

# CONTROLE DE UM RETIFICADOR BIDIRECIONAL IMPLEMENTADO NO DSP TMS320F2812 - COMPARATIVO ENTRE AS TÉCNICAS DE CONTROLE POR VALORES MÉDIOS E COORDENADAS “DQ0”

Marcello Mezaroba<sup>1</sup>, Alcindo Prado Júnior<sup>1</sup>, Samir Ahmad Mussa<sup>2</sup>,  
Fabiano Luz Cardoso<sup>1</sup>, Juliano Sadi Scholtz<sup>1</sup>

LEPO – UDESC<sup>1</sup>  
89.223-100 – Joinville – SC- Brasil  
mezaroba@joinville.udesc.br

INEP – UFSC<sup>2</sup>  
88.040-970 – Florianópolis – SC -Brasil  
samir@inep.ufsc.br

**Resumo** – Este artigo apresenta um comparativo entre duas técnicas distintas de controle para o retificador bidirecional com alto fator de potência. A primeira técnica utilizada é a de controle por valores médios clássica. A segunda técnica se baseia na transformação para o sistema de coordenadas dq0. O *hardware* aplicado aos testes é comum às duas estratégias de controle e o software foi implementado digitalmente no DSP TMS320F2812 da Texas Instruments. Além das técnicas de controle, serão abordadas as diferenças entre a implementação e os resultados obtidos para as metodologias aplicadas.

**Palavras Chaves** – Controle digital, PFC, retificador bidirecional e retificador com alto fator de potência.

## BIDIRECTIONAL RECTIFIER CONTROL IMPLEMENTED ON THE DSP TMS320F2812 - COMPARATIVE BETWEEN AVERAGE VALUES AND “DQ0” COORDENATES CONTROL TECHNIQS.

**Abstract** – This paper compares two different control techniques for the three phase rectifier with high power factor. