

Análise Comparativa de Métodos Ativos de Redução de Sobretensão em Motores por Superposição de Pulsos

Daniel de Paula dos Santos

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Escola Politécnica PEA/EPUSP, Universidade de São Paulo
São Paulo, Brasil
daniel_santos@usp.br

Carlos Antonio França Sartori

Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares IPEN/CNEN
Escola Politécnica PEA/EPUSP, Universidade de São Paulo
São Paulo, Brasil
sartori@pea.usp.br

Resumo—Sobretensão em motores elétricos acionados por conversores estáticos de frequência representam grande risco à integridade do equipamento e se intensificam à medida que tais conversores aperfeiçoam sua velocidade de chaveamento. Os métodos ativos de redução de sobretensão por superposição de pulsos se utilizam dos próprios conversores de frequência para suprimir ou minimizar os pulsos refletidos através do cabo de acionamento do motor, que geram a sobretensão. Esse artigo explora alguns desses métodos em termos de eficácia, flexibilidade e robustez e faz uma análise comparativa destes. Também são realizadas comparações entre sistemas de acionamento dotados de IGBTs de silício e de MOSFETs de carbetto de silício.

Palavras-chaves—Acionamento de motores CA; Redução de sobretensão; Superposição de pulsos; MOSFET SiC; IGBT Si.

I. INTRODUÇÃO

Conversores de frequência são dispositivos amplamente empregados no acionamento e controle de motores elétricos de velocidade variável. As chaves semicondutoras de alta velocidade, como os *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) de silício (Si) e os *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) de carbetto de silício (SiC), permitiram grande redução das perdas, do volume e dos custos dos conversores [1]. Em contrapartida, a alta velocidade de chaveamento gera pulsos com tempo de subida e descida muito curtos, com valores extremamente altos da relação du/dt . Sendo propagados por cabos longos, esses pulsos se comportam como ondas viajantes [1][2], e encontrando uma descontinuidade de impedância na terminação do cabo, podem ser refletidos. A reflexão completa do pulso ocorre quando o tempo de propagação da onda no cabo t_{pc} é maior do que metade do tempo de subida do pulso t_s [2]. A reflexão de pulsos é responsável por gerar um aumento momentâneo da tensão na interface de descontinuidade de impedância.

No caso de um motor acionado por um conversor, conectando por um cabo longo, o pulso é refletido tanto no terminal do motor, onde gera sobretensão e é refletido com mesma polaridade e amplitude reduzida; como quando retorna ao conversor, onde é refletido com polaridade invertida e amplitude quase idêntica; gerando assim um ciclo que se repete e causa uma sobretensão oscilante no terminal do motor [3]. Essa sobretensão

pode causar falha na isolação do motor, ocasionando queima e tornando-o inoperante.

Existem diversos métodos passivos e ativos para a redução da sobretensão nos motores [4]-[9]. Os métodos ativos que serão abordados nesse artigo, têm por princípio adotar estratégias de chaveamento de pulsos dos conversores para reduzir as reflexões de ondas e consequentemente a sobretensão. Trata-se de métodos flexíveis, que por atuar no conversor, dispensam o uso de filtros passivos, que podem ser onerosos, volumosos, pouco flexíveis e acrescentam perdas ao conjunto de acionamento do motor [5][9][10].

Esse artigo está estruturado da seguinte forma: a Seção II revisa os aspectos da sobretensão gerada por reflexão de pulsos. A Seção III apresenta os métodos de redução de sobretensão que serão abordados e suas principais características. A Seção IV apresenta a comparação desses métodos. Na Seção V alguns parâmetros do sistema são explorados sob o ponto de vista de flexibilidade e robustez. Uma breve discussão a respeito de custos e aplicabilidade está presente na Seção VI. Por fim, a Seção VII apresenta as conclusões.

