

# ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE FILTRO ATIVO HÍBRIDO DE POTÊNCIA

Newton da Silva<sup>1</sup>, José A. Pomilio<sup>2</sup>, Edson A. Vendrusculo<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Londrina

<sup>2</sup>Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica, Departamento de Sistemas e Controle de Energia, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas

E-mails: [newton.silva@uel.br](mailto:newton.silva@uel.br), [antenor@fee.unicamp.br](mailto:antenor@fee.unicamp.br), [adriano@dsce.fee.unicamp.br](mailto:adriano@dsce.fee.unicamp.br)

**Resumo** — Este trabalho analisa a compensação de correntes harmônicas através de um filtro ativo híbrido. No presente estudo, o filtro híbrido consiste de um filtro ativo conectado em paralelo com o indutor de um filtro passivo sintonizado. O objetivo deste arranjo é operar com menores tensão e corrente a serem processadas pelo filtro ativo. O artigo investiga o comportamento do filtro híbrido na compensação de correntes harmônicas, a partir de uma estratégia de controle usada no filtro ativo e discute o dimensionamento do inversor. Resultados de simulação e experimentais verificam a operação do sistema.

**Palavras-chave** — Filtro Híbrido de Potência, Compensação de Harmônicas, Qualidade de Energia Elétrica.

## ANALYSIS AND IMPLEMENTATION OF HYBRID ACTIVE POWER FILTER

**Abstract** — This work analyses the compensation of harmonic currents through an Active Hybrid Power Filter. The Hybrid Filter consists of an active power filter connected in parallel with the inductor of a shunt passive tuned filter, resulting a lower voltage and current stress over the active filter. The paper investigates the behavior of the hybrid filter in the compensation of the harmonic currents, from the control strategy used in the active filter and discusses the dimensioning of the power converter. Simulation and experimental results verify the system operation.

**Keywords** — Hybrid Power Filter, Harmonics Compensation, Power Quality

### I. INTRODUÇÃO

Filtros Ativos Híbridos de Potência (FAHP), conectados em derivação em um alimentador, são usados para a redução da distorção harmônica da corrente na rede e podem ser empregados para obter melhorias de desempenho em instalações onde já existam filtros passivos, com custos menores do que os associados a um filtro ativo de potência convencional. Esta expectativa de redução de custo se deve ao fato de que um FAHP, idealmente, opera com valores comparativamente menores de tensão e de corrente, o que permite, em tese, o menor custo do equipamento. Diversas topologias de filtros híbridos foram propostas [1-5]. As diferentes características dos filtros híbridos foram investigadas [6], permitindo comparação de topologias [7].

Existem diferentes estruturas híbridas. A mais usual é a estrutura série, em que a parte ativa está conectada em série com o filtro passivo [2]. Neste caso, o inversor pode operar

com tensão reduzida, dado que ocorre uma queda de tensão (na frequência fundamental) no capacitor que realiza o filtro passivo. No entanto, pelo inversor circula a totalidade da corrente filtrada.

Na estrutura paralela, o filtro ativo que está em paralelo com um ou mais ramos que realizam filtros passivos. Desse modo há uma redução de corrente na parte ativa, devido às correntes harmônicas que se desviam pelos filtros passivos, mas a tensão CC do inversor é elevada, devendo ser maior do que o valor de pico da tensão CA do barramento no qual o filtro ativo é conectado.

Na topologia analisada neste trabalho [8], o filtro ativo é conectado em paralelo com o indutor do filtro passivo, conforme ilustra a Figura 1. A ideia é conjugar os benefícios de ambas as estruturas anteriores, de modo que a queda de tensão no capacitor reduza a tensão CC necessária no inversor, enquanto que o indutor do filtro passivo desvia a corrente harmônica de sua sintonia.

O desempenho do FAHP é fortemente dependente da estratégia de controle usada para produzir o comando do inversor, bem como das limitações associadas à frequência de comutação e do tipo de filtro de alta frequência utilizado para a conexão do inversor ao sistema.

Este trabalho aprofunda a análise em frequência do sistema, identificando os processos que explicitam como as correntes harmônicas se dividem entre as partes passiva e ativa do filtro híbrido; propõe a utilização de um controlador para a minimização da corrente na frequência fundamental que circula pelo inversor; indica o procedimento de determinação da indutância de saída do inversor de modo a obter uma sintonia passiva adicional e estabelece um critério para a definição da tensão CC necessária na alimentação do inversor.

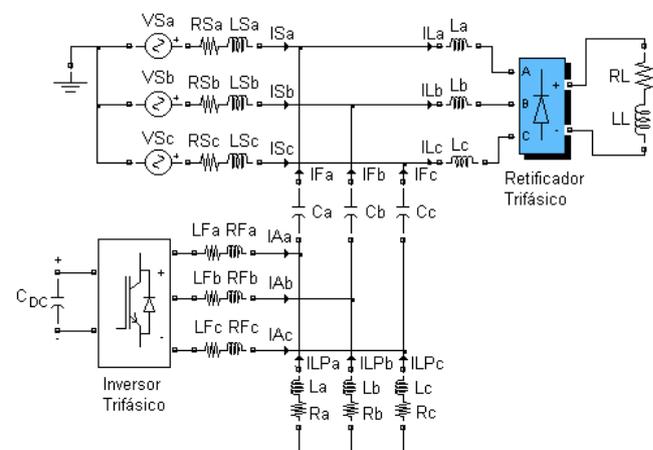


Fig. 1. Topologia do Filtro Ativo Híbrido de Potência, conectado em derivação com os indutores do filtro passivo.

Artigo submetido em 19/12/2011. Primeira revisão em 25/07/2012. Aceito para publicação em 17/08/2012 por recomendação do editor João Onofre Pereira Pinto.

A técnica de controle utilizada no filtro híbrido, denominada [9], converte as correntes instantâneas da rede para um sistema dq, resultando um algoritmo de controle sincronizado com a frequência fundamental da rede. Os sinais processados são usados para gerar o padrão PWM que controla o inversor do filtro ativo.

## II. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Para modelar preliminarmente o sistema, por simplicidade, considera-se um sistema equilibrado, com carga balanceada de forma a permitir a análise de um modelo monofásico equivalente, conforme mostrado na Figura 2.

Este modelo representa a simplificação do modelo trifásico alimentando uma carga não linear, no caso um retificador trifásico com saída em corrente. A forma de onda da corrente de linha é aproximadamente retangular e o retificador trifásico atua como uma carga equilibrada no sistema. Uma vez que a mesma é equilibrada no sistema trifásico, o modelo monofásico é utilizado por oferecer facilidade de equacionamento e análise do circuito. O resultado do equacionamento realizado para o modelo monofásico pode ser transportado para o modelo trifásico com pequenos ajustes de escalonamento.

