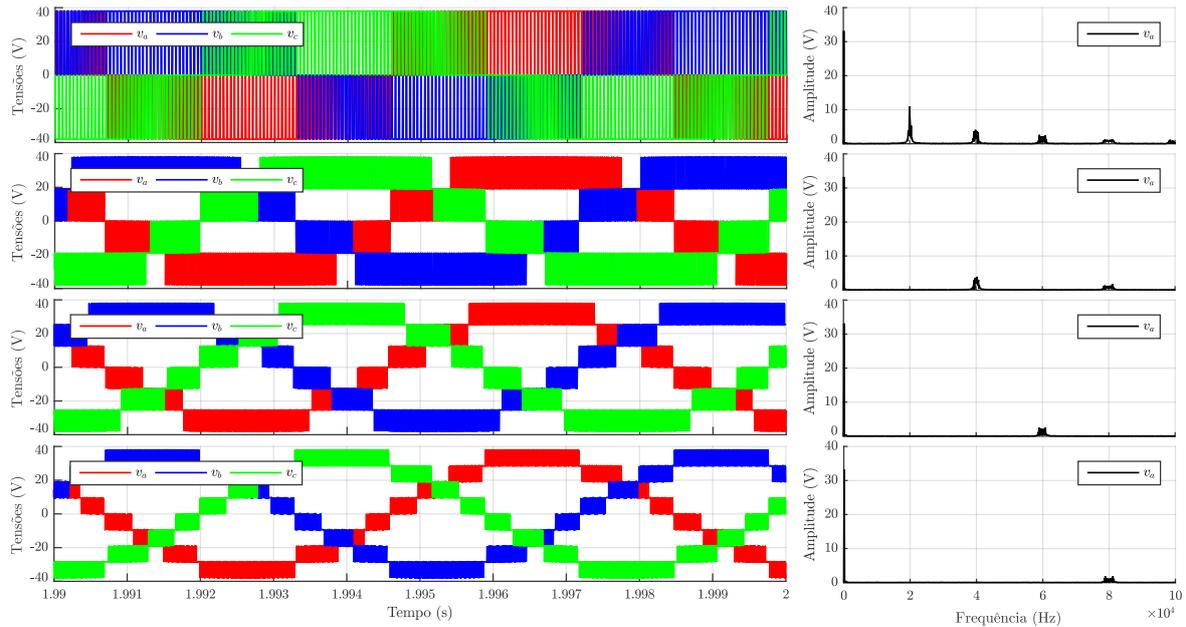


Figura 6. Tensões de saída e respectivo conteúdo harmônico do inversor com capacitores flutuantes de 3, 5, 7 e 9 níveis.

