

# Mitigação de Efeito Flicker por Meio de Compensação Série do Tipo Indutância Negativa

Leonardo de Araújo Silva, Sérgio Pires Pimentel e José Antenor Pomílio

**Resumo** – Este artigo apresenta uma aplicação de compensação série para mitigação de efeito “flicker”. A compensação se baseia na síntese de indutância negativa, ao invés da aplicação de capacitores. A vantagem deste método é que impede-se o surgimento de ressonâncias em situações transitórias que podem surgir devido a interação dinâmica da linha com o elemento de compensação. A indutância negativa é sintetizada utilizando a técnica de Síntese Direta de Reatâncias, enquanto sua realização é feita por meio da topologia de conversores multiníveis em cascata assimétrica. Mostra-se que é possível obter a regulação desejada de tensão no ponto de acoplamento comum quando se tem uma variação na corrente da carga que, sem compensação, produziria uma alteração muito significativa na tensão. Comprova-se a não ocorrência de ressonâncias nos transitórios. Um arranjo experimental de baixa potência foi implementado para comprovar o funcionamento do sistema, com o controle realizado por meio de um Processador Digital de Sinais.

**Palavras-Chave** – Flicker; Inversor Multinível; Compensação série; Indutância negativa.

## I. INTRODUÇÃO

APARELHOS como fornos elétricos a arco, aparelhos de soldagem, bombas e compressores, devido à característica variável da corrente elétrica, em baixa frequência, podem provocar o surgimento de flutuações de tensão na rede. Um dos principais problemas destas variações de tensão é que, ao alterarem a intensidade luminosa de alguns tipos de lâmpadas (especialmente as incandescentes) produzem o chamado efeito “flicker”, ou cintilação luminosa. A impressão no observador humano de um efeito incômodo ocorre quando esta variação luminosa se dá na faixa até 30 Hz, com máxima sensibilidade em 8,8 Hz. Neste ponto, variações no valor eficaz da tensão de alimentação de uma lâmpada incandescente tão pequenas como 0,2% já atingem o limiar de irritabilidade do indivíduo.

As normas específicas que realizam a medição deste efeito, incluem todo um processamento que procura reproduzir a

sensibilidade do olho humano, assim como a resposta de uma lâmpada incandescente [1]. De forma análoga, mas sem toda a complexidade peculiar do processamento da medição do efeito “flicker”, há restrições específicas quanto à variação de tensão [2].

Outras cargas não lineares também podem produzir efeito de variação de tensão, desde que apresentem uma variação cíclica no ponto de operação que impliquem numa alteração da amplitude ou da forma de onda da corrente drenada da rede [3].

Embora o fenômeno de variação da tensão esteja diretamente relacionado com a queda de tensão ao longo do alimentador, causado pela passagem da corrente da carga, as estratégias de mitigação deste efeito normalmente utilizam compensação em derivação, com a injeção de potência reativa no ponto de acoplamento comum (PAC) [4]-[6]. Dispositivos do tipo RCT (Reator Controlado a Tiristores) ou SVC (Static Voltage Compensator), por operarem na frequência da rede têm dificuldade de fazer a compensação de variações que podem acontecer em frequência não muito menor do que esta. Além disso, a regulação da tensão por estes métodos exige uma capacidade de potência reativa da ordem de grandeza da potência da carga, o que pode ser um valor muito elevado, especialmente quando as cargas variáveis são fornos elétricos a arco ou outras grandes cargas industriais.

A alternativa à compensação em derivação com controle de reativos é o uso de conversores com modulação em alta frequência ou empregando a compensação série. Neste caso, a tensão a ser manipulada pelo conversor é pequena, da ordem da queda de tensão que ocorre na impedância do equivalente Thevenin do alimentador. Em princípio, no entanto, toda corrente da carga passa pelo compensador [7]-[9].

Dado que a impedância da rede tem um comportamento indutivo na frequência da rede, a compensação série exige a presença de um elemento capacitivo, o que traz dificuldades adicionais devido ao surgimento de uma ressonância série que pode ser excitada pela flutuação da corrente da carga, produzindo componentes espectrais não harmônicas e que podem levar a uma deterioração ainda maior da qualidade da tensão suprida no PAC.

Este artigo apresenta o uso de um compensador série baseado em inversor multinível, com uma estratégia de controle que sintetiza uma indutância negativa a ser aplicada em série numa rede elétrica.

Suporte financeiro e material da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo – FAPESP e Texas Instruments.

