

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

**Josué Dias, Marcello Mezaroba, Cassiano Rech, Leandro Michels, Tiago D. C.
Busarello**

*Núcleo de Processamento de Energia Elétrica - nPEE – Departamento de Eng. Elétrica.
UDESC Universidade do Estado de Santa Catarina
Campus Universitário Prof. Avelino Marcante s/n – Bom Retiro – Joinville/SC - Brasil
CEP 89223-100 – fone (47) 4009-7200
E-mails: josuebdias@yahoo.com.br, mezaroba@joinville.udesc.br, cassiano@ieee.org,
michels@ieee.org, tiago_curi@yahoo.com.br.*

Abstract: This paper presents an unified power quality conditioner (UPQC) using digital controller. Such conditioner consists of combined shunt and series active power filters for simultaneous compensation of current and voltage. The proposal is employing simple technique of controller for compensate the line current and load voltage, although at direct reference, just comparing the signals from line and load with a reference sinusoidal. *Copyright © 2009 CBEE/ABEE*

Keywords: Power quality, active filter, direct reference, average model, unified conditioner, digital controller.

Resumo: Este artigo apresenta um condicionador unificado de qualidade de energia (UPQC) usando controle digital. Tal condicionador consiste na combinação de um filtro ativo paralelo com um filtro ativo série. A proposta é empregar uma técnica de controle simples para compensar as correntes de rede e tensões de carga, através de referência direta, somente comparando os sinais provenientes da rede e da carga com um sinal senoidal.

Palavras Chaves: Qualidade de energia, filtro ativo, referência direta, modelo médio, condicionador unificado, controle digital.

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, a comunidade científica tem-se dedicado na busca de soluções para otimizar o uso da energia elétrica nas indústrias, uma vez que o maior consumo nestas é feito por cargas indutivas e não lineares, constituindo um sistema com baixo fator de potência e elevada distorção harmônica.

Dentre as inúmeras alternativas estudadas para melhorar a qualidade da energia elétrica encontra-se as aplicações de filtros ativos de potência, também chamados de compensadores ativos, os quais visam compensar os distúrbios presentes na rede.

As aplicações mais conhecidas de filtros ativos utilizam técnicas de geração de referência complexas, baseando-se nas componentes harmônicas dos sinais, seja da

corrente de carga ou da tensão de rede. Alguns dos métodos que empregam esta técnica são, controle por valores instantâneos da potência ativa e reativa (Teoria pq) [Aredes], correntes senoidais de Fryze [Monteiro], referência síncrona [Bhattacharya], dentre outras.

Face a esta complexidade, este artigo traz uma técnica de controle simples, baseada na referência direta para um condicionador de qualidade de energia unificado (UPQC – Unified Power Quality Conditioner) [Fujita]. Tal condicionador tem a finalidade de compensar as componentes harmônicas de corrente e tensão através do emprego de um filtro ativo e um filtro série, respectivamente.

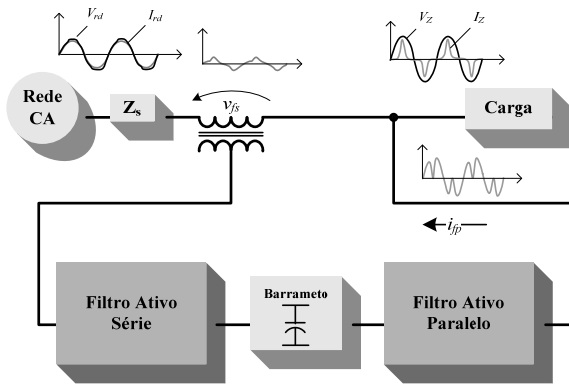


Figura 1 - Diagrama funcional básico do UPQC proposto.

