

Uma Proposta para a Modelagem de Inversores para o Estudo de Correntes de Modo Comum em Sistemas de Acionamento de Motores

H. de Paula, B. J. Cardoso Filho, W. L. de Souza e T. R. Oliveira
Universidade Federal de Minas Gerais
helder@cpdee.ufmg.br

Resumo - Como se sabe, a tensão de modo comum gerada naturalmente durante a operação de uma ponte inversora estabelece correntes de terra de alta frequência em sistemas de acionamento industriais, as quais são responsáveis por diversos problemas. O estudo computacional de tais correntes requer a utilização de modelos apropriados a estudos de alta frequência para a representação do inversor, transformador, motor e cabo. No tocante ao inversor, tem-se que este normalmente é modelado para este fim através da simples inclusão de um capacitor para a terra, na tentativa de se representar o caminho potencial de circulação das correntes de modo comum. Neste contexto, o presente trabalho apresenta uma modelagem mais detalhada da ponte inversora, onde as capacitâncias dos coletores das chaves, do barramento CC e dos diodos de grameamento (no caso de inversores de três níveis) são incluídos. Uma vez que não é necessária a representação de todo o inversor, tal modelo reduz o número de dispositivos não-lineares na simulação, sendo então atraente do ponto de vista de redução de esforço computacional.

Palavras-chave: Correntes de modo comum, capacitâncias parasitas, modulação PWM, modelagem para alta frequência, modelagem de inversores.

Resumo - As far as PWM inverters are concerned, it is well known that the common-mode voltage generated during its normal operation produces high-frequency earth return currents which cause several problems in industrial electric systems. The computational study of such currents requires the appropriate modeling of the inverter, transformer, motor and cable for high-frequency phenomena studies. Regarding the inverter, it is usually modeled for this purpose by the inclusion of a capacitor to ground in order to represent the potential path of the common-mode currents. Since this representation is way too simple, this work presents a more detailed modeling of the inverter bridge, in which the capacitances of the switches collectors, DC link and clamping diodes (in the case of a three-level unit) are included. Once the representation of the whole bridge is not necessary, the proposed methodology reduces the amount of non-linear devices in the simulation, being thus attractive from the computational effort point of view.

Keywords: Common-mode currents, parasitic capacitances, PWM modulation, high frequency modeling, inverter modeling.

I. INTRODUÇÃO

Correntes de modo comum de alta frequência em sistemas de acionamento de motores, geradas pela tensão de seqüência zero de inversores PWM, têm sido recorrentemente abordada na literatura [1 – 6]. Tais correntes, que fluem através das capacitâncias distribuídas existentes entre cabo, motor e conversor à terra, são responsáveis por diversos problemas no

âmbito industrial [2]. Um estudo de casos em um sistema de acionamento composto por 75 motores de indução de 3 cv, acionados por um único conversor de frequência, apontou correntes de terra com amplitudes de 50 A [4].

A análise computacional de tal fenômeno requer a utilização de modelos apropriados para estudos de transitórios e fenômenos de alta frequência [7]. Uma vez que a malha de circulação de tais correntes envolve o motor, o conversor de frequência, o cabo de interligação e ainda o transformador, conforme ilustra a fig. 1, tem-se que todos esses componentes devem ser representados de forma adequada, de modo a se assegurar resultados mais realistas. Dentre as inúmeras alternativas propostas na literatura, pode-se destacar, para as modelagens do cabo e do motor, as metodologias apresentadas em [5, 7] e [8], respectivamente, as quais têm sido utilizadas com êxito. Com relação à representação da impedância de seqüência zero do transformador na faixa de frequências pretendida (que se estende a várias centenas de kHz), tem-se que a mesma não é encontrada na literatura com uma abordagem suficientemente simples e acessível ao engenheiro/pesquisador da área industrial. Em [6] foi utilizada, para a análise fenômenos de alta frequência em sistemas de acionamento, uma proposta concebida originalmente para o estudo da transferência de surtos entre linhas de distribuição primária e secundária.

No que diz respeito ao inversor, a inclusão de suas capacitâncias parasitas à terra é o ponto-chave para a sua correta modelagem, considerando a finalidade em questão. No tocante às capacitâncias das chaves, observa-se que os maiores esforços concentram-se na representação da capacitância do coletor ao *case* do IGBT, devido à sua maior importância [9 – 14]. Da mesma forma, é evidenciada em [11, 13] a necessidade de se incluir também a capacitância do barramento C.C. do conversor à terra, nos casos onde o ponto médio deste não for aterrado. Tais acoplamentos capacitivos são geralmente modelados como um único capacitor à terra, disposto no circuito de maneira concentrada, resultando numa representação demasiadamente simplificada. Por outro lado, a inclusão das capacitâncias de todas as chaves e da representação da ponte inversora completa, num estudo de fenômenos transitórios como é o caso, implica em elevado esforço computacional, mostrando-se muitas vezes proibitiva.