II. SOBRETENSÃO POR REFLEXÃO DE PULSOS

A sobretensão causada por reflexão de pulsos de tensão tem natureza oscilatória, amortecida, podendo alcançar grande amplitude e frequência. Para um pulso único, a amplitude da sobretensão pode alcançar o dobro da amplitude do pulso, sendo descrita pelas equações (1) e (2).

$$V_m = (1 + \Gamma_m)V_p \quad (1)$$

$$\Gamma_m = \frac{(Z_m - Z_c)}{(Z_m + Z_c)} \quad (2)$$

Sendo V_m a tensão no motor, V_p a tensão do pulso, Γ_m o coeficiente de reflexão no motor, Z_m a impedância vista pelo terminal do motor e Z_c a impedância do cabo. O coeficiente Γ_m pode assumir valores entre -1 e 1 , dessa forma, V_m pode alcançar $2V_p$. Essa amplitude pode se tornar maior na incidência de um segundo pulso durante o transitório de sobretensão causado pelo primeiro pulso. A oscilação da sobretensão de um pulso único tem como período completo do seu ciclo $4t_{pc}$, portanto sua frequência é descrita conforme a equação (3).

$$f_{osc} = \frac{1}{4t_{pc}} \quad (3)$$

A Fig. 1 apresenta curvas típicas de sobretensão por pulso simples e pulsos duplos, com a diferença do tempo de subida de um pulso gerado por um IGBT Si e um MOSFET SiC.

III. MÉTODOS ATIVOS DE SUPERPOSIÇÃO DE PULSOS

Os métodos ativos de redução de sobretensão através do cancelamento ou amortecimento da reflexão de pulsos adotam estratégias específicas de chaveamento no conversor, ou mesmo sobreposição de mais de um conversor com estratégia conjunta de chaveamento.

O princípio básico é comum a todos os métodos que serão abordados nesse artigo e pode ser observado também em métodos de energização de linhas de transmissão, adotados antes mesmo da popularização dos conversores de frequência, que é a interferência destrutiva de ondas refletidas através da superposição com novas ondas.

No caso de linhas de transmissão, um dos métodos é o resistor de pré-inserção. A energização da linha é feita em duas etapas: na primeira etapa o alimentador é conectado à linha através de um ramo que contém um resistor, assim há uma divisão de tensão e a onda que vai até a linha tem apenas uma parcela da tensão nominal, dessa forma a sobretensão ao fim da linha terá amplitude reduzida. Na segunda etapa, quando a onda que foi refletida no fim da linha retorna ao alimentador, uma chave é acionada colocando o resistor em curto-circuito e conectando o alimentador diretamente à linha de transmissão. A diferença entre a tensão aplicada anteriormente e a tensão nominal gera uma nova onda, que amortece a onda que havia sido refletida ao fim da linha e tinha retornado ao alimentador.

O primeiro método a ser discutido, proposto por [4], é o acionamento do motor através de dois conversores em paralelo, conectados ao motor por cabos idênticos em um ponto de junção comum nos terminais do motor, conforme Fig. 2. É preciso estabelecer uma estratégia conjunta de chaveamento dos conversores. No instante $t=0$, o conversor 1 envia o primeiro pulso, que no instante t_{pc} chega aos terminais do motor que é também o ponto de conexão com o cabo do conversor 2. Nesse ponto o pulso encontra a impedância do motor em paralelo com a impedância do cabo do conversor 2, ($Z_m // Z_c$), o que resulta em uma impedância equivalente menor do que a impedância do motor, portanto um coeficiente de reflexão Γ_m também menor, resultando em uma sobretensão nos terminais do motor V_m de amplitude menor do que na situação em que o motor é acionado por um único conversor. A partir desse instante, um pulso é refletido de volta para conversor 1 e um pulso é transmitido para conversor 2 através do seu cabo. No instante $2t_{pc}$ ambos os pulsos chegam no conversor 1 e no conversor 2. É nesse momento em que deve ocorrer o disparo do pulso do conversor 2, para se superpor aos pulsos que acabaram de chegar e ser refletidos (com polaridade invertida) nas interfaces entre os cabos e os conversores 1 e 2. O processo não anula por completo os pulsos refletidos nem previne completamente a sobretensão no motor. No entanto, ele reduz muito o pico inicial da sobretensão e antecipa o processo de amortecimento dos pulsos que ficam refletindo na junção dos cabos com os conversores e o motor.