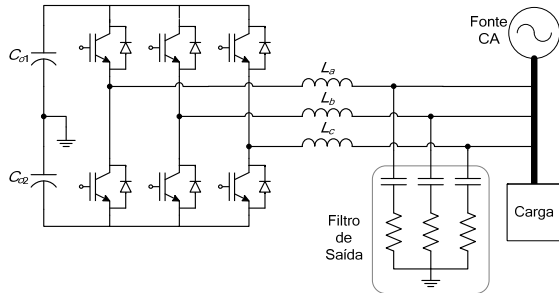


Figura 2- Inversor trifásico a 4 fios com derivação do barramento CC atuando como filtro ativo.

A estratégia consiste em compensar as distorções da corrente de carga de modo direto, isto é, utilizar como referência tanto para a corrente de rede quanto para a tensão de carga um sinal senoidal. Este sinal é gerado por um processador digital e, após sincronizado com a tensão de rede, é comparado com as amostras da corrente de rede, para o filtro ativo paralelo (FAP), e tensão de carga, para o filtro ativo série (FAS).

O artigo apresenta os modelos matemáticos, projeto dos controladores e simulações obtidas para os filtros ativos.

2 APRESENTAÇÃO DO UPQC PROPOSTO

O diagrama de blocos funcional básico do UPQC proposto para este trabalho é apresentado na Figura 1, que é composto de dois conversores (AC/DC) trifásico a quatro fios interligados por um barramento capacitivo com ponto médio, o qual é controlado pelo filtro ativo paralelo. Apenas o filtro ativo série utiliza transformador de acoplamento, enquanto o filtro ativo paralelo é conectado diretamente a rede.

A topologia dos inversores utilizados nos filtros ativos é ilustrada na Figura 2.

3 FILTRO ATIVO PARALELO

O filtro ativo paralelo é composto por um inversor trifásico, o qual, por controle realimentado, controla a corrente de rede garantindo que esta tenha a forma típica de uma sinal senoidal, independente do tipo de carga. A Figura 3 mostra o diagrama funcional do filtro ativo paralelo.

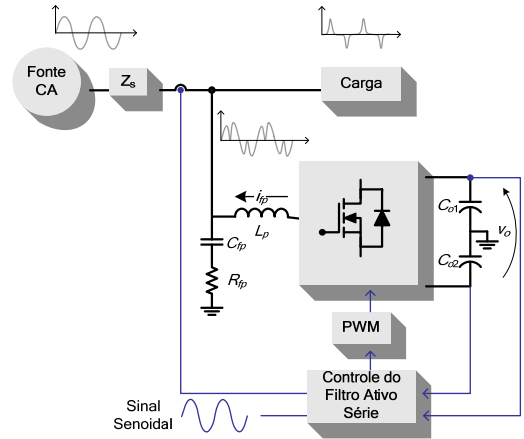


Figura 3 - Diagrama funcional do filtro ativo paralelo

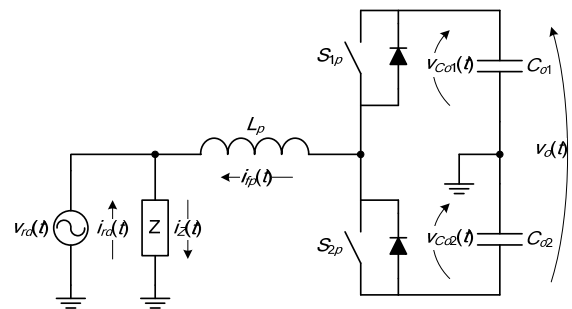


Figura 4 – Circuito equivalente do inversor trifásico do FAP.

3.1 Modelagem do FAP

O barramento com ponto médio permite que o inversor trifásico possa ser representado por um inversor monofásico, conforme a Figura 4.

