



ANÁLISE DA TENSÃO DE MODO COMUM PRODUZIDA POR CONVERSORES MATRICIAIS APLICADOS EM SISTEMAS DE ACIONAMENTO INDUSTRIAIS

André M. Alzamora*¹ e Hélder de Paula¹

¹FEELT – Universidade Federal de Uberlândia
Av. João Naves de Ávila, 2121, Campus Santa Mônica, Bloco 3N, 38408-100, Uberlândia, Minas Gerais, Brasil

Resumo - Nesse artigo, é realizada uma análise elaborada através de formulações matemáticas e simulações computacionais da tensão de modo comum produzida por conversores matriciais aplicados em sistemas de acionamento de motores elétricos. As simulações, realizadas no *Simulink*, empregam modelos sofisticados do cabo, motor e transformador capazes de reproduzir o comportamento do sistema em uma ampla faixa de frequências, permitindo uma alta precisão nos resultados obtidos. As correntes de modo comum, que são consequência direta da tensão de modo comum, são responsáveis por produzir falhas no rolamento e no conversor, além de ruídos e interferências eletromagnéticas (EMI) em sistemas industriais.

Palavras-Chave – Conversor matricial, correntes de modo comum, modelagem para alta frequência, modulação vetorial, sobretensões transitórias, tensão de modo comum

ANALYSIS OF THE COMMON MODE VOLTAGE PRODUCED BY MATRIX CONVERTERS IN INDUSTRIAL DRIVE SYSTEMS

Abstract – This paper investigates the common mode voltage produced by matrix converters in electric motor drive systems applications through mathematical formulations and computational simulations. The simulations, performed in the *Simulink*, use sophisticated models of the cable, motor and transformer able to reproduce the system behavior over wide range of frequency enabling high accuracy in the results obtained. Common mode currents, which are a common mode voltage direct consequence, are responsible for bearing and converter failures, as well as noise and electromagnetic interference (EMI) in industrial systems.

Keywords – Common mode currents, common mode voltage, matrix converter, transient overvoltages, high frequency modeling, vector modulation.

*andre.alzamora@outlook.com

I. INTRODUÇÃO

O conversor matricial é uma topologia de conversor CA-CA que conecta diretamente as fases da saída com as fases da entrada através de chaves bidirecionais, não necessitando do link CC intermediário. A ausência do capacitor associado ao link CC aumenta a confiabilidade deste conversor em relação aos inversores, além de torná-lo mais compacto e leve. O conversor matricial permite controlar a amplitude e frequência das tensões de saída e o fator de potência da corrente de entrada. Ele também admite o fluxo bidirecional de potência [1].

A evolução dos conversores eletrônicos tem relação direta com o rápido progresso tecnológico experimentado pelos dispositivos semicondutores de potência. Hoje é possível operar com IGBTs a uma taxa de chaveamento de dezenas a centenas de quilohertz, algo impensável há décadas atrás. Este desenvolvimento permitiu que os conversores baseados na modulação por largura de pulso (PWM) trabalhassem com alta eficiência possibilitando um preciso controle de velocidade e torque. No entanto, associado às estas altas frequências de chaveamento, estes conversores passaram a ser uma fonte de ruídos e de interferência eletromagnéticas (EMI) [2].

O fenômeno das interferências está ligado à presença da corrente de modo comum (CMC) produzida pela tensão de modo comum (TMC). A tensão de modo comum, produto da operação natural dos conversores, excita os acoplamentos capacitivos existentes entre os componentes do sistema e a terra e induz a produção de correntes oscilatórias de alta frequência que circulam por esta última a cada degrau dv/dt [3]. Estas correntes também podem conduzir à redução da vida útil da máquina por defeitos no rolamento [4], atuação indevida de relés de proteção de falta à terra [5] e comprometimento nas estruturas do conversor [6].

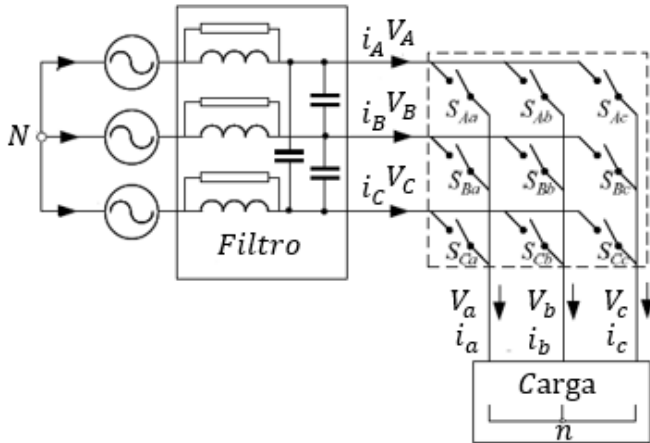
Investigações e estudos sobre a produção da tensão de modo comum em inversores são bastante difundidos na literatura, no entanto, deve-se abranger esta discussão também para os conversores matriciais, visto que eles devem atingir um papel cada vez maior em aplicações industriais nos próximos anos, se tornando uma alternativa concreta para o acionamento de máquinas elétricas [7].

Neste artigo, a tensão de modo comum produzida por um conversor matricial é examinada de maneira abrangente. Formulações matemáticas e uma tabela que relaciona a amplitude da TMC produzida pelo conversor para dada configuração das chaves são mostradas. Simulações são realizadas no Simulink para reproduzir o comportamento do sistema de acionamento no intuito de exibir e permitir análises das formas de onda da tensão e da corrente de modo comum. Para isso, os componentes do sistema são representados através de modelagens específicas para o estudo de fenômenos em uma ampla faixa de frequências permitindo assim obter uma alta precisão nos resultados obtidos.22

II. CONVERSOR MATRICIAL

O conversor matricial é um conversor de estágio único que consiste em uma matriz $m \times n$ de chaves bidirecionais, cada uma composta por dois IGBTs e dois diodos, que conecta diretamente uma fase m da fonte de tensão à uma fase n da carga. Em sistemas trifásicos, este conversor é composto por nove chaves que permitem conectar qualquer uma das fases da carga em qualquer uma das fases da fonte de tensão de entrada. Normalmente, utiliza-se um filtro na entrada do conversor no intuito de mitigar as componentes de alta frequência nas correntes de entrada e reduzir o impacto de natureza harmônica na rede de alimentação [8]. A Figura 1 exibe a estrutura de um conversor matricial trifásico. As tensões e correntes na entrada do conversor são designadas por letras maiúsculas (A, B e C) enquanto que na saída elas são denotadas por letras minúsculas (a, b e c).

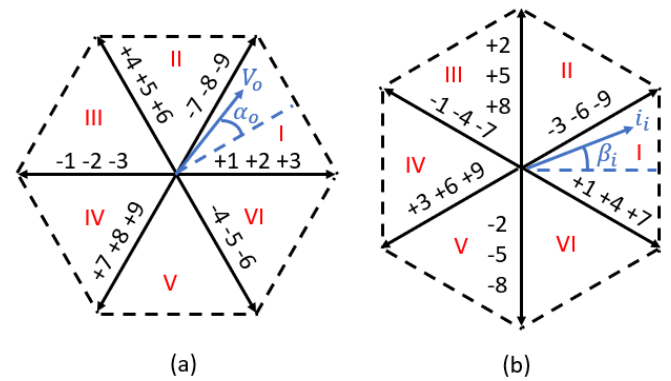
Figura 1: Estrutura de um conversor matricial com filtro de entrada.



Diversas estratégias de controle das chaves para os conversores matriciais têm sido apresentadas na literatura [9]. Um dos métodos mais eficientes e utilizados é o Space Vector Direct Modulation (SVDM) que utiliza a abordagem vetorial para sintetizar as tensões de saída de referência e correntes de entrada de referência [10].

Considerando que as fases de entrada não podem ser curto-circuitadas e que nenhuma das fases da saída pode ficar desconectada, ter-se-á 27 possíveis configurações de chaveamento para um conversor matricial trifásico. Para cada um destes estados de chaveamento possíveis, existe um vetor associado no plano vetorial de tensão de saída e corrente de entrada (Figura 2). Estes vetores são obtidos de acordo com as Equações 1 e 2.

Figura 2: Representação gráfica dos: (a) vetores da tensão de saída. (b) vetores da corrente de entrada.



$$\vec{v}_o = \frac{2}{3} (V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (1)$$

$$\vec{i}_i = \frac{2}{3} (i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2)$$

A tabela I mostra todas as configurações de chaveamento possíveis, incluindo os vetores resultantes no plano vetorial de tensão e de corrente. As magnitudes e ângulos dos vetores de tensão da saída são expressos de acordo com as tensões de linha da entrada enquanto que para os vetores de corrente da entrada são expressos de acordo com as correntes de linha da saída.

