

FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARA COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS DE TENSÃO EM SISTEMAS DE DISTRIBUIÇÃO TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS

Robinson Figueiredo de Camargo*, Hilton Abílio Gründling** e Humberto Pinheiro**

*Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul - Grupo de Automação Industrial e Controle

**Universidade Federal de Santa Maria - Grupo de Eletrônica de Potência e Controle

*CEP 98700-000, Ijuí – RS – Brasil, **CEP 97105-900, Santa Maria – RS – Brasil

e-mail: robinson.camargo@unijui.edu.br ghilton@ctlab.ufsm.br humberto@ctlab.ufsm.br

Resumo – Este artigo propõe um filtro ativo de potência paralelo para redução de distorções harmônicas de tensão a níveis abaixo dos recomendados pela *IEEE Std. 519-1992*, causadas por ressonâncias entre capacitâncias e indutâncias presentes em sistemas de distribuição a quatro fios em baixa tensão. Além disso, este é capaz de diminuir a corrente de neutro causada pela presença de cargas não-lineares no sistema. É apresentada uma análise detalhada do modelo discreto e normalizado FAPP visando sua implementação em DSPs. Ainda, são propostos a extensão do método de detecção de tensão e do controlador de corrente de tempo mínimo aplicado a sistemas a quatro fios. Finalmente, são apresentados resultados experimentais, a fim de avaliar o desempenho em termos da compensação de harmônicos de tensão no PCC e da corrente de neutro, do FAPP, o qual tem capacidade de operar em 20 kVA.

Palavras-Chave - Filtro ativo de potência paralelo, distorções harmônicas de tensão, ressonâncias.

THREE-PHASE FOUR-WIRE SHUNT ACTIVE FILTER TO REDUCE VOLTAGE AND CURRENT DISTORTIONS IN THREE-PHASE FOUR-WIRE DISTRIBUTION SYSTEMS

Abstract – This paper presents a shunt active power filter (SAF) for reducing harmonic distortions in voltage at levels below those recommended by *IEEE Std. 519-1992*, caused by resonances between capacitances and inductances present in four-wire, low-voltage distribution systems. It is also able to reduce the neutral current caused by non-linear loads present in the system. A detailed analysis is presented of the discrete and normalized SAF model for implementation in fixed-point DSPs. It concludes by showing results of experiments to evaluate performance in terms of compensating for voltage harmonics in the PCC and neutral current of the SAF, which is able to operate at 20 kVA.

Keywords - shunt active power filter, harmonic distortions in voltage, resonances.

Artigo submetido em 29 de maio de 2006. Primeira revisão em 2 de agosto de 2006. Segunda revisão em 9 de outubro de 2006. Aceito por recomendação do Editor Richard M. Stephan.

I. INTRODUÇÃO

As distorções de tensão e corrente de neutro em sistemas de distribuição em baixa tensão têm aumentado significativamente nas últimas décadas. O aumento da distorção de tensão pode causar danos, mau funcionamento, aquecimento, falhas e diminuição da vida útil de cargas susceptíveis a estas distorções. Já o aumento da corrente de neutro pode causar o sobreaquecimento de condutores e de transformadores ligados a este sistema [1].

Os principais fatores que contribuem para estes aumentos são: (i) Ressonâncias causadas pela interação entre capacitância e indutâncias associadas à linha e transformadores da rede [2]; (ii) Correntes drenadas por cargas não lineares, tais como retificadores monofásicos e trifásicos não controlados ou comutados pela rede [3].

Devido a problemas causados pelas distorções harmônicas, normas foram elaboradas, a fim de limitar as máximas taxas de distorções harmônicas de corrente e tensão no ponto de conexão comum (PCC). Dentre elas destaca-se a nova resolução da ONS sobre Padrões de Desempenho da Rede Básica Sub-módulo 2.2 e a *IEEE Std. 519-1992*, a qual define tais limites e, além disso, esta última estabelece os procedimentos a serem seguidos caso estes limites sejam excedidos. Um dos procedimentos recomendados é a instalação de filtros para o controle de distorções harmônicas por parte das concessionárias. Com o intuito de atender este procedimento, a utilização de filtros passivos apresentou-se como uma solução para os problemas de distorções harmônicas [4, 5], principalmente devido a sua simplicidade e bom desempenho na compensação individual de harmônicos. Contudo, caso haja a necessidade de compensação de um maior número de harmônicos, estes podem promover o aparecimento de ressonâncias em outras frequências podendo causar operação indesejada em equipamentos de proteção e determinadas cargas [6].

Ao longo das três últimas décadas, o desenvolvimento da tecnologia de filtros ativos de potência, vem ganhando cada vez mais destaque, seja no seu uso isoladamente no sistema ou em conjunto com filtros passivos [9]. Filtros ativos apresentam uma melhor resposta dinâmica se comparado aos filtros passivos [3, 7] e, além disso, podem ser devidamente ajustados para realizar as requeridas compensações em amplitude e fase desejadas [8], bem como realizar a compensação de vários componentes harmônicos. Inicialmente, a utilização de filtros ativos série tem proporcionado uma solução mais eficiente em termos de compensação de harmônicos de tensão [10, 11], porém estes não promovem a redução da corrente de neutro provinda de cargas não lineares. Filtros ativos de potência paralelos, os

quais utilizam o método de detecção da corrente de carga ou linha [12, 13], compensam correntes de neutro, porém não atenuam possíveis ressonâncias presentes nas tensões do sistema de distribuição.

Recentemente, com o intuito atenuar os fenômenos de ressonância entre banco de capacitores e indutâncias da linha nos sistemas de distribuição, filtros ativos de potência paralelos (FAPP), que utilizam o método de detecção de tensão [14, 15], vem sendo utilizados em sistemas trifásicos a três fios [16-20]. Entretanto, estes trabalhos não abordam o problema de correntes de neutro em sistemas a quatro fios com implementação digital dos controladores.

Portanto, este artigo propõe o estudo e a implementação de um FAPP utilizando o método de detecção de tensão aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios. Este promove a redução das distorções de tensão a níveis abaixo dos recomendados pela *IEEE Std. 519-1992*, a partir do amortecimento de ressonâncias, e a redução da corrente de neutro. Além disso, são propostos a extensão do método de detecção de tensão e do controlador de corrente de tempo mínimo [21] para aplicações em sistemas trifásicos a quatro fios.

Finalmente, resultados experimentais são apresentados, a fim de demonstrar o desempenho em termos da compensação de harmônicos de tensão no PCC, corrente de neutro.

II. MODELO DISCRETO NORMALIZADO DO FILTRO ATIVO APLICADO A SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS

Uma das topologias a quatro fios de um FAPP é mostrada na Fig. 1. Esta configuração foi escolhida devido à redução das taxas de correntes e tensões nas capacitâncias no lado CC e simplicidade no controle do barramento CC [3]. O FAPP é constituído basicamente por um inversor trifásico a quatro braços com capacitor (C_{cc}) no barramento CC e filtro de saída indutivo L_f e capacitâncias adicionais C para redução de ruídos na frequência de comutação.

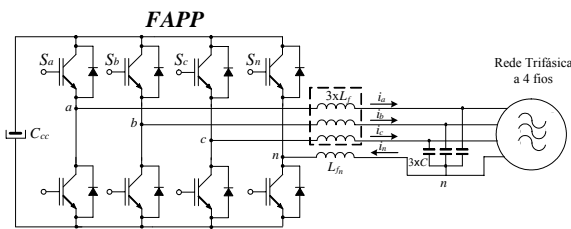


Fig. 1. Diagrama esquemático do FAPP constituído basicamente pelo conversor PWM trifásico a quatro braços, capacitor (C_{cc}) no barramento CC e filtro de saída L_f e C .

Considerando que a tensão da rede e a tensão no barramento CC são fontes de tensões ideais e desprezando-se a impedância da rede e a resistência do filtro de saída C e L_f , e ainda que as indutâncias, do filtro são iguais, ou seja, $L_{fn}=L_f$. Além disso, para o propósito de projeto dos controladores os capacitores C não foram incluídos, fazendo esta parte da dinâmica não modelada. Logo, o FAPP pode ser modelado, conforme apresentado em [22] e no Apêndice. Portanto, a seguinte representação por espaço de estado

normalizado no domínio contínuo em eixos estacionários $\alpha\beta 0$ é obtida:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t), \quad (1)$$

onde as matrizes $\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}$, $\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}$ e $\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}$, são dadas por:

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base}}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base}}{4L_f} \begin{bmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

e os vetores de estado, ação de controle e distúrbio são definidos da seguinte forma:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = [i_\alpha \quad i_\beta \quad i_0]^T; \mathbf{u}_{\alpha\beta 0} = [u_{\alpha pwm} \quad u_{\beta pwm} \quad u_{0 pwm}]^T; \quad (3)$$

$$\mathbf{w}_{\alpha\beta 0} = [v_\alpha \quad v_\beta \quad v_0]^T; Z_{base} = V_{base}/I_{base}.$$

A partir das equações (1) e (2), pode-se representar de forma simplificada o sistema da Fig. 2 através de três circuitos desacoplados em coordenadas α , β e 0, os quais são apresentados na Fig. 2a. Uma simplificação adicional pode ser realizada, conforme a obtida na Fig. 2b, considerando que os circuitos em coordenadas α e β sejam idênticos.

Logo, tem-se que $V_s = v_\alpha = v_\beta$, $V_0 = v_0$, $U_{pwm} = u_{\alpha pwm} = u_{\beta pwm}$, $U_{0 pwm} = u_{0 pwm}$ e $i = i_\alpha = i_\beta$. Agora, aplicando as leis de Kirchhoff das tensões na malha do circuito da Fig. 2b, tem-se no domínio do tempo que:

$$L_f \frac{di(t)}{dt} = Z_{base} (V_s(t) - U_{pwm}(t)), \quad (4)$$

$$4L_f \frac{di_0(t)}{dt} = Z_{base} (V_0(t) - U_{0 pwm}(t)). \quad (5)$$

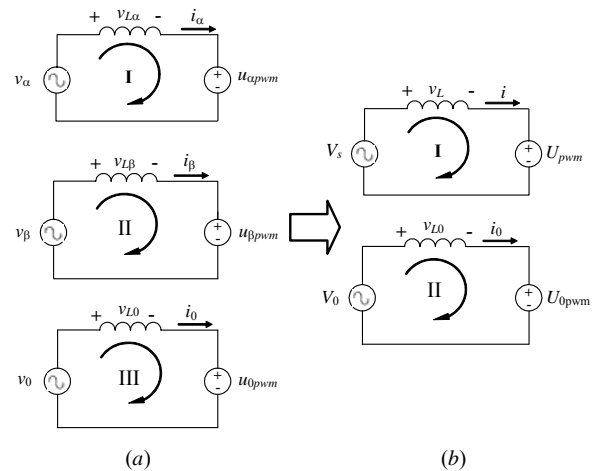


Fig. 2. Representação esquemática do sistema em coordenadas α , β e 0 desacoplados. (a) Três circuitos. (b) Simplificação em dois circuitos.

Representando as equações (4) e (5) no domínio discreto, estas podem ser reescritas como:

$$i(k+1) = \frac{Z_{base} T_s}{L_f} [U_{pwm}(k) - V_s(k)] + i(k), \quad (6)$$

$$i_0(k+1) = \frac{Z_{base} T_s}{4L_f} [U_{0 pwm}(k) - V_0(k)] + i_0(k). \quad (7)$$

A representação de (6) e (7) por espaço de estado no domínio discreto normalizado do FAPP em coordenadas $\alpha\beta 0$ é dada por:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k+1) = \mathbf{G}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{H}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(k), \quad (8)$$

onde:

$$\mathbf{G}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{H}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base} T_s}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \frac{Z_{base} T_s}{4L_f} \begin{bmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

Antes da definição dos controladores utilizados no sistema discreto, será abordado a extensão do método de detecção de tensão utilizado para a geração das referências de corrente para o FAPP para sistemas trifásicos a quatro fios.