L. de Araújo Silva, S. P. Pimentel e J. A. Pomílio atuam no Laboratório de Condicionamento da Energia Elétrica (LCEE), do Departamento de Sistemas e Controle de Energia (DSCE) da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) da Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Brasil (e-mail: antenor@dsce.fee.unicamp.br)

Como vantagens potenciais do método proposto têm-se: o inversor multinível é a topologia mais adequada para aplicações de alta potência; sintetiza formas de onda senoidais, ou aproximadamente senoidais, com comutações em baixa frequência; indutâncias negativas evitam que haja ressonâncias e, conseqüentemente, apresentam melhor desempenho em situações transitórias; a atuação do controle pode ser rápida, permitindo a compensação do efeito de variação de tensão; o compensador eletrônico não precisa processar toda a corrente da carga, o que reduz ainda mais sua potência aparente em relação aos métodos tradicionais de compensação em derivação.

## II. INVERSOR MULTINÍVEL

Existem inúmeras topologias de inversores multiníveis, todas caracterizadas por uma grande quantidade de interruptores semicondutores, a qual cresce rapidamente na medida que aumenta a quantidade de níveis desejados na tensão de saída. A topologia que exige a menor quantidade de componentes em relação ao número de níveis da onda de saída é a cascata assimétrica, mostrada na Fig. 1. Para cada fase, tem-se uma associação em cascata de pontes H, na qual pelo menos uma das tensões dos barramentos CC é diferente das demais. O número de pontes H conectadas em série pode ser escolhido arbitrariamente. Quando se tem três pontes por fase, e as tensões nos barramentos CC são escolhidas na relação 1:3:9, o conversor é capaz de produzir uma tensão de saída com até 27 níveis. Isso significa que, com o uso de uma estratégia de modulação adequada, que utiliza o número mínimo de comutações, conforme ilustrado na Fig. 2, em que os instantes em que as chaves são comutadas são determinados de forma precisa, é possível eliminar todas as harmônicas ímpares não triplas até a harmônica de ordem 41 [10-13] conforme pode ser observado no espectro desta forma de onda na Fig. 3.

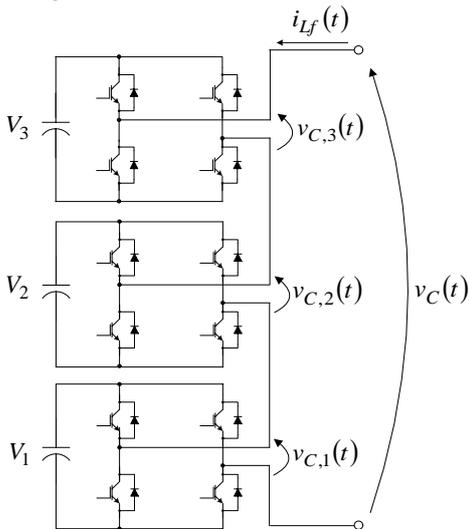


Fig. 1. Representação por fase de um Conversor Multinível em Cascata Assimétrica com três células.

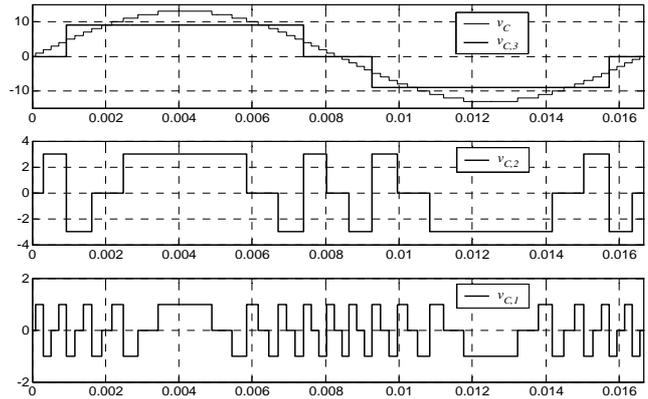


Fig. 2. Formas de onda resultantes de modulação em baixa frequência do conversor em cascata assimétrica com tensões CC na relação (1:3:9).

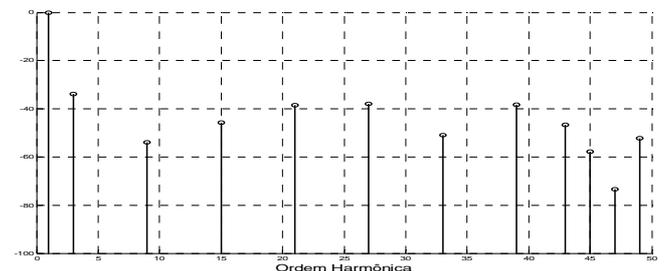


Fig. 3. Espectro da tensão mostrada na figura 2 com conversor em cascata assimétrica com tensões CC na relação (1:3:9).

Quando a aplicação do conversor não exige o fornecimento de potência ativa, é possível operar no barramento CC apenas com capacitores, o que facilita grandemente a realização do conversor. É preciso, no entanto, a adoção de alguma estratégia de controle para a regulação destas tensões [14-15]. Para permitir a regulação das tensões CC é necessário adotar uma estratégia de modulação mais flexível, que permita alterar os instantes de tempo em que as chaves podem ser comutadas. Eventualmente, pode ser necessário também alterar a relação ideal das tensões para que se tenha estados redundantes, o que acaba reduzindo a quantidade de níveis da tensão de saída e, conseqüentemente, aumentando a distorção harmônica.

Uma alternativa, para evitar esta maior distorção é realizar uma modulação por largura de pulso no módulo de menor tensão, no qual podem ser utilizados transistores mais rápidos (IGBTs). Os interruptores que operam em maior tensão e comutação em baixa frequência podem ser implementados com IGCTs, mais adequados em tais circunstâncias. A Fig. 4 mostra formas de onda resultantes em um conversor com relação de tensões 1,2:2:6. Na Fig. 5 está mostrado o espectro em frequência da tensão total produzida pelo conversor,  $v_C$ . A Distorção Harmônica Total (DHT) da tensão, calculada até a harmônica de ordem 50, é de apenas 0,27%.

## III. SÍNTESE DE INDUTÂNCIA NEGATIVA

A realização de uma indutância negativa pode ser feita de diferentes maneiras [16-18]. O resultado final é que a corrente de saída seja proporcional à integral da tensão, com sinal invertido ou que a tensão produzida seja proporcional à derivada da corrente, com sinal invertido. Neste estudo,

utilizaremos a segunda opção, de acordo com a técnica da Síntese de Direta de Reatância (SDR), na qual a tensão a ser produzida nos terminais do dispositivo é dada por:

$$v_i^* = L_{neg} \cdot \frac{d(i_t)}{dt} \quad (1)$$

na qual,  $L_{neg}$  é o valor de indutância de referência que se deseja sintetizar.

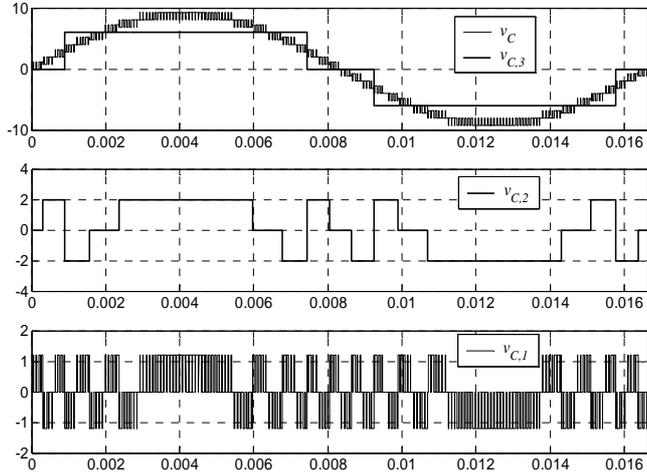


Fig. 4. Espectro em frequência da tensão produzida pelo Conversor Multinível Assimétrico com as tensões CC na relação (1,2:2:6). Amplitudes Normalizadas,  $V_n/V_1$ , em dB.

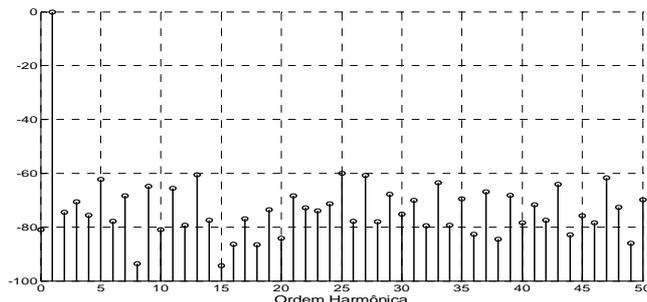


Fig. 5. Espectro em frequência da tensão produzida pelo Conversor Multinível Assimétrico,  $v_C$ , com as tensões nos barramentos CC na relação (1,2:2:6). Amplitudes Normalizadas,  $V_{harmônica}/V_{fundamental}$ , em dB.

A Fig. 6 mostra o esquema simplificado do conversor, no qual é utilizado o inversor multinível descrito na seção anterior. O filtro de saída tem como função principal minimizar as componentes espectrais produzidas pelo inversor de modo a compatibilizar com exigências de normas de distorção da tensão, como a IEEE 519.