Em relação à carga inicialmente considerada, supõe-se que o comportamento da mesma se aproxima de uma fonte de corrente harmônica, ou seja, as componentes harmônicas produzidas pela carga independem da tensão em seu ponto de acoplamento ( $V_1$ ). Cargas deste tipo são típicas de instalações industriais as quais, muitas vezes, já possuem filtros passivos para atenuação da propagação harmônica.

Para cargas não-lineares do tipo fonte de tensão [10] as análises apresentadas a seguir não são estritamente válidas, uma vez que a distorção da corrente é fortemente dependente da distorção no ponto de conexão. No entanto, cargas tipo fonte de corrente são predominantes em ambientes industriais, aos quais são dirigidos os estudos dos FAHP, por se tratarem de aplicações de maior potência. Quando as harmônicas na carga são bem conhecidas, é relativamente simples projetar um filtro passivo e, no presente caso, prever o comportamento do filtro híbrido.

Na saída do inversor (representado pela fonte de tensão controlada  $V_F$ ), tem-se o indutor  $L_F$  cuja função é minimizar a penetração na rede de componentes de alta frequência devidas à comutação do inversor. O filtro harmônico passivo é formado pelo capacitor  $C_P$  e pelo indutor  $L_P$ . A indutância  $L_S$  está associada à impedância equivalente do alimentador, suposta predominantemente reativa.

Em um caso de alimentação desequilibrada ou de cargas desbalanceadas, o sistema de controle, por usar a Transformação de Park, não será capaz de determinar corretamente a compensação. Tais situações podem ser tratadas desde que, previamente, seja feita a determinação das componentes de sequência positiva e negativa e que o controle seja aplicado a tais componentes. Dado que o foco de aplicação dos FAHP são sistemas industriais, a consideração de um sistema equilibrado e balanceado é consistente, pois situações que fujam dessas hipóteses devem ser corrigidas, antes mesmo que se cogite aplicar alguma estratégia de filtragem harmônica.

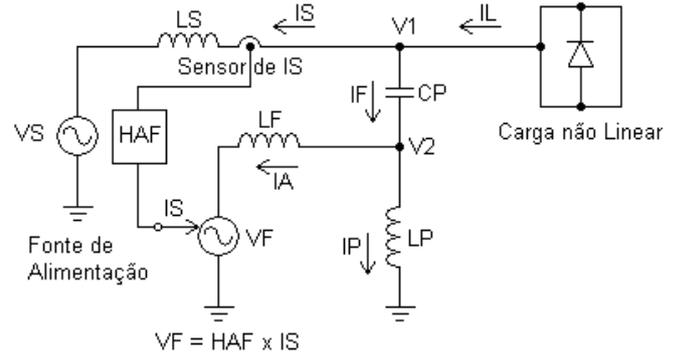


Fig. 2. Diagrama geral simplificado do sistema.

### A) Princípio de Controle do Filtro Ativo

O objetivo é minimizar a propagação das componentes harmônicas da corrente da carga para a rede. Para tanto, o inversor, em conjunto com o filtro passivo, deve desviar tais componentes, o que é feito por conta da adequada imposição de tensão por parte do inversor que realiza o filtro ativo.

A partir da medição da corrente da fonte,  $I_S$ , é produzido o sinal de referência a ser aplicado ao inversor.

O sinal de corrente pelo alimentador é aplicado a um filtro  $H_{AF}(s)$  o qual, dimensionalmente, se comporta como uma impedância, gerando uma referência de tensão para o inversor.

O funcionamento do filtro ativo resulta em um efeito análogo à inserção de uma resistência em série com a fonte de alimentação nas frequências em que se quer impedir a propagação das correntes harmônicas da carga [11]. Um alto valor de  $H_{AF}$  produz uma maior atenuação das correntes harmônicas.

$V_F$  é a tensão de saída produzida do inversor (considerando apenas as componentes de baixa frequência, ou seja, excluídas as componentes espectrais relacionadas à comutação). Tal tensão é estabelecida a partir do sinal da corrente da fonte (de acordo com a resposta em frequência do filtro de sinal  $H_{AF}$ ). Isto permite escrever uma expressão para a corrente  $I_S(h)$  como função da tensão da fonte  $f(V_S(h))$  e da corrente da carga  $f(I_L(h))$  [12].

Utilizando o diagrama da Figura 2, é possível determinar as relações mostradas a seguir, cujas tensões e correntes são grandezas fasoriais.

$$\begin{aligned}
 I_S &= I_L - I_F \\
 I_F &= I_A + I_P \\
 V_1 &= V_2 + I_F \cdot X_{CP} \\
 V_2 &= I_P \cdot X_{LP} \\
 V_2 &= V_F + I_A \cdot X_{LF} \\
 V_F &= H_{AF} \cdot I_S \\
 V_S &= V_1 - I_S \cdot Z_S
 \end{aligned} \tag{1}$$

Onde:  $X_{CP}$ ,  $X_{LP}$  e  $X_{LF}$  são as reatâncias, calculadas a cada frequência, respectivamente associadas à capacitância  $C_P$  e às indutâncias  $L_P$  e  $L_F$ .

Assumindo que as componentes harmônicas de tensão da fonte são desprezíveis  $V_S(h)=0$  para  $h>1$ , então a corrente harmônica na fonte depende da presença de harmônicos na tensão  $V_L$ , a qual, por sua vez, depende da corrente da carga  $I_L(h)$ .

A função de transferência inclui as características de ambos os filtros, ativo e passivo, que permite controlar a corrente harmônica através de um ajuste de  $H_{AF}$ .

$$I_S(h) = f(I_L(h)) + f(V_S(h)) \quad (2)$$

$$f(I_L(h)) = -I_L(h) \cdot \frac{Z_H}{Z_H + H_{AF} \cdot \frac{L_p}{L_p + L_F} + X_{LS}} \quad (3)$$

$$f(V_S(h)) = -V_S(h) \cdot \frac{1}{Z_H + H_{AF} \cdot \frac{L_p}{L_p + L_F} + X_{LS}} \Big|_{h>1} = 0 \quad (4)$$

Onde:  $Z_H = X_{CP} + X_{LF} // X_{LP}$ .

O algoritmo de controle é desenvolvido no sistema de referência síncrona dq. Os sinais de entrada ( $I_S$ ,  $I_A$ ,  $V_S$ ) no sistema dq são obtidos aplicando a Transformação de Park. O sistema é sincronizado com a frequência fundamental (60 Hz), o que faz com que a corrente fundamental apareça como um sinal contínuo. As componentes harmônicas continuam sendo sinais alternados, embora em frequências distintas das originais. Assim, para detectar os harmônicos é suficiente usar um filtro passa alta (HPF) [13].