Neste contexto, é proposta no presente trabalho uma modelagem baseada na representação da dinâmica dos sucessivos carregamentos e descarregamentos das capacitâncias do inversor à terra, os quais ocorrem à medida em que

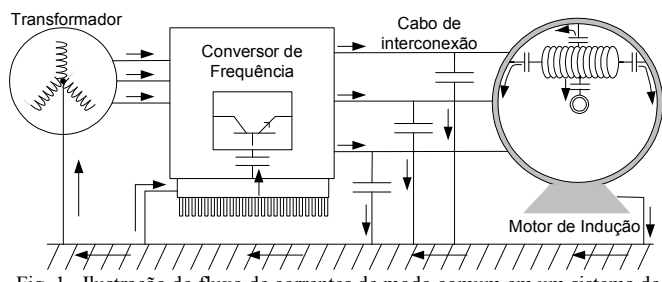


Fig. 1. Ilustração do fluxo de correntes de modo comum em um sistema de acionamento típico.

os chaveamentos não sendo realizados. A motivação para a elaboração dessa modelagem foi a realização de uma investigação computacional sobre as correntes de modo comum envolvendo uma ponte inversora de três níveis, operando com modulação PWM para eliminação seletiva de harmônicos.

Conforme será visto adiante, a associação das capacitâncias do inversor é modificada em cada vetor de chaveamento, de forma que, nas transições, algumas delas são desconectadas de um ponto e ligadas em outro, havendo assim uma redistribuição das cargas e circulação de correntes entre elas. Além disso, com a alteração da configuração dessas capacitâncias à terra, a parcela da corrente de modo comum proveniente do cabo e do motor que deriva para o conversor encontra caminhos diferentes em cada estado de chaveamento, o que então passa a ser também contemplado pelo modelo proposto. Por fim, uma vez que um ciclo completo da tensão de modo comum produzida pelo inversor, considerando o tipo de modulação analisada, envolve apenas quatro transições de estados de chaveamento, a quantidade de chaves que deve ser utilizada no modelo em questão é menor, viabilizando a modelagem ora apresentada.

II. MODELAGEM DE UM INVERSOR DE DOIS NÍVEIS COM CHAVEAMENTO PWM SENOIDAL

Para este caso, o circuito do conversor a ser considerado é aquele mostrado na figura 2. Nesta ilustração, estão evidenciadas as capacitâncias do coletor das chaves para o dissipador (C) (aqui considerado aterrado) assim como o acoplamento capacitivo do barramento de corrente contínua para a terra (C_f). Caso o dissipador não seja aterrado, uma outra capacitância deverá ser colocada em série com C, de forma a representar o acoplamento entre o dissipador e a terra. Caso o ponto médio do barramento CC seja aterrado, C_f é nulo.

Com relação ao valor de tais capacitâncias, tem-se que C_f é fortemente dependente do *layout* do conversor e das particularidades da instalação do equipamento, o que impossibilita a definição de um valor típico para este parâmetro. No tocante à capacitância entre o coletor das chaves e o dissipador (C), tem-se que esta apresenta valores dependentes da potência (e tamanho) dos dispositivos semicondutores e, dessa forma, há uma ampla faixa de valores para a mesma. Nos casos avaliados em [9 – 14], todos de menor potência, foram encontrados valores entre 20 a 200 pF. No presente trabalho, os valores de tais capacitâncias foram obtidos através de medições, realizadas em dois equipamentos distintos, conforme será mostrado no item IV.

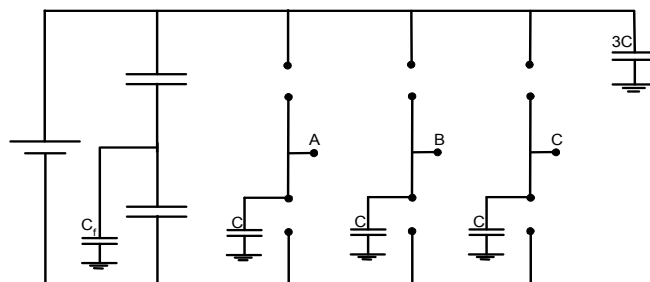
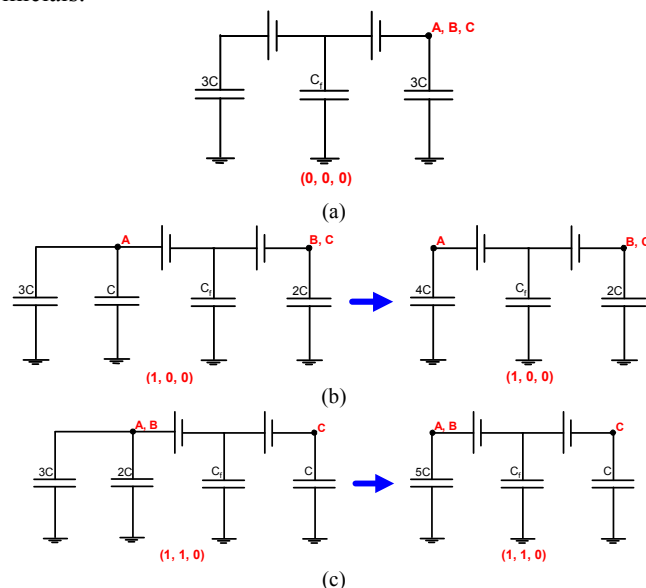


Fig. 2. Diagrama ilustrativo de uma ponte inversora de dois níveis, destacando as capacitâncias do coletor das chaves e do barramento CC para a terra. (capacitâncias C e C_f , respectivamente).

Tendo como base a seqüência de chaveamentos da ponte inversora quando da sua operação sob a técnica PWM senoidal, elaborou-se a fig. 3, na qual a dinâmica da associação das capacitâncias, no decorrer das três primeiras transições analisadas, é ilustrada. As duas capacitâncias relativas ao filtro do barramento CC foram substituídas por fontes de tensão contínuas, uma vez que seu valor é muito superior ao das demais capacitâncias (parasitas) presentes no sistema.

Assim sendo, analisando-se as situações ilustradas pela fig. 3, foi possível caracterizar e então reproduzir a seqüência lógica da associação desses elementos parasitas ao longo de um ciclo PWM. Desta forma, um circuito especial foi concebido no *Matlab/Simulink* para a sua simulação, que tem como vantagem a simplicidade e menor quantidade de componentes quando comparada à implementação da ponte inversora real e seu modulador. A fig. 4 apresenta o circuito proposto.

Reportando à fig. 4, tem-se que as chaves S_1 , S_2 e S_3 encontram-se inicialmente nas posições indicadas pelas setas de linhas sólidas. No momento devido, cada uma delas é manobrada e passa a ocupar a posição ilustrada pela seta de linha pontilhada. Na primeira metade do ciclo PWM, a seqüência de operação destas chaves é na ordem $S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow S_3$; na metade seguinte (não mostrada na fig. 3), a ordem é inversa, com as chaves então voltando para as suas posições iniciais.



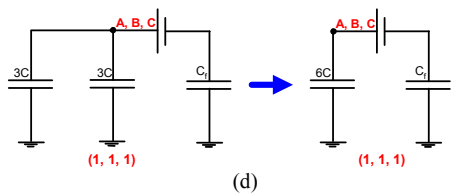


Fig. 3. Ilustração do re-arranjo sucessivo das capacitâncias para a terra ao longo de meio ciclo de chaveamento PWM senoidal.

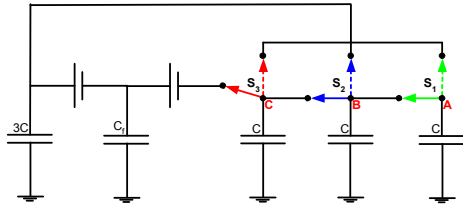


Fig. 4. Circuito proposto para a representação de uma ponte inversora de dois níveis operando sob o padrão PWM senoidal, do ponto de vista das correntes de modo comum envolvidas.

III. MODELAGEM DE UM INVERSOR DE TRÊS NÍVEIS OPERANDO COM ELIMINAÇÃO SELETIVA DE HARMÔNICOS

A filosofia utilizada na elaboração da modelagem descrita na seção anterior foi aplicada também ao inversor de três níveis. Cabe ressaltar que, quando da operação com chaveamento PWM senoidal, um conversor de três níveis apresenta um grande número de estados possíveis de chaveamento, tornando mais complexa a aplicação da metodologia proposta. Todavia, como no presente trabalho o sistema de acionamento em estudo utiliza a técnica de eliminação seletiva de harmônicos, foi para esta estratégia de modulação que a modelagem do conversor três níveis foi desenvolvida. Para este caso, constatou-se que apenas quatro transições são necessárias para a representação de um ciclo completo da tensão de modo comum, o que facilita sobremaneira a aplicação da metodologia ora apresentada.

A fig. 5 apresenta as medições realizadas com o inversor de três níveis em questão. As formas de onda da tensão das fases com relação ao ponto médio do barramento CC foram utilizadas para a verificação da seqüência dos vetores de chaveamento correspondente a esta modulação específica. Uma vez caracterizada tal seqüência, um estudo da combinação e re-arranjo das capacitâncias para a terra foi realizado, de forma análoga àquele efetuado no item anterior.

A fig. 6 ilustra a topologia do inversor de três níveis, destacando as capacitâncias dos IGBTs, diodos de grampeamento e do barramento CC à terra (capacitâncias “C”, “C_d” e “C_f”, respectivamente). Em vermelho estão destacados os dispositivos que encontram-se em condução em cada estado de chaveamento, além da polaridade da tensão e sentido das correntes nos terminais do inversor em cada uma dessas etapas.