III. EXTENSÃO DO MÉTODO DE DETECÇÃO APLICADO A SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS

Nesta seção propõe-se a extensão do método de detecção de tensão a sistemas trifásicos a quatro fios, sendo que este é uma generalização do método aplicado a três fios [15]. Este método gera correntes em fase com as tensões harmônicas, caso tenha alguma ressonância no circuito (entre bancos de capacitores para correção do fator de potência e as indutância da linha de distribuição) na frequência da banda passante do filtro esta será amortecida e, conseqüentemente, ocorrerá a redução das distorções nas tensões da rede e corrente de neutro. A Fig. 3 apresenta o diagrama esquemático do método proposto, onde a partir da medição das tensões de fase da rede, estas são transformadas em eixos síncronos $dq0$, ou seja,

$$\mathbf{V}_{dq0} = \mathbf{T}_{abc_dq0} \mathbf{V}_{abc}, \quad (10)$$

sendo que:

$$\mathbf{T}_{abc_dq0} = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/3 \cos(\theta) & -\sqrt{6}/6 \cos(\theta) + \sqrt{2}/2 \sin(\theta) & -(\sqrt{6}/6 \cos(\theta) + \sqrt{2}/2 \sin(\theta)) \\ -\sqrt{6}/3 \sin(\theta) & \sqrt{6}/6 \sin(\theta) + \sqrt{2}/2 \cos(\theta) & \sqrt{6}/6 \sin(\theta) + \sqrt{2}/2 \cos(\theta) \\ \sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix}$$

A transformação para eixos síncronos, como pode ser visto na Fig. 4, é realizada utilizando o método de sincronização *NPSF* [23], o qual não promove distorção nos sinais de sincronização. Posteriormente, as tensões em eixos síncronos d , q e 0 são filtradas através da utilização de filtros passa-altas (*HPF* e *HPF*₀) sintonizados. Então, somente as componentes alternadas relativas às distorções harmônicas de tensão são utilizadas. Agora, multiplicando estas componentes por seus respectivos ganhos K_v e K_{v0} , que nada mais são que condutâncias associadas aos parâmetros do sistema de distribuição, obtêm-se as correntes de compensação em eixos síncronos $dq0$, ou seja,

$$\dot{i}_{dref} = K_v \tilde{v}_d + u_{ccl}, \quad (11)$$

$$\dot{i}_{qref} = K_v \tilde{v}_q, \quad (12)$$

$$\dot{i}_{0ref} = K_{v0} \tilde{v}_0, \quad (13)$$

Os ganhos K_v e K_{v0} foram obtidos a partir do conhecimento prévio dos parâmetros do sistema, ou podem ser obtidos a partir do controle automático destes ganhos, de tal forma que, seja possível obterem níveis de distorção harmônica de tensão dentro dos limites recomendados pela *IEEE Std. 519-1992*. Assumindo que, a componente de eixo d esta diretamente relacionada à potência ativa do FAPP, é somada a esta uma parcela provinda da ação de controle do barramento CC, a qual se referente à potência absorvida pelo FAPP.

Então, transformam-se estas correntes para o sistema de coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$, ou seja,

$$\dot{\mathbf{i}}_{\alpha\beta 0ref} = \mathbf{T}_{dq0_ \alpha\beta 0} \dot{\mathbf{i}}_{dq0ref}, \quad (14)$$

onde:

$$\dot{\mathbf{i}}_{\alpha\beta 0ref} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha ref} \\ \dot{i}_{\beta ref} \\ \dot{i}_{0ref} \end{bmatrix}; \mathbf{T}_{dq0_ \alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \dot{\mathbf{i}}_{dq0ref} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{dref} \\ \dot{i}_{qref} \\ \dot{i}_{0ref} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

a fim de obterem-se as correntes de referência em coordenadas $\alpha\beta 0$, as quais são enviadas ao controlador da malha interna de corrente.

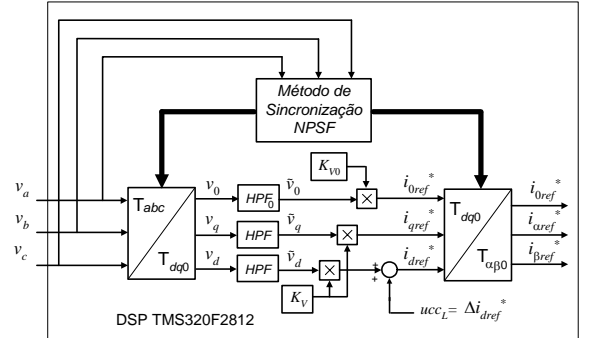


Fig. 3. Método de detecção de tensão estendido à sistemas trifásicos a quatro fios.

A seguir será apresentado o procedimento de projeto dos filtros passa-altas *HPF* e *HPF*₀ utilizados no método de detecção de tensão

A. Procedimento de Projeto dos Filtros Passa-Altas

O objetivo desta filtragem é obter somente as componentes harmônicas das tensões da rede elétrica no PCC, as quais multiplicadas pelos ganhos K_v e K_{v0} geram as correntes de compensação para o FAPP respectivamente, ou seja, a finalidade do FAPP aqui desenvolvido é compensar apenas as componentes harmônicas de tensão e não desequilíbrios de tensão. Neste sentido é necessário estabelecer dois conjuntos de filtros distintos. Um para as componentes de tensão de eixo direto e quadratura e outro para a componente de seqüência zero.

O primeiro conjunto de filtros passa-altas (*HPF*) deve ser projetado de tal forma que rejeite componentes CC e componentes alternadas provenientes de desequilíbrios nas tensões da rede, estas últimas componentes na frequência de 120 Hz [25] e permita a passagem das componentes alternadas relativas às harmônicas.

Com relação ao segundo conjunto de filtros passa-altas (*HPF*₀), este deve ser projetado de tal forma que rejeite possíveis componentes CC e componentes alternadas na frequência de 60 Hz, sendo estas últimas provenientes da presença de seqüência zero relativa a desequilíbrios nas tensões da rede [25].