Filtros ressonantes digitais são usados, um para cada par de harmônica  $k = 6n \pm 1$  [14]. No sistema dq sincronizado com a frequência da rede, a 5ª e a 7ª harmônicas são agrupadas na 6ª ordem e a 11ª e a 13ª na 12ª. Isto reduz o número de filtros a serem implementados no controlador de correntes harmônicas, de modo que para minimizar quatro componentes são necessários apenas dois filtros. A vantagem de se utilizar tais filtros é poder selecionar as harmônicas de interesse de síntese pela parte ativa do filtro híbrido. Outra vantagem é evitar que sejam excitados harmônicos indesejados associados a possíveis ressonâncias presentes no sistema onde o filtro híbrido atua. Por fim, o uso de apenas dois filtros no lugar de quatro, reduz o tempo de processamento do processador e melhora o seu tempo de resposta.

A equação do filtro ressonante é a de um integrador harmônico generalizado [8].

$$H_{AF}^{dq}(s) = \sum_{k=6,12} \frac{2K_k s}{s^2 + \omega_k^2} \quad (5)$$

Onde:  $K_k$  e  $\omega_k$  são constantes que representam o ganho e a frequência angular do filtro ressonante, respectivamente.

A resposta em frequência de  $H_{AF}$ , mostrada na Figura 3, considerando todos os filtros ressonantes digitais, indica um ganho de (60 dB) para cada harmônica selecionada.

A resposta em frequência do filtro híbrido, considerando os filtros ressonantes, é mostrada na Figura 4 onde o gráfico indica (em dB) a relação entre as correntes  $I_S$  e  $I_L$ . Os picos

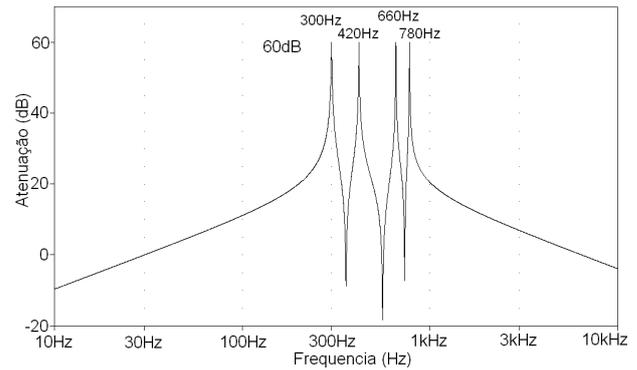


Fig. 3. Resposta em frequência da atuação de todos os filtros ressonantes.

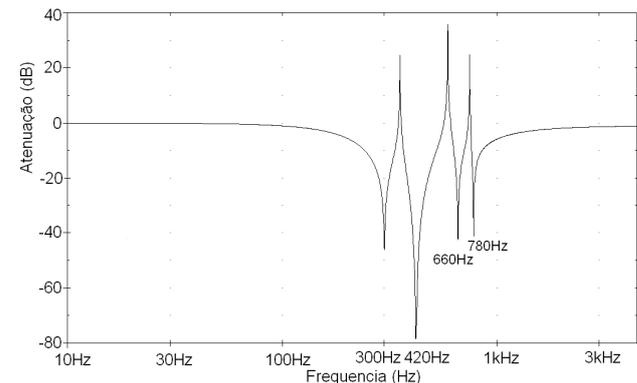


Fig. 4. Resposta em frequência do filtro híbrido com o controle.

de atenuação devem-se aos filtros ressonantes.

Note-se que há uma acentuada atenuação na 7ª harmônica. Nessa frequência, além da atuação do filtro ressonante ocorre uma combinação dos indutores  $L_F$  e  $L_P$  que, junto com o capacitor  $C_P$ , realizam uma sintonia em aproximadamente 420 Hz. Esta sintonia acontece devido os indutores  $L_F$  e  $L_P$  terem sido projetados com a mesma indutância.

De uma forma geral, pode-se determinar uma segunda sintonia passiva, fazendo uso de apenas um capacitor. Tal fato amplia a capacidade de filtragem e não fora previamente discutido na literatura. Esta possibilidade deriva da capacidade do filtro ativo impor diferentes tensões em cada frequência harmônica, como será discutido na sequência. Supondo que a tensão produzida pelo filtro ativo seja nula em alguma harmônica, nessa frequência ocorre uma associação em paralelo dos indutores do filtro passivo e o de saída do filtro ativo.

O filtro ativo não deve absorver a componente harmônica de sintonia do filtro passivo. Se a estratégia de controle permitir um caminho para tal harmônico para o filtro ativo, a sintonia do filtro passivo será alterada por causa da indutância de saída do inversor  $L_F$ , que se associará em paralelo com  $L_P$ . Ou seja, na frequência de ressonância do filtro passivo, o filtro ativo deve operar como um circuito aberto. Nas demais harmônicas, acima da 7ª, o filtro ativo é o maior responsável pela compensação das correntes harmônicas.

Tais situações são ilustradas na Figura 5. Seja  $\omega_p$  a frequência de sintonia do filtro passivo e  $\omega_r$  a frequência de sintonia secundária, devido à associação entre  $L_P$  e  $L_F$ .

Dado que a capacitância é a mesma, a relação entre estas frequências é dada por:

$$\frac{\omega_p}{\omega_r} = \sqrt{\frac{L_F}{L_P + L_F}} \quad (6)$$

Sendo  $k$  a ordem harmônica de  $\omega_p$  e  $(k+n)$  a ordem harmônica de  $\omega_r$ , para  $k$  e  $n$  inteiros, pode-se calcular o valor de  $L_F$  para a sintonia adicional desejada:

$$L_F = L_P \frac{k^2}{n(2k+n)} \quad (7)$$

No presente estudo o filtro passivo foi sintonizado na 5ª harmônica e a combinação passiva resultante da associação dos dois indutores, juntamente com o capacitor do filtro passivo, na 7ª harmônica, que resulta em valores de indutâncias praticamente iguais entre os indutores  $L_F$  e  $L_P$ .

Outro aspecto a ser levado em consideração sobre o controle da parte ativa do filtro híbrido é que, a fim de resultar a correta fase da harmônica de corrente a ser filtrada, a fase da tensão de referência usada para comandar o inversor deve ser ajustada. Essencialmente, como o acoplamento do filtro híbrido com o sistema é feito através do capacitor  $C_P$ , a referência de tensão deve ser a derivada da corrente observada no alimentador. Isto resulta um sinal de referência de tensão para o inversor que deve ser deslocado de 90° do sinal da corrente, de modo que a corrente resultante no filtro ativo se torna em fase com a corrente da carga. Algebricamente, esse deslocamento se mostra no numerador do controlador ressonante pelo fato de possuir o termo “s” que resulta em uma derivada.