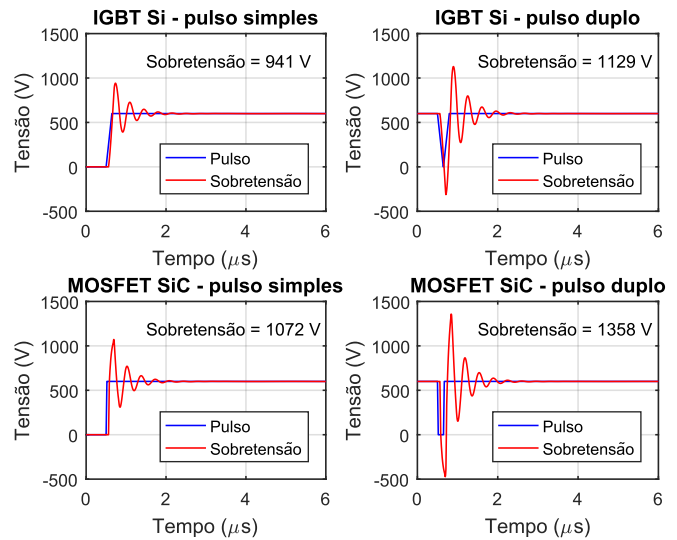


Fig. 1 Sobretensão para pulsos simples e pulsos duplos utilizando IGBT Si e MOSFET SiC ($V_p = 600 V$, $t_{pc} = 60 ns$, $t_{s_{Si}} = 144 ns$ e $t_{s_{SiC}} = 20 ns$).

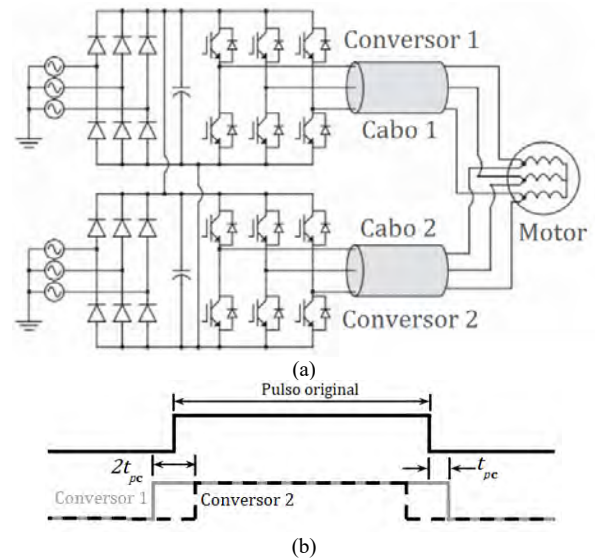


Fig. 2 Método de redução da sobretensão utilizando dois conversores em paralelo com estratégia conjunta de chaveamento. (a) montagem e (b) estratégia conjunta de chaveamento dos conversores. Adaptado de [11].

Um método semelhante ao já descrito é a aplicação de dois conversores para o acionamento de motores de enrolamento aberto (*open-end*) [6], cada um conectado em um polo dos enrolamentos, conforme apresenta a Fig. 4. A estratégia de chaveamento conjunta é feita de forma que os dois conversores são acionados no mesmo instante, dessa forma o enrolamento é energizado com a mesma tensão em cada um dos polos, e depois de $2t_{pc}$ um dos conversores corta o pulso. Assim o pulso do conversor que continua energizado oscila em torno do valor da tensão máxima do pulso do conversor, e o conversor que desenergizou oscila de forma semelhante, mas em torno da tensão $0 V$, e assim as oscilações de tensão praticamente se anulam e a tensão resultante no enrolamento do motor é a tensão nominal do pulso do conversor.