A observação das situações ilustradas pela fig. 6 possibilitou a compreensão da seqüência de associações das capacitâncias para a terra no decorrer dos chaveamentos (por questões de espaço, somente duas transições são mostradas). Tal caracterização é importante para a proposição de um modelo adequado a estudos de compatibilidade eletromagnética conduzida, onde o fluxo das correntes de terra geradas

pela tensão de seqüência zero do inversor possa ser investigado. Desta forma, com base nos circuitos mostrados na fig. 6, elaborou-se os circuitos equivalentes da fig. 7, os quais ilustram a conexão das capacitâncias em cada estado de chaveamento.

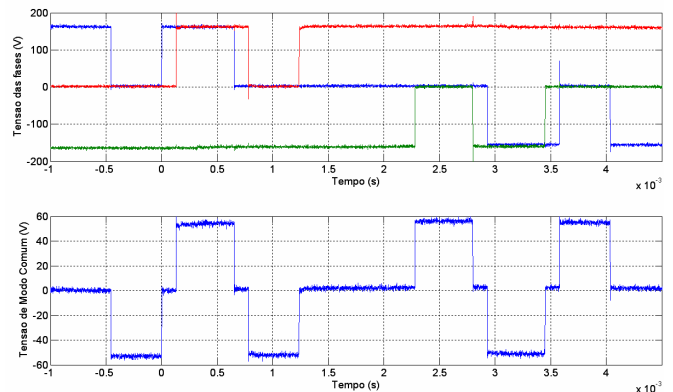
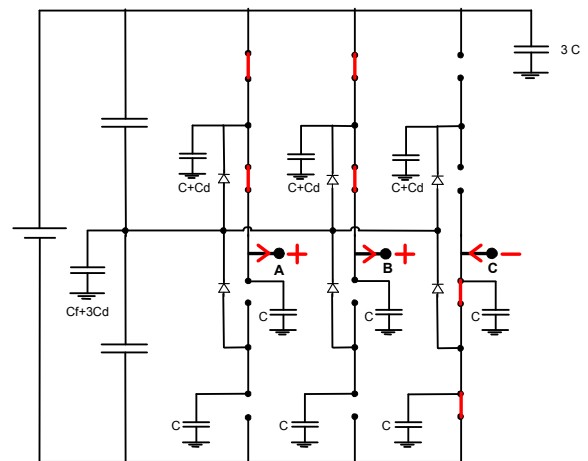
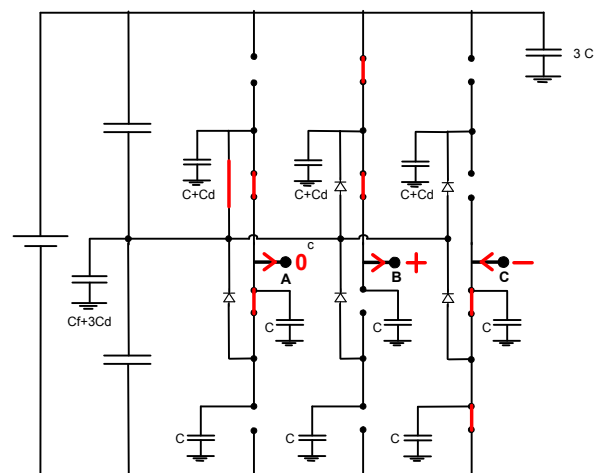


Fig. 5. Formas de onda medidas na operação do inversor de três níveis com a técnica de eliminação seletiva de harmônicos. Curva superior: Tensão das fases com relação ao ponto médio do barramento CC. Curva inferior: Tensão de modo comum resultante (soma de tais tensões dividida por três).



(1, 1, -1)

(a)



(0, 1, -1)

(b)

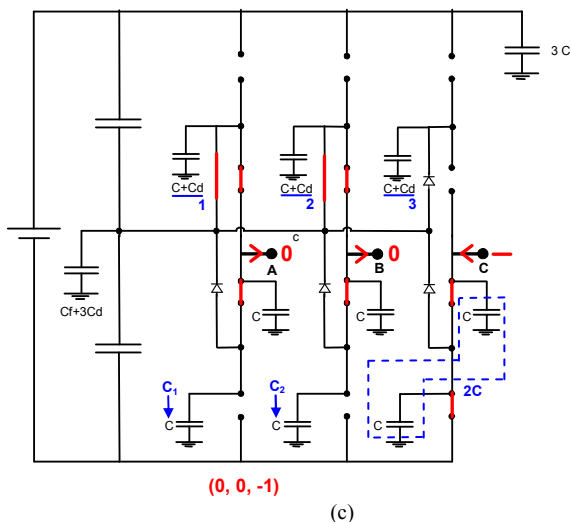


Fig. 6. Topologia do inversor de três níveis, evidenciando os dispositivos em condução em cada vetor de chaveamento, além das polaridades da tensão e corrente nas fases. Tal figura ilustra duas transições sucessivas: de (a) para (b) e de (b) para (c). Na figura (c) estão identificadas as capacitâncias efetivamente envolvidas no processo de recombinação em tais transições.

Finalmente, a partir da caracterização da dinâmica do re-arranjo sucessivo das capacitâncias em análise, ao longo da transição dos vetores de chaveamento, um diagrama esquemático (fig. 8) foi elaborado de forma a ilustrar, didaticamente, a seqüência lógica desse processo. Tal diagrama, no qual estão representados seis estados de chaveamento (cinco transições), foi utilizado para a elaboração do modelo computacional correspondente no *Matlab/Simulink*.

No que tange as figs. 6, 7 e 8, cabe um comentário: em tais diagramas, observa-se que quatro capacitâncias encontram-se em evidência: C_1 , C_2 , $(C+C_d)$ índice 3 e $2C$ (paralelo de duas capacitâncias C). Isso foi feito de modo a facilitar a visualização das capacitâncias que estão efetivamente envolvidas no processo de re-arranjo, considerando as transições aqui mostradas. Assim sendo, o acompanhamento do “histórico” das combinações de tais elementos torna-se mais facilmente observado nas figuras supracitadas. Além disso, as capacitâncias que irão participar numa determinada etapa já foram identificadas no diagrama correspondente ao estado de chaveamento anterior, também para fins de facilidade no “rastreamento” de tais elementos no que diz respeito à suas sucessivas conexões/combinções.

IV. MEDIÇÕES DAS CAPACITÂNCIAS DO MODELO

Conforme mencionado anteriormente, os valores das capacitâncias parasitas de um inversor podem variar bastante em função da potência do equipamento e de sua montagem. De forma a obtê-los para a sua aplicação nos modelos apresentados nas seções anteriores, foram realizadas medições em dois equipamentos distintos, quais sejam: (i) Conversor WEG modelo CFW-09 e (ii) Módulo inversor trifásico EUPEC, modelo BSM30GP60. O equipamento utilizado nas medições foi uma ponte RLC, modelo 5010, do fabricante Topward. Vale ressaltar que, para cada uma dessas unidades, os valores das capacitâncias correspondentes foram

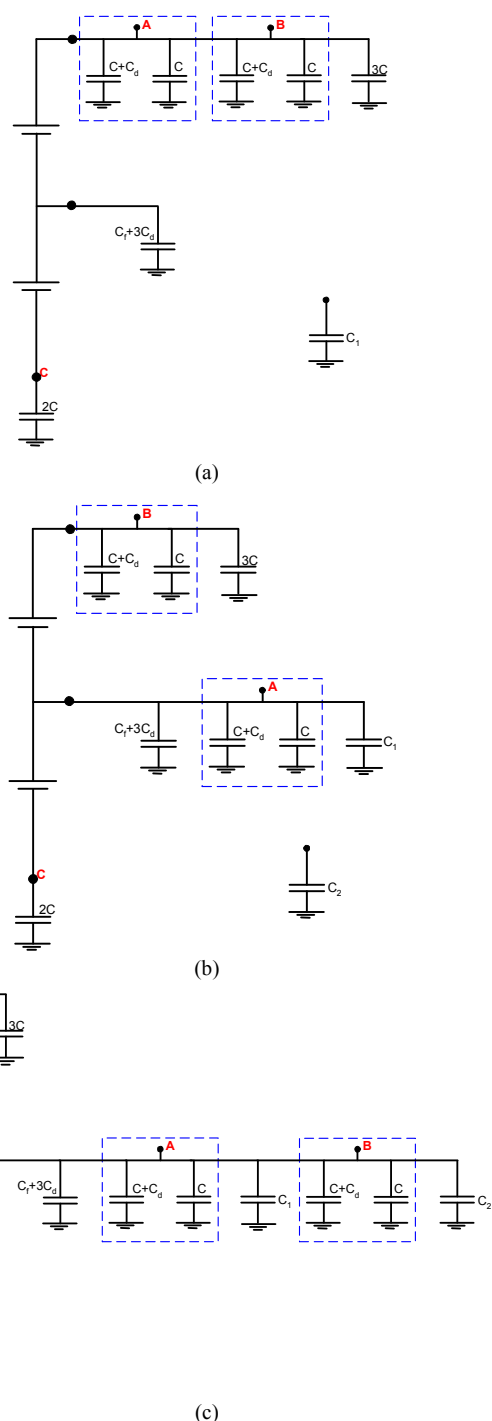


Fig. 7. Circuitos ilustrativos das sucessivas recombinações das capacitâncias à terra aqui consideradas. As figuras de (a) até (c) correspondem aos estados de chaveamento representados na figura 6, na mesma ordem.