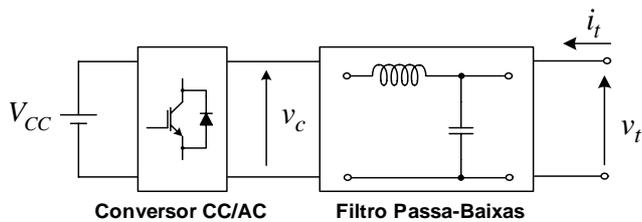


Fig. 6. Esquema simplificado do inversor para síntese de indutância negativa.

A operação derivação envolve dificuldades de realização,

principalmente devido ao aumento do ganho com a frequência. Para evitar problemas de ruído na determinação da tensão a ser produzida pelo inversor, ao operador que calcula a derivada são adicionados pólos em sua função de transferência, filtrando os sinais fora da faixa de frequências de interesse. Além disso, para evitar ressonâncias do filtro de saída, foi implementada uma realimentação de estados, como indica a Fig. 7 [19], a qual pode ser utilizada para alocar os pólos do sistema convenientemente. Naturalmente, as matrizes A, B e C dependem do filtro de saída utilizado e do sistema ao qual a indutância negativa está conectada.

Conforme mostra a figura, o termo  $R_{COMP}$  é necessário para realizar o controle do somatório das tensões nos barramentos CC do conversor e, em conjunto com o algoritmo de controle de desbalanço de tensão apresentado em [14], permite que todas as tensões CC sejam controladas.

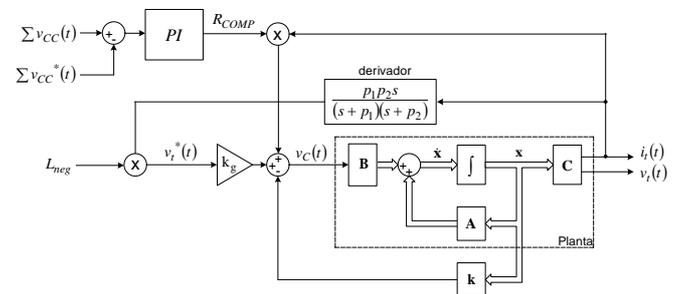


Fig. 7. Diagrama de blocos do sistema para síntese de indutância negativa pelo método SDR.

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Fig. 8 mostra o conversor e seu filtro de saída conectado em série com uma rede elétrica. Nesta situação, temos um sistema de ordem 3 e a realimentação de estados pode ser utilizada para deslocar o par de pólos sub-amortecidos da planta para a esquerda do plano complexo. O efeito do outro pólo da planta é desprezível já que, neste caso, existe um quase cancelamento com um zero [18].

A tensão sobre o capacitor,  $v_t$ , é controlada pelo inversor, que impõe a tensão  $v_C$ . Desta forma, supondo que a relação entre  $v_t$  e  $i_t$  siga (1), a resposta da rede continuará tendo um comportamento de primeira ordem, impossibilitando a ocorrência de ressonâncias em situações transitórias.

Além disso, em regime permanente e para um dado valor de indutância negativa de referência, pode-se dimensionar a capacitância para que a corrente pelo conversor,  $i_{Lf}$ , seja mínima, o que minimiza a capacidade exigida deste dispositivo [20]. Para isto, basta escolhê-la de forma que sua reatância na frequência fundamental seja igual à reatância da indutância negativa sintetizada:

$$C_f = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_{neg}} \quad (2)$$

na qual,  $\omega$  é a frequência fundamental do sistema.

As restrições quanto à capacidade de tensão necessária para a realização da compensação em sistemas de tensão elevada

podem ser superadas através da utilização da compensação de forma distribuída, através de vários dispositivos de capacidade de tensão menor [21].

Note-se que, em regime permanente senoidal, os efeitos de uma capacitância e de uma indutância negativa são idênticos. As diferenças se dão nos transitórios. A Fig. 9 ilustra uma alteração no valor da indutância negativa no circuito da Fig. 7, no qual se pode notar a ausência de comportamentos oscilatórios.

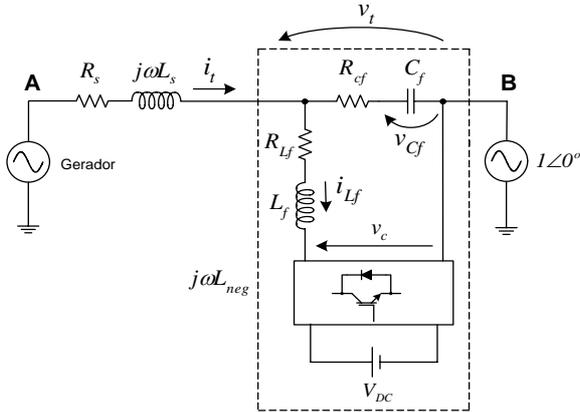


Fig. 8. Conversor para síntese de indutância negativa em série a uma rede elétrica.

