

CONTROLE DIGITAL SIMPLIFICADO PARA UM CONDICIONADOR UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA.

Josué Dias¹, Tiago D. C. Busarello¹, Leandro Michels², Cassiano Rech² e Marcello Mezaroba¹

¹ Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE)
Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC)
CEP 89223-100, Joinville, SC, Brasil

josuebdias@yahoo.com.br; tiago_curi@yahoo.com.br; michels@ieee.org; cassiano@ieee.org; mezaroba@joinville.udesc.br

² Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC)
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)
CEP 97105-900, Santa Maria, RS, Brasil

Resumo - Este artigo propõe um sistema de controle digital simplificado para um condicionador unificado de qualidade de energia (UPQC). O UPQC é composto por um filtro ativo paralelo (FAP), empregado para o condicionamento da corrente drenada da rede, e por um filtro ativo série (FAS), utilizado para o condicionamento da tensão entregue à carga. O FAP e o FAS são controlados a partir da medição da corrente na rede e da tensão na carga, respectivamente, ao invés da medição da corrente do conversor paralelo e da tensão de saída do conversor série. Dessa forma, eliminam-se algoritmos complexos para geração dos sinais de referência dos conversores, uma vez que os sinais de referência das malhas de controle são senoidais e podem ser gerados internamente em um processador. A modelagem dos filtros ativos, a estratégia de controle proposta e o projeto dos controladores são apresentados em detalhes. Resultados experimentais obtidos em um protótipo de 2,5kW são apresentados para validar o sistema proposto.

Palavras-Chave – Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC), Controle Digital.

UNIFIED POWER QUALITY CONDITIONER USING SIMPLIFIED DIGITAL CONTROL

Abstract – This paper proposes a simple digital control system for a unified power quality conditioner (UPQC). Such conditioner is composed of shunt and series active power filters for simultaneous compensation of grid current and load voltage waveforms, respectively. The shunt and series active filters are controlled from the feedback of the grid current and load voltage signals, respectively, instead of using the output current of the shunt converter and the output voltage of the series converter. Consequently, it is possible to eliminate complex algorithms to generate the reference signals, since these signals are sinusoidal and they can be internally generated by a microprocessor. Dynamic models, control system structure and design methodology are presented. Experimental results obtained from a 2.5 kW are included to validate the proposed system.

Keywords – Digital Control, Unified Power Quality Conditioner (UPQC).

I. INTRODUÇÃO

Antes da disseminação do uso de cargas não lineares, as correntes reativas na frequência fundamental representavam o problema mais relevante de qualidade de energia para as redes de distribuição. Nesta época, as cargas conectadas nas redes de distribuição de energia eram fundamentalmente lineares com característica resistiva e indutiva. Contudo, com o desenvolvimento dos semicondutores e, portanto, dos sistemas estáticos de processamento de energia elétrica, vem ocorrendo uma massiva conexão de cargas não lineares nos sistemas elétricos. A presença dessas cargas produz sérios problemas de qualidade de energia (QE), uma vez que injetam uma quantidade significativa de harmônicos de corrente na rede.

A circulação de harmônicos de corrente na rede resulta em distorções nas tensões fornecidas no ponto de acoplamento comum (PAC), onde as cargas são conectadas ao sistema de distribuição. Além disso, outros distúrbios também comprometem a qualidade da tensão no PAC, tais como desequilíbrios, afundamentos, sobretensões, entre outros. Estes distúrbios são normalmente provocados pela partida ou desligamento de grandes equipamentos, faltas na rede ou em equipamentos, mau dimensionamento de instalações elétricas ou manobras da concessionária [1].

Dentre as soluções existentes para a melhoria da QE, uma das mais empregadas é a utilização de filtros passivos sintonizados para compensação de harmônicos de corrente. Esta solução é bastante difundida, devido à sua simplicidade, robustez e baixo custo. Contudo, sua eficácia está associada aos parâmetros do sistema de energia e das cargas [1], [2].

Outra solução para a melhoria da QE é o uso de filtros ativos de potência. Esta é uma solução mais eficaz, pois seu desempenho é menos dependente de variações paramétricas, tanto da carga quanto do sistema. São estruturas que utilizam conversores estáticos controlados com o objetivo de compensar as distorções presentes na corrente da rede (filtro ativo paralelo – FAP) e nas tensões da carga (filtro ativo série – FAS). O filtro paralelo opera como uma fonte de corrente controlada, fornecendo os harmônicos exigidos pela carga, já o filtro série se comporta como uma fonte de tensão controlada [3]-[15]. Uma alternativa que combina as características dos filtros ativos paralelo e série é usualmente denominada condicionador unificado de qualidade de energia (UPQC – *Unified Power Quality Conditioner*), tendo a capacidade de condicionar tanto a corrente na rede quanto a tensão na carga simultaneamente [4], [5].

Nas aplicações de filtros ativos uma etapa de suma importância é a geração dos sinais de referência para o

Artigo submetido em 29/03/2011. Revisado em 26/07/2011. Aceito para publicação em 09/08/2011 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto

controle dos conversores. Os métodos mais conhecidos empregam técnicas complexas e de elevada demanda computacional, baseando-se nas componentes harmônicas dos sinais, seja da corrente na carga ou da tensão na rede. Alguns dos métodos empregados para geração dos sinais de referência são: controle por valores instantâneos da potência ativa e reativa (Teoria *pq*), correntes senoidais de Fryze, referência síncrona, transformada discreta de Fourier, entre outras [16].

Com o propósito de reduzir a complexidade computacional, este artigo propõe um sistema de controle simplificado para um UPQC, onde tanto o FAP quanto o FAS são controlados a partir da medição da corrente na rede e da tensão na carga, respectivamente, ao invés da medição da corrente do conversor paralelo e da tensão de saída do conversor série. Dessa forma, elimina-se a necessidade de algoritmos complexos para geração dos sinais de referência dos conversores. Os sinais de referência senoidais podem ser gerados internamente em um processador digital e devem ser apenas sincronizados com a tensão da rede.

Este artigo está organizado da seguinte forma: a Seção II apresenta uma descrição do UPQC e do sistema de controle proposto. A Seção III inclui os modelos dinâmicos necessários para o projeto do sistema de controle. A Seção IV apresenta um exemplo de projeto e a Seção V mostra os principais resultados experimentais.

II. UPQC PROPOSTO

O diagrama funcional básico do UPQC sob estudo é mostrado na Figura 1. Os filtros ativos paralelo e série são implementados através de conversores trifásicos de três braços e quatro fios, que compartilham um barramento capacitivo com derivação central, como ilustrado na Figura 2. Para a eliminação dos harmônicos de alta frequência gerados pela modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) dos conversores, são adicionados pequenos filtros passivos na saída dos mesmos.

Com essa estrutura de potência é possível condicionar as correntes na rede e as tensões na carga, tanto para sistemas equilibrados quanto desequilibrados. O FAP é empregado para compensar os harmônicos de corrente produzidos por cargas não lineares, garantindo que a corrente na rede apresente uma forma de onda senoidal. Além disso, o FAP mantém as tensões sobre os capacitores do barramento CC reguladas. Já o FAS é projetado para atuar como uma fonte de tensão controlada, sendo conectado em série com a carga por um transformador de acoplamento. O filtro série atua para manter uma tensão senoidal e com valor eficaz adequado na carga.

A estratégia de controle do FAP utiliza a realimentação das correntes na rede e das tensões no barramento CC, enquanto que o controle do FAS necessita somente da realimentação das tensões na carga. A tensão da rede também é medida para sincronizar os sinais de referência senoidais, tanto do FAP quanto do FAS, com a rede elétrica.