Para o projeto dos filtros passa-altas de 2ª ordem escolheu-se uma função de transferência de 2ª ordem, a qual no domínio contínuo é representada pela seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (16)$$

Como parâmetros de projeto foram definidos, o $|G(s)|=1$ e as frequências de corte de 240 Hz e 120 Hz para HPF e HPF_0 respectivamente.

Agora, expressando a equação (17) na forma de equação de estados no domínio discreto, e realizando a discretização a partir de um amostrador retentor de ordem zero (ZOH), sendo T_s a frequência de amostragem tem-se:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \mathbf{G}x(k) + \mathbf{H}u(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}x(k) + \mathbf{D}u(k) \end{aligned} \quad (17)$$

No projeto dos filtros passa-altas existem um compromisso entre banda passante dos harmônicos a ser compensado e defasagem do sinal de saída.

A seguir serão apresentados os controladores de corrente e tensão utilizados no FAPP.

IV. CONTROLADORES DE CORRENTE E TENSÃO UTILIZADOS NO CONTROLE DO FAPP

A fim de realizar o controle do FAPP, duas malhas de controle foram estabelecidas conforme a Fig. 4. A primeira é uma malha externa constituída de um servo controlador que regula a tensão do barramento CC em um valor desejado. A segunda é uma malha interna para controlar as correntes de compensação geradas pelo FAPP, sendo utilizada a técnica de controle com resposta de tempo mínimo apresentada em [21], porém agora estendida à sistemas trifásicos a quatro fios.

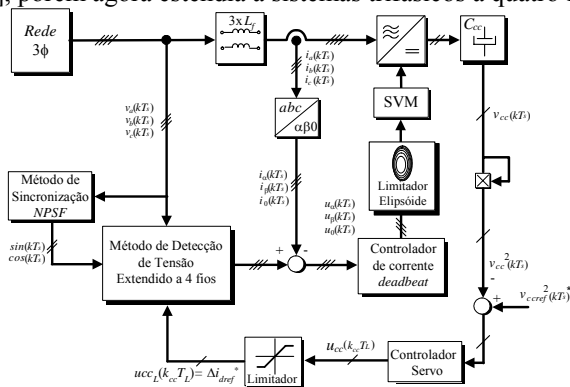


Fig. 4. Diagrama esquemático do FAPP totalmente controlado.

A. Controlador de Corrente com Resposta de Tempo Mínimo Estendido a Sistemas Trifásicos a Quatro

Várias técnicas de controle tanto analógicas como digitais foram desenvolvidas para filtros ativos de potência. Entre as técnicas de controle digital, as técnicas com resposta de tempo mínimo, ou mais usualmente chamada de *deadbeat*, encontram-se entre as mais utilizadas [21, 26, 27].

A técnica de controle com resposta *deadbeat* foi escolhida, pois apresenta como vantagens rápida resposta ao sinal de referência desejado e simplicidade no algoritmo a ser implementado, apesar de que a variação dos parâmetros da planta pode degradar o desempenho do sistema.

O controlador *deadbeat* aqui desenvolvido é uma extensão para sistemas trifásicos a quatro fios do apresentado por [21], conforme mostrado na Fig. 4, baseando-se também nas mesmas hipóteses simplificadoras.

Então, conforme a Fig. 4, e considerando o sistema de primeira ordem obtido em (6) e (7), obtêm-se as seguintes leis de controle para o sistema em coordenadas $\alpha\beta$ e 0:

$$U_{av}(k+1) = G_{base\alpha\beta} [i_{ref}(k) - i(k)] + 2V_s(k) - U_{av}(k), \quad (18)$$

$$U_{av0}(k+1) = G_{base0} [i_{0ref}(k) - i_0(k)] + 2V_0(k) - U_{av0}(k) \quad (19)$$

onde, L_f é a indutância modelada, $G_{base\alpha\beta} = Y_{base}(L_f/T_s)$, $G_{base0} = Y_{base}(4L_f/T_s)$, $Y_{base} = I_{base}/V_{base}$ e T_s é o período de discretização da malha de corrente.

Na condição definida por $G_{base\alpha\beta}$ e G_{base0} , os pólos de malha fechada estão sobre a origem, caracterizando uma resposta de tempo mínimo. Além disso, para reduzir impacto do distúrbio da rede sobre a corrente de entrada foi incluída uma compensação do tipo *feedforward*.

Como o inversor da Fig. 1 usualmente opera em malha fechada, as ações de controle (u_α , u_β e u_0) da malha de corrente pode assumir grandes valores durante transitórios ocorridos, por exemplo, devido a transitórios de partida. Com o intuito de limitar o comprimento das ações de controle, um algoritmo baseado em uma elipsóide de resolução é utilizado conforme [22].

B. Controlador de Tensão do Barramento CC Utilizando Sistema Servo

A fim de transformar o problema de controle da tensão do barramento CC em um simples problema de regulação de tensão, um servo controlador para a malha de tensão é proposto, a fim de regular a tensão CC em um valor desejado. Este servo controlador é desenvolvido através do controle da potência ativa do FAPP em eixos síncronos $dq0$ para o circuito dado na Fig. 5.

Desprezando a dinâmica da malha de corrente, as perdas no FAPP, e aplicando o teorema de *Tellegen* tem-se:

$$P_{capacitor} = P_{rede}, \quad (20)$$

ou ainda,

$$(1/2)C_{cc} (dv_{cc}^2/dt) = (v_d i_d + v_q i_q + v_0 i_0), \quad (21)$$

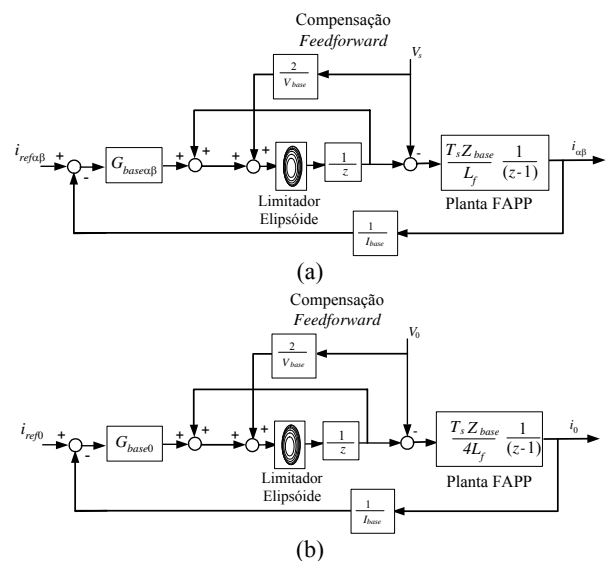


Fig. 5. Diagrama de blocos do controlador *deadbeat*, planta do FAPP, compensação *feedforward* e limitador da ação de controle. Sistema em: (a) Coordenadas $\alpha\beta$. (b) Coordenada 0.