Tabela I - Chaveamento de um conversor matricial SVDM.

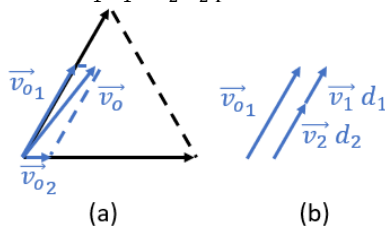
Grupo	Vetor	a-b-c	V_o	α_o	i_i	β_i
VETORES ATIVOS	+1	A-B-B	$2/3 V_{AB}$	0	$2/\sqrt{3} i_a$	$11\pi/6$
	+2	B-C-C	$2/3 V_{BC}$	0	$2/\sqrt{3} i_a$	$\pi/2$
	+3	C-A-A	$2/3 V_{CA}$	0	$2/\sqrt{3} i_a$	$7\pi/6$
	+4	B-A-B	$2/3 V_{AB}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_b$	$11\pi/6$
	+5	C-B-C	$2/3 V_{BC}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_b$	$\pi/2$
	+6	A-C-A	$2/3 V_{CA}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_b$	$7\pi/6$
	+7	B-B-A	$2/3 V_{AB}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_c$	$11\pi/6$
	+8	C-C-B	$2/3 V_{BC}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_c$	$\pi/2$
	+9	A-A-C	$2/3 V_{CA}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_c$	$7\pi/6$
VETORES NULOS	-1	B-A-A	$-2/3 V_{AB}$	0	$-2/\sqrt{3} i_a$	$11\pi/6$
	-2	C-B-B	$-2/3 V_{BC}$	0	$-2/\sqrt{3} i_a$	$\pi/2$
	-3	A-C-C	$-2/3 V_{CA}$	0	$-2/\sqrt{3} i_a$	$7\pi/6$
	-4	A-B-A	$-2/3 V_{AB}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_b$	$11\pi/6$
	-5	B-C-B	$-2/3 V_{BC}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_b$	$\pi/2$
	-6	C-A-C	$-2/3 V_{CA}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_b$	$7\pi/6$
	-7	A-A-B	$-2/3 V_{AB}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_c$	$11\pi/6$
	-8	B-B-C	$-2/3 V_{BC}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_c$	$\pi/2$
	-9	C-C-A	$-2/3 V_{CA}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_c$	$7\pi/6$
VETORES ROTATIVOS	0_a	A-A-A	0	-	0	-
	0_b	B-B-B	0	-	0	-
	0_c	C-C-C	0	-	0	-
	$+r_1$	A-B-C	V_i	$\omega_0 t$	i_0	$\omega_0 t$
	$+r_2$	C-A-B	V_i	$\omega_0 t + 2\pi/3$	i_0	$\omega_0 t + 2\pi/3$
	$+r_3$	B-C-A	V_i	$\omega_0 t + 4\pi/3$	i_0	$\omega_0 t + 4\pi/3$
$-r_1$	A-C-B	V_i	$-\omega_0 t$	i_0	$-\omega_0 t$	
$-r_2$	B-A-C	V_i	$-\omega_0 t + 2\pi/3$	i_0	$-\omega_0 t + 2\pi/3$	
$-r_3$	C-B-A	V_i	$-\omega_0 t + 4\pi/3$	i_0	$-\omega_0 t + 4\pi/3$	

Os vetores das tensões de saída e correntes de entrada de números ± 1 a ± 9 são chamados de vetores ativos e possuem direções fixas, enquanto que suas magnitudes dependem dos valores instantâneos da tensão de entrada e da corrente de saída, respectivamente. Eles são produzidos quando duas fases da saída estão conectadas na mesma fase da entrada. Os vetores $\pm r_1$ a $\pm r_3$ são denominados de rotativos ou síncronos e possuem direções variáveis, eles são produzidos quando cada fase da saída é conectada a uma fase diferente da entrada. Por último, os vetores 0_a , 0_b e 0_c , chamados de nulos, são produzidos quando as três fases da saída são conectadas na mesma fase da entrada.