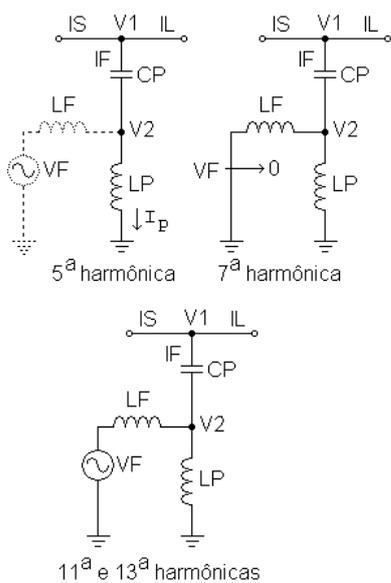


Fig. 5. Diagrama simplificado do filtro híbrido para compensação das harmônicas.

O diagrama de blocos do esquema de controle do filtro híbrido é mostrado na Figura 6.

Os sinais de tensão  $V_{Sa}$ ,  $V_{Sb}$  e  $V_{Sc}$ , são usados para gera-

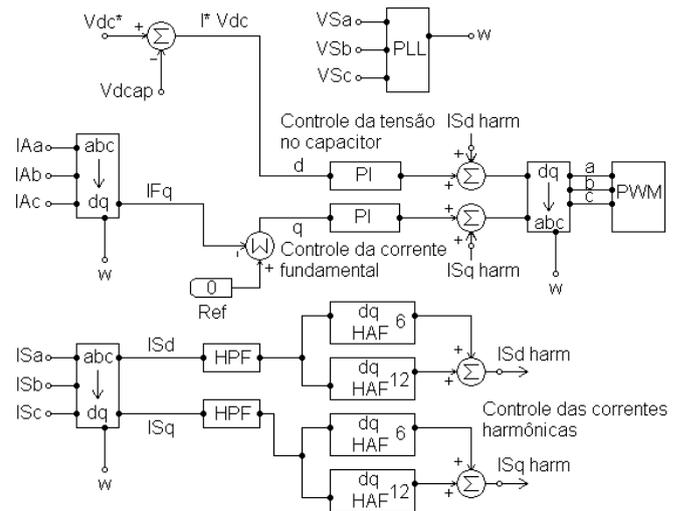


Fig. 6. Diagrama de Controle.

ção do ângulo de sincronismo através de um PLL para as transformações abc dq e dq abc.

Os sinais das correntes nas fontes,  $I_{Sa}$ ,  $I_{Sb}$  e  $I_{Sc}$  são convertidos para o sistema dq e passam por um filtro passa alta que elimina o sinal contínuo, resultando um sinal que contém apenas as componentes harmônicas. Filtros ressonantes, sintonizados na 6ª e na 12ª harmônicas são usados para selecionar as harmônicas de interesse, 5ª, 7ª, 11ª e 12ª.

Para a regulação da tensão do barramento CC do inversor, o filtro ativo tem que absorver uma corrente na frequência fundamental que seja adequada para manter a tensão no capacitor do inversor estável, de acordo com a referência. Para tal se faz uso de um controlador proporcional integral (PI), cujo sinal resultante é somado ao eixo d das correntes harmônicas de referência.

Uma malha interna de corrente muda o comportamento do filtro ativo de fonte de tensão controlada para fonte de corrente controlada somente na frequência fundamental [12]. Com isso, é possível minimizar a corrente fundamental na parte ativa do filtro híbrido apenas para a parcela de reposição das perdas do inversor. Esta malha reduz a amplitude da corrente fundamental no inversor desviando a mesma para o indutor do filtro passivo e reduzindo os reativos no inversor.

Os sinais de corrente do inversor,  $I_{Aa}$ ,  $I_{Ab}$ ,  $I_{Ac}$ , são convertidos para o sistema dq onde o sinal da corrente no eixo q representa a corrente reativa do inversor. Este sinal passa pela referência zero e um controlador PI é usado para controlar a corrente de reativos no inversor. O sinal após o controlador PI é somado ao eixo q das correntes harmônicas.

O controle da corrente fundamental no inversor pode ser suprimido. Neste caso, a corrente fundamental se divide entre a parte passiva e a parte ativa do filtro híbrido. O uso do controle reduz a corrente fundamental no inversor, o que é bom mas, por outro lado, aumenta a corrente nos indutores do filtro passivo.

A corrente total que passa pelos capacitores não muda, tem sempre o mesmo valor, independente do uso ou não do controle da corrente fundamental. Quando este controle não for usado, o sinal de saída do controlador PI que mantém a tensão do barramento CC deve ser somado ao eixo q das

correntes harmônicas e não ao eixo d como está ilustrado. Isto se deve devido à inversão de 90 graus nos eixos d e q provocada pelo capacitor do filtro passivo.

A referência de tensão total é obtida da superposição de comandos produzidos por todos os controladores de corrente [15, 16].

Um aspecto interessante com o uso dos filtros seletivos sintonizados é que se garante que o FHAP sempre atuará nas harmônicas desejadas, mesmo que ocorram desvios nos parâmetros dos componentes do filtro passivo, causados, por exemplo, pelo envelhecimento, ou mesmo por desvios de valores associados aos processos de fabricação. Isso ocorre por conta do ajuste da tensão sintetizada,  $V_F$ , que permite controlar, em cada componente harmônica, a corrente que flui pelo filtro ativo, resultando na adequada sintonia do conjunto de elementos de filtragem.

#### IV. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO ATIVO

A tensão no barramento CC do inversor deve ser maior que o valor de pico da tensão sobre o indutor do filtro passivo. Isso é necessário para, em qualquer situação, permitir ao filtro ativo impor a necessária corrente de compensação através de  $L_F$ .

A tensão a ser sintetizada pelo inversor,  $V_F$ , depende da tensão V2 (Figura 2), no terminal do indutor do filtro passivo  $L_P$ , o que significa que varia de acordo com a corrente filtrada. Além disso, como o ramo passivo trabalha na ressonância, a tensão V2 pode ser maior que a própria tensão fundamental do barramento, dado que haverá uma componente de tensão de igual magnitude, mas com fase oposta, sobre o capacitor. Conclui-se que é necessário o conhecimento da corrente a ser filtrada e a escolha do valor de indutância do filtro passivo para a efetiva redução na tensão do inversor.

##### A) Estimativa da tensão de operação do inversor

Analisa-se aqui a tensão que deve ser sintetizada pelo inversor e, a partir desse valor, determina-se a tensão CC necessária. Mantém-se, para tanto, a hipótese de que a carga tem um comportamento de fonte de corrente harmônica e que tais componentes circularão pelo FHAP [17].