obtidos através de algumas simplificações em função dos terminais que estavam disponíveis para se realizar as medições. No caso do módulo BSM30GP60, por exemplo, foram medidas as capacitâncias entre todos os terminais disponíveis e o dissipador do mesmo. Em seguida, alguns destes terminais foram curto-circuitados, de modo a se isolar algumas das capacitâncias para a obtenção do valor de outras, os quais não eram possíveis de serem obtidos diretamente. Além disso, o *data sheet* correspondente foi consultado para o

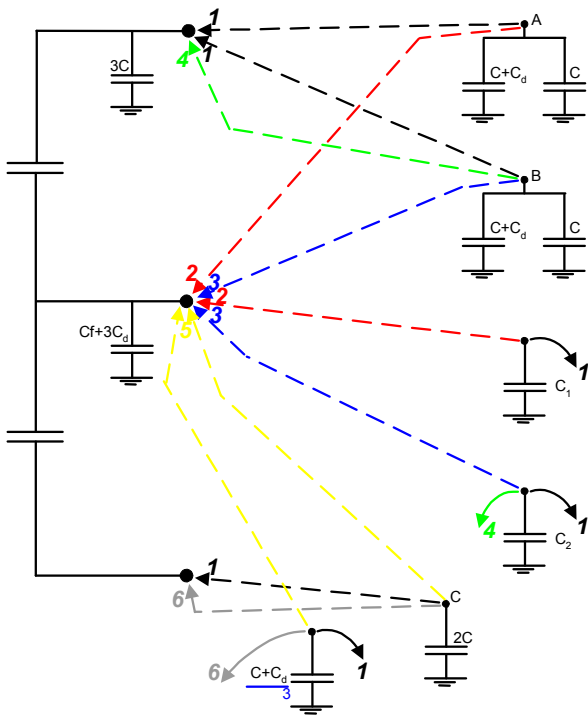


Fig. 8. Esquema representando a lógica das sucessivas conexões e recombinação das capacitâncias em foco, onde os números de 1 a 3 correspondem aos estados representados por (a) a (c) nas figuras 6 e 7.

conhecimento da capacitância de entrada das chaves, permitindo, finalmente, a obtenção das capacitâncias efetivamente utilizadas no modelo proposto. A tabela I apresenta os resultados das medições realizadas.

TABELA I
VALORES OBTIDOS PARA AS CAPACITÂNCIAS DO MODELO

	Conversor CFW-09 (3 níveis)	Módulo BSM30GP60 (2 níveis)
C	7,2 nF	36,0 pF
C_d	3,3 nF	----
C_f	20,5 nF	----

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES UTILIZANDO A MODELAGEM PROPOSTA

Nesta seção são mostrados os resultados obtidos a partir da modelagem proposta para o inversor, utilizada conjuntamente com aquela do transformador [6], cabo [7] e motor [8], para a composição do sistema completo de acionamento (fig. 1). Devido às restrições de espaço, os arquivos implementados no *Simulink* não estão mostrados aqui; todavia, ressalta-se que os mesmos reproduzem exatamente os circuitos ilustrados pelas figs. 4 e 8, onde as setas que indicam as transições são substituídas por IGBTs, que efetivamente comutam as conexões das capacitâncias, definindo os estados de chaveamento e suas transições.

O transformador modelado segundo [6] é uma unidade de 45 kVA, 13,8 kV/220 V. A interligação do inversor ao motor foi representada por um cabo tripolar de 4 mm², instalado sobre uma calha metálica, a qual representa o caminho de retorno de correntes de modo comum: a carcaça do motor

(seu ponto “terra” na simulação) foi conectada a esta calha, sendo que a mesma foi interligada ao neutro do transformador. As metodologias para tais representações computacionais do cabo e do motor encontram-se descritas detalhadamente em [5] e [8], respectivamente.

A fig. 9 mostra as tensões das fases com relação ao ponto médio do barramento CC e a tensão de modo comum resultante de sua combinação, para a primeira metade do ciclo PWM senoidal (inversor de dois níveis). Observa-se que tais formas de onda correspondem exatamente àquelas esperadas, indicando que a metodologia proposta para a simulação do inversor é adequada. A fig. 10 exibe a tensão entre o neutro do motor e a terra e a corrente de modo comum presente sistema simulado.