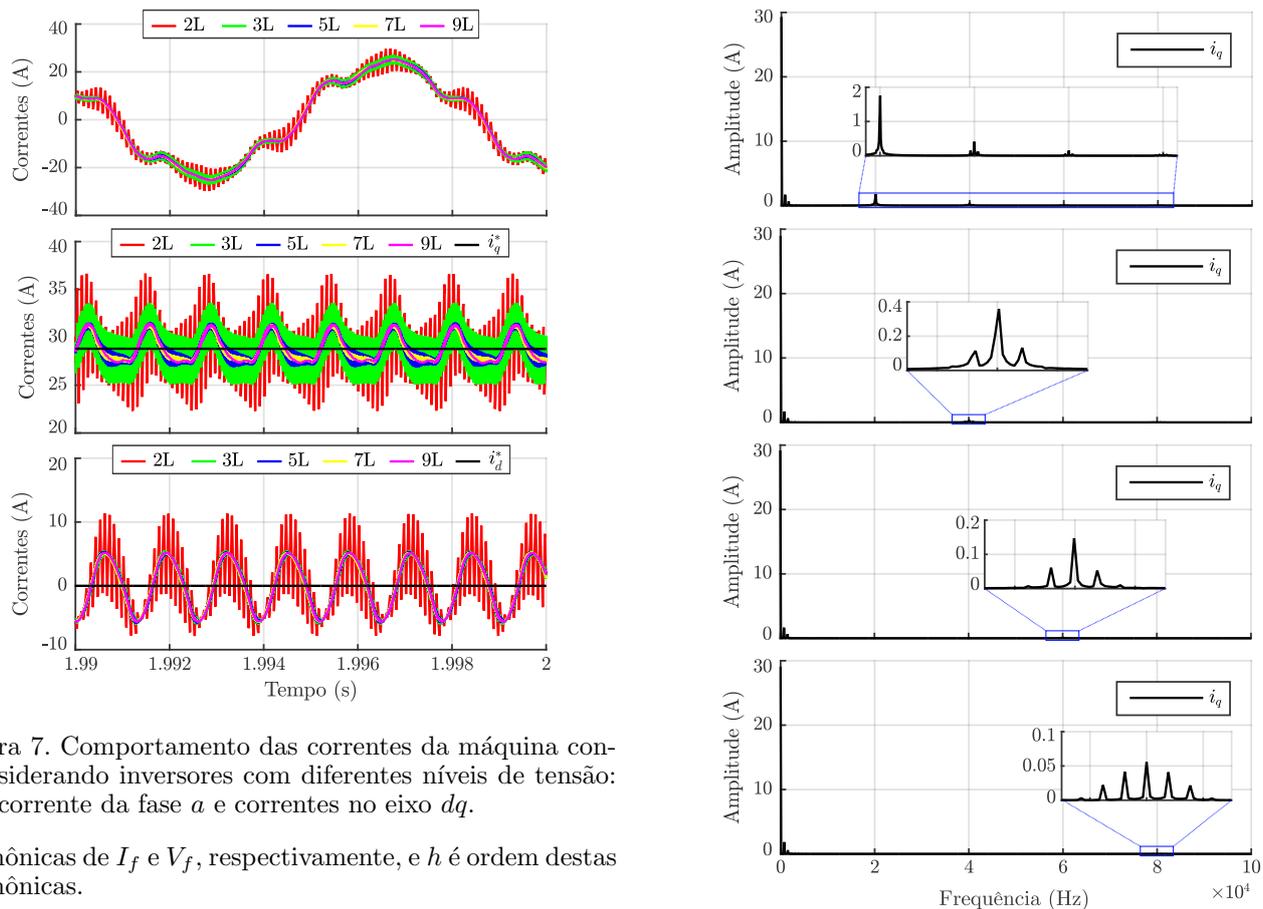


Figura 7. Comportamento das correntes da máquina considerando inversores com diferentes níveis de tensão: corrente da fase  $a$  e correntes no eixo  $dq$ .

harmônicas de  $I_f$  e  $V_f$ , respectivamente, e  $h$  é ordem destas harmônicas.

Os resultados da análise quantitativa são apresentados na Tabela 3, em que é possível observar a melhoria no *ripple* de torque eletromagnético, nas correntes estatísticas da máquina, e na tensão sintetizada pelo inversor, conforme o aumento do número de níveis do inversor. Além disso, pode-se afirmar que não há grandes melhorias na utilização de inversores de 7 e 9 níveis para esta aplicação. Por fim, isto confirma as conclusões apresentadas anteriormente,

Figura 8. Espectro harmônico da corrente em quadratura  $i_q$ , considerando um inversor multinível com capacitores flutuantes de 3, 5, 7 e 9 níveis.

sendo o inversor com 5 níveis suficiente para reduzir o *ripple* e a distorção harmônica das correntes para o estudo de caso apresentado neste trabalho.

Tabela 3. Valores calculados para o ripple na corrente  $i_q$ , THD na corrente  $i_a$ , e wTHD na tensão  $v_a$ .