Assumindo que, o FAPP consome somente potência ativa, e que as tensões da rede são equilibradas e sem harmônicos, tem-se que $v_q=0$ e $v_0=0$. Logo, (22) torna-se:

$$(1/2)C_{cc}(dv_{cc}^2/dt)=(v_d i_d), \quad (22)$$

Ainda, considerando que o período de discretização da malha de tensão, T_L , é maior que T_s e que, a resposta da malha de corrente é *deadbeat*, pode-se afirmar que $i_d=\Delta i_{dref}$, logo a corrente i_d pode ser expressa em função de u_{cc} , ou seja,

$$i_d = \Delta i_{dref} = u_{cc}, \quad (23)$$

na qual u_{cc} é ação de controle da malha de tensão e é parte da referência para a malha de corrente.

Agora, normalizando a equação (23), multiplicando ambos os lados da mesma por $1/V_{base}^2$ e aplicando a equação (24), tem-se:

$$(1/2)C_{cc}(dv_{ccn}^2/dt)=u_{cc}(v_d/V_{base}^2). \quad (24)$$

Com o intuito de obter o modelo discreto para realizar o controle da tensão v_{ccn}^2 , integra-se a equação (25) em um período de discretização T_L . Note que, $u_{cc}(k_{cc}T_L)$ é considerado constante ao longo de um período T_L . Logo, é possível obter a seguinte representação por espaço de estado:

$$\begin{aligned} x_{cc}[(k_{cc}+1)T_L] &= \mathbf{G}_{cc}x_{cc}(k_{cc}T_L) + \mathbf{H}_{cc}u_{cc}(k_{cc}T_L), \\ y_{cc}(k_{cc}T_L) &= \mathbf{C}_{cc}x_{cc}(k_{cc}T_L), \end{aligned} \quad (25)$$

onde: $y_{cc}=v_{ccn}^2$, $\mathbf{G}_{cc}=\mathbf{C}_{cc}=1$, $\mathbf{H}_{cc}=\sqrt{6}V_{p,d}T_L/C_{cc}V_{base}^2$, $V_{p,d}$ é a amplitude da componente de eixo direto de tensão. A Fig. 6 mostra de forma detalhada o diagrama de blocos do laço externo de controle de v_{ccn}^2 .

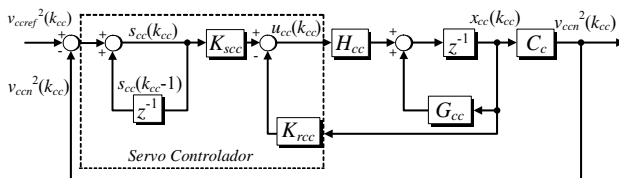


Fig. 6. Diagrama de blocos do controlador do barramento CC composto basicamente por um servo controlador.

De acordo com a Fig. 6, as equações do erro, servo e ação de controle, são dadas respectivamente por:

$$e_{cc}(k_{cc}T_L)=v_{ccref}^2(k_{cc}T_L)-v_{ccn}^2(k_{cc}T_L), \quad (26)$$

$$s_{cc}(k_{cc}T_L)=s_{cc}[(k_{cc}-1)T_L]+e_{cc}(k_{cc}T_L), \quad (27)$$

$$u_{cc}(k_{cc}T_L)=K_{sec}s_{cc}(k_{cc}T_L)-K_{rec}v_{ccn}^2(k_{cc}T_L), \quad (28)$$

Para o projeto dos ganhos K_{sec} e K_{rec} do servo controlador de tensão foi usada a técnica de alocação de pólos apresentada em [24], considerando como critérios de projeto $C_{cc}=4,7$ mF, $T_L=2$ kHz, o tempo de acomodação de 2,5 s e sobretensão máxima de 15%, obtendo-se os ganhos conforme Tabela I.

C. Limitação da Ação de Controle do Servo Controlador

De forma a limitar a componente de ação de controle, u_{cc} , apresentada em (29), devido à presença do integrador no servo controlador, foi proposto um algoritmo de limitação de u_{cc} dado por:

$$u_{ccL}(k_{cc}T_L)=\begin{cases} 1 & \text{se } u_{cc}(k_{cc}T_L)>1 \\ -1 & \text{se } u_{cc}(k_{cc}T_L)<-1 \\ u_{cc} & \text{se } -1<u_{cc}(k_{cc}T_L)<1 \end{cases}, \quad (29)$$

sendo que u_{ccL} é o valor limitado da ação de controle.

Logo u_{cc} varia de +1 e -1 p.u., sendo que nesta faixa de variação é garantida a operação linear do conversor. Além disso, para evitar oscilações, a ação integral s_{cc} deve ser atualizada para que no próximo período de amostragem o seu valor se corresponda com o par estado-saída $\{v_{ccn}^2, u_{ccL}\}$.

Note que, a parcela somada a malha interna de corrente no eixo d , conforme mostrado na Fig. 3, é diretamente relacionada à potência ativa absorvida pelo FAPP, e que um aumento de u_{ccL} se traduz diretamente em um aumento da potência ativa absorvida pelo FAPP.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esta seção apresenta resultados experimentais do FAPP trifásico a quatro fios desenvolvido. Este tem como principais características a flexibilidade de operar em sistemas trifásicos a três e quatro fios devido à topologia do conversor adotado e a extensão do método de detecção de tensão desenvolvida. Para o desenvolvimento dos algoritmos de geração de referência, controle e modulação SVM [22] foi utilizado o DSP TMS320F2812, o qual foi escolhido para esta implementação devido ao desempenho satisfatório em termos de tempo de processamento de CPU e conversão analógico-digital para a aplicação em questão. A Tabela I apresenta os principais parâmetros de projeto do protótipo desenvolvido, onde a L_f foi projetada conforme procedimento de projeto proposto em [29], já que as tensões de entrada do sistema podem estar desequilibradas.