Desconsiderando as componentes de alta frequência devidas à modulação por largura de pulso, a tensão de saída no inversor,  $V_F$ , para o pior caso, no qual todas as componentes espectrais da corrente da carga apresentem valor máximo na mesma posição angular, é a soma das tensões harmônicas individuais. Cada componente harmônica da tensão é estimada por:

$$V_{F(h)} = X_{F(h)} \cdot I_{L(h)} \quad (8)$$

Onde:  $I_{L(h)}$  representa a amplitude de cada harmônicas de corrente da carga e  $X_{F(h)}$ , é um fator de multiplicação para cada harmônica, com dimensão de ohms. A determinação desse fator de multiplicação, apresentada a seguir, foi desenvolvida para o cálculo das amplitudes das tensões harmônicas de ordem 5, 7, 11, e 13 e considera  $L_P = L_F$ .

$$X_{F(h)} = H_{AF(h)} * \sqrt{\frac{(n_4 - n_2 \cdot \omega_h^2)^2 + (n_3 \cdot \omega_h - n_1 \cdot \omega_h^3)^2}{(d_7 - \omega_h^2 \cdot (d_2 + H_{AF(h)} \cdot d_3))^2 + (\omega_h \cdot (d_{46} + H_{AF(h)} \cdot d_5) - d_1 \cdot \omega_h^3)^2}} \quad (9)$$

No pior caso, a soma das tensões harmônicas de  $V_{F(h)}$  resulta a tensão total. Considerando que a componente fundamental da corrente pelo inversor é muito pequena, nessa frequência a tensão  $V_{F1}$  é a igual a  $V_{L1}$  que, por sua vez, está associada à produção de energia reativa pelo filtro passivo.

$$V_F = V_{F5} + V_{F7} + V_{F11} + V_{F13} + V_{F1} \quad (10)$$

As constantes “n” e “d” dependem dos parâmetros do circuito e são dadas em (11), considerando  $L = L_P = L_F$  e  $R = R_P = R_F$ .

$$\begin{aligned} n_1 &= L^2 \cdot C_p \\ n_2 &= 2 \cdot L \cdot R \cdot C_p \\ n_3 &= 2 \cdot L + R^2 \cdot C_p \\ n_4 &= 2 \cdot R \\ d_1 &= L^2 \cdot C_p + 2 \cdot L \cdot L_s \cdot C_p \\ d_2 &= 2 \cdot C_p \cdot (L \cdot R + L_s \cdot R + L \cdot R_s) \\ d_3 &= L \cdot C_p \\ d_4 &= (R^2 + 2 \cdot R \cdot R_s) \cdot C_p \\ d_5 &= R \cdot C_p \\ d_6 &= 2 \cdot L \\ d_{46} &= d_4 + d_6 \\ d_7 &= 2 \cdot R \end{aligned} \quad (11)$$

Assim, para um valor máximo de corrente harmônica a ser drenada pelo filtro passivo, uma efetiva redução da tensão no indutor é obtida somente para um reduzido valor de indutância. No entanto, a redução no valor de  $L_P$  implica no aumento do valor de capacitância a fim de manter a sintonia do filtro passivo. Deste modo, como na frequência fundamental o filtro passivo apresenta comportamento capacitivo, aumenta-se a injeção de potência reativa na rede, o que pode deteriorar o fator de potência resultante.

Sabendo-se a amplitude das correntes harmônicas, é possível determinar a amplitude do valor de cada harmônica que deve estar presente na tensão de saída do inversor,  $V_F$ , e, em consequência, qual o valor da tensão necessária no barramento CC do inversor.

Considerando-se os parâmetros do circuito apresentados em V, calcula-se as constantes “n” e “d” da expressão (11) e, substituindo-se os valores encontrados na expressão (9) determinam-se os seguintes valores de fator de multiplicação:  $X_{F(5)} = 5,3319$ ;  $X_{F(7)} = 0,1962$ ;  $X_{F(11)} = 6,7872$ ; e  $X_{F(13)} = 9,6392$ . Multiplicando-se os valores de cada fator de pelos valores das correntes harmônicas mostrados na Tabela I para o caso sem filtros, encontram-se os valores de tensão para cada harmônica. Cabe lembrar que o modelo de equacionamento foi desenvolvido para o caso monofásico. Desta forma, é necessário multiplicar cada valor de tensão encon-

trado por raiz de três, que corresponde à relação entre tensão de fase e tensão de linha para o modelo trifásico.

Os valores de tensão resultam em  $V_{F(5)} = 7,388$  V;  $V_{F(7)} = 0,126$  V;  $V_{F(11)} = 3,526$  V e  $V_{F(13)} = 3,339$  V. A tensão  $V_{F(1)}$  é calculada da seguinte forma: determina-se o valor da corrente  $I_l$  que passa pelo filtro dividindo-se o valor da tensão no PAC pela impedância resultante da associação em paralelo dos dois indutores,  $L_F$  e  $L_P$ , em série com  $C_P$ . O valor encontrado é de  $I_l = 4,885$  A. Multiplicando-se pela reatância de  $L_P$  e por raiz de três, determina-se o valor da tensão  $V_{F(1)}$  que, neste caso, será de 8,932 V. Somando-se todos os valores de tensão encontrados, de acordo com a expressão (10) chega-se a  $V_F = 23,31$  V.

Teoricamente, a mínima tensão CC do inversor trifásico corresponde a raiz de três vezes o valor de  $V_F$  calculado. Na verdade, para que seja possível ao inversor impor corrente em sua saída, é preciso que a tensão CC seja maior do que tal valor. Tal margem de tensão permite que se tenha uma maior derivada na corrente do inversor e, portanto, maior condição de compensar correntes harmônicas de ordem mais elevada, que demandam maior di/dt. Assim, a tensão CC foi estipulada em 50 V, que corresponde aproximadamente ao dobro da tensão  $V_F$  calculada, lembrando que a máxima tensão de fase na saída do inversor corresponde à metade da tensão do link CC multiplicada pelo índice de modulação.

Como a tensão sobre o indutor do filtro passivo ( $V_2$ , na Figura 2) é dominada pela harmônica de sintonia do filtro e como, conforme descrito, não deve haver fluxo desta harmônica pelo filtro ativo, a tensão  $V_F$  deve igualar tal componente. Além disso, as demais componentes espectrais previstas pela estrutura de controle também deverão ser sintetizadas pelo filtro ativo, contribuindo para um aumento no valor de  $V_F$  e, portanto, na tensão CC.

A Figura 7 ilustra a relação da potência aparente do filtro passivo (na frequência fundamental) variando-se a indutância do filtro passivo,  $L_P$ . Note-se que a componente fundamental observada no ponto de conexão ( $V_{LP1}$ ) não sofre alteração com a mudança no valor da indutância.

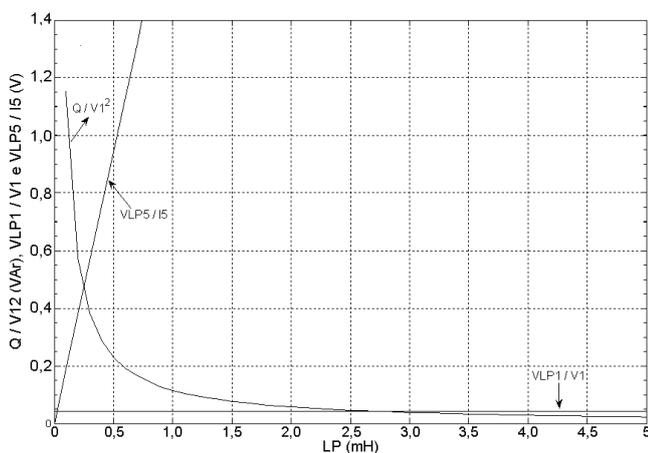


Fig. 7. Potência reativa no filtro passivo, reatância do indutor do filtro passivo e componente fundamental da tensão no ponto de acoplamento do filtro ativo, para diferentes valores de  $L_P$ .

A sintonia do filtro passivo mantém-se na 5ª harmônica. A tensão fundamental em  $L_P$  se mantém constante enquanto a

tensão de 5ª harmônica depende da amplitude da corrente de 5ª harmônica na carga. A potência reativa está normalizada em relação à tensão  $V_1$ , que corresponde à tensão fundamental no ponto de acoplamento ( $V_l$ ). Para baixos valores de  $L_P$ , a potência reativa é alta (que significa um alto valor de  $C_P$ ) e a tensão de 5ª harmônica no indutor é baixa. A tensão  $V_l$  está sendo considerada como sendo de 1 p.u., assim como a componente de quinta harmônica da carga,  $I_5$ , que é suposta absorvida totalmente pelo filtro passivo.

Considerando (1) e conhecendo-se  $I_5$  e  $H_{AF}$ , é possível determinar a resposta em frequência de  $V_F$ , mostrado na Figura 8, juntamente com a resposta da tensão no ponto de acoplamento ( $V_2$ ).

Pode-se observar que a tensão produzida pelo filtro apresenta ganho positivo na 5ª, 11ª e 13ª harmônicas.

Já na 7ª harmônica o ganho é negativo, o que significa que a tensão nesta harmônica é muito reduzida no filtro ativo, caracterizando, como já mencionado, a colocação das indutâncias  $L_P$  e  $L_F$  em paralelo. Além disso, na 5ª harmônica, as tensões do filtro e no ponto de acoplamento são iguais em módulo e em fase (não mostrada na figura), o que indica que não há corrente nesta harmônica pelo filtro ativo.

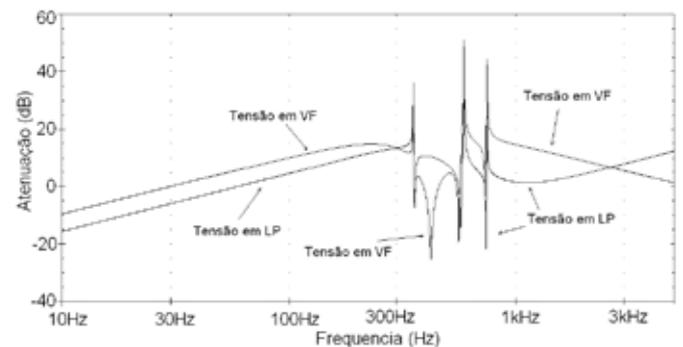


Fig. 8. Resposta em frequência das tensões  $V_F$  e  $V_2$  (tensão em  $L_P$ ).

## V. RESULTADOS

Inicialmente considera-se um sistema trifásico, com carga não-linear, a fim de avaliar o conteúdo inicial de harmônicas. A carga é composta por um retificador trifásico a diodos com filtro indutivo no lado CC e um reator de alisamento na entrada em cada fase. Um filtro passivo sintonizado na 5ª harmônica é colocado em paralelo a carga.

Os parâmetros do circuito simulado e ensaiado são:

Fonte:  $V_s = 127$  V (rms),  $L_s = 0,53$  mH

Indutância do alisamento:  $L_{AC} = 1$  mH

Carga:  $L_{DC} = 1,5$  mH,  $R_L = 63,22$   $\Omega$

Filtro Passivo:  $C_p = 100$   $\mu$ F,  $L_p = 2,8$  mH

Indutor do filtro ativo:  $L_F = 2,8$  mH

Tensão no barramento CC do inversor: 50 V

Frequência de comutação do inversor: 12 kHz

O controle do sistema foi realizado através de um DSP modelo TMS320F2812.

A Tabela I mostra a redução das correntes harmônicas na fonte. Os valores indicados são de resultados experimentais.

Com filtro passivo, o efeito é mais significativo nas harmônicas de baixa ordem, ficando as demais com menor atenuação.

nuação. O fator de qualidade do filtro passivo limita a atenuação da harmônica de sintonia do filtro. A inclusão do filtro ativo, configurando a estrutura híbrida, aumenta a atenuação em todas as componentes nas quais se têm os filtros ressonantes digitais sintonizados.

**TABELA I**  
**Correntes Harmônicas e THD<sub>i</sub> na Fonte**

Harmônicas	5ª (A)	7ª (A)	11ª (A)	13ª (A)	THD <sub>i</sub> (%)
Sem filtro	0,799	0,373	0,298	0,188	27,22
Com Filtro Passivo	0,417	0,140	0,210	0,124	8,58
Com Filtro Híbrido	0,155	0,074	0,018	0,080	3,59

A Figura 9 mostra um resultado de simulação da tensão no ponto de acoplamento do filtro ativo e o seu respectivo espectro harmônico. Note-se a dominância, como esperado, da quinta harmônica, embora o valor de pico da tensão (que, em última instância determina a tensão CC necessária ao inversor) se aproxime da soma de todas as componentes espectrais, devido a uma particular combinação de fases.

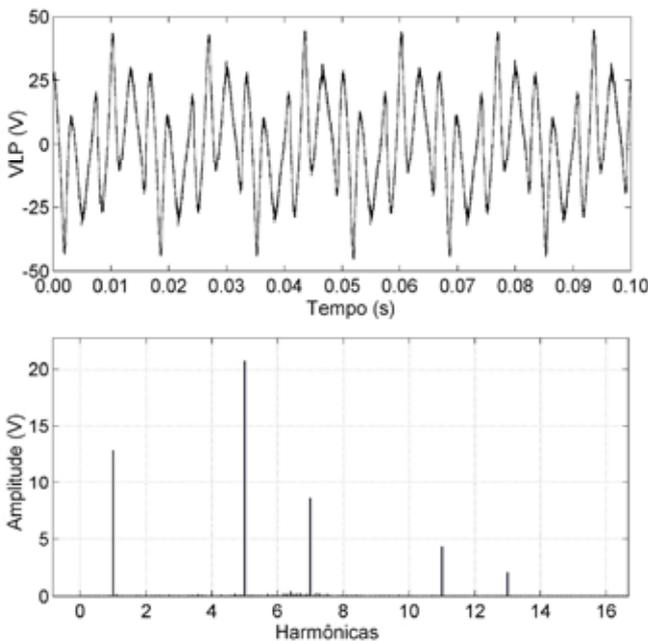


Fig. 9. Forma de onda da tensão sobre o indutor  $L_p$  e respectivo espectro harmônico.