Medições realizadas em um trabalho anterior [5], em um sistema de configuração semelhante a este que foi simulado, são mostradas na fig. 11. Tais resultados correspondem às grandezas simuladas apresentadas na fig. 10. Vale ressaltar que a comparação entre as mesmas deve ter caráter essencialmente qualitativo, uma vez que os parâmetros do sistema modelado diferem daqueles onde as medições foram realizadas. Mais especificamente, tem-se que o cabo utilizado nas medições era quadripolar, onde o quarto condutor servia de retorno pela terra, ao invés da calha metálica. Além disso, no experimento foi utilizado um cabo de 100 metros, ao passo que na simulação utilizou-se uma unidade de 20 metros. Tais diferenças justificam, por exemplo, a menor amplitude das correntes de modo comum obtidas na simulação. Além disso, é útil esclarecer que, uma vez que as formas de onda mostradas nas figs. 10 e 11 foram obtidas nos terminais do motor, as mesmas apresentam oscilações transitórias de tensão em relação ao resultado da fig. 9, provenientes das reflexões no circuito de modo comum.

No tocante ao inversor de três níveis, a fig. 12 apresenta as formas de onda da tensão das três fases do inversor e a de

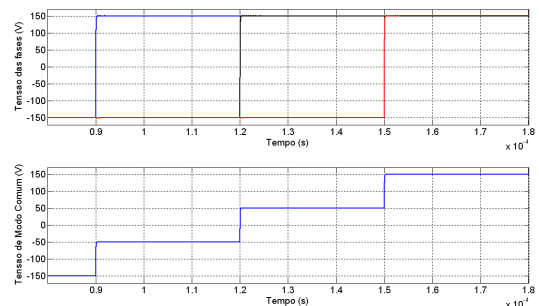


Fig. 9. Tensão nas três fases do inversor com relação ao ponto médio do barramento CC (curva superior) e tensão de modo comum resultante de sua combinação (curva inferior) – Inversor de dois níveis.

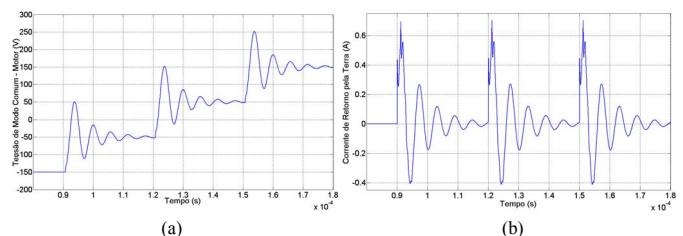


Fig. 10: (a) Tensão entre o neutro do motor e a terra e (b) corrente de retorno pela terra, obtidos no sistema simulado – Inversor de dois níveis.

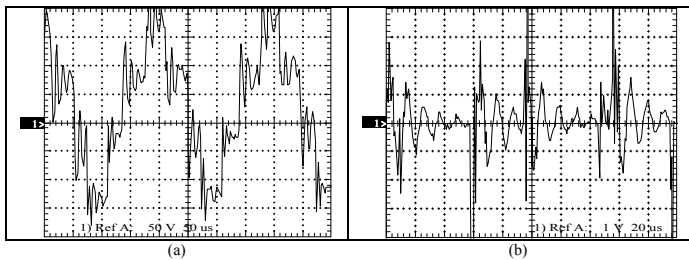


Fig. 11: (a) Tensão entre o neutro do motor e a terra e (b) corrente de retorno ($1\text{ V} \approx 0.6\text{ A}$), obtidos no sistema onde foram realizadas as medições.

modo comum resultante das mesmas. Tal resultado refere-se a um ciclo completo da tensão de modo comum, estando o inversor operando com eliminação seletiva de harmônicos. A fig. 13 ilustra a tensão entre o neutro do motor e seu ponto de aterramento, além da corrente de modo comum que se estabelece pelo sistema simulado.

Diferentemente do caso do inversor de dois níveis, para o qual se dispunha de medições realizadas num sistema semelhante àquele que foi simulado, no caso do inversor de três níveis, as características do circuito de seqüência zero do sistema no qual o mesmo estava inserido eram totalmente desconhecidas. Em outras palavras, estando disponível o conector “terra” da bancada onde o conversor foi ligado, todo o restante da instalação deste ponto em diante era desconhecido: distância até o transformador e características do mesmo, caminho de retorno metálico ou não e até mesmo se o terminal em questão estava de fato aterrado. Desta forma, não foi realizar medições envolvendo o circuito de terra, correlacionando-as com os resultados simulados, conforme foi feito para o inversor de dois níveis. Todavia, tal como é possível se observar nas figs. 12 e 13, os resultados obtidos apresentam as características esperadas.

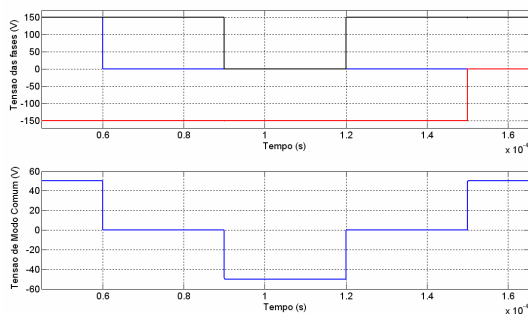


Fig. 12. Tensão nas fases do inversor com relação ao ponto médio do barramento CC (curva superior) e tensão de modo comum resultante (curva inferior) – Inversor de três níveis operando com eliminação seletiva de harmônicos.