Os modelos das plantas de corrente e de desequilíbrio de tensão são obtidos aplicando modelo médio por espaços de estados [Erickson]. As equações (1) e (2) representam o circuito da Figura 4, onde \bar{D}_p é o valor médio da razão cíclica.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fp} \\ v_{Co1} \\ v_{Co2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \bar{D}_p & -(1-\bar{D}_p) \\ -\bar{D}_p & 0 & 0 \\ \frac{(1-\bar{D}_p)}{C_{o2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fp} \\ v_{Co1} \\ v_{Co2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_p} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rd} \\ i_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

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

Através do modelo médio de pequenos sinais, e considerando $2 C_o = C_{o1} = C_{o2}$, obtêm-se as seguintes plantas de corrente e desequilíbrio.

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

$$G_{des}(s) = G_{v1}(s) - G_{v2}(s) = \frac{\hat{v}_{Co1}(s) - \hat{v}_{Co2}(s)}{\hat{i}_{fp}(s)} \quad (4)$$

$$G_{des}(s) = \frac{1}{2sC_o} \quad (5)$$

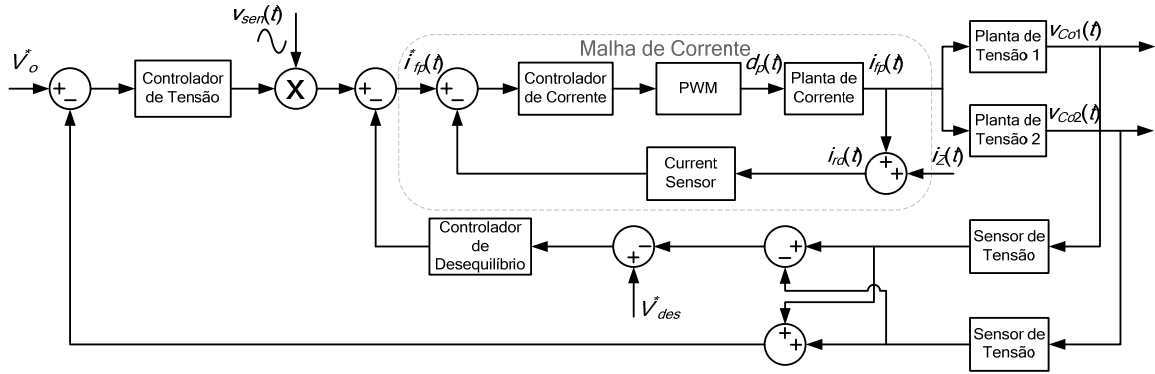


Figura 5 - Diagrama de blocos do controle do filtro ativo paralelo.

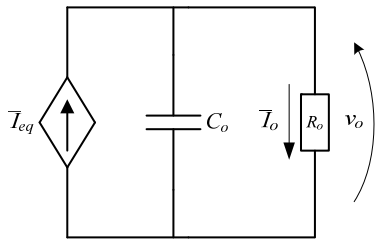


Figura 6 – Circuito equivalente para modelagem do barramento CC.

A planta de tensão do barramento total é obtida por balanço de potências, isto é, iguala-se a potência de entrada necessária para manter os capacitores carregados com a potência efetiva de carga.

A fonte de corrente \bar{I}_{eq} representa a corrente equivalente das três fases necessária para manter o barramento. O modelo é obtido através da relação entre a tensão total do barramento (V_o) pela pico da fundamental da corrente de fase na entrada do inversor (I_{fp1pk}). Com a equação que representa o circuito da Figura 6 e a relação de balanço de potência obtêm-se o seguinte modelo para a planta de tensão do barramento:

$$G_{vb}(s) = \frac{3}{2} m_a \frac{1}{sC_o} \quad (6)$$

3.2 Projeto dos controladores

A técnica de controle utilizada é a de controle por valores médios instantâneo [Souza]. O diagrama de blocos do controle do filtro ativo paralelo é mostrado na Figura 5, o qual é composto de uma malha de corrente para cada fase, uma malha de tensão do barramento total e uma malha de desequilíbrio de tensão do barramento.

A malha interna representada na Figura 5 é uma malha de corrente com dinâmica mais rápida que as demais, pois as de tensão atuam apenas para corrigir valores médios.

Os parâmetros para os projetos dos controladores são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros para o projeto do controlador

Amplitude da triangular utilizada como comparação para o PWM	$V_T = 3750$
Tensão eficaz por fase	$V_{rd} = 127 \text{ V}$
Potência ativa do sistema	$P_T = 2500 \text{ W}$
Indutância dos inversores ($L = L_p = L_s$)	$L = 2,75 \text{ mH}$
Tensão do barramento CC	$V_o = 400 \text{ V}$
Capacitância do barramento	$C_o = 1500 \mu\text{F}$
Frequência de amostragem	$f_a = 20 \text{ kHz}$
Frequência de comutação	$f_s = 20 \text{ kHz}$
Ganho do sensor de corrente	$K_i = 0,1$
Ganho do sensor de tensão	$K_v = 0,01$
Ganho do multiplicador	$K_M = 1$
Ganho do conversor A / D	$K_{AD} = 2^{12}/3$
Índice de modulação	$m_a = 180/400$
Relação de transformação	$n_{acl} = 1$

O projeto dos controladores é feito no domínio da frequência no plano w , isto é, o sistema é discretizado (plano s para o plano z) e após aplicado a transformação bilinear para levar ao plano w , no qual os controladores poderão ser projetados aos moldes da teoria clássica para sistemas contínuos (plano s).

3.2.1 Projeto do controlador de corrente

A equação (7) apresenta a função de transferência de laço aberto da malha de corrente. Nota-se o ganho do conversor analógico/digital está presente na equação, resultado da discretização.

$$FTLA_{ip}(w) = \frac{K_{Ad}K_{ip}V_oT_a}{2V_TL_p} \frac{2/T_a - w}{w} H_{ip}(w) \quad (7)$$

O controlador utilizado é do tipo PI com uma frequência de cruzamento de 2 kHz e um zero com frequência em 500 Hz , conforme a equação (8).

$$H_{ip}(w) = 2,261 \left(1 + \frac{3,141 \cdot 10^3}{w} \right) \quad (8)$$

A Figura 7 traz os gráficos de ganho e fase para a função de laço aberto não compensada ($FTLA_{ip_u}(w)$) e compensada ($FTLA_{ip}(w)$), bem como do controlador ($H_{ip}(w)$).

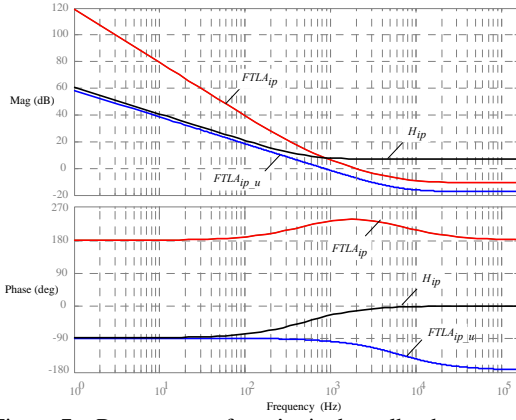


Figura 7 – Resposta em frequência da malha de corrente.

3.2.2 Projeto do controlador de tensão

A malha de tensão total do barramento deve responder a sinais de valores médios de tensão até alguns poucos Hertz, motivo pelo qual tem característica lenta, comparado à malha de corrente, de modo a manter o desacoplamento entre as malhas de tensão e corrente, e assim garantir que não haja influências entre ambas as malhas.

A rejeição à perturbação por parte da malha de corrente é realizada elevando o ganho nas baixas frequências [erickson], logo, a função de transferência de malha fechada de corrente para baixas frequências resulta na seguinte relação:

$$\frac{1}{K_{ip}} \frac{FTLA_{ip}(0)}{1 + FTLA_{ip}(0)} \cong \frac{1}{K_{ip}} \text{ para } |FTLA_{ip}(0)| \gg 1 \quad (9)$$

Esta propriedade permite que a malha de corrente possa ser avaliada como um ganho inserido nas malhas de tensão.

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão, já no plano w , é dada pela equação (10).

$$FTLA_{vb}(w) = \frac{3}{4} m_a \frac{K_{mp} K_{vb} T_a}{K_{ip} C_o} \frac{2/T_a - w}{w} H_{vb}(w) \quad (10)$$

O controlador utilizado é do tipo atraso de fase, com uma frequência de cruzamento de 36 Hz. A função de transferência do controlador é dada numericamente pela equação (11).

$$H_{vb}(w) = \frac{2194,2}{w} \left(\frac{w + 112,5}{w + 450,0} \right) \quad (11)$$

A Figura 8 apresenta os gráficos das respostas em frequência da função de transferência em laço aberto sem compensação ($FTLA_{vb_u}(w)$), compensado ($FTLA_{vb}(w)$) e do controlador projetado ($H_{vb}(w)$).

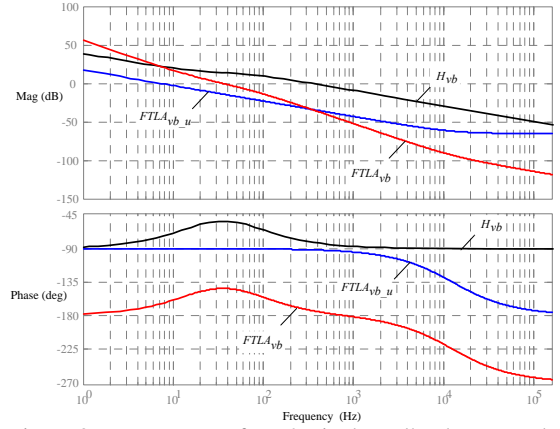


Figura 8 - Resposta em frequência da malha de tensão do barramento.

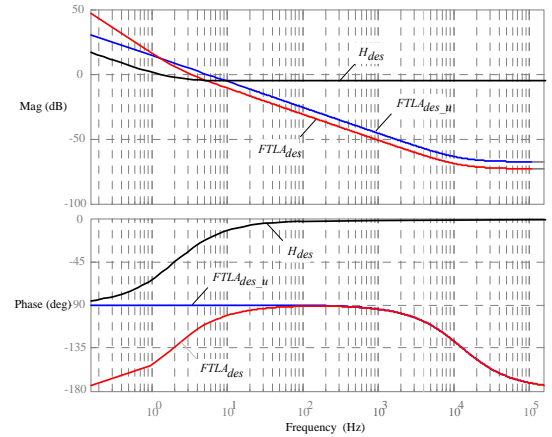


Figura 9 – Resposta em frequência da malha de desequilíbrio.

3.2.3 Projeto do controlador de desequilíbrio

A malha de desequilíbrio de tensão é a mais lenta de todas, sendo considerada como malha de nível cc, atuando apenas nos valores médios da tensão dos bancos capacitivos.

A função de transferência de laço aberto da malha de desequilíbrio, no plano w , é dada pela equação (12).

$$FTLA_{des}(w) = \frac{K_{des} T_a}{K_{ip} C_o} \frac{2/T_a - w}{w} H_{des}(w) \quad (12)$$

O controlador projetado para a malha de desequilíbrio é do tipo PI e, adotando uma frequência de cruzamento de 4 Hz, tem sua função de transferência dada numericamente pela equação (13).

$$H_{des}(w) = 0,5414 \left(1 + \frac{12,5}{w} \right) \quad (13)$$

A Figura 9 apresenta os gráficos das respostas em frequência da função de transferência em laço aberto sem compensação ($FTLA_{des_u}(w)$), do controlador projetado ($H_{des}(w)$) e da função de transferência do sistema já compensado ($FTLA_{des}(w)$), relativos ao controle de desequilíbrio.

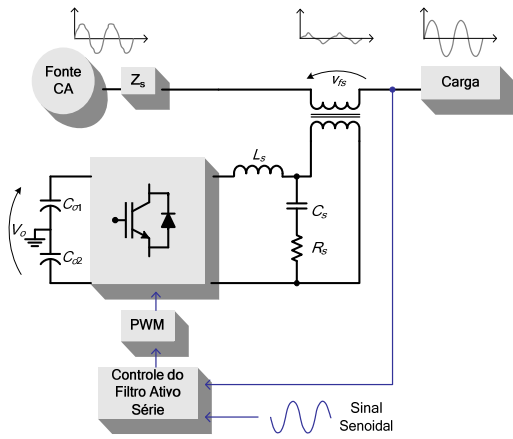


Figura 10 - Diagrama funcional do filtro ativo série

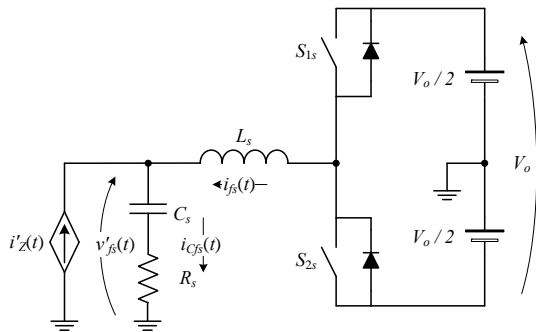


Figura 11 – Circuito equivalente do inversor trifásico do FAS.

4 FILTRO ATIVO SÉRIE

O filtro ativo série é composto por um inversor trifásico controlado conectado diretamente na carga, o qual

controla a tensão da rede elétrica e corrige possíveis distorções causadas por cargas não lineares. A Figura 10 apresenta o diagrama funcional do filtro ativo série.

4.1 Modelagem do FAS

O circuito equivalente para obter o modelo da planta de tensão do FAS é apresentado na Figura 11. A fonte de corrente $i'_z(t)$ representa a corrente de carga refletida pelo transformador de acoplamento.

Semelhante ao filtro ativo paralelo o modelo da planta de tensão é obtido através do modelo médio por espaços de estados. As equações e representam o circuito da Figura 4.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fs} \\ v_{fs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{n_{acl}}{L_s} \\ \frac{1}{C_s} & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fs} \\ v_{fs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(2\bar{D}_s - 1)}{2L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s n_{acl}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_z \\ v_{rd} \end{bmatrix} \quad (119)$$

$$v_z = [0 \quad -1] \begin{bmatrix} i_{fp} \\ v_{fs} \end{bmatrix} + [0 \quad -Z_d \quad 1] \begin{bmatrix} v_o \\ i_z \\ v_{rd} \end{bmatrix} \quad (120)$$

As variáveis de estados não dependem da tensão de rede, sendo assim, esta pode ser considerada como distúrbio. Aplicando pequenos sinais e linearizando em torno de um ponto quiescente, chega-se a planta de tensão do FAS.

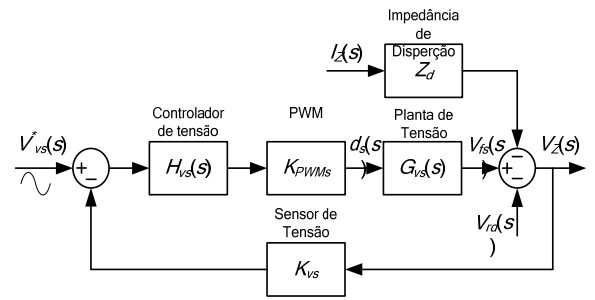


Figura 12 - Diagrama de blocos do controle do FAS.

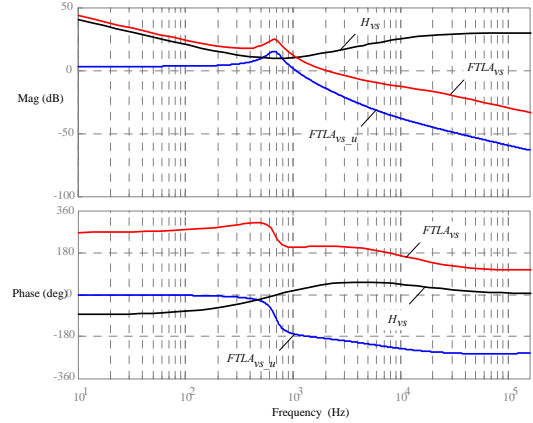


Figura 13 - Resposta do controle do FAS.

$$G_{sv}(s) = \frac{\hat{v}'_{fs}(s)}{\hat{d}'_s(s)} = \frac{V_o}{s^2 L_s C_s + s R_s C_s + n_{acl}} \quad (16)$$

4.2 Projeto do controlador

A Figura 12 apresenta o diagrama de blocos do controle do filtro ativo série considerando a tensão e corrente de rede como distúrbios. Nota-se que o controle é composto por apenas as malhas de tensão referentes a cada fase.

A equação (17) descreve a função de transferência de laço aberto da malha de tensão, já no plano w .

$$FTLA_{vs}(w) = \frac{V_o}{n_{acl} b_1 V_T} \frac{T_a k_1 w^2 - 2(b_1 T_a k_2 + k_1)w + 4b_1 k_2}{w^2 + k_3 w + 4k_2} H_{vs}(w) \quad (17)$$

Onde:

$$k_1 = \frac{1}{T_a} \frac{b_1 e^{-2a_1 T_a} + 2a_1 e^{-a_1 T_a} \sin(b_1 T_a) - b_1}{1 + 2e^{-a_1 T_a} \cos(b_1 T_a) + e^{-2a_1 T_a}} \quad (18)$$

$$k_2 = \frac{1}{T_a^2} \frac{1 - 2a_1 e^{-a_1 T_a} \cos(b_1 T_a) - e^{-2a_1 T_a}}{1 + 2e^{-a_1 T_a} \cos(b_1 T_a) + e^{-2a_1 T_a}} \quad (19)$$

$$k_3 = \frac{1}{T_a} \frac{4(1 - e^{-2a_1 T_a})}{1 + 2e^{-a_1 T_a} \cos(b_1 T_a) + e^{-2a_1 T_a}} \quad (20)$$

O controlador utilizado é do tipo PID com frequência de cruzamento de 2 kHz. A função de transferência do controlador de tensão projetado é dada numericamente pela equação (21).

$$H_{vs}(w) = 30.811 \left(\frac{w^2 + 8.528 \cdot 10^3 w + 1.818 \cdot 10^7}{w^2 + 8.528 \cdot 10^4 w} \right) \quad (21)$$

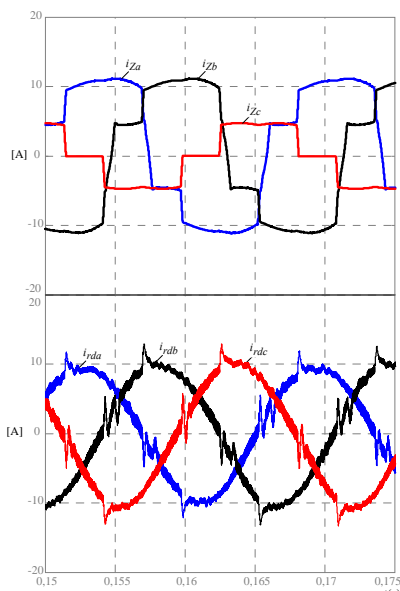


Figura 14 – Correntes na carga e na rede alimentadora.

A Figura 13 apresenta os gráficos das respostas em frequência da função de transferência em laço aberto sem compensação ($FTLA_{vs-u}(w)$), compensado ($FTLA_{vs}(w)$) e do controlador projetado ($H_{vs}(w)$), relativos ao controle de tensão.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Para a simulação do UPCQ são empregados tres cargas não-lineares, sendo duas monofásicas conectadas em fases distintas e uma trifásica dando uma potência total de 2,5 kW. A distorção total na corrente é de mais de 20 % e um desbalanço de mais que 50 %. A tensão de rede é simulada inserindo componentes harmônicas de 5ª, 7ª, 11ª and 13ª ordens, resultando em uma TDH de aproximadamente 13 % e um valor eficaz 8 % a menos que a tensão nominal.