Outro método que apresenta mesmo princípio, proposto por [5], é o acionamento do motor com um conversor de três níveis com estratégia de chaveamento entre os disparos dos pulsos,

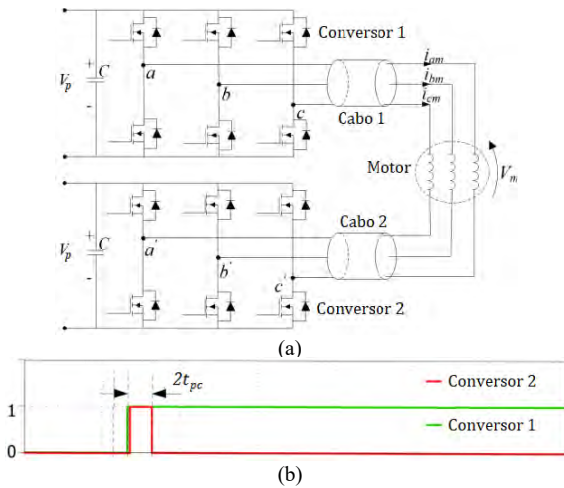


Fig. 4 Método de redução da sobretensão utilizando dois conversores para acionamento de um motor de enrolamento aberto. (a) montagem e (b) estratégia conjunta de chaveamento dos conversores.

conforme representação na Fig. 5. Esse método possui duas variações, uma em que o nível intermediário de tensão no pulso não é controlado e tem o valor de metade da tensão do pulso, e outra em que a tensão intermediária tem um valor específico, calculado em função das impedâncias do motor, do cabo e do conversor.

O processo de redução da sobretensão consiste em enviar inicialmente, no instante $t=0$, um pulso com a tensão intermediária através do cabo. Esse pulso chegará aos terminais do motor no instante t_{pc} , onde será refletido, gerando uma sobretensão de amplitude reduzida em razão da amplitude também reduzida desse pulso inicial. No instante $2t_{pc}$ o pulso refletido chega ao conversor, nesse instante ele é novamente refletido (com polaridade invertida) de volta ao cabo, em direção ao motor. É nesse instante que o conversor deve ser acionado para envio de pulso em amplitude máxima. A diferença entre a tensão intermediária e a tensão máxima do pulso do conversor se equivale ao disparo de um novo pulso que causa uma interferência destrutiva com o pulso que havia sido refletido, amortecendo os efeitos da reflexão de pulsos através do cabo e reduzindo a sobretensão no motor.

Na variação desse método, apresentado em [7], o valor da tensão intermediária do pulso é calculada conforme a equação (4) em função das impedâncias do sistema, para que o pulso inicial, quando refletido nos terminais do motor, resulte em uma sobretensão de valor idêntico ao valor da tensão máxima do pulso do conversor. Dessa forma, o pulso refletido de volta ao conversor terá amplitude idêntica à diferença entre a tensão intermediária e a tensão máxima do pulso do conversor. Quando em $2t_{pc}$ o pulso refletido nos terminais do motor for novamente refletido no conversor e o segundo estágio do pulso do conversor for disparado, as duas ondas terão mesma amplitude, mas polaridades opostas, assim, elas se anularão e não haverá mais qualquer pulso sendo refletido através do cabo. A tensão nos terminais que já era a tensão nominal, permanecerá assim. Portanto, em condições ideais, esse método anula completamente a sobretensão.

$$V_{interm} = \left| \frac{2V_p Z_m}{(Z_m + Z_{conv})(\Gamma_m + 1)(\Gamma_{conv} - 1)} \right| \quad (4)$$

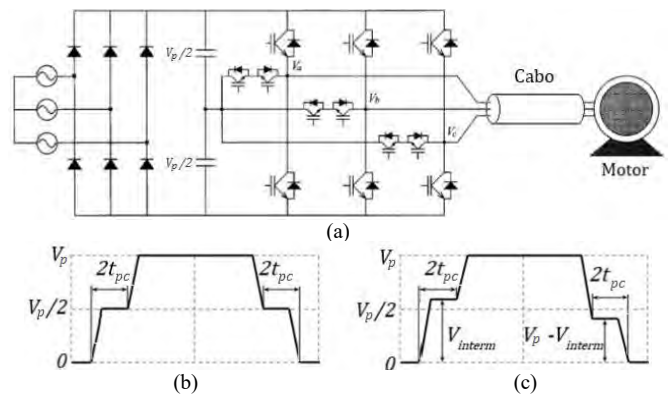


Fig. 5 Método de redução da sobretensão utilizando um conversor de três níveis e estratégia de chaveamento entre o disparo dos pulsos. (a) esquemático do sistema, (b) pulso com $V_{interm} = V_p/2$ e (c) pulso com V_{interm} com amplitude ajustável. Adaptado de [11].