TABELA I
Principais Parâmetros de Projeto do FAPP

Parâmetros	Grandezas
Potência	20 kVA
Tensões de operação	127 V ou 220V
Corrente <i>rms</i> máxima de saída	40 A
Tensões no barramento CC	400V ou 800 V
Indutâncias do filtro de saída (L_f)	1,3 mH
Capacitores do Barramento CC	4,7 mF
Capacitores para filtragem de ruído C	15 μ F
Frequência de amostragem malha de corrente	20 kHz
Frequência de amostragem malha de tensão	2 kHz
Frequência de comutação	10 kHz
DSP	TMS320F2812
Tempo de execução completo no DSP	23,8 μ s
K_v e K_{v0}	(20 S - 15 S)
Ganhos do controlador <i>deadbeat</i> (G_{base} , G_{base0})	(1,3 - 5,2)
Ganhos do servo controlador (K_{rec} - K_{sec})	(0,005 - 0,557)

A Fig. 7 apresenta o diagrama representativo do sistema de distribuição trifásico a quatro fios escolhido para realização dos testes. Este é composto por: (i) rede trifásica a quatro fios composta por um variac trifásico ($S=39$ kVA, 127 V *rms*, $L_s=1$ mH); (ii) Cargas (8 kW) formadas por: três retificadores monofásicos ponte completa não controlados e banco de capacitores ligados em conexão Y (130 μ F p/ fase); (iii) FAPP para compensação de tensão e corrente de neutro com

os parâmetros apresentados conforme Tabela I onde, neste foi adicionado capacitores para filtro de 15 μF , os quais são usados na entrada do FAPP para redução de ruído na frequência de comutação (10 kHz).

As Figs. 8 e 9 apresentam os resultados experimentais das tensões da rede no PCC e correntes de compensação. Inicialmente, o FAPP está operando no sistema nos primeiros 50 ms e após este é desligado e o sistema opera sem a compensação realizada pelo mesmo, somente com a presença dos bancos de capacitores e cargas não-lineares, nos últimos 50 ms. Pode-se observar por estas figuras a redução das distorções harmônicas nas tensões da rede, a partir das correntes de compensação geradas.

A Tabela II apresenta os valores da distorção harmônica individual (*IHD*) e distorção harmônica total (*THD*) para as componentes harmônicas mais significativas das tensões no sistema, antes e após a entrada em operação do FAPP, onde é possível observar que todas se encontram abaixo dos limites recomendados pela *IEEE Std. 519-1992*, ou seja, *IHD*=3% e *THD*=5% para tensões abaixo de 69 kV.

A Fig. 10 mostra os resultados experimentais da distorção harmônica na tensão na fase “a” obtidos utilizando um Reliable Power Meter (RPM). Antes da operação do FAPP a *THD*=9,81 % (2,5 min.). Durante transitório de partida a *THD*=10.2 % (15 s). FAPP em operação *THD*=4,98 % (2,5 min.). Após o desligamento *THD*=9,81% (2,2 min.). Estes resultados comprovam que a distorção de tensão no PCC está abaixo dos limites recomendados pela *IEEE Std. 519-1992* com a utilização do FAPP desenvolvido.

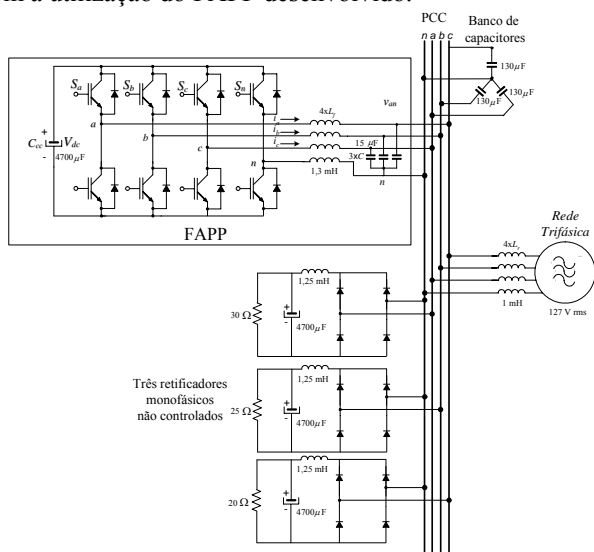


Fig.7. Diagrama representativo do sistema de distribuição trifásico a quatro fios escolhido para testes.

A Fig. 11 apresenta o valor *rms* da corrente de neutro, onde observa-se que ocorreu uma redução desta com a utilização do FAPP. Esta redução é realizada a partir da referência de corrente de neutro i_{0ref}^* , gerada pela extensão do método de detecção de tensão proposto, conforme Fig. 3. A i_{0ref}^* é portanto dependente da presença da componente de sequência zero nas tensões do sistema de distribuição e do ganho K_{V0} . Antes da operação do FAPP $i_{rms}=18,51$ A (2,5 min.). Durante o transitório de partida $i_{rms}=20,1$ A (15 s). FAPP em operação $i_{rms}=15,2$ A (2,5 min.). Após o desligamento $i_{rms}=18,51$ A (2,2 min.).

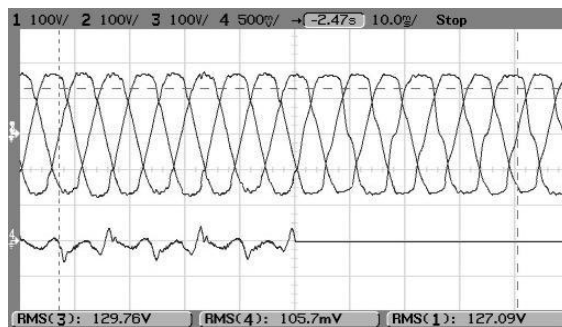


Fig. 8. Resultados experimentais. Tensões de fase e corrente de compensação do FAPP na fase a em operação durante os primeiros 50 ms em regime transitório. Escala horizontal: 10 ms/div. Escala vertical de tensão: 100 V/div. Escala vertical das correntes: 50 A/div.