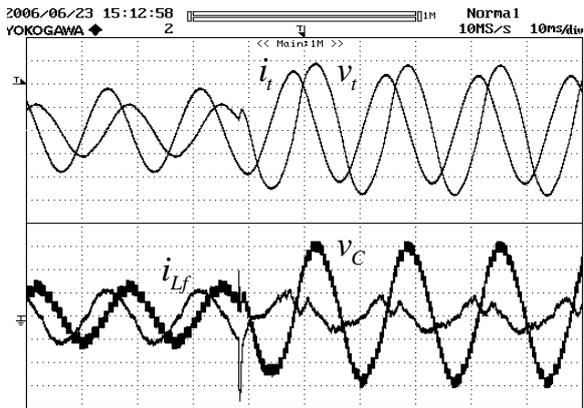


Fig. 9. Variação no valor da indutância negativa (-80mH para -160mH). E  $L_s=448\text{mH}$ . Acima: tensão (50V/div) e corrente na linha (1A/div). Abaixo: tensão (50V/div) e corrente (1A/div) do inversor.

#### A. Aplicação na Compensação de Variação da Tensão

Indutâncias negativas podem ser usadas com a finalidade de evitar que flutuações de tensão ocorram em um dado barramento. O circuito da Fig. 10 ilustra um caso simples em que o problema pode ocorrer. No circuito há duas cargas que são alimentadas no PAC. O chaveamento da carga B provoca uma mudança na amplitude da tensão do PAC, que pode provocar distúrbios indesejáveis na outra carga, tal como mostrado na Fig. 11. Nesta figura, mostra-se a tensão no PAC e a corrente em uma das fases durante o transitório em que a carga B é ligada e desligada. O afundamento da tensão no PAC é de cerca de 7%.

Supondo a conexão de uma indutância negativa de valor ajustável em série com a linha, pode-se controlar a queda de

tensão, de forma que a tensão no PAC seja mantida constante, independentemente da corrente consumida pelas cargas.

Diversos métodos podem ser utilizados para tal controle. Por exemplo, pode-se fazer um controle em malha fechada da tensão no PAC. O eventual erro da tensão, processado por um compensador que determina o valor desejado para a indutância negativa. Este método tem como inconvenientes o atraso na compensação, uma vez que depende do cômputo do valor eficaz da tensão e do compensador utilizado. Uma alternativa que produz respostas dinâmicas mais rápidas é fazer o controle a partir da corrente, o que é possível desde que sejam conhecidos os parâmetros da rede, podendo-se determinar o valor da indutância negativa necessária para regular a tensão no PAC, assim como o coeficiente de correção em função da corrente.

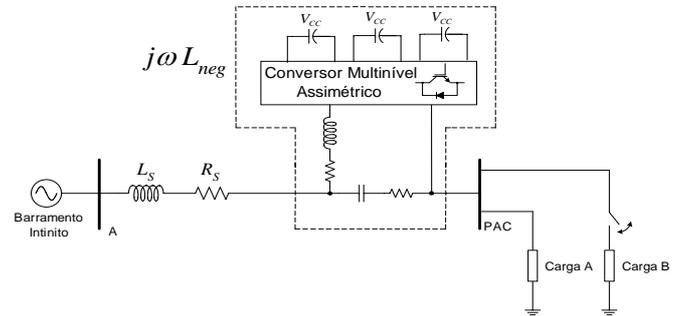


Fig. 10. Diagrama esquemático de compensação de "flicker" por indutância negativa.

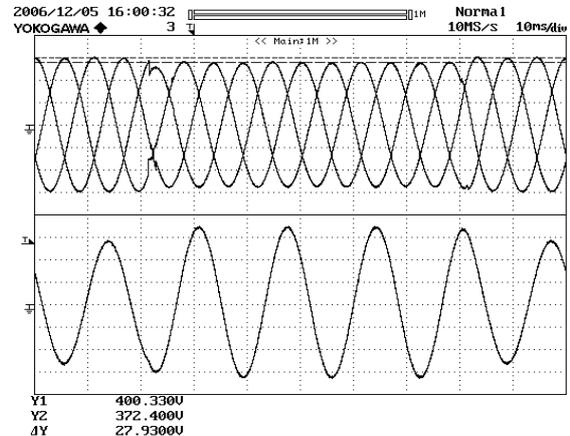


Fig. 11. Diagrama esquemático de compensação de "flicker" por indutância negativa.

A Fig. 12 mostra o diagrama de controle implementado, no qual se faz o cálculo da corrente de pico, de acordo com (3) e se ajusta o valor da indutância de acordo com (4). Esta equação foi obtida de forma empírica e é válida para os parâmetros particulares deste circuito. Para que se possa empregar este método de correção, deve-se adaptá-la para cada aplicação. Note-se que, diferentemente de outras estratégias de correção de afundamentos de tensão, a estratégia proposta não requer fornecimento de potência ativa. Assim, a operação deste compensador não exige a presença de fontes de energia no lado CC do conversor.

$$I_{pico} = \sqrt{\left(\frac{2}{3}i_{ta} - \frac{1}{3}i_{tb} - \frac{1}{3}i_{tc}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{3}i_{tb} + \frac{\sqrt{3}}{3}i_{tc}\right)^2} \quad (3)$$

$$L_{neg} = -L_s + \frac{0,27}{I_{pico}} \quad (4)$$

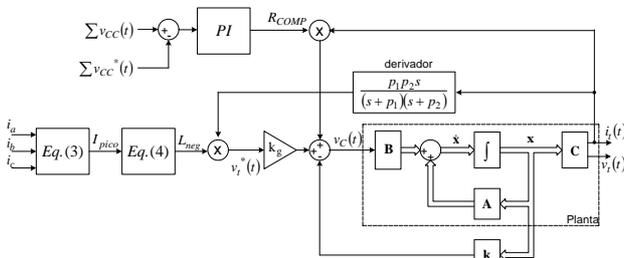


Fig. 12. Diagrama de controle para ajuste da indutância negativa.

O sistema de controle foi totalmente implementado em um DSP TMS320F2812, da Texas Instruments. Foram desenvolvidas placas de sensores de tensão e de corrente, bem como condicionadoras de sinal. Um sistema experimental trifásico de baixa potência foi implementado em laboratório para verificar a operação do sistema proposto. Os conversores multiníveis foram implementados utilizando, para cada ponte H, dois braços do inversor trifásico modular IRAMX16UP60A, composto por IGBTs, diodos, acionadores e proteções.

A Fig. 13 mostra resultados experimentais de regulação da tensão no PAC em virtude de uma alteração na corrente da carga. De cima para baixo, tem-se a corrente na rede, um sinal proporcional ao valor da indutância sintetizada, a tensão no PAC, a tensão produzida pelo conversor CC/CA e a corrente pelo conversor. Assim que ocorre a alteração na carga (neste caso trifásica e equilibrada) começa a se dar uma alteração no valor da indutância negativa com o objetivo de manter regulada a tensão no PAC, o que se obtém em uma fração de ciclo.

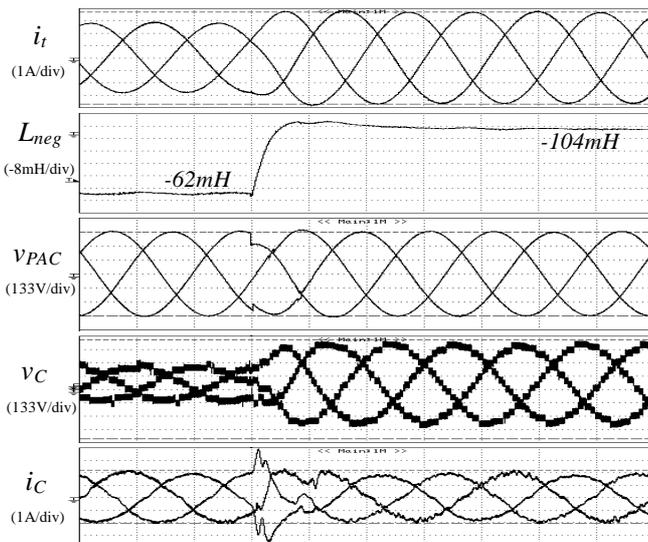


Fig. 13. Formas de onda para compensação de tensão no PAC. De cima para baixo: Corrente total da carga, valor da indutância de compensação, tensão no PAC, tensão de saída do inversor e corrente do inversor.

O aumento da indutância negativa, associado ao aumento da corrente pela rede, implica em um aumento significativo na tensão do conversor. Já a corrente no conversor sofre alteração apenas no transitório. Conforme já foi dito, os valores de regime permanente da corrente no conversor, antes e depois do transitório, dependem da escolha da capacitância do filtro. Caso seja conveniente, pode-se, por exemplo, minimizar a corrente em uma das duas condições de regime permanente. Os parâmetros usados neste experimento estão indicados na Tabela I.