Onde Γ_{conv} é o coeficiente de reflexão no conversor e Z_{conv} é a impedância do conversor vista pelo cabo.

IV. COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS

A fim comparar os métodos de redução de sobretensão e observar de forma clara os efeitos das reflexões dos pulsos e a consequente sobretensão no motor, foram realizadas simulações de todos os métodos descritos na seção anterior.

O modelo de circuito equivalente do motor em alta frequência utilizado é o proposto por [6] e [10], e está representado na Fig. 3. O ramo do circuito que apresenta R_e representa a resistência de perdas por corrente parasita, o ramo que apresenta R_t , L_t e C_t representa a resistência, a indutância e a capacitância entre espiras; e o ramo que apresenta R_g e C_g representa a resistência e a capacitância com a terra. Os valores dos parâmetros são os mesmos utilizados por [6] e apresentados na TABELA I. O modelo do cabo também é simplificado, apresentando impedância constante e desconsiderando a atenuação dos pulsos.

Um comparativo entre esse modelo de motor em alta frequência e uma simplificação em que a reatância desse modelo é desconsiderada e sua impedância é representada somente pela resistência de fase, é apresentado na Fig. 6. Em razão do observado e para fins de simplificação da análise do pico de sobretensão e do comportamento da reflexão de pulsos nos primeiros ciclos, foi adotado o modelo simplificado para as simulações. Os resultados das simulações, realizadas com o auxílio do software PSPICE, são apresentados na Fig. 7.

Sem tratamento algum as sobretensões - representadas em valores percentuais da tensão de pulso - foram de 159,8% e 187,2% para o acionamento do motor com IGBT Si e

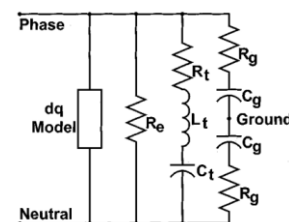


Fig. 3 Circuito equivalente do motor em alta frequência, extraído de [10].

TABELA I. PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO EM MODELO SIMPLIFICADO

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
V_p	600,00 V	R_e	5,60 kΩ
t_{pc}	100,00 ns	C_t	31,40 pF
t_s IGBT Si	144,00 ns	R_t	1,15 k
t_s MOSFET SiC	20,00 ns	L_t	2,70 mH
l_{cabo}	10,98 m	R_g	35,50 Ω
Z_{conv}	5,00 Ω	C_g	314,00 pF
Z_c	100,00 Ω	Γ_m	0,965
Z_m	5,60 kΩ	Γ_{conv}	-0,905

MOSFET SiC, respectivamente. Utilizando os métodos ativos de redução de sobretensão o pior resultado foi de apenas 106,5% de sobretensão. O tempo de propagação do pulso escolhido de 60 ns possibilitou observar a reflexão de pulso completa para o MOSFET SiC e a reflexão parcial para o IGBT Si, por isso, os valores distintos de tensão máxima. Esse tempo de propagação do pulso se equivale à propagação em um cabo de 6,58 m. Portanto, observa-se que mesmo em comprimentos pequenos de cabo o curto tempo de subida de pulso do MOSFET SiC poderá ocasionar reflexão completa de pulsos.