VI. CONCLUSÕES

Neste artigo um filtro ativo de potência paralelo para reduzir distorções harmônicas de tensão no PCC foi desenvolvido. Este promove a redução das distorções de tensão a níveis abaixo dos recomendados pela *IEEE Std. 519-1992*, a partir do amortecimento de ressonâncias, e, além disso, a redução da corrente de neutro. Foi apresentada uma análise detalhada do modelo discreto e normalizado FAPP visando sua implementação em DSPs de ponto fixo. Ainda, foram propostos a extensão do método de detecção de tensão e do controlador de corrente *deadbeat* para aplicações em sistemas trifásicos a quatro fios.

Finalmente, resultados experimentais são apresentados, a fim de demonstrar o bom desempenho em termos da compensação de harmônicos de tensão no PCC. Este FAPP pode operar em 20 kVA e tem como principais características a flexibilidade de atuar em sistemas trifásicos a três e quatro fios e o emprego de um DSP TMS320F2812 para a implementação dos algoritmos de geração de referência, controle e modulação SVM desenvolvidos.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Luis F. G. Martins, Zulmar B. Nascimento, Anacleto L. Brondani, Felipe Grigoletto, Alexandre Pereira, Ivan Gabe, Jorge Massing, pelo apoio técnico e a CEEE, CAPES e CNPq pelo apoio financeiro.

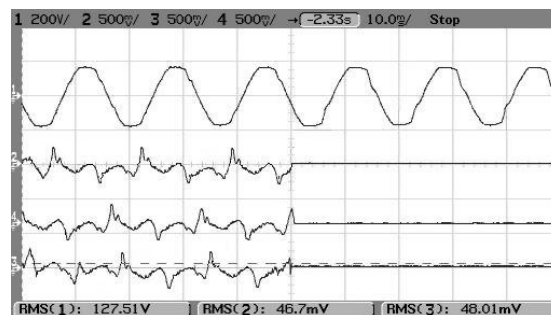


Fig. 9. Resultados experimentais. Tensão na fase a e correntes de compensação do FAPP em operação durante os primeiros 50 ms. Escala horizontal: 10 ms/div. Escala vertical de tensão: 200 V/div. Escala vertical das correntes: 50 A/div.

TABELA II
Resultados Experimentais da IHD e THD no Sistema
Trifásico a Quatro Fios

Harmônicos	IHD (%) antes do FAPP entrar em operação	IHD (%) após FAPP entrar em operação
3ª	5,75	2,98
5ª	6,16	1,99
7ª	4,03	1,11
9ª	4,45	0,77
11ª	2,08	1,81
13ª	1,15	0,83
15ª	0,50	0,43
17ª	0,39	0,38
19ª	0,28	0,26
21ª	0,10	0,09
THD %	9,81	4,98

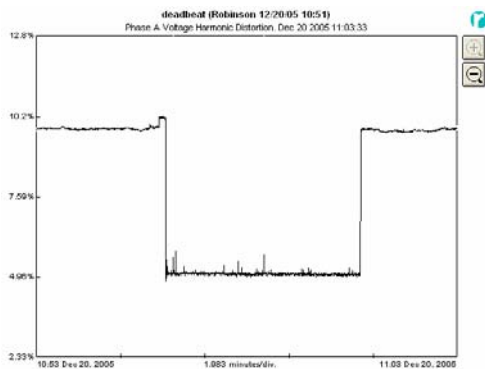


Fig. 10. Resultados experimentais da distorção harmônica na tensão na fase "a". Equipamento de medição utilizado: Reliable Power Meter (RPM).

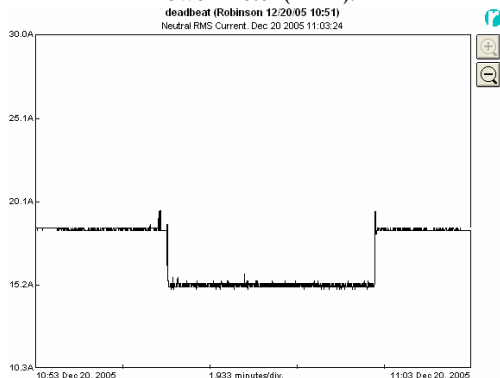


Fig. 11. Resultados experimentais do valor rms da corrente de neutro. Equipamento de medição utilizado: Reliable Power Meter.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan and H. Wayne Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, 1996, Mc Graw-Hill: New York, pp. 123-187.
 [2] E. J. Currence, J. E. Plizga and H. N. Nelson "Harmonic resonance at a medium-sized industrial plant," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, pp. 682-690, Jul./Aug. 1995.
 [3] C. A. Quinn and Ned Mohan, "Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase non-linear loads," in *Proc. APEC'92*, vol. 2, pp. 829-835, 1992.
 [4] L. S. Czarnecki, "Effect of minor harmonics on the performance of resonant harmonic filters in distribution