A. Sistema de Controle do FAP

O diagrama de blocos do sistema de controle do FAP é mostrado na Figura 3. A estrutura de controle é formada por três malhas de controle de corrente idênticas entre si para

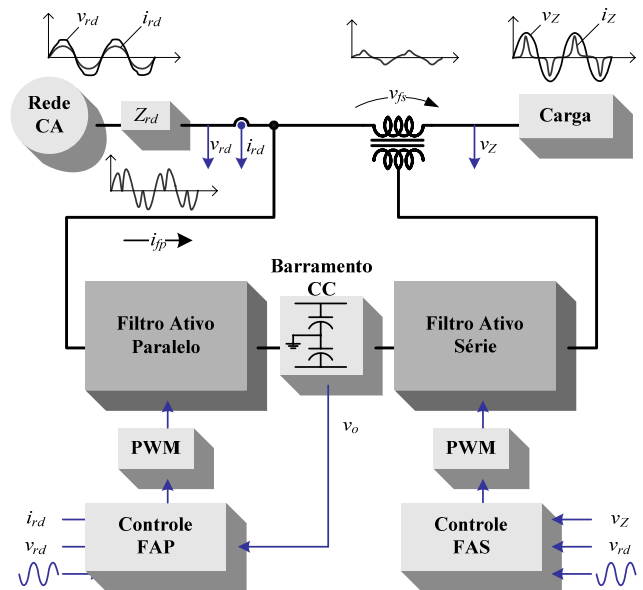


Fig. 1. Diagrama funcional básico do UPQC.

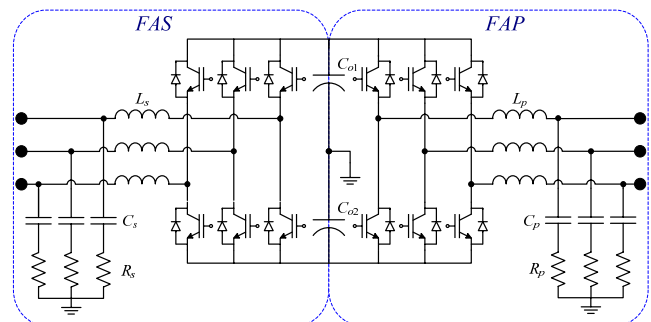


Fig. 2. Estrutura de potência utilizada no UPQC.

controlar as correntes de cada fase do filtro, uma malha para regular a tensão total v_o do barramento CC e uma malha para manter as tensões sobre os capacitores C_{o1} e C_{o2} equilibradas.

As malhas de controle de corrente devem sintetizar as correntes de compensação i_{fpa} , i_{fpb} , i_{fpc} necessárias no FAP para que as correntes nas três fases da rede se mantenham senoidais e equilibradas. Para tanto, os controladores de corrente $G_{ip}(z)$ calculam a ação de controle a partir da medição da corrente na rede (i_{rda} , i_{rdb} , i_{rdc}), ao invés de medir as correntes de saída do conversor ou na carga. Como estas malhas devem compensar harmônicos de corrente de ordem elevada, as mesmas devem apresentar uma resposta dinâmica rápida. Estas malhas estão representadas na Figura 3, os blocos $G_{ip}(s)$ e $H_{ip}(s)$ representam, respectivamente, as funções de transferência da planta de corrente e do filtro *anti-aliasing* empregado para eliminar os ruídos de alta frequência presentes nas medidas de corrente, enquanto k_{pwm} e h_{ip} representam os ganhos do modulador PWM e do sensor de corrente.

A malha de controle da tensão do barramento CC deve regular a soma das tensões v_o sobre os capacitores C_{o1} e C_{o2} . Tal objetivo é atingido através do controle da amplitude do sinal de referência das malhas de corrente. É importante destacar que uma única malha de tensão determina a amplitude dos sinais de referência para as três malhas de corrente do filtro. Esta malha é projetada para ter uma resposta dinâmica muito mais lenta que as malhas de

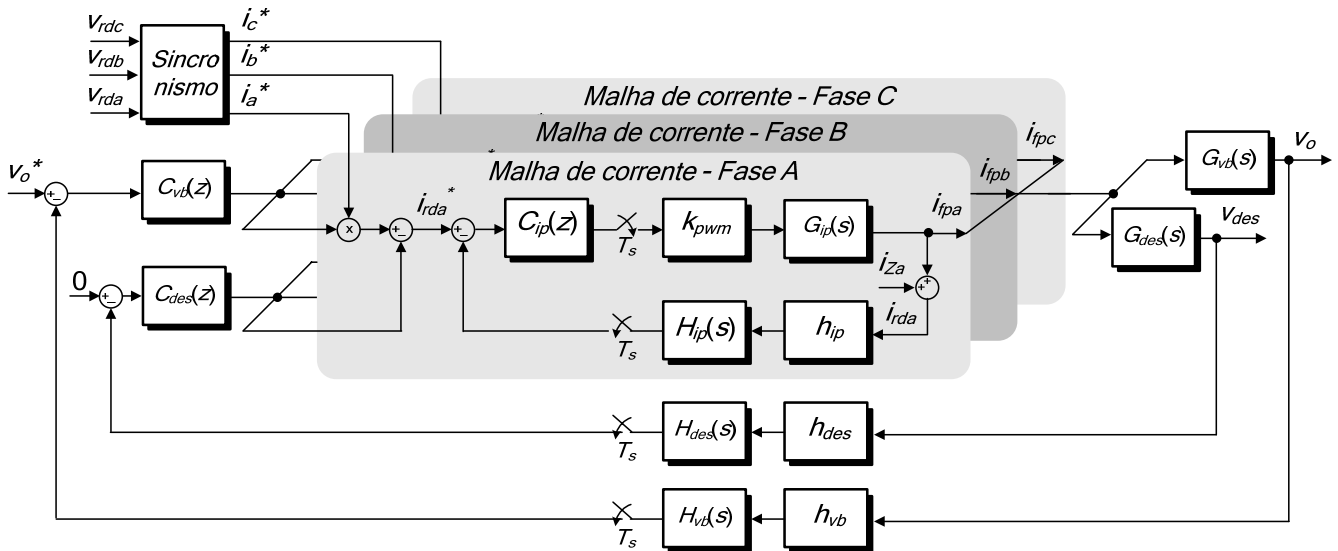


Fig. 3. Diagrama de blocos do controle do filtro ativo paralelo.

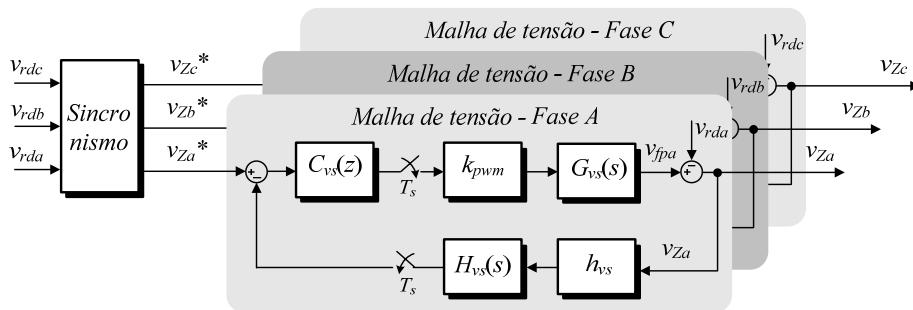


Fig. 4. Diagrama de blocos do controle do filtro ativo série.

controle de corrente para evitar que as correntes de referência sejam distorcidas por ondulações no sinal de saída do compensador. A malha de tensão total é mostrada na Figura 3, sendo as funções de transferência da planta e do filtro *anti-aliasing* empregado para eliminar os ruídos de alta frequência presentes nas medidas da tensão do barramento representadas pelos blocos $G_{vb}(s)$ e $H_{vb}(s)$, respectivamente, enquanto h_{vb} representa o ganho do sensor de tensão.