A Figura 10 mostra o resultado de atuação do sistema com o filtro híbrido, onde se nota a capacidade de compensação das componentes harmônicas da carga, que se reduzem drasticamente na rede.

Uma observação importante nestes resultados, facilmente visualizável na Figura 10, é que a corrente da fonte se apresenta adiantada em relação à corrente da carga. Isso ocorre porque a carga ensaiada apresenta um fator de deslocamento da corrente em relação à tensão praticamente unitário, ou seja, não demanda reativos na frequência fundamental. No entanto, o filtro passivo sempre terá um comportamento capacitivo na frequência fundamental. Assim, o uso de um filtro passivo e, por conseguinte, de um filtro híbrido será conveniente quando a carga apresentar demanda de reativos para a sua operação. Caso contrário, a despeito da redu-

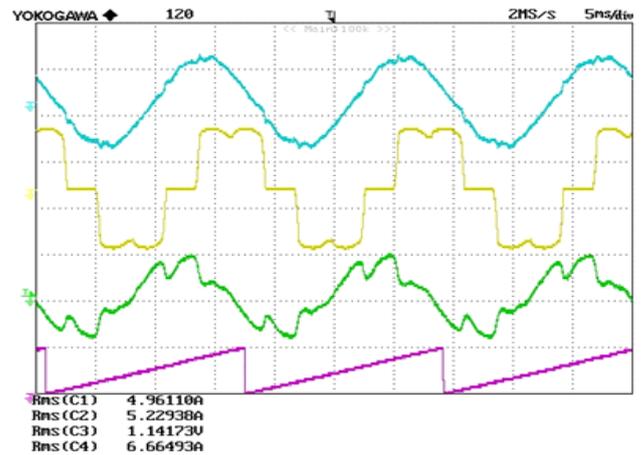


Fig. 10. Correntes  $I_s$ ,  $I_L$ ,  $I_F$ .

ção na distorção harmônica, pode não haver melhoria no fator de potência para o alimentador em virtude do aumento da circulação de reativos no alimentador.

A Figura 11 ilustra a distribuição das correntes pelas partes passiva e ativa do filtro, comprovando a reduzida fração da corrente processada eletronicamente. Indica também o sinal do PLL que garante o sincronismo do controle.

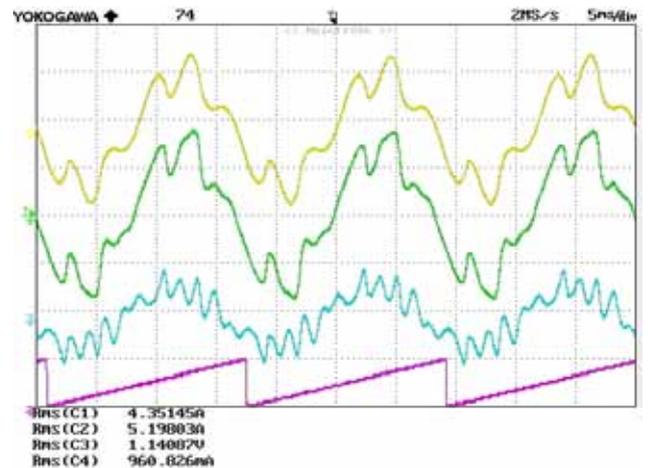


Fig. 11. Correntes no filtro híbrido (total), no filtro passivo e no filtro ativo,  $I_F$ ,  $I_P$ ,  $I_A$ , e sinal de sincronismo.

Para efeito comparativo, considere-se a potência aparente total (por fase) processada pelo filtro híbrido como sendo 630 VA (127 V x 4,96 A). Definindo a potência aparente do filtro ativo como o produto da tensão presente no barramento CC pela corrente que passa por  $L_F$ , obtém-se 48 VA (50 V x 0,96 A), ou seja, menos que 10% do valor total processado pelo FAHP.

São mostrados a seguir os resultados obtidos com o filtro híbrido para o caso de uma carga não linear associada a um motor de indução trifásico, ou seja, uma carga que, em seu conjunto, apresenta demanda de potência reativa.

A Figura 12 ilustra as correntes na fonte, na carga e no filtro híbrido. A corrente na fonte apresenta uma forma de onda filtrada e com TDH de 5,29 %. O fator de potência é muito próximo da unidade.

A corrente e a tensão para uma fase são mostradas na Figura 13 onde se pode observar que estão em fase, o que significa que a potência reativa do filtro passivo está adequadamente dimensionada para esta aplicação.

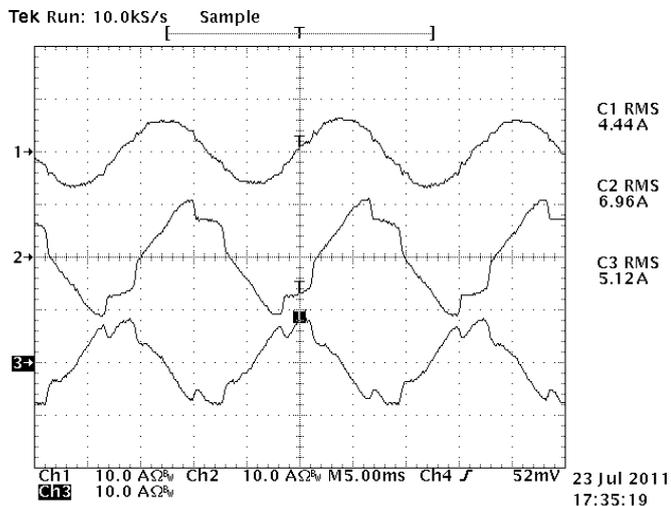


Fig. 12. Correntes na fonte (1), carga (2) e filtro híbrido (3) para o caso de carga não linear e motor CA.

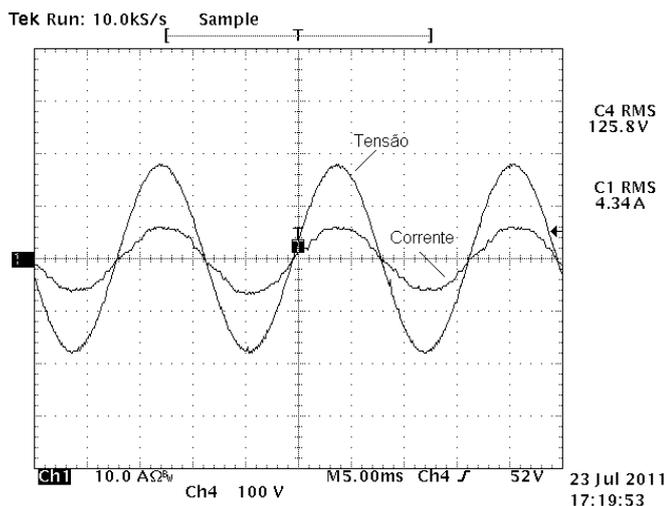


Fig. 13. Tensão (C4), e corrente na fonte (C1) para uma fase, com o filtro híbrido, carga não linear e motor CA.

## VI. CONCLUSÕES

Filtros ativos híbridos de potência são uma alternativa de atenuação e minimização de correntes harmônicas pela rede, apresentando como principal característica a redução da potência processada eletronicamente.

A topologia analisada neste artigo permite a redução tanto da tensão quanto da corrente do inversor que realiza o filtro ativo, o qual é conectado a um filtro passivo sintonizado no ponto entre o capacitor e o indutor.

O desempenho verificado é plenamente satisfatório, do ponto de vista harmônico. No entanto, dado o comportamento de fornecimento de potência reativa na frequência fundamental pela parte passiva do filtro, o emprego da estrutura é restrito a cargas que demandem potência reativa.

O adequado dimensionamento do inversor do FAHP de-

pende do conhecimento das componentes harmônicas da corrente da carga (ou conjunto de cargas) que se queira compensar. Por essa razão, quando a carga apresenta um comportamento de fonte de corrente harmônica, típico de cargas industriais, torna-se possível encontrar o valor adequado para o filtro passivo (indutância e capacitância do circuito ressonante) e, com isso, conhecer a tensão a ser sintetizada pelo filtro ativo, o que leva à determinação da tensão necessária no barramento CC.

Foram apresentados novos aspectos relacionados ao comportamento do sistema de comando do inversor, a partir de medição das correntes harmônicas pelo alimentador, as quais devem ser minimizadas. A possibilidade de agregar uma segunda frequência de ressonância ao setor passivo do filtro foi identificada e quantificada.

A presença de filtros ressonantes digitais no controle do filtro ativo permite a minimização das demais harmônicas, bem como o ajuste das frequências de ressonância mesmo em caso de desvios nos parâmetros do filtro passivo.

A redução na potência processada eletronicamente torna essa topologia especialmente de interesse em aplicações de média tensão industrial.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à FAPESP, CAPES, CNPq e FAEPEX/UNICAMP pelo apoio a esta pesquisa. Agradecemos também à Texas Instruments pela doação do DSP.

## REFERÊNCIAS

- [1] H. Fujita, H. Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1020-1025, 1990
- [2] N. Balbo, D. Sella, R. Penzo, G. Bisiach, D. Cappellieri, L. Malesani, A. Zuccato, "Hybrid active filter for parallel harmonic compensation", *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, vol. 8, pp. 133-138, 1993.
- [3] S. Bhattacharya, D. M. Divan, "Synchronous reference frame based controller implementation for a hybrid series active filter system", *Industry Applications Conference, IAS'95*, vol. 3, pp. 2531-2540, 1995.
- [4] S. Bhattacharya, D. M. Divan, "Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 3, pp. 732-747, 1997.
- [5] M. Rastogi, N. Mohan, A. A. Edris, "Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 4, pp. 1994-2000, 1995.
- [6] T. Krzeszowiak, B. Kedra, L.W. Wiechowski, L. Asiminoaei, "Comparison of active and hybrid power filters for mitigation of harmonic currents", *Proceedings of Modern Electric Power Systems*, 2006.

- [7] M.-C. Wong, C.-S. Lam, N.-Y. Dai, "Comparison of structure topologies for hybrid filters", *43rd International Universities Power Engineering Conference, UPEC*, pp. 1-5, 2008.
- [8] L. Asiminoaei, W. Wiechowski, F. Blaabjerg, T. Krzeszowiak, B. Kedra, "A new control structure for hybrid power filter to reduce the inverter power rating", *32nd Annual IEEE Conference on Industrial Electronics, IECON 2006*, pp. 2712-2717, 2006
- [9] S. Srianthumrong, H. Akagi, "A medium-voltage transformless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no 3, pp. 874-882, 2003.
- [10] J. A. Pomilio, S. M. Deckmann, "Characterization and compensation of harmonics and reactive power of residential and commercial loads", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 2, pp. 1049-1055, 2007.
- [11] S. Park, J.-H. Sung, K. Nam, "A new parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size", *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol.1, pp. 400-405, 1999.
- [12] L. Asiminoaei, C. Lascu, F. Blaabjerg, I. Boldea, "New current control structure for shunt active power filters", *41st IAS Annual Meeting os IEEE Industry Applications Soc.*, vol. 1, pp. 183-190, 2006.
- [13] S. Bhattacharya, T. M. Frank, D. M. Divan, B. Banerjee, "Active filter system implementation", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 4, no 5, pp. 47-63, 1998.
- [14] M. J. Newman, D. N. Zmood, D. G. Holmes, "Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 6, pp. 1591 – 1599, 2002.
- [15] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, F. Blaabjerg, "High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1826-1835, 2006.
- [16] N. da Silva, J. A. Pomilio, E. A. Vendrusculo, "Estratégia de Controle e Análise do Filtro Híbrido Utilizando um Inversor de Potência Reduzida", *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, Bonito-MS, pp. 867-872, 12 a 16 de setembro de 2010.
- [17] N. da Silva, J. A. Pomilio, E. A. Vendrusculo, "Analysis of Control Strategy and Dimensioning of Hybrid Active Power Filter with Reduced Inverter Power Rating", *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Pisa, Italy, June, 2010

#### DADOS BIOGRAFICOS

**Newton da Silva** é doutor em Engenharia Elétrica (2011) pela UNICAMP, mestre em Engenharia Elétrica (1994) pela Universidade Federal de Santa Catarina e engenheiro eletrícista (1991) pela Universidade Federal de Santa Maria. É professor da Universidade Estadual de Londrina desde 2003.

**José Antenor Pomilio** é engenheiro eletrícista, mestre e doutor em Eng. Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas. De 1988 a 1991 foi chefe do grupo de eletrônica de potência do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron. Realizou estágios de pós-doutoramento junto à Universidade de Pádua e à Terceira Universidade de Roma, ambas na Itália. Foi presidente e membro da diretoria em diversas gestões da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência – SOBRAEP, foi membro do comitê administrativo da IEEE Power Electronics Society durante quatro anos. É editor associado da *Transactions on Power Electronics* (IEEE) e de Controle e Automação (SBA). É professor da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp desde 1984.

**Edson Adriano Vendrusculo** é doutor em Engenharia Elétrica (2001) pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), tendo obtido o título de mestre em Engenharia Elétrica (1996) pela mesma instituição e o de engenheiro eletrícista (1993) pela Universidade Estadual de Santa Catarina (UDESC). Atualmente é Pesquisador Colaborador do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE/DSCE/FEEC/UNICAMP). Suas áreas de interesse são controle digital de conversores de potência, eficiência energética e acionamento de máquinas elétricas.