systems," *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 144, pp. 349-356, Sept. 1997.
 [5] S. M. Deckmann, J. A. Pomilio, E. A. Mertens and L. F. S. Dias, "Uso de filtros passivos em redes de distribuição com cargas não-lineares," in *proc. CBA'04* (Brazil), 2004, in CD-ROM.
 [6] T. J. E. Miller, *Reactive Power Control in Electric Systems*, 1ª Ed., New York: John Wiley & Sons, 1982, pp. 2-183.
 [7] D. D. Shipp, "Harmonic analysis and suppression for electrical systems supplying static power converters and other nonlinear loads," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-15, pp. 453-458, Sep./Oct. 1979.
 [8] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching without energy storage components," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-20, pp. 625-630, Mai./Jun. 1984.
 [9] F. B. Libano, J. A. Cobos and J. Uceba, "Simplified control strategy for hybrid active filters," in *Proc. IEEE PESC'97*, 1997, pp. 1102-1108.
 [10] M. Aredes and E. H. Watanabe, "New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 10, pp. 1649-1656, Jul. 1995.
 [11] B. Singh, K. Al-Haddad and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 960-971, Oct. 1999.
 [12] H. Akagi, S. Ogasawara and H. Kim, "The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: A comprehensive approach," in *Proc. IEEE IAS'99*, 1999, pp. 431-439.
 [13] M. Aredes, J. Hafner and K. Heumann, "Three-phase four-wire shunt active filter control strategies," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 12, pp. 311-318, Mar. 1997.
 [14] H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa and M. Nomura "Active power filter," in *Proc. IPEC'83*, pp. 981-992, 1983.
 [15] H. Akagi, "Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 12, pp. 354-363, Jan. 1997.
 [16] H. Akagi, H. Fujita and K. Wada "A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, pp. 638-645, May/June. 1999.
 [17] Y. Sato, T. Kawase, M. Akiyama and T. Kataoka "A control strategy for general-purpose active filters based on voltage detection," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, pp. 1405-1412, Sep./Oct. 2000.
 [18] P.-C. Tan, R. E. Morrison and D. G. Holmes, "Voltage form factor control and reactive power compensation in a 25-kV electrified railway system using a shunt active filter based on voltage detection," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, pp. 575-581, Mar./Apr. 2003.

- [19] P. T. Cheng and Lee Z.-L. "Distributed active filter systems (DAFS): a new approach to power system harmonics," in *Proc. IAS '04*, 2004, in CD-ROM.
- [20] Z. H. Yuan and Y. Du "Analytical analysis of shunt active power filters based on voltage detection", in *proc. IAS'05*, pp. 1241-1245, 2005.
- [21] L. Malesani, P. Mattavelli and S. Buso "Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol 35, pp. 613-620, 1999.
- [22] F. Botteron, R. F. de Camargo, H. L. Hey, J. R. Pinheiro, H. A. Grundling, H. Pinheiro, "New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverters," *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 150, pp. 733 – 742, Nov. 2003.
- [23] R. F. Camargo and H. Pinheiro, "New synchronization method for three-phase four-wire PWM converters under unbalance and harmonics in the grid voltages," in *Proc. of EUROPE'S'05*, in CD-ROM, 2005.
- [24] K. Okata, *Discrete-Time Control Systems*, 1995, 2nd ed., Prentice Hall: New Jersey, pp. 408-516.
- [25] R. F. de Camargo, "Contribuição ao Estudo de Filtros Ativos de Potência," Dissertação de Mestrado, PPGEE, Universidade Federal de Santa Maria, Julho de 2002.
- [26] F. P. Marafão Análise e Controle da Energia Elétrica através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais, Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Dezembro 2004.
- [27] S. Hamasaki and A. Kawamura, "Improvement of current regulation of line-current-detection-type active filter based on deadbeat control," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, pp. 536-541, Mar./Apr. 2003.
- [28] S.-J. Park, F.-S. Kang, M. H. Lee, C.-U. Kim, "A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, pp.831-843, May 2003.
- [29] L. Morán, P. D. Ziogas, and G. Joos, "Design aspects of synchronous PWM rectifier-inverter systems under unbalanced input voltage conditions" *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, Nov./Dec. 1992, pp. 1286-1293.

APÊNDICE

Representação por Espaço de Estado Normalizado em Coordenadas Estacionárias abc

A partir da aplicação das leis de *Kirchhoff* no circuito da Fig. 1 é possível obter uma representação por espaço de estado normalizado no domínio contínuo em eixos estacionários *abc* do FAPP similarmente ao apresentado em [23], logo, tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) + \mathbf{F} \mathbf{w}(t), \quad (\text{A.1})$$

onde as matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{F} , são dadas por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix}; \mathbf{F} = \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Esta representação é obtida desprezando-se os capacitores C para redução do ruído.

Os vetores \mathbf{x} , \mathbf{u} e \mathbf{w} podem ser definidos por:

$$\mathbf{x} = [i_a \ i_b \ i_c]^T; \mathbf{u} = [u_{anpwm} \ u_{bnpwm} \ u_{cnpwm}]^T; \quad (\text{A.3})$$

$$\mathbf{w} = [v_{an} \ v_{bn} \ v_{cn}]^T$$

onde o vetor de estados do sistema é formado pelas correntes i_a , i_b e i_c , o vetor de ação de controle é constituído pelas grandezas u_{anpwm} , u_{bnpwm} e u_{cnpwm} , e o vetor de distúrbio é formado pelas tensões de fase da rede v_{an} , v_{bn} e v_{cn} .

DADOS BIOGRÁFICOS

Robinson Figueiredo de Camargo nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, em 1976. Recebeu o título de engenheiro eletricitista, mestre e Doutor em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS) em 2000, 2002 e 2006 respectivamente. Atualmente, é professor no Departamento de Tecnologia da Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUI-RS). Suas áreas de pesquisa incluem técnica de controle digital aplicadas a conversores estáticos, filtros ativos de potência, retificadores PWM e métodos de sincronização de conversores com a rede elétrica.

Hilton Abílio Gründling nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, em 1954. Recebeu o título de engenheiro eletricitista pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil, in 1977, e o título de mestre pela Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, em 1980. É doutor em engenharia elétrica pelo Instituto de tecnologia Aeronáutica, São Paulo, Brasil, in 1995. Desde 1980, é professor da Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil. Suas áreas de pesquisa incluem controle adaptativo, controle discreto, e aplicações em sistemas de controle.

Humberto Pinheiro nasceu em Santa Maria, Brasil, em 1960. Recebeu o título de engenheiro pela Universidade Federal de Santa Maria, em 1983, e o título de mestre pela Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, em 1987. É Ph.D. em Engenharia Elétrica pela Universidade de Concórdia, Montreal, Quebec, Canadá, em 1999.

Foi professor na área de eletrônica de potência na Pontifícia Universidade Católica (PUC-RS), Brasil, de 1987 a 1991. Atualmente, é professor no Departamento de Eletrônica e Computação na Universidade Federal de Santa Maria, Brasil. Suas áreas de pesquisa incluem controle de fontes ininterruptas de energia (UPS), filtros ativos de potência e energia eólica.