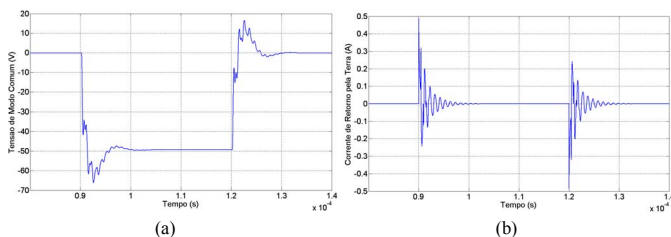


Fig. 10: (a) Tensão entre o neutro do motor e a terra e (b) corrente de retorno pela terra, obtidos no sistema simulado – Inversor de dois níveis.

Este artigo apresentou uma metodologia para a modelagem de inversores para a simulação das correntes de modo comum associadas à sua operação. Conforme mostrado ao longo do trabalho, tal modelo foi elaborado a partir da caracterização da dinâmica das combinações sucessivas das principais capacitâncias do inversor à terra, o que foi feito para as modulações PWM senoidal (inversor de dois níveis) e com eliminação seletiva de harmônicos (ponte de três níveis).

O modelo proposto apresenta maior detalhamento do que a representação do acoplamento do conversor à terra por uma única capacitância equivalente, tal como normalmente se encontra na literatura. Além disso, por não requerer a representação de todo o conversor, a metodologia proposta apresenta a vantagem de reduzir o esforço computacional associado à simulação, pois envolve um número reduzido de elementos não-lineares (IGBTs e diodos). Tal característica é muito desejável em simulações de transitórios rápidos, como é o caso do fenômeno em estudo.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Ogasawara, H. Akagi, “Modeling and Damping of High-Frequency Leakage Currents in PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems”, *IEEE Trans. on Ind. Application*, vol. 32, n. 5, pp. 1105-1114, 1996.
- [2] A. V. Jouanne *et al.*, “An Evaluation of Mitigation Techniques for Bearing Currents, EMI and Overvoltages in ASD Applications”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, n. 5, pp. 1113-1122, 1998.
- [3] H. Akagi, H. Hasegawa, T. Doumoto, “Design and Performance of a Passive EMI Filter for Use With a Voltage-Source PWM Inverter Having Sine Output Voltage and Zero Common-Mode Voltage”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, n. 4, pp. 1069-1076, 2004.
- [4] 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.
- [5] H. de Paula, D. A. Andrade, M. L. Chaves, J. L. Domingos, M. A. A. Freitas, “Methodology for Cable Modeling and Simulation for High-Frequency Phenomena Studies in PWM Motor Drives”, *IEEE Tran. on Power Electronics*, pp. 744 – 752, March 2008.
- [6] H. de Paula *et al.*, “Differential Overvoltages and Common-Mode Currents in PWM Motor Drives: The Influence of the Cable Arrangement on Their Characteristics”, 35th Annual Conf. of the Industrial Electronics Society, Porto-Portugal, November 2009.
- [7] H. de Paula, “Uma Nova Metodologia para a determinação dos Fenômenos de Alta Frequência em Sistemas de Acionamento de Motores de Indução Através de Inversores PWM”. Tese de doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Junho de 2005.
- [8] A. F. Moreira, T. A. Lipo, G. Venkataranaman, S. Bernet, “High Frequency Modeling for Cable and Induction Motor Over-Voltage Studies in Long Cable Drives”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, pp. 1297-1306, 2002.
- [9] L. Arnedo and K. Venkatesan, “High Frequency Modeling of Induction Motor Drives for EMI and Overvoltage Mitigation Studies”, *IEEE IEMDC*, pp. 24 – 29, November 2003.
- [10] Y. Weens, N. Idir, J.-J. Franchaud and R. Bausière, “High Frequency Modeling of an Adjustable Speed Drive”, 12th International EPE-PEMC, pp. 456 – 461, August 2006.
- [11] A. Kempski, R. Smolenski and R. Strzelecki, “Common Mode Current Paths and Their Modeling in PWM Inverter-Fed Drives”, 33rd IEEE PESC, pp. 1551 – 1556, June 2002.
- [12] J. He, J. Jiang, J. Huang and W. Chen, “Model of EMI Coupling Paths for and Off-Line Power Converter”, 19th IEEE APEC, pp. 708 – 713, 2004.
- [13] E. G. Villabona, P. S. Gúrpide, O. A. Sádaba and A. L. Azanza, “Simplified High-Frequency Model for AC Drives”, 28th IEEE IECON, pp. 1144 – 1149, November 2002.
- [14] B. Revol *et al.*, “EMI Study of a Three Phase Inverter-Fed Motor Drive”, *IEEE IAS*, pp. 2657 – 2664, 2004.