V. TESTES DE PARÂMETROS E RESULTADOS

Com o intuito de avaliar a flexibilidade e robustez dos métodos ativos de redução de sobretensão foram analisados alguns parâmetros do sistema dentro de um intervalo de variação. A Fig. 9 apresenta o valor máximo de tensão atingido para cada método utilizando diferentes intervalos de tempo entre o disparo do primeiro e do segundo pulso. Como pode-se notar, nessa mesma figura, o mínimo global para todos os casos se encontra, como esperado, em $2t_{pc}$. Em comparação com o chaveamento por IGBT Si, o chaveamento por MOSFET Si apresenta uma faixa bem mais restrita de valores baixos de sobretensão em torno do mínimo global e dos mínimos locais. Isso indica que os sistemas com MOSFET SiC são muito mais sensíveis a problemas de sincronia entre os disparos dos pulsos. Os mínimos locais podem ser descritos pela equação (5).

$$\Delta t_{disparo\ min\ local} = 2t_{delay} + 4Nt_{delay} \tag{5}$$

Sendo N um número inteiro positivo.

Outro parâmetro avaliado foi o comprimento do cabo. Foi analisado o valor máximo de tensão para diferentes comprimentos de cabo em todos os métodos, considerando que o

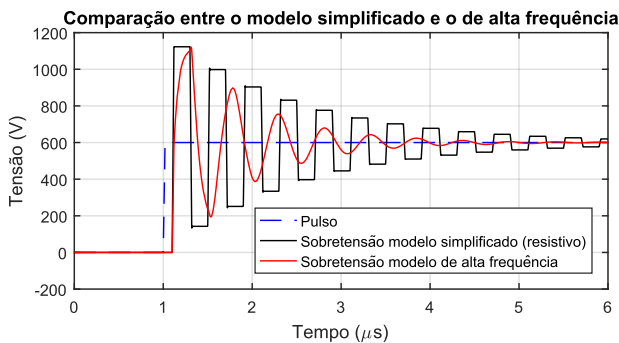


Fig. 6 Comparativo entre o modelo de motor em alta frequência e a simplificação adotada, a fins de simulação, de motor meramente resistivo.

tempo de propagação dos pulsos e a impedância do cabo variam linearmente com o comprimento do cabo. A Fig. 8 apresenta o resultado.

Observa-se que as curvas têm comportamento estável para comprimentos longos. Em comprimentos ainda curtos, menos de 10 m, os pulsos gerados por MOSFET SiC apresentam amplitude de sobretensão bem maior do que os gerados por IGBT Si, isso demonstra que já nessa faixa de comprimento os pulsos do MOSFET SiC já sofrem reflexão completa, enquanto os pulsos do IGBT Si ainda sofrem reflexão parcial. Os métodos de redução de sobretensão mantêm o bom desempenho por toda a faixa observada de variação do comprimento do cabo.