A malha de controle do desequilíbrio de tensão nos capacitores do barramento CC atua no valor médio das referências de corrente, visando manter equilibradas as tensões nos capacitores. Tal como a malha de controle da tensão do barramento, esta malha atua sobre as três referências de corrente ($i_{rda}^*, i_{rdb}^*, i_{rdc}^*$) e é projetada para possuir resposta dinâmica lenta em relação às malhas de controle de corrente. A função de transferência desta planta é representada na Figura 3 pelo bloco $G_{des}(s)$. Os blocos $H_{des}(s)$ e h_{des} representam a funções de transferência do filtro *anti-aliasing* e o ganho dos sensores de tensão, respectivamente.

B. Sistema de Controle do FAS

A Figura 4 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle do FAS. O sistema de controle é somente composto por três malhas de tensão idênticas entre si, uma para cada fase, atuando no sinal de erro resultante da comparação do sinal da tensão na carga (v_{Za}, v_{Zb}, v_{Zc}) com um sinal de referência senoidal ($v_{Za}^*, v_{Zb}^*, v_{Zc}^*$) gerado por um algoritmo

de sincronismo com base nas medidas das tensões da rede. As malhas de controle de tensão do FAS possuem resposta dinâmica rápida e determinam as tensões de compensação necessárias no FAS para que as tensões nas três fases da carga se mantenham senoidais e equilibradas.

Na Figura 3, os blocos $G_{vs}(s)$, $C_{vs}(s)$ e $H_{vb}(s)$ representam, respectivamente, as funções de transferência da planta filtro ativo série, do compensador de tensão e do *filtro anti-aliasing*. Os blocos k_{pwm} e h_{vs} representam os ganhos do modulador PWM e do sensor de tensão do filtro ativo série.

III. MODELAGEM DO SISTEMA

A. Modelagem do FAP

O inversor trifásico de três braços e quatro fios utilizado no FAP emprega a derivação central do barramento capacitivo como condutor neutro. Esta topologia tem a característica de possibilitar a síntese de formas de onda independentes em cada braço do inversor, com relação à derivação central, permitindo que o inversor trifásico possa ser representado por 3 inversores monofásicos em meia ponte independentes entre si, como mostrado na Figura 5.

Para a determinação dos modelos dinâmicos do FAP, as seguintes hipóteses foram assumidas:

- As resistências séries dos indutores e do capacitor do filtro são nulas;
- Os interruptores e diodos são ideais;

- iii. Os interruptores de um mesmo braço operam de forma complementar;
- iv. A impedância série da rede é desprezada, uma vez que em aplicações de médias potências, tipicamente dezenas de kVA, os transformadores de distribuição possuem valores reduzidos de impedância série;
- v. As variações na corrente de carga são modeladas como distúrbios exógenos ao FAP.

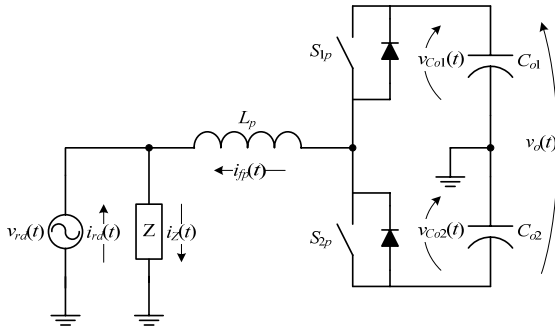


Fig. 5. Circuito equivalente para uma fase do FAP.

Com base nestas hipóteses obtém-se o modelo médio por espaço de estados do circuito apresentado na Figura 5:

$$\begin{bmatrix} \dot{\langle i_{fp} \rangle} \\ \dot{\langle v_{Co1} \rangle} \\ \dot{\langle v_{Co2} \rangle} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d_p}{L_p} & -\frac{1-d_p}{L_p} \\ -\frac{d_p}{C_{o1}} & 0 & 0 \\ \frac{1-d_p}{C_{o2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_{fp} \rangle \\ \langle v_{Co1} \rangle \\ \langle v_{Co2} \rangle \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_p} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{rd} \rangle \\ \langle i_z \rangle \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\langle i_{rd} \rangle = [1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \langle i_{fp} \rangle \\ \langle v_{Co1} \rangle \\ \langle v_{Co2} \rangle \end{bmatrix} + [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \langle v_{rd} \rangle \\ \langle i_z \rangle \end{bmatrix} \quad (2)$$

onde d_p é a razão cíclica associada ao FAP e $\langle x \rangle$ é o valor médio da variável x em um período de comutação.

1) Modelo dinâmico da corrente de entrada do FAP em função da razão cíclica

Para o projeto do compensador discreto de corrente $C_i(z)$ é necessário encontrar a função de transferência entre a corrente na rede i_{fp} e a razão cíclica d em cada fase do FAP. As dinâmicas associadas às variações na corrente de carga não são consideradas, pois se assume que estas são distúrbios exógenos no FAP.

O seguinte modelo médio de pequenos sinais é obtido através da linearização de (1) e (2), onde são negligenciados os termos cc e de segunda ordem [14]:

$$G_{ip}(s) = \frac{\hat{i}_{fp}(s)}{\hat{d}_p(s)} = \frac{V_o}{sL_p} \quad (3)$$

sendo V_o a soma dos valores médios de tensão em cada capacitor, V_{Co1} e V_{Co2} .

2) Modelo dinâmico da diferença de tensão nos capacitores do barramento CC em função da corrente de entrada no FAP

Para o projeto do compensador discreto de tensão $C_{des}(z)$ é necessário obter a função de transferência entre a diferença de tensão nos capacitores do barramento cc $v_{des} = v_{Co1} - v_{Co2}$ e a corrente drenada pelo filtro ativo i_{fp} . Neste modelo, considera-se que a banda passante da malha de corrente é muito maior que a da malha de tensão, o que permite desprezar a dinâmica da malha interna de corrente em baixas frequências. O modelo médio de pequenos sinais é obtido através da linearização de (1) e (2) [14]:

$$\frac{\hat{v}_{Co1}(s) - \hat{v}_{Co2}(s)}{\hat{i}_{fp}(s)} = \frac{1}{2sC_o} \quad (4)$$

onde $2C_o = C_{o1} = C_{o2}$.

Aplicando o princípio da superposição e considerando um sistema trifásico equilibrado, o modelo dinâmico da diferença de tensão nos capacitores do barramento em função da corrente de entrada para o conversor trifásico é dado por:

$$G_{des}(s) = \frac{3}{2sC_o} \quad (5)$$

3) Modelo dinâmico da tensão total no barramento CC em função da corrente de entrada

Para o projeto do compensador discreto da malha de tensão total $C_{vb}(z)$ é necessário encontrar uma função de transferência entre a tensão total do barramento CC, v_o , e a corrente drenada pelo filtro ativo i_{fp} .

Essa função de transferência é obtida através do balanço de potências, isto é, encontra-se a potência de entrada necessária para manter os capacitores carregados, considerando a potência fornecida pelo barramento. Para obter este modelo foi considerado uma carga fictícia R_o conectada em paralelo com o barramento para avaliar a potência fornecida por este. O modelo relaciona a tensão total do barramento (V_o) com o valor de pico da fundamental da corrente de fase do filtro ativo (I_{fp1pk}):

$$G_{vb}(s) = \frac{V_o(s)}{I_{fp1pk}(s)} = \frac{3}{2} m_a \frac{1}{\frac{1}{R_o} + sC_o} \quad (6)$$

onde m_a é o índice de modulação de amplitude, dado por:

$$m_a = \frac{V_{rd(pico)}}{V_o} \quad (7)$$

O inversor aplicado como filtro ativo é modelado para a situação mais crítica, que é a vazia, isto equivale a fazer $R_o \rightarrow \infty$. O modelo da planta de tensão é dado por:

$$G_{vb}(s) = \frac{3}{2} m_a \frac{1}{sC_o} \quad (8)$$

B. Modelagem do FAS

Para realizar a modelagem dinâmica do FAS foram consideradas as mesmas hipóteses assumidas para o FAP, e a tensão da rede foi considerada um distúrbio. Assim, o circuito equivalente para obter o modelo da planta de tensão do FAS é apresentado na Figura 6. A fonte de corrente i_z' e a tensão v_{fs}' representam a corrente na carga e a tensão da rede no primário do transformador (lado do conversor), respectivamente.

Então, observando a Figura 1 e a Figura 6 obteve-se o seguinte modelo do FAS através da média por espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} \dot{\langle i_{fs} \rangle} \\ \dot{\langle v_{fs} \rangle} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{n}{L_s} \\ \frac{1}{C_s} & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_{fs} \rangle \\ \langle v_{fs} \rangle \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2d_s - 1}{2L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s n} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_o \rangle \\ \langle i_z \rangle \\ \langle v_{rd} \rangle \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\langle v_z \rangle = \begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_{fs} \rangle \\ \langle v_{fs} \rangle \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -Z_d & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_o \rangle \\ \langle i_z \rangle \\ \langle v_{rd} \rangle \end{bmatrix} \quad (10)$$

onde d_s é a razão cíclica associada ao FAS, n é a relação de transformação e Z_d é a impedância de dispersão do transformador.

Aplicando pequenas perturbações e linearizando em torno de um ponto quiescente, chega-se a planta de tensão do FAS:

$$G_{sv}(s) = \frac{\hat{v}_{fs}(s)}{\hat{d}_s(s)} = \frac{V_o}{n(s^2 L_s C_s + s R_s C_s + 1)} \quad (11)$$

IV. PROJETO DOS CONTROLADORES

Os projetos dos controladores digitais do UPQC foram realizados usando a metodologia de projeto da aproximação da resposta em frequência discreta. Esta metodologia foi escolhida devido a sua simplicidade, pois possibilita o uso das mesmas metodologias de projeto contínuas baseadas no diagrama de Bode. É importante destacar que a limitação desta técnica não é relevante nestes projetos, uma vez que a frequência de amostragem é muito maior que a banda passante de todos os controladores projetados.

Nesta metodologia, obtém-se o modelo dinâmico discreto da planta incluindo a dinâmica do ZOH (domínio s para o domínio z), e aplica-se uma transformação bilinear para obter uma aproximação contínua da resposta em frequência discreta (domínio z para domínio w). Neste domínio, os controladores são projetados empregando as ferramentas contínuas de projeto, supondo que o plano w é idêntico ao plano s . Por fim, o controlador obtido no domínio w é convertido para o domínio z através de uma transformação bilinear inversa.

A. Projeto dos controladores do FAP

Os principais parâmetros do UPQC projetado são apresentados na TABELA I. Além disso, para realizar o projeto dos controladores são também utilizados os parâmetros mostrados na TABELA II.

Os filtros *anti-aliasing* foram projetados para resultar em pequeno impacto, tanto no ganho quanto na fase, na faixa de

TABELA I
Parâmetros do UPQC

Tensão eficaz fase-neutro	$V_{rd} = 127 \text{ V}$
Potência ativa do sistema	$P_T = 2500 \text{ W}$
Indutância do FAP	$L_p = 690 \text{ } \mu\text{H}$
Indutância do FAS	$L_s = 650 \text{ } \mu\text{H}$
Tensão do barramento CC	$V_o = 400 \text{ V}$
Capacitâncias do barramento CC	$C_{o1} = C_{o2} = 3000 \text{ } \mu\text{F}$
Capacitância do filtro passivo do FAP	$C_p = 2 \text{ } \mu\text{F}$
Capacitância do filtro passivo do FAS	$C_s = 20 \text{ } \mu\text{F}$
Resistências dos filtros passivos	$R_p = R_s = 2 \text{ } \Omega$
Frequência de chaveamento FAP FAS	$f_s = 20 \text{ kHz}$

TABELA II
Parâmetros para o projeto dos controladores

Frequência de amostragem FAP	$f_{ap} = 20 \text{ kHz}$
Frequência de amostragem FAS	$f_{as} = 40 \text{ kHz}$
Ganho sensor de corrente	$h_{ip} = 0,1$
Ganho sensores de tensão FAP	$h_{vb} = h_{des} = 0,01$
Ganho sensor de tensão FAS	$h_{vs} = 4,7 \cdot 10^{-3}$
Ganho multiplicador	$k_{mp} = 1$
Ganho PWM	$k_{PWM} = 1/3750$
Ganho conversor A/D	$k_{AD} = 2^{12}/3$
Índice de modulação	$m_a = 180/400$
Relação de transformação	$n = \sqrt{3}$

frequência de cruzamento do ganho, o que possibilita desconsiderar seu efeito no projeto dos controladores, ou seja, $H_{ip}(s) = H_{des}(s) = H_{vb}(s) = 1$. Como já descrito anteriormente, as malhas de controle do FAP operam com bandas de frequências bem distintas, o que as torna dinamicamente desacopladas. Desta forma as equações de laço aberto destas malhas são dadas por:

$$T_{ip}(w) = k_{PWM} h_{ip} k_{AD} G_{ip}(w) C_{ip}(w) \quad (12)$$

$$T_{vb}(w) = \frac{h_{mp} h_{vb}}{h_{ip}} G_{vb}(w) C_{vb}(w) \quad (13)$$

$$T_{des}(w) = \frac{h_{des}}{h_{ip}} G_{des}(w) C_{des}(w) \quad (14)$$

onde $C_{ip}(w)$, $C_{vb}(w)$ e $C_{des}(w)$ são as funções de transferência dos compensadores de corrente, da tensão total do barramento CC, e do desequilíbrio de tensão dos capacitores do barramento CC, respectivamente. Todos os compensadores empregados são do tipo proporcional-integral (PI). Para os seus projetos foram especificadas as seguintes frequências de cruzamento: 2 kHz (malha de corrente), 36 Hz (malha de tensão total do barramento) e 3 Hz (malha de desequilíbrio).

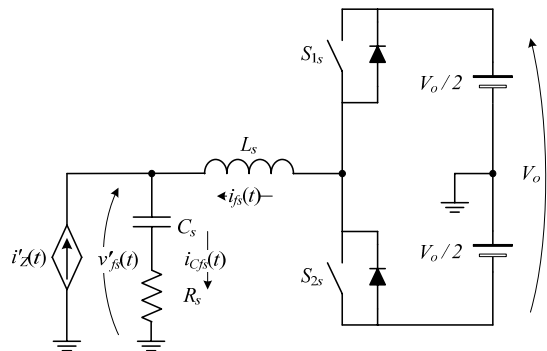


Fig. 6. Circuito equivalente para uma fase do FAS.

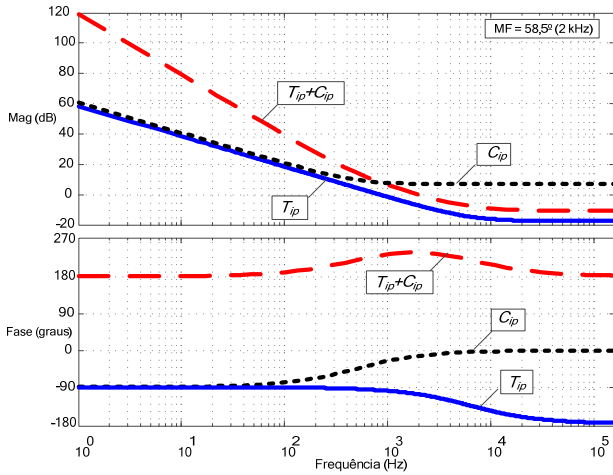


Fig. 7. Resposta em frequência da malha de corrente do FAP.