TABELA I  
PARÂMETROS DO SISTEMA IMPLEMENTADO

Filtro de saída	$L_f=3,257\text{mH}$ , $R_{L_f}=1\Omega$ $C_f=34\mu\text{F}$ , $R_{C_f}=0,096\Omega$
Indutor da linha	$L_s=157,5\text{mH}$ , $R_s=2,8\Omega$
Resistências da carga	$A=146\Omega$ , $B=438\Omega$
Tensão na barra A	300 V (eficaz)
Tensões CC do conversor	$V_1=20\text{V}$ , $V_2=33,3\text{V}$ , $V_3=100\text{V}$
Frequências do controlador	Comutação: 12 kHz Amostragem: 24 kHz

#### B. Aspectos de Proteção

A utilização de compensação série em alimentadores elétricos exige uma série de procedimentos de segurança para evitar que falhas no equipamento ou a superação dos valores limites de tensão e corrente produzam situações de risco.

Independentemente do tipo de compensador, seja ele com capacitores fixos ou chaveados, capacitores controlados a tiristores (TCSC), ou dispositivos mais complexos, como o proposto neste artigo, as medidas de segurança e proteção são as mesmas e envolvem, essencialmente [9]: varistores para limitação de sobretensão, *spark-gaps*, interruptores de *bypass*, associados a chaves seccionadoras que desconectam o dispositivo série e, ao mesmo tempo, dão continuidade à condução de corrente pela rede.

Tais dispositivos não foram implementados no protótipo desenvolvido, uma vez que o objetivo deste trabalho foi verificar a eficácia do método de síntese de indutância negativa para compensação de *flicker*, e não desenvolver efetivamente um equipamento para tal uso.

#### IV. CONCLUSÃO

Este artigo propôs um método de compensação da queda de tensão em alimentadores para eliminação do efeito da cintilação luminosa, ou *flicker*. O método é fundamentado na utilização de um dispositivo eletrônico comutado, conectado em série com o alimentador e que é capaz de simular uma indutância negativa variável de forma a manter constante a tensão no PAC.

Os resultados experimentais indicam que o método de compensação, baseado em indutância negativa, apresenta desempenho dinâmico bastante estável e não oscilatório, que não pode ser conseguido com métodos tradicionais que

utilizam capacitores devido sua ressonância com a linha. Este fato confere à técnica proposta a capacidade singular de realizar compensação de pequenas variações de tensão de forma rápida e com transitórios mínimos.

Na implementação, que utiliza o conversor multinível assimétrico, menos de 15% da tensão do conversor é chaveada em alta frequência. Além disto, a conexão série e a utilização de um valor de capacitância adequado fazem com que a capacidade de tensão e corrente requerida para o conversor estático utilizado seja menor do que para outros sistemas de compensação. Todos estes fatores contribuem para que o impacto no rendimento do sistema seja minimizado.

Para a síntese de indutância negativa pelo método SDR foram resolvidos problemas de amortecimento das ressonâncias do filtro de saída e também de ruídos de alta frequência associados ao procedimento de derivação da corrente.

O efetivo uso de equipamentos deste tipo em aplicações série depende de intenso desenvolvimento tecnológico e que foge ao objetivo deste artigo, o qual se concentrou em mostrar a viabilidade de realização de um dispositivo que se comporte como uma indutância negativa controlável.