Basicamente, o objetivo da SVDM é selecionar quatro vetores ativos que aplicados de acordo com tempos específicos dentro do período de chaveamento conseguem sintetizar os vetores de referência. Para explicar o funcionamento deste algoritmo, considerar-se-á que, em dado momento instantâneo, os vetores de referência da tensão de saída e corrente de entrada estão ambos no setor I (vide setor I na Figura 2).

O vetor de referência de tensão \vec{v}_o pode ser decomposto em outros dois vetores \vec{v}_{o1} e \vec{v}_{o2} adjacentes a ele. Decompõe-se \vec{v}_{o1} como a soma de $\vec{v}_1 d_1$ com $\vec{v}_2 d_2$; e \vec{v}_{o2} como a soma de $\vec{v}_3 d_3$ com $\vec{v}_4 d_4$. Sendo assim, \vec{v}_1 e \vec{v}_2 podem ser sintetizados pelos vetores ± 7 , ± 8 ou ± 9 , enquanto que \vec{v}_3 e \vec{v}_4 podem ser produzidos pelos vetores ± 1 , ± 2 ou ± 3 . O vetor de referência de corrente \vec{i}_i também pode ser decomposto em outros dois vetores \vec{i}_{i1} (dado pela soma de $\vec{i}_1 d_1$ com $\vec{i}_2 d_2$) e \vec{i}_{i2} (dado pela soma de $\vec{i}_3 d_3$ com $\vec{i}_4 d_4$) adjacentes a ele. De maneira similar ao que foi realizado para os vetores de tensão, \vec{i}_1 e \vec{i}_2 podem ser sintetizados pelos vetores, ± 3 , ± 6 ou ± 9 , enquanto que o \vec{i}_3 e \vec{i}_4 podem ser produzidos pelos vetores ± 1 , ± 4 ou ± 7 . Portanto, os vetores a serem escolhidos pelo algoritmo vetorial devem ser os vetores comuns a todos eles, chegando a uma possibilidade de oito vetores: ± 9 , ± 7 , ± 3 e ± 1 . Num primeiro momento, escolher-se-á os quatro vetores positivos: $+9$, $+7$, $+3$ e $+1$. A Figura 3 mostra, como exemplo, a decomposição do vetor de referência de tensão.

Figura 3: (a) Decomposição do vetor de referência \vec{v}_o nos vetores \vec{v}_{o1} e \vec{v}_{o2} adjacentes a ele. (b) Decomposição do vetor \vec{v}_{o1} nos vetores $\vec{v}_1 d_1$ e $\vec{v}_2 d_2$ paralelos a ele.



Levando em conta as considerações de decomposição dos vetores de referência, pode-se definir as quatro equações básicas abaixo que regem a modulação vetorial do conversor matricial. As Equações 3 e 4 estão associadas à decomposição dos vetores de tensão, enquanto que as Equações 5 e 6 garantem, através do produto escalar, que as correntes de entrada estão na direção desejada.

$$\vec{v}_{o1} = \vec{v}_1 d_1 + \vec{v}_2 d_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} V_o \cos(\alpha_o - \frac{\pi}{3}) e^{j[(n_v-1)\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{3}]} \quad (3)$$

$$\vec{v}_{o2} = \vec{v}_3 d_3 + \vec{v}_4 d_4 = \frac{2}{\sqrt{3}} V_o \cos(\alpha_o + \frac{\pi}{3}) e^{j[(n_v-1)\frac{\pi}{3}]} \quad (4)$$

$$(\vec{i}_1 d_1 + \vec{i}_2 d_2) j e^{j\beta_i} e^{j[(n_i-1)\frac{\pi}{3}]} = 0 \quad (5)$$

$$(\vec{i}_3 d_3 + \vec{i}_4 d_4) j e^{j\beta_i} e^{j[(n_i-1)\frac{\pi}{3}]} = 0 \quad (6)$$

Nas equações acima, n_v e n_i são os setores em que se encontram os vetores de referência de tensão e corrente, respectivamente. Resolvendo as Equações 3 a 6, realizando as manipulações algébricas necessárias e considerando os ângulos de tensão e corrente entre -30° e 30° , obtém-se os ciclos de trabalho para os quatro chaveamentos conforme mostram as Equações 7 a 10:

$$d_1 = (-1)^{n_v+n_i+1} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_o \cos(\alpha_o - \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_i - \frac{\pi}{3})}{V_i \cos\varphi_i} \quad (7)$$

$$d_2 = (-1)^{n_v+n_i} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_o \cos(\alpha_o - \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_i + \frac{\pi}{3})}{V_i \cos\varphi_i} \quad (8)$$

$$d_3 = (-1)^{n_v+n_i} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_o \cos(\alpha_o + \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_i - \frac{\pi}{3})}{V_i \cos\varphi_i} \quad (9)$$

$$d_4 = (-1)^{n_v+n_i+1} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_o \cos(\alpha_o + \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_i + \frac{\pi}{3})}{V_i \cos\varphi_i} \quad (10)$$