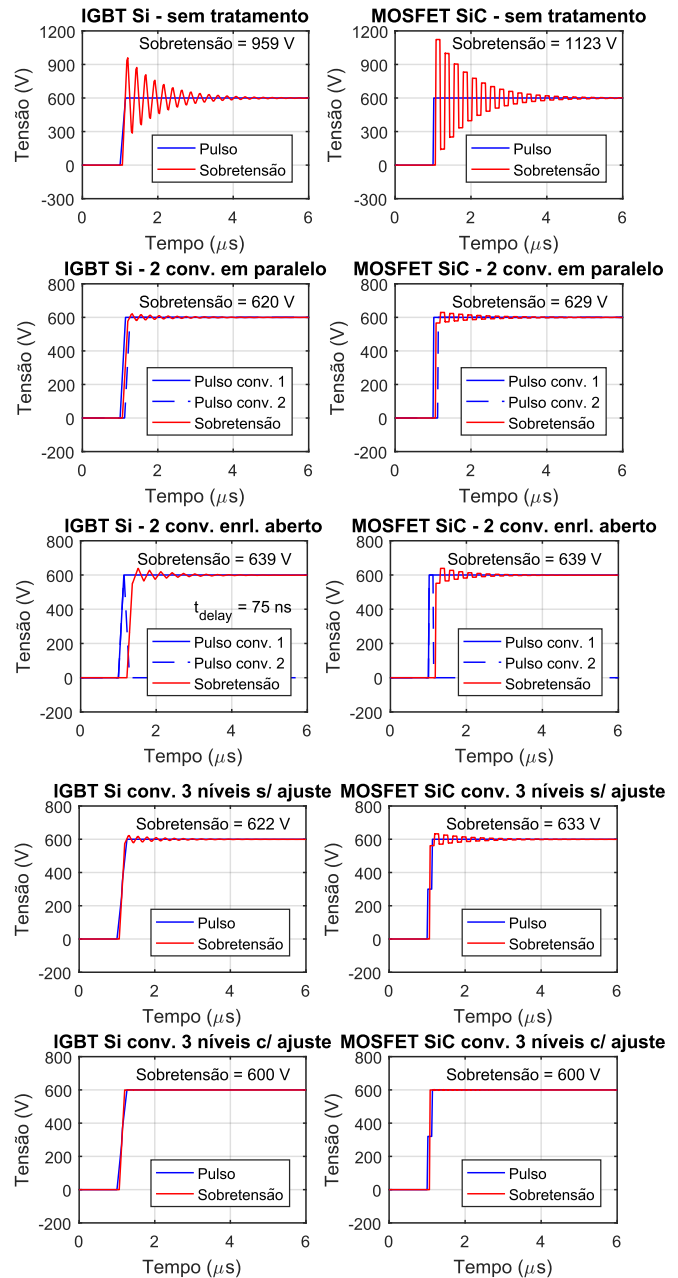


Fig. 7 Comparação dos métodos de redução de sobretensão abordados utilizando IGBT Si e MOSFET SiC. $t_{pc} = 60$ ns, exceto para IGBT Si com 2 conversores e motor em enrolamento aberto, onde $t_{pc} = 75$ ns.

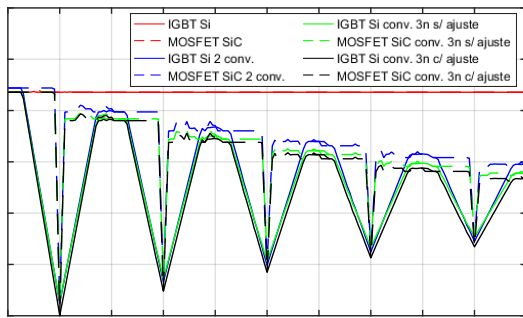


Fig. 9 Sobretenção em função do intervalo entre os disparos dos pulsos para $t_{pc} = 100$ ns. Em destaque o mínimo global e os mínimos locais

VI. DISCUSSÃO A RESPEITO DE APLICABILIDADE E CUSTO

O avanço da velocidade de chaveamento dos novos semicondutores e a redução de tempo de subida dos pulsos gerados por conversores modernos ensejam a melhoria dos métodos de redução da sobretenção. Os métodos que se utilizam desses próprios conversores, têm nesses avanços, ao mesmo tempo, o surgimento de novos desafios e novas oportunidades. Apesar de que, em um primeiro momento, aparentar que a adoção de incrementos nos conversores para que seja dado o devido tratamento à sobretenção seja custoso e complicado, os recursos adicionais necessários ao conversor se restringem praticamente às chaves semicondutoras, compartilhando com o conversor original quase todos os sistemas secundários (retificadores, filtros de entrada e EMC, capacitores de barramento, sistemas de controle e comunicação) [6]. Sobre os custos de um conversor de 10 kW [12] afirma que a adição de mais um conversor implica em aumento de custo de 35 a 40% e de volume também de 35 a 40%. A adoção de filtros passivos para a redução de sobretenção implicaria adicional de custo na faixa de 50 a 70% e aumento de volume de 40 a 100%. Portanto, mesmo em termos de custo e volume, é vantajosa a adoção de métodos ativos de redução da sobretenção.

VII. CONCLUSÃO

Os métodos de redução de sobretenção abordados apresentaram bom desempenho - reduzindo drasticamente a amplitude da sobretenção - flexibilidade e robustez; sendo eficazes em longa faixa de variação de alguns parâmetros do sistema. São soluções adequadas para situações em que o aumento do nível de isolamento do motor seja inviável e que a adoção de filtros passivos represente perdas energéticas ou aumento de custo e volume inadmissíveis.