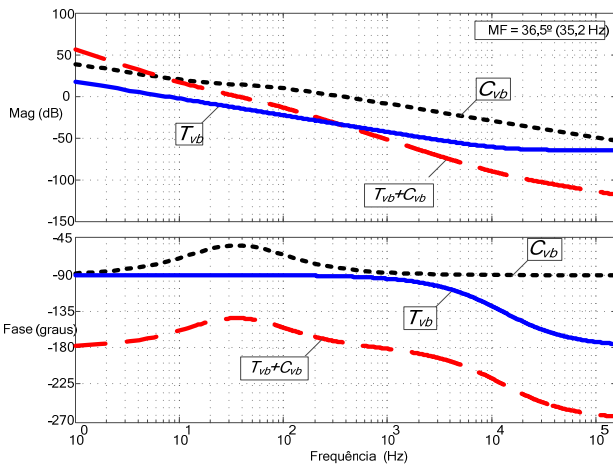


Fig. 8. Resposta em frequência da malha de tensão total do FAP.

As Figuras 7, 8 e 9 mostram os diagramas de Bode de (12), (13) e (14), respectivamente, sem e com a inclusão do compensador. As margens de fase obtidas foram de aproximadamente 58°, 36° e 59°, respectivamente. Os compensadores discretos obtidos são mostrados abaixo:

$$C_{ip}(z) = \frac{0,8752z - 0,6908}{z - 1} \quad (15)$$

$$C_{vb}(z) = \frac{0,6569z - 0,6533}{z - 1} \quad (16)$$

$$C_{des}(z) = \frac{0,354z - 0,353}{z - 1} \quad (17)$$

B. Projeto do controlador do FAS

Os controladores do FAS foram projetados de forma semelhante aos do FAP. A função de transferência de laço aberto da malha de tensão do FAS no domínio w é:

$$T_{vs}(w) = k_{PWM} k_{AD} h_{vs} G_{vs}(w) C_{vs}(w) \quad (18)$$

onde $H_{vs}(s) = 1$ e $C_{vs}(w)$ é a função de transferência do compensador.

A Figura 10 mostra a resposta em frequência de (18), onde observa-se a existência de um pólo complexo conjugado associado ao filtro de segunda ordem do inversor. Para obter a especificação de frequência de cruzamento (2 kHz), optou-se pelo uso de um compensador proporcional-integral-

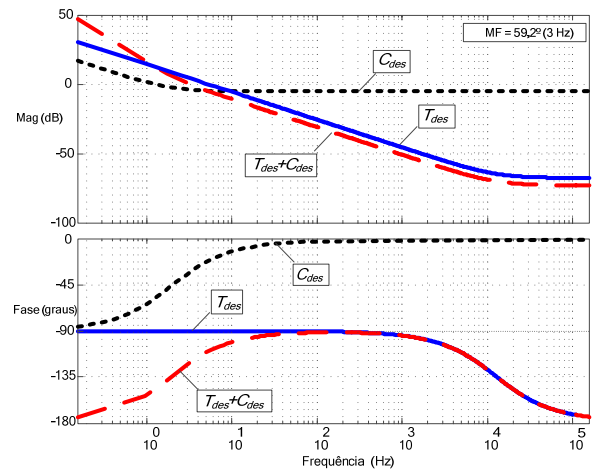


Fig. 9. Resposta em frequência da malha de desequilíbrio do FAP.

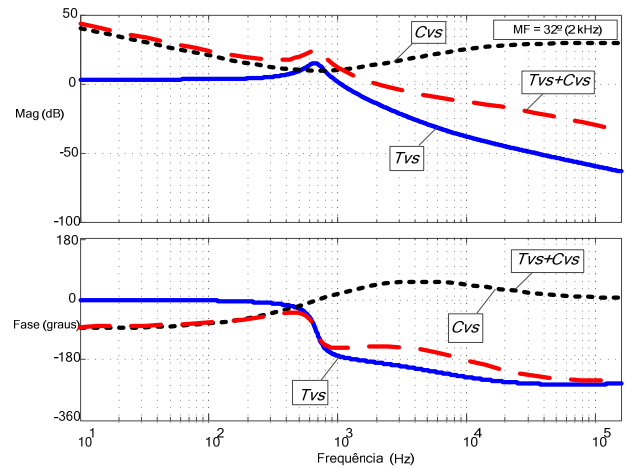


Fig. 10. Resposta em frequência da malha de tensão do FAS.

derivativo (PID), que resultou em uma margem de fase de aproximadamente 33°:

$$C_{vs}(z) = \frac{27z^2 - 43,33z + 17,38}{z^2 - 0,6265z - 0,3735} \quad (19)$$

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de avaliar o desempenho do sistema de controle apresentado foi implementado um protótipo de um UPQC de 2500 W. O sistema de controle digital do UPQC foi implementado em dois processadores digitais de sinais (DSP), modelo TMS320F2812 da Texas Instruments, sendo um deles empregado para a implementação do FAP e outro para o FAS. A utilização de um único processador para a implementação dos dois filtros foi avaliada, mas por questões de modularidade e agilidade nos testes optou-se pela utilização de dois processadores. A Figura 11 ilustra os detalhes da implementação do sistema de controle digital em DSP, incluindo os compensadores, sincronismo, proteção e supervisão.

O compensador do FAS mostrado na Figura 11 possui uma malha de controle adicional ao sistema descrito no diagrama de blocos da Figura 4. Conceitualmente, esta malha de controle não é necessária. Contudo, na implementação prática observam-se alguns erros inerentes dos processos de condicionamento, conversão A/D e reconstrução dos sinais.