O valor de φ_i é o ângulo do fator de potência da corrente de entrada. Conforme pode ser verificado pelas Equações 7 a 10, para quaisquer combinações de setores de tensões e corrente, ter-se-á que dois ciclos de trabalho são negativos, isto se deve à consideração realizada anteriormente que escolheu apenas vetores positivos para compor os vetores de referência. Ciclo de trabalho negativo indica que deve ser escolhido o correspondente vetor negativo para ser aplicado com aquele ciclo ao invés do positivo.

Outra equação que rege a estratégia de chaveamento é que a soma dos ciclos de trabalho deve ser menor ou igual, conforme mostra a Equação 11.

$$d_1 + d_2 + d_3 + d_4 \leq 1 \quad (11)$$

Quando a soma dos ciclos de trabalho dos quatro vetores ativos é menor que um, completa-se o período de chaveamento utilizando os vetores nulos. Por exemplo, para um momento em que os vetores de tensão de saída e corrente de entrada estão

no setor I, utiliza-se a sequência de chaveamento $0_c, +9, -7, 0_a, -3, +1$ e 0_b .

Aplicando as Equações 7 a 10 na 11, ter-se-á a Equação 12 mostrada abaixo que exibe o limite máximo de tensão de saída que pode ser atingido com o conversor matricial.

$$\frac{V_o}{V_i} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\cos\varphi_i}{\cos\beta_i \cos\alpha_o} \quad (12)$$

Para este trabalho, considerar-se-á o fator de potência na entrada unitário, isto é, $\cos\varphi_i = 1$.

III. TENSÃO DE MODO COMUM NO CONVERSOR MATRICIAL

A tensão de modo comum pode ser definida como a tensão entre o neutro do motor (ponto n) e o terra (ponto N). Elaborando as equações de malha para as três fases do conversor para uma carga RL, tem-se as Equações 13 a 15:

$$V_a - V_{nN} = R_a i_a + \frac{L di_a}{dt} \quad (13)$$

$$V_b - V_{nN} = R_b i_b + \frac{L di_b}{dt} \quad (14)$$

$$V_c - V_{nN} = R_c i_c + \frac{L di_c}{dt} \quad (15)$$

Assumindo que as cargas são balanceadas, tem-se a Equação 16:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (16)$$

Aplicando as Equações 13 a 15 na Equação 16, obtém-se a Equação 17 que define a tensão de modo comum em conversores:

$$v_{nN} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (17)$$

Aplicando a Equação 17 na tabela I e considerando as tensões de entrada equilibradas, pode-se então definir a tabela II da amplitude da tensão de modo comum para cada grupo de vetores.

Tabela II – Amplitude da TMC para cada um dos grupos de vetores.

	TMC (v_{nN})
VETORES ATIVOS	$\frac{1}{\sqrt{3}} V_{i-fase}$
VETORES NULOS	V_{i-fase}
VETORES ROTATIVOS	0

Conforme pode ser verificado pelo exposto acima, a tensão de modo comum é produzida durante a operação normal do conversor. Tal tensão, aplicada sobre as capacitâncias mútuas do cabo e também sobre as capacitâncias intrínsecas do conversor, cabo e motor à terra, induz o surgimento da corrente de modo comum de alta frequência responsável por

uma série de consequências indesejadas no sistema conforme já explicitado.

IV. SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

No intuito de obter resultados precisos para a tensão e corrente de modo comum produzidas pelo sistema de acionamento através de conversor matricial, deve-se considerar que estes fenômenos abrangem uma ampla faixa de frequências devido a presença de elevadíssimas frequências associadas aos degraus de tensão dv/dt presentes na tensão de modo comum produzida pelo conversor. Desta forma, deve-se representar cada um dos componentes do sistema de acionamento através de modelos apropriados, que incluam a variação dos seus parâmetros com a frequência (em simulações no domínio do tempo), que reproduzam a natureza distribuída dos parâmetros (no caso do cabo e motor) e que representem as suas impedâncias tanto de modo comum quanto de modo diferencial.