Apesar da utilização de um modelo simplificado do motor para as simulações implicar em menor precisão dos resultados apresentados, ela traz como benefício a possibilidade de observar de forma mais clara que as estratégias traçadas para a superposição de pulsos, no intuito de causar interferências destrutivas nos pulsos refletidos, funcionam e são válidas. No entanto, análises experimentais futuras devem ser consideradas para confirmação dos resultados obtidos via simulação.

Uma vez que os métodos aqui abordados são soluções que fazem uso dos mesmos conversores que ocasionam ou agravam

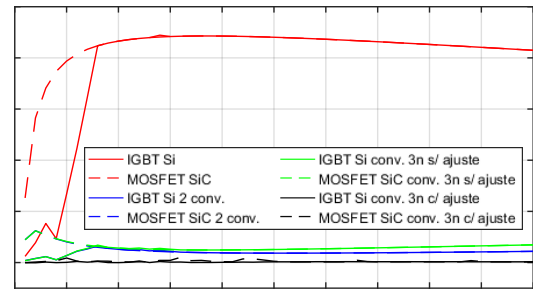


Fig. 8 Sobretenção em função do comprimento do cabo $t_{pc} = 100$ ns

o problema da sobretenção, entende-se que esses métodos serão longevos e continuarão evoluindo juntamente com os avanços tecnológicos na área de conversores.

REFERÊNCIAS

- [1] N. Hanigovszki, J. Poulsen, F. Blaabjerg, "Novel output filter topology to reduce motor overvoltage," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 3, pp. 845 – 852, May 2004.
- [2] E. Persson, "Transient effects in application of PWM inverters to induction motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 1095–1101, 1992.
- [3] A. von Jouanne, P. Enjeti, and W. Gray, "Application issues for PWM adjustable speed AC motor drives," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 2, no. 5, pp. 10–18, Sep./Oct. 1996
- [4] J. Korhonen, T. Itkonen, J. P. Ström, J. Tyster, and P. Silventoinen, "Active motor terminal overvoltage mitigation method for parallel two-level voltage source inverters," presented at IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, United States of America, Sept. 12–16, 2010.
- [5] S. Lee, K. Nam, "An overvoltage suppression scheme for AC motor drives using a half DC-link voltage level at each PWM transition," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 3, pp. 549 – 557, Jun 2002.
- [6] S. De Caro, S. Foti, T. Scimone, A. Testa, G. Scelba, M. Pulvirenti, S. Russo, "Over-voltage mitigation on SiC based motor drives through an open end winding configuration," presented at Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017 IEEE, Cincinnati, United States of America, Oct. 1-5, 2017.
- [7] S. Lee, "Perfect wave oscillation suppression with reflection coefficients adaptation in PWM motor drives with long feeding cables," *Electric Power Applications, IEE Proceedings on*, vol. 153, pp. 467 – 472, Mar 2006.
- [8] P. Finlayson, "Output filters for PWM drives with induction motors," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 4, pp. 46–52, 1998.
- [9] A. Moreira, P. Santos, T. Lipo, and G. Venkataramanan, "Filter networks for long cable drives and their influence on motor voltage distribution and common-mode currents," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 2, pp. 515 – 522, April 2005.
- [10] A. Moreira, T. Lipo, G. Venkataramanan, and S. Bernet, "High frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 5, pp. 1297 – 1306, Sept/Oct 2002.
- [11] D. de Paula dos Santos and C. A. F. Sartori, "Impact of mismatch cables impedances on active motor terminal overvoltage mitigation using parallel voltage source inverters," 2017 IEEE 3rd Global Electromagnetic Compatibility Conference (GEMCCON), Sao Paulo, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/GEMCCON.2017.8400662.
- [12] R. Burkart and J. W. Kolar, "Comparative life cycle cost analysis of Si and SiC PV converter systems based on advanced η - p - σ multiobjective optimization techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 6, pp. 4344–4358, Jun. 2017."