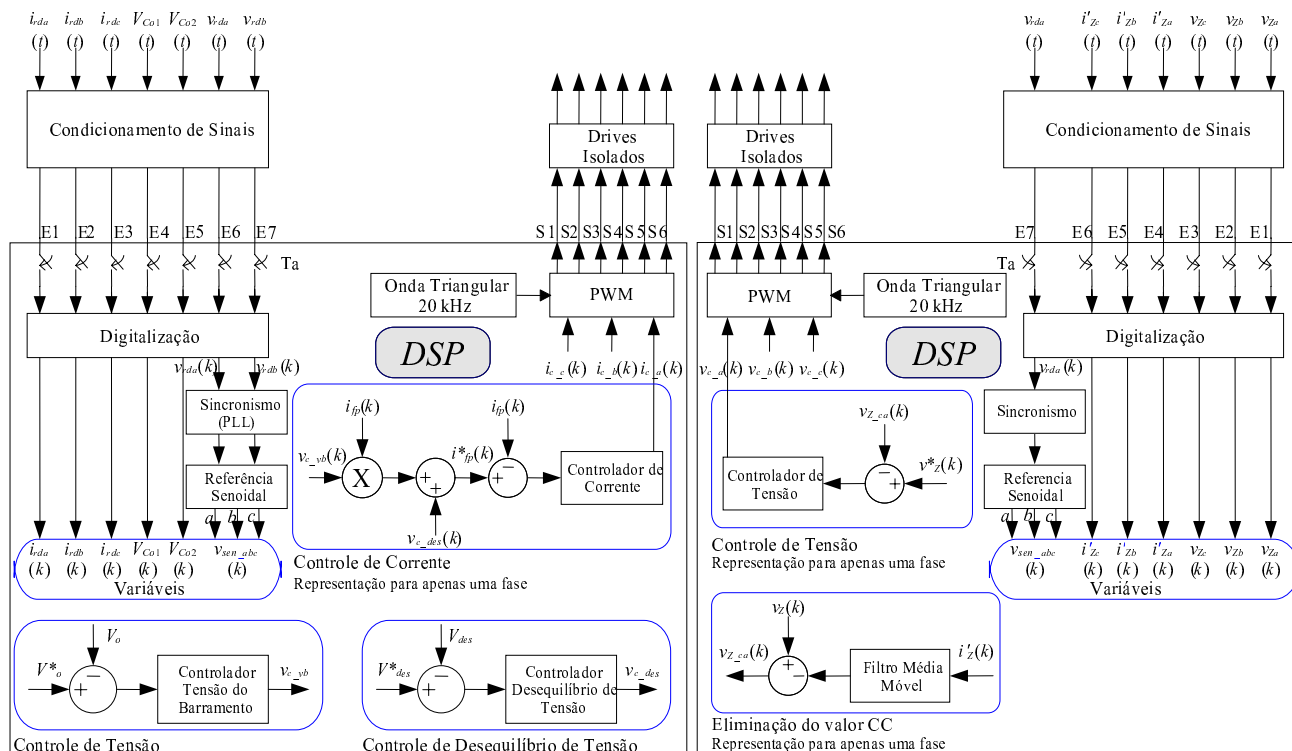


Fig. 11. Diagrama do sistema de controle digital implementado.

Embora possam ser significativamente reduzidos, estes erros não podem ser completamente eliminados. Em muitas aplicações estes pequenos erros são admissíveis, mas neste caso é preciso se ter uma estratégia de eliminação completa da componente contínua da tensão de saída do FAS, pois a impedância do transformador é muito reduzida para as componentes CC. Assim, uma pequena componente contínua da tensão resulta em uma elevada componente contínua nas correntes de saída do FAS, que tem como resultado indesejável a saturação do transformador de saída. Para mitigar este problema, empregou-se uma malha de controle para compensar a componente contínua existente nas tensões de saída do FAS. Neste caso, a componente CC na tensão de saída do FAS é obtida indiretamente através da medida da componente CC das correntes de saída, sendo que um filtro de média móvel é empregado para obter a componente contínua das correntes de saída com reduzida ondulação [15].

Para a realização dos ensaios, foram utilizadas as cargas descritas a seguir:

- Carga 1: retificador monofásico a diodo (Figura 12(a)), ligado entre a fase A e o neutro N, com indutância de comutação $L_c = 2,75$ mH, carga $R = 30 \Omega$ e $L = 100$ mH ($P \approx 450$ W);
- Carga 2: retificador monofásico diodo (Figura 12 (a)), ligado entre a fase B e o neutro N, com indutância de comutação L_c de 2,75 mH, carga $R = 20 \Omega$ e $L = 125$ mH ($P \approx 450$ W);
- Carga 3: retificador trifásico a diodo (Figura 12(b)) com indutâncias de comutação $L_c = 2,75$ mH, carga $R = 112 \Omega$ e $C = 1,65$ mF ($P \approx 800$ W).

A Figura 13 apresenta os resultados das tensões e correntes na rede e na carga para as três fases. Neste caso, a tensão na rede apresenta reduzida distorção harmônica, o que

torna possível avaliar o desempenho do FAP individualmente.

Pode-se observar que as correntes na carga estão desequilibradas e possuem um elevado conteúdo harmônico. Já as correntes de entrada do UPQC estão equilibradas, em fase e tem forma de onda com reduzida THD, o que demonstra a eficácia do UPQC no condicionamento das correntes drenadas da rede.

A potência obtida na entrada, em cada fase, é da ordem de 600 W, o que demonstra que o UPQC também promove uma adequada distribuição de potência entre as fases. Desta forma, o fator de potência total passou de 0,90 (sem o UPQC) para 0,99 (com o UPQC).

A Figura 14 apresenta as correntes geradas pelo UPQC. A compensação do desequilíbrio e do conteúdo harmônico que estavam presentes nas correntes das fases pode ser observada.

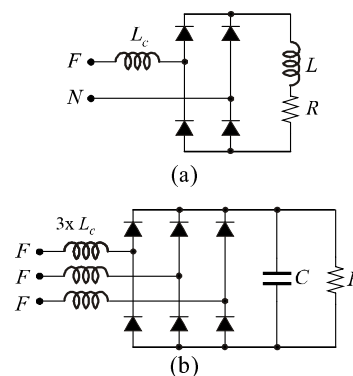


Fig. 12. Cargas não-lineares empregadas nos testes. (a) Retificador monofásico. (b) Retificador trifásico.

A Figura 15 apresenta os espectros harmônicos da corrente na rede e na carga, bem como os valores máximos permitidos pela norma IEEE 519-1992 [2], para cada fase. Verifica-se que todas as componentes harmônicas nas correntes de entrada do UPQC estão em conformidade com a norma, assim como os valores de THD para cada fase ($THD_{Ia} = 4,6\%$, $THD_{Ib} = 4,1\%$ e $THD_{Ic} = 2,9\%$), que estão abaixo de 5% (limite estipulado pela norma)

Para a avaliação do FAS foi empregada um fonte CA de potência programável para adicionar conteúdo harmônico na tensão fundamental. Através do uso desta fonte foi emulada uma rede CA distorcida, com 20 % de 3º harmônico na fase A, 10 % de 5º harmônico na fase B e 10 % de 7º harmônico na fase C. A Figura 16 mostra as tensões distorcidas geradas pela fonte e as tensões já compensadas na carga. Os resultados mostram que as tensões na carga não apresentam valores significativos dos componentes harmônico existentes na entrada, o que demonstra o bom funcionamento da compensação de tensão do UPQC. Os espectros harmônicos da tensão na carga e na rede, referente às formas de ondas da Figura 16 são mostrados na Figura 17.

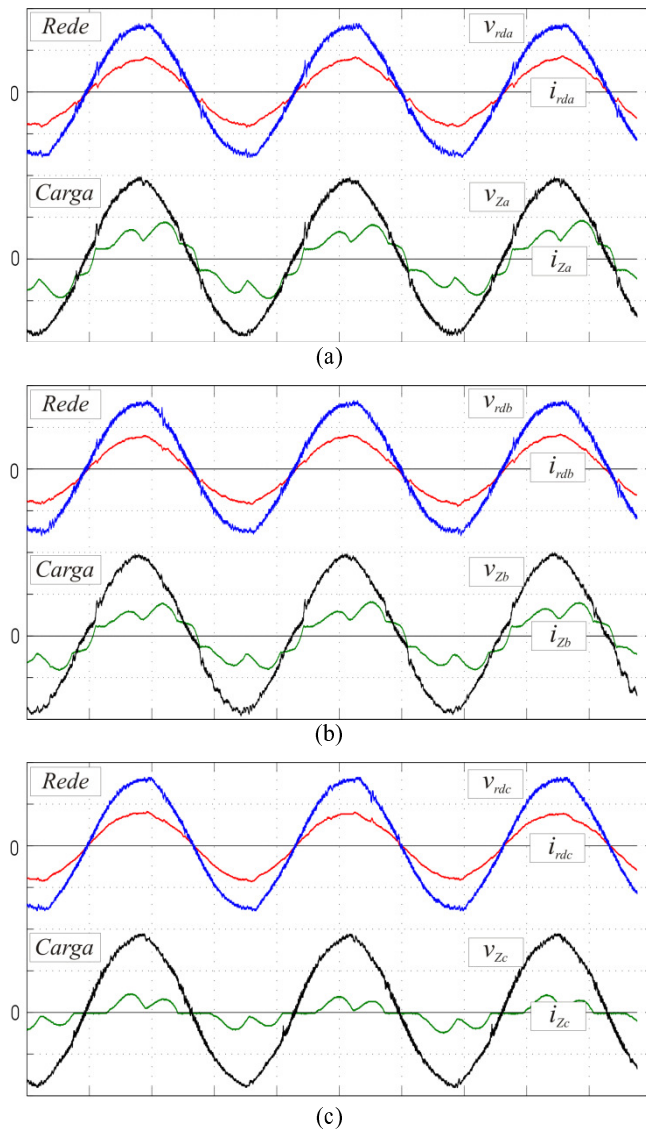


Fig. 13. Tensões (100 V/div) e correntes (10 A/div) na carga e na rede. (a) Fase a. (b) Fase b. (c) Fase c.