A modelagem do cabo foi conforme a proposta por [11] que permite determinar as grandezas de modo diferencial e comum em um único circuito, além de ser capaz de representar a variação dos seus parâmetros de resistência e indutância devido ao efeito *skin* que está associada diretamente às frequências das correntes que fluem por ele, e a presença dos fenômenos de propagação e reflexão de ondas. Considerou-se que cabo entre o conversor e o motor possui comprimento de quatro metros e seus parâmetros foram retirados da mesma referência.

O motor de indução trifásico modelado está de acordo com o proposto por [12]. Tal circuito reproduz as características do motor em uma ampla faixa de frequências. Seus parâmetros foram obtidos de [13] e seus valores nominais estão mostrados na tabela III.

Tabela III - Valores nominais do motor de indução trifásico utilizado na simulação.

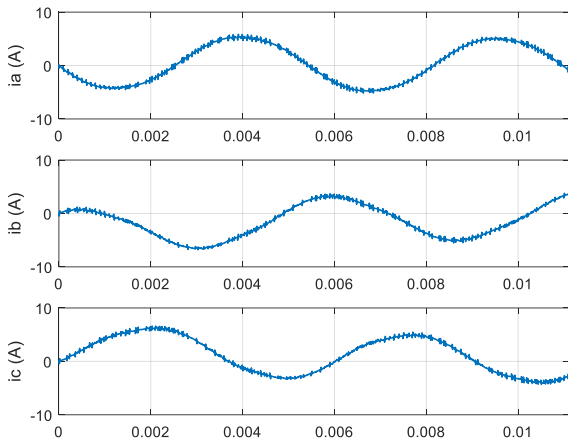
Característica	Valores nominais
Potência	3cv
Tensão	220/380V
Frequência	60Hz
Rotação	1735rpm

No transformador, a corrente de modo comum flui do ponto neutro aterrado do secundário em direção aos terminais das fases. Em [14] é utilizado um modelo para estudos de surtos de tensão transferidos do secundário para o primário do transformador, mas que, com a devida adaptação [15], pode ser empregado para representar a sua impedância de sequência zero.

As simulações foram realizadas no *Simulink* utilizando as modelagens citadas. A tensão de alimentação e a frequência de chaveamento foram mantidas em $127V_{rms}$ e 5kHz, respectivamente. A tensão de referência foi fixada em 180Hz.

A Figura 4 mostra as formas de onda das correntes nas três fases que alimentam o motor.

Figura 4: Correntes que alimentam o motor.



As correntes mostradas na Figura 4 apresentam 2 ciclos em 11,1ms, isto é, elas possuem uma frequência de 180Hz, justamente a frequência estabelecida pela tensão de referência, enquanto que a tensão de entrada é de 60Hz. Este resultado confirma que o conversor matricial consegue realizar a conversão de frequência de maneira eficiente apenas utilizando chaves bidirecionais que conectam diretamente a fonte de tensão à carga.

A tensão de modo comum resultante da operação do conversor matricial no sistema de acionamento e sua consequente corrente de modo comum são mostradas na Figura 5. A Figura 6, por sua vez, exibe este mesmo resultado mas com uma visão aproximada no intuito de permitir correlacionar as duas formas de onda. A Figura 7 exibe o perfil da corrente de modo comum após a ocorrência de um degrau de tensão dv/dt na TMC. Por fim, a Figura 8 mostra a tensão que surge no eixo do motor.

Figura 5: Tensão de modo comum (gráfico superior) e sua correspondente corrente de modo comum (gráfico inferior) resultante da operação do conversor matricial.