A Figura 14 apresenta as correntes de carga distorcidas e as da rede compensadas. Já as tensões de rede e de carga após a compensação podem ser observadas na Figura 15. A tensão no barramento total e nos bancos capacitivos são mostrados na Figura 16.

6 COMENTÁRIOS

Os modelos e considerações levantadas se mostraram validas para este estudo. A distorção harmônica de corrente se manteve em torno de 9 %, desequilíbrio menor que 5 % e praticamente sem defasagem, levando à um fator de potência de 0,99. Quanto a tensão, os valores de TDH ficaram em 3 % e o valor eficaz da tensão na carga se manteve no nominal ($127 V_{rms}$).

7 REFERÊNCIAS

Aredes, M., Heumann, K., Watanabe, E. H. (1998). An Universal Active Power Line Conditioner. **vol. 13**, Nº 2, pp. 545-551. IEEE Transaction on Power Delivery.

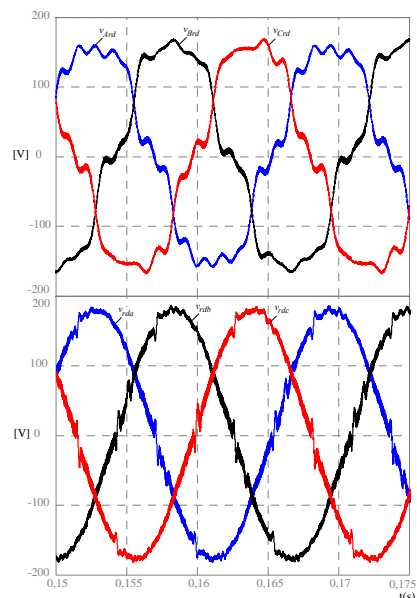


Figura 15 – Tensões na rede de alimentadora e na carga.

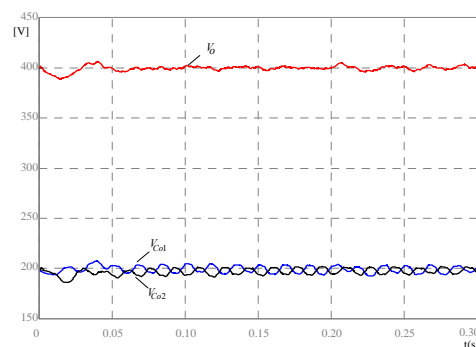


Figura 16 – Tensão do barramento total e em ambos os bancos capacitivos.

- Aredes, M. (2005). A Simplified Control Strategy For a Unified Power Quality Conditioner Prototype. pp. 2592-2597, Power Electronic Specialists Conference, 2005, PESC'05. IEEE 36th,
- Bhattacharya, S., Frank, T. M., Divan, D. M., Banerjee, B. (1998). Active Filter System implementation. pp 47-63, IEEE Industrial Applications Magazine.
- Erickson, R. W., Maksimovic, D. (2001). Fundamentals of Power Electronic. 2 Ed. p. 912, New York: Publisher.
- Fujita, H., Akagi, H. (1998). The Unified Power Quality Conditioner: The Integrations of Series and Active Filters. *IEEE Transaction on Power Electronics*, **vol. 13**, Nº 2, pp. 315-322
- Monteiro, L. F. C., Aredes, M., Neto, J. A. M. (2003). A Control Strategy For Unified Power Quality Conditioner. pp. 391-396, Industrial Electronic, 2003, ISIE'03. IEEE International Symposium on,
- Souza, F. P. de (2000). Correção do Fator de Potência Para Instalações de Baixa Potência. *Dissertação de mestrado*, INEP – UFSC. 178 p., Florianópolis – SC.