$n$	$I_{qripple}$	THD ( $i_a$ )	wTHD ( $v_a$ )
2	14,28 A	18,36 %	12,03 %
3	8,53 A	14,91 %	4,63 %
5	4,61 A	13,83 %	1,82 %
7	4 A	13,78 %	1,10 %
9	4 A	13,7 %	0,87 %

Por fim, ainda que o presente trabalho possui como objetivo principal a redução do conteúdo harmônico presente nas altas frequências, foi possível verificar na Figura 7 e na Tabela 3 um impacto positivo na redução do *ripple* de torque, uma vez que o mesmo está associado com a corrente  $i_q$ , conforme (7). Portanto, uma redução nas componentes harmônicas de alta frequência diminuiu o *ripple* de torque principalmente quando utilizado inversores de 5 ou mais níveis.

## 5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o uso de inversores multiníveis com capacitores flutuantes em uma máquina síncrona de ímãs permanentes com FCEM não-senoidal. Devido à sua construção, essas máquinas apresentam *ripple* no torque eletromagnético quando utilizado controle vetorial por meio da Transformada de Park, o que tem como consequência vibrações no eixo da máquina e diminuição no rendimento. Para mitigar esses problemas, foram utilizados inversores com 3, 5, 7 e 9 níveis de tensão. Verificou-se que no motor utilizado, para frequências dominantes iguais a 30 kHz ou superior, é possível obter uma filtragem adequada das componentes harmônicas, diminuindo o *ripple* de torque e melhorando a qualidade das correntes estatóricas. Ao fim, o inversor com 5 níveis mostrou-se como o mais adequado para o estudo de caso, reduzindo a THD das correntes estatóricas em 24,6%, a wTHD das tensões em 84,8%, e o *ripple* de torque em 67,7%, em relação a um inversor meia ponte de 2 níveis.

## REFERÊNCIAS

- Buja, G., Bertoluzzo, M., and Keshri, R.K. (2015). Torque ripple-free operation of pm bldc drives with petal-wave current supply. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(7), 4034–4043.
- Grenier, D. and Louis, J.P. (1993). Use of an extension of the park's transformation to determine control laws applied to a non-sinusoidal permanent magnet synchronous motor. In *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, 32–37 vol.6.
- Holmes, D.G. and Lipo, T.A. (2003). *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Wiley-IEEE Press, Piscataway, NJ, USA.
- Ji, Y., Li, B., and Jingcheng, S. (2018). Harmonic analysis on torque ripple of brushless dc motor based on advanced commutation control. *Journal of Control Science and Engineering*. doi:10.1155/2018/3530127.
- Khazaei, A., Zarchi, H.A., and Markadeh, G.R.A. (2020). Real-time maximum torque per ampere control of brushless dc motor drive with minimum torque ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(2), 1194–1199. doi:10.1109/TPEL.2019.2918711.
- Krause, P., Wasynczuk, O., and Sudhoff, S. (2002). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Wiley-IEEE Press, United States of America, second edition.
- Naik, M.D., Agrawal, V., Naik, M.V., Yadav, S., Agarwal, A., and Jaiswal, R. (2018). Torque ripple reduction of bldc motor using modular multilevel converter. In *2018 International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON)*, 820–824. doi:10.1109/GUCON.2018.8675037.
- Park, Y., Kim, H., Jang, H., Ham, S.H., Lee, J., and Jung, D.H. (2020). Efficiency improvement of permanent magnet bldc with halbach magnet array for drone. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 30(4), 1–5. doi:10.1109/TASC.2020.2971672.
- Rang, Y., Xiong, H., Wu, Q., Meng, G., Li, H., and Zhou, L. (2011). Fem simulation and harmonic torque analysis of six-phase bldc motor. In *2011 2nd International Conference on Artificial Intelligence, Management Science and Electronic Commerce (AIMSEC)*, 3984–3987. doi:10.1109/AIMSEC.2011.6009974.
- Rao, A.P.C., Obulesh, Y., and Babu, C.S. (2013a). Analysis and effect of switching frequency and voltage levels on total harmonic distortion in multilevel inverters fed bldc drive. In *2013 7th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)*, 65–71. doi:10.1109/ISCO.2013.6481124.
- Rao, A.P.C., Obulesh, Y., and Babu, C.S. (2013b). Analysis and effect of switching frequency and voltage levels on total harmonic distortion in multilevel inverters fed BLDC drive. In *2013 7th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)*, 65–71. IEEE.