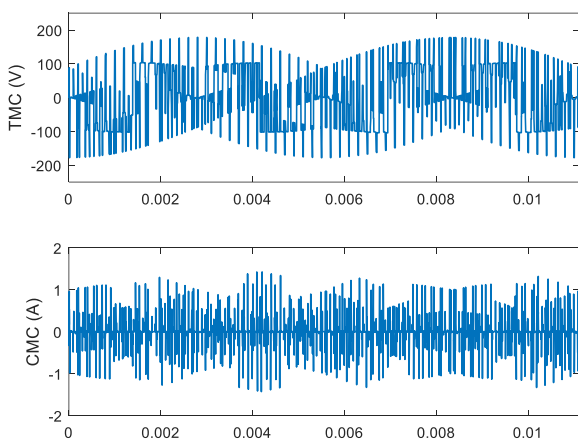
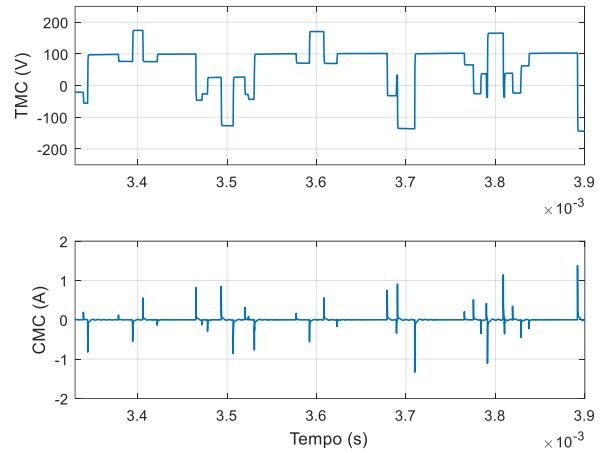


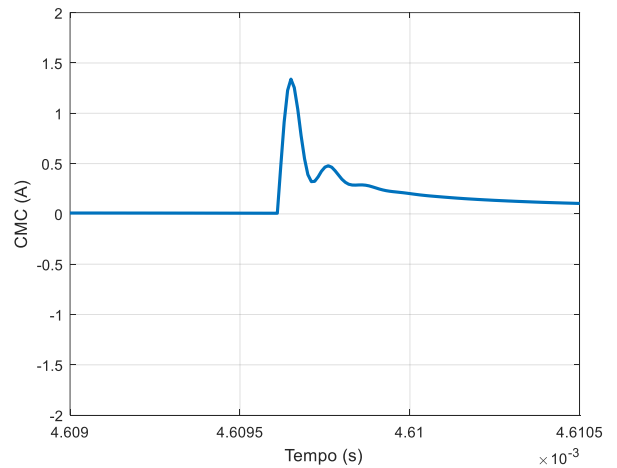
Figura 6: Visão aproximada da tensão de modo comum (gráfico superior) e sua correspondente corrente de modo comum (gráfico inferior) resultante da operação do conversor matricial.



Conforme pode ser verificado pelas Figuras 5 e 6, a tensão de modo comum é uma onda de alta frequência cuja amplitude é exatamente igual às das fontes de tensão que alimentam o circuito que, neste caso, é de 179V. Isto se deve ao fato da utilização de vetores nulos para completar o período de chaveamento. Este resultado está de acordo com a tabela II, corroborando a análise matemática realizada.

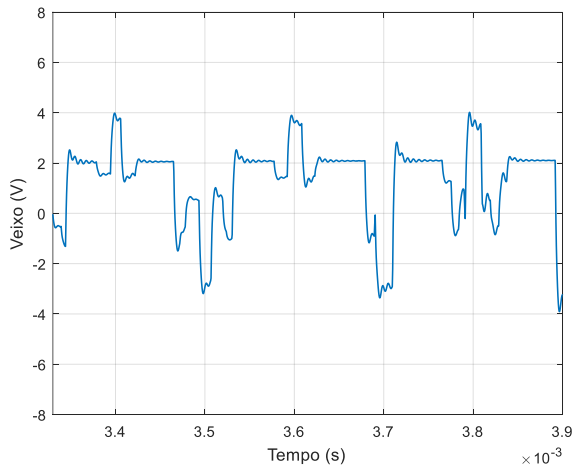
A análise da curva da corrente de modo comum através da Figura 6 mostra que a sua ocorrência é consequência direta da presença de degraus na tensão de modo comum que excita todos os acoplamentos capacitivos do sistema para a terra.

Figura 7: Perfil da onda da corrente de modo comum após o circuito experimentar um degrau na tensão de modo comum.



Examinando a Figura 7 percebe-se que o perfil da corrente de modo comum quando o sistema experimenta um dv/dt da TMC é de uma onda transitória, oscilatória e amortecida.

Figura 8: Tensão no eixo do motor.