## V. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] IEC-868: "Flickermeter - Functional and Design Specifications." International Electrotechnical Commission, Subcommittee 77, 1986.
- [2] IEC 1000-3-3. "Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 3-Limitation of voltage fluctuations and flicker in low-voltage power supply systems for equipment with rated current  $\leq 16A$ ." IEC Technical Committee 77, 1994.
- [3] J. A. Pomilio and S. M. Deckmann: "Flicker produced by Harmonic Modulation". *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 18, no. 2, April 2003, pp. 387-392.
- [4] J. Jatskevich, O. Wasynczuk, L. Conrad, "A method of evaluating flicker and flicker-reduction strategies in power systems", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, pp. 1481 – 1487, Oct. 1998.
- [5] S. Poudel; N. R. Watson, "Assessment of light flicker mitigation using shunt compensators", *International Conference on Power System Technology, 2004. PowerCon Volume 1*, Page(s):23 – 28, 21-24 Nov. 2004
- [6] H. Wrede, V. Staudt, "Optimized feed forward control of a STATCOM with limited energy storage capability for flicker compensation" *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. Volume 4*, 2004 Page(s):3157 – 3163
- [7] M. Gutierrez, G. Venkataramanan, A. Sundaram, "Solid state flicker controller using a pulse width modulated AC-AC converter", *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference Volume 5*, 8-12 Oct. 2000 Page(s):3158 - 3165 .
- [8] A. Campos, G. Joos, P. Ziogas, J. F. Lindsay, "Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase VSI operating with unbalanced switching functions", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.9, no.3, May 1994, pp.269-274.
- [9] IEEE Standard 1534, "IEEE Recommended Practice for Specifying Thyristor-Controlled Series Capacitors", The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2002.
- [10] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer e T. Lipo, "Hybrid Multilevel Power Conversion System: A comparative Solution for High-Power Applications", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, bo. 3, pp. 834-841, 2000.
- [11] J. Dixon e L. Morán, "Multilevel Inverter, based on multi-stage connection of three-level converters scaled in power of three", *Proc. of IEEE IECON 2002*.
- [12] C. Rech, H. Hey, H. Grundling, H. Pinheiro e J. R. Pinheiro, "Uma metodologia de projeto generalizada para inversores multiníveis híbridos", *Controle e Automação*, SBA, vol. 15, no. 2, pp. 190-201, Abril de 2004.
- [13] S. Sirisukprasert, J. S. Lai e T. H. Liu, "Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 875-881, August 2002.
- [14] L. A. Silva, S. P. Pimentel e J. A. Pomilio, "Analysis and Proposal of Capacitor Voltage Control for an Asymmetric Cascaded Inverter", *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC 05*, pp. 809-815.
- [15] L. A. Silva, S. P. Pimentel e J. A. Pomilio, "Sistema de Filtragem Ativa com Inversor Multinível Assimétrico em Cascata de Dezenove Níveis e Controle de Tensão nos Barramentos CC", *Revista Eletrônica de Potência*, SOBRAEP, vol. 11, no. 1, Março de 2006, pp. 17-24.
- [16] H. Funato e A. Kawamura, "Realization of negative inductance using variable active-passive reactance (VAPAR)", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 589-596, July 1997.
- [17] D. C. Hamil e M. T. Bina, "The bootstrap variable inductance: a new FACTS control element", *Proc. of IEEE PESC 99*, pp. 619-625.
- [18] T. E. Nunez-Zuniga, "Síntese e Aplicações de Indutâncias Negativas", Tese de doutorado, FEEC – UNICAMP, Dezembro de 2002.
- [19] L. de A. Silva, A. A. Ferreira e J. A. Pomilio, "Realization of Negative Inductance Using Direct Reactance Synthesis - DRS) Technique", *Proc. of IEEE IECON 2006*, Paris, 2006.
- [20] L. de A. Silva, "Síntese de Indutância Negativa para Aplicação Série em Redes de Energia Elétrica", Tese de doutorado, Faculdade de Eng. Elétrica e de Computação, UNICAMP, 29 de março de 2007.
- [21] D. Divan, H. Johal, "Distributed FACTS - A New Concept for Realizing Grid Power Flow Control" The 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005, IEEE, June 12, 2005, pp.8-14.

## VI. BIOGRAFIAS



**Leonardo de Araújo Silva**, nascido em 1976 em Iporá-GO, Brasil, é engenheiro eletricitista (1998) pela Universidade Federal de Goiás – UFG, mestre (2000) e doutor (2007) em Engenharia Elétrica pela UNICAMP. Atualmente, trabalha com desenvolvimento de sistemas de instrumentação e controle para células à combustível. Suas principais áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade de energia, células a combustível e acionamentos de máquinas elétricas.



**Sérgio Pires Pimentel**, nascido em 1981 em Goiânia-GO, Brasil, é engenheiro eletricitista (2003) pela Universidade Federal de Goiás – UFG e mestre (2006) em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas. Desde 2006, ele é aluno de doutorado na UNICAMP. Suas principais áreas de interesse são: filtros ativos de potência, eletrônica de potência e qualidade de energia elétrica. É membro estudante da SOBRAEP, da SBA e do IEEE.



**José Antenor Pomilio** é engenheiro eletricitista, mestre e doutor em Engenharia Elétrica pela UNICAMP. De 1988 a 1991 foi chefe do grupo de eletrônica de potência do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron. Realizou estágios de pós-doutorado junto à Universidade de Pádua e à Terceira Universidade de Roma, ambas na Itália. Foi presidente da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência – SOBRAEP e membro do comitê administrativo da IEEE Power Electronics Society. Atualmente é editor da revista *Eletrônica de Potência* e editor associado da *IEEE Trans. on Power Electronics* e da revista *Controle & Automação*. É professor Titular da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp, onde é docente desde 1984. Dr. Pomilio é membro da SOBRAEP, da SBA, da SBPC e Senior Member do IEEE.