Os valores de THD das tensões nas cargas ($THD_{VZa} = 3,7\%$, $THD_{VZb} = 3,9\%$ e $THD_{VZc} = 4,2\%$) também atenderam a recomendação da IEEE 519-1992, que é de 5 % para a distorção harmônica total da tensão.

Na Figura 18 são apresentadas as tensões do barramento CC do UPQC. Observa-se que a tensão total de barramento se mantém regulada em 400V pela malha de tensão. Além disso, verifica-se que as tensões sobre os capacitores C_{o1} e C_{o2} estão reguladas em 200 V e -200 V, respectivamente, o que demonstra a eficácia da malha de controle de desequilíbrio de tensão nos capacitores do barramento CC.

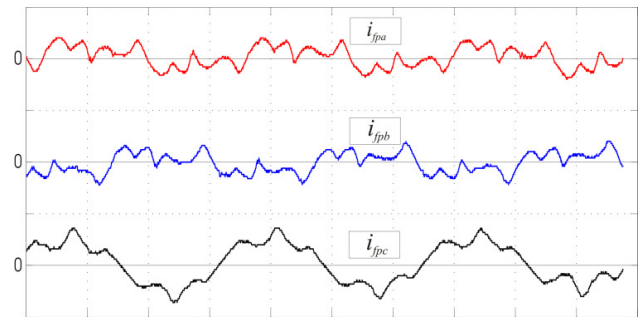


Fig. 14. Correntes (20 A/div) geradas pelo UPQC.

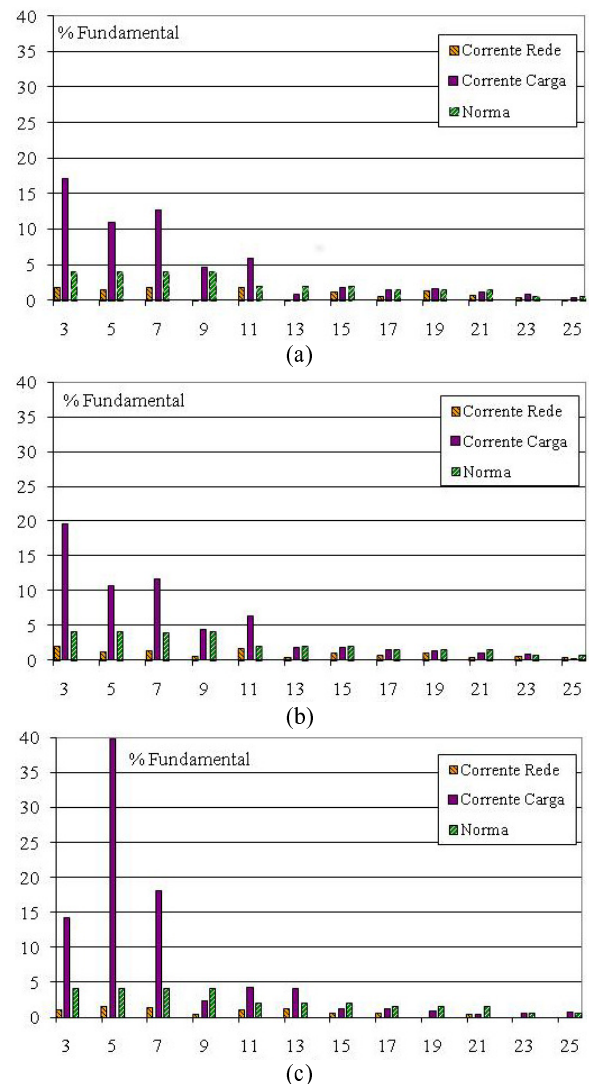


Fig. 15. Harmônicos das correntes na rede, na carga e norma. (a) Fase a. (b) Fase b. (c) Fase c.

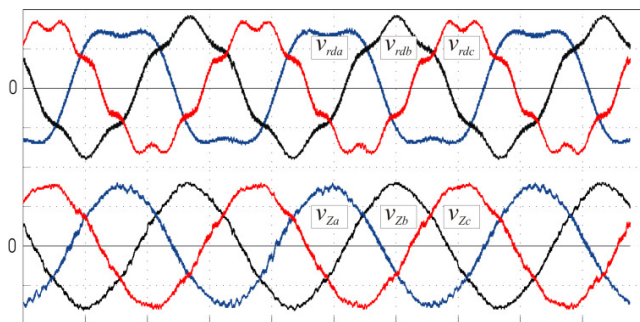
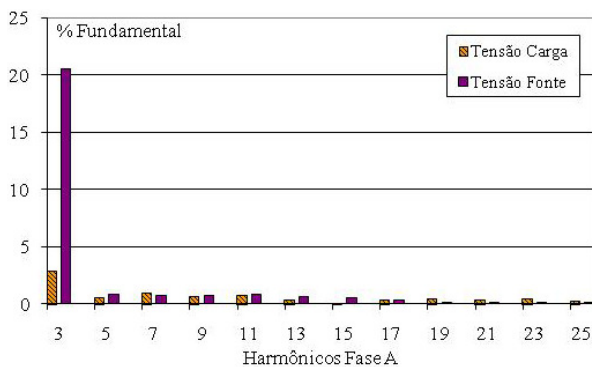
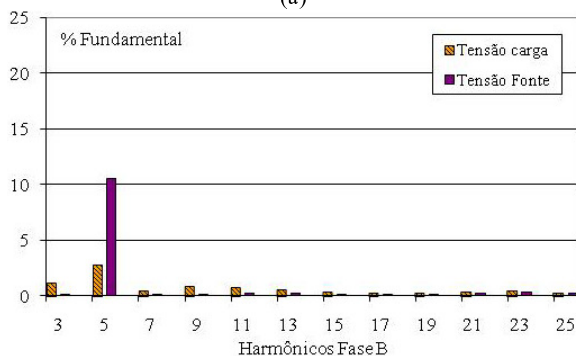


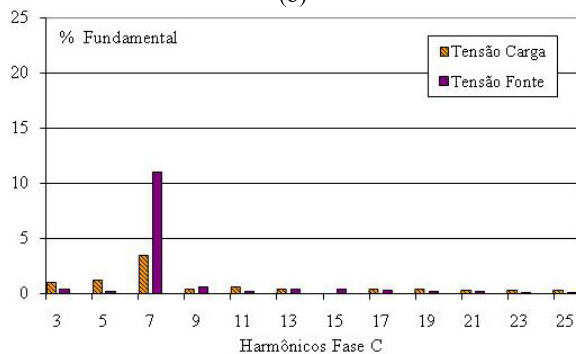
Fig. 16. Tensões (100 V/div) na fonte e na carga.



(a)



(b)



(c)

Fig. 17. Harmônicos na tensão na fonte e na carga.

(a) Fase a. (b) Fase b. (c) Fase c.

VI. CONCLUSÕES

Este trabalho propôs um esquema simplificado de controle para um condicionador unificado de qualidade de energia (UPQC). O controle proposto baseou-se na realimentação da corrente na rede e da tensão na carga, respectivamente, ao invés da medição da corrente do conversor paralelo e da tensão de saída do conversor série, eliminando a necessidade

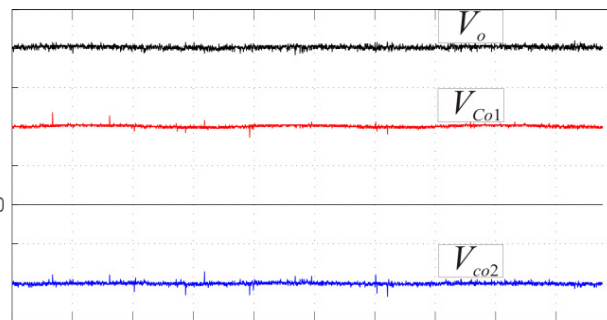


Fig. 18. Tensões (100 V/div) no barramento total e em cada um dos bancos capacitivos.

de um sistema complexo de geração de referências. Foram apresentados os modelos dinâmicos empregados no projeto de todas as malhas de controle, assim como a metodologia para o projeto destes controladores.

O sistema de controle digital foi implementado em processadores digitais de sinal e os resultados experimentais validaram o funcionamento do esquema de controle proposto. O UPQC consegue condicionar as correntes drenadas pela carga, promovendo o equilíbrio entre as fases e praticamente eliminando suas componentes harmônicas. Além disso, o UPQC também é capaz de condicionar as tensões distorcidas da fonte, fornecendo uma tensão com reduzida THD à carga.

Por fim, conclui-se que o esquema de controle proposto permite que sejam compensados reativos, distorções harmônicas, desequilíbrio de fase e também uma parcela de energia ativa, que depende da capacidade de potência dos conversores estáticos empregados. Por estes motivos, os autores acreditam que o UPQC proposto pode ser uma alternativa viável para a implementação de condicionadores de energia comerciais.

REFERÊNCIAS

- [1] R. C. Dungan, M. F. Mcgranaghan, H. W. Beaty, "Electrical Power Systems Quality". 1. Edição, McGraw-Hill, 1996.
- [2] IEEE Std. 519-1992, *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, 1992.
- [3] H. Akagi, "New Trends in Active Filters for Power Conditioning", *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 32, no 6, pp. 1312-1322, 1994.
- [4] H. Fujita, H. Akagi, "The Unified Power Quality Conditioner: The Integrations of Series- and Active Filters", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 13, no 2, pp. 315-322, 1998.
- [5] M. Aredes, K. Heumann, E. H. Watanabe, "An Universal Active Power Line Conditioner", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 13, no 2, pp. 545-551, 1998.
- [6] S. Bhattacharya, T. M. Frank, D. M. Divan, B. Banerjee, "Active Filter System implementation", *IEEE Industrial Applications Magazine*, pp. 47-63, 1998.
- [7] B. Singh, et al, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 260-271, 1999.

- [8] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, P. Mehta; "Active Power Filters – A review". *IEE Proceedings – Power Electronics Application*, v. 147, n. 5, p. 403-413, Set/2000.
- [9] R. Cutri and L. M. Jr., "Compensação de Desequilíbrios de Carga Empregando Conversor Estático Operando com Modulação em Largura de Pulso," *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 09, pp. 37 - 44, 2004.
- [10] F. P. Marafão, et al., "Metodologia de Projeto e Análise de Algoritmos de Sincronismo PLL," *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 10, pp. 7-14, 2005.
- [11] L. d. A. Silva, et al., "Sistema de Filtragem Ativa com Inversor Multinível Assimétrico em Cascata de Dezenove Níveis e Controle de Tensão nos Barramentos CC," *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 11, pp. 17-24, 2006.
- [12] R. F. de Camargo, et al., "Filtro Ativo de Potência para Compensação de Harmônicos de Tensão em Sistemas de Distribuição Trifásicos a Quatro Fios," *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 12, pp. 63 - 70, 2007.
- [13] F. Pottker, I. Barbi. "Power Factor Correction of Non-Linear Loads Employing a Single-Phase Active Power Filter: Control Strategy, Design Methodology and Experimentation." *Power Electronics Specialists Conference, 1997*, St. Louis. Anais de Congresso, 1997. p. 412-417.
- [14] F. Pottker I. Barbi. "Single Phase Active Power Filters for Distributed Power Factor Correction." *Power Electronics Specialist Conference, 2000*, Galway. Anais de Congresso, 2000. p. 500-505.
- [15] E. R. Ribeiro, I. Barbi. "Harmonic Voltage Reduction Using a Series Active Filter Under Different Load Conditions." *IEEE Transactions on Power Electronics*, USA, v. 21, n. 5, p. 1394-1402, 2006.
- [16] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes; "*Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*", 1a edição, John Wiley & Sons, 2007.
- [17] R. W. Erickson, D. Maksimovic; "*Fundamentals of Power Electronics*". 2 ed. Nova Iorque: Publisher, 2001. 912 p.
- [18] X. Bin, D. Ke; X. Dong; F. Xin; K. Yong, "Application of Moving Average Algorithm for Shunt Active Power Filter, " in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1043-1047, 2006.
- [19] J. Dias, T. D. C. Busarello, L. Michels, C. Rech, M. Mezaroba; "Controle Digital Simplificado Para Um Compensador Unificado De Qualidade De Energia." *XVIII Congresso Brasileiro de Automática - CBA2010*, Bonito, MS, 2010. p. 1-8.
- [20] J. Dias, T. D. C. Busarello, L. Michels, C. Rech, M. Mezaroba; "Uma Estratégia de Controle Simplificada Para Um Condicionador Unificado De Qualidade De Energia." *III Congresso Brasileiro de Eficiência*

Energética - CBEE2009, Belém - PA. Anais do CBEE 2009, 3 edição.

DADOS BIOGRÁFICOS

Josué Dias, nascido em Joinville SC, é engenheiro eletricista (2006) e mestre em Engenharia Elétrica (2009) pela Universidade do Estado de Santa Catarina. Atualmente atua como engenheiro na empresa WEG Automação.

Tiago D. C. Busarello, nascido em Rio dos Cedros SC, obteve o título de engenheiro eletricista em 2010 pela Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Atuou no setor de engenharia da empresa SUPPLIER entre 2010 e 2011. Atualmente é aluno de mestrado na Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).

Leandro Michels, obteve os títulos de engenheiro eletricista (2002) e doutor em engenharia elétrica (2006), ambos pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), RS, Brasil. Atuou entre 2008 e 2009 como professor na Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Desde agosto de 2009 é professor na Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), desenvolvendo pesquisas junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Seus temas atuais de pesquisa são modelagem e controle de conversores estáticos, controle digital, e sistemas fotovoltaicos. É membro da SOBRAEP e do IEEE.

Cassiano Rech, formou-se em Engenharia Elétrica e obteve os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), em 1999, 2001 e 2005, respectivamente. De 2005 a 2007, atuou como professor da Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUI). De 2008 a 2009, atuou como professor da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Desde 2009 é professor da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), onde atua junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Suas áreas de interesse incluem modelagem e controle de conversores estáticos de potência, fontes ininterruptas de energia e conversores multiníveis. Atualmente, é membro da SOBRAEP e IEEE-PELS.

Marcello Mezaroba, Recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 1996, 1998 e 2001 respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Atualmente é Professor Associado no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Santa Catarina (UDESC) desenvolvendo atividades de pesquisa junto ao Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPÉE). É membro da SOBRAEP e do IEEE.