A tensão que surge no eixo do motor representa um divisor de tensão capacitivo em relação a TMC. A Figura 8 corrobora esta análise visto que sua forma de onda é semelhante à da TMC mas com amplitudes bem menores.

V. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou uma análise sobre a tensão de modo comum gerada em sistemas de acionamento que utilizam conversores de frequência do tipo matriciais incluindo formulações matemática e exames nas amplitudes e formas de onda da tensão e corrente de modo comum. Para isso, foi proposta a utilização de modelagens capazes de representar o sistema em uma ampla faixa de frequências garantindo alta fidelidade nos resultados obtidos visto que os fenômenos aqui discutidos apresentam a característica de alta frequência.

Pode-se concluir que apesar de oferecem enormes vantagens em relação aos inversores e tenderem a ocupar um espaço cada vez maior em aplicações industriais, os conversores matriciais também apresentam os problemas relacionados à produção de correntes de modo comum de alta frequência que, além de causarem ruídos e interferência eletromagnéticos, podem gerar falhas no rolamento, no conversor e acionamento indevido de relés. Abordagens que reduzem a tensão de modo comum através de filtros ou modificações dos algoritmos que controlam as chaves podem ser encontradas na literatura e se mostram com uma alternativa para minimizar os impactos destes fenômenos.

REFERÊNCIAS

[1] P. Szczechniak, "Three-Phase AC-AC Power Converters Based on Matrix Converter Topology", Springer, 1ª edição, Polônia, 2012.

[2] H. Akagi e T. Shimizu, "Attenuation of conducted EMI emissions from an inverter-driven motor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 1, pp. 282-290, 2008.

[3] H. de Paula, C. G. D. Fuccio, P. C. T. Pereira, A. W. F. Silveira e L. C. Gomes, "Inverter-Based Motor Drive Systems: An overview from the electromagnetic compatibility perspective", *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2017.

[4] R. S. Araújo, H. de Paula, R. A. Rodrigues, L. M. R. Baccarini e A. V. Rocha, "Premature wear and recurring bearing failures in an inverter driven induction motor - part I: investigation of the problem", *IEEE Transactions on Industry Appl.*, Vol. 51, No. 6, pp. 4861-4867, 2015.

[5] A. V. Jouanne, H. Zhang e A. K. Wallace, "An evaluation of mitigation techniques for bearing currents, EMI and overvoltages in ASD applications", *IEEE Transactions on Industry Applic.*, Vol. 34, No. 5, pp. 1113-1122, 1998.

[6] S. Suwankawin et al, "Destruction by charge current and its solution for PWM inverter feeding multiple motors through long cables", *IEEE 40th IAS Annual Meeting*, pp. 1382-1389, 2005.

[7] M. Swamy e T. Kume, "A Present State and Futuristic Vision of Motor Drive Technology", *Power Transmission Engineering Magazine*, pp. 16-27, dezembro de 2010.

[8] H. She, H. Lin, X. Wang e L. Yue, "Damped Input Filter Design of Matrix Converter", *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 672-677, 2009.

[9] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, P. W. Wheeler, "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 1, pp. 58-70, January 2012.

[10] L. Huber and D. Borojevic, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction", *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 31, No. 6, pp. 1234-1246, 1995.

[11] H. de Paula, D. A. Andrade, M. L. R. Chaves, J. L. Domingos e M. A. A. Freitas, "Methodology for cable modeling and simulation for high-frequency phenomena studies in PWM motor drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 2, pp. 744-752, 2008.

[12] B. Mirafzal, G. L. Skibinski, R. M. Tallam, D. W. Schlegel e R. A. Lukaszewski, "Universal induction motor model with low-to-high frequency-response characteristics", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 43, No. 5, pp. 1233-1246, 2007.

[13] W. P. de Almeida, *Contribuições ao Estudo das Tensões de Eixo e Correntes de Modo Comum em Motores de Indução Acionados por Conversores PWM*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Belo Horizonte - MG, 2011.

[14] A. R. de Conti, *Proteção de Redes Elétricas de Baixa Tensão: Sobretensões Transferidas em Transformadores de Distribuição*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Belo Horizonte - MG, 2001.

[15] H. Paula, M. V. C. Lisboa, J. F. R. Guilherme, W. P. Almeida e M. L. R. Chaves, "Differential overvoltages and common-mode currents in PWM motor drives: the influence of the cable arrangement on their characteristics", *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1103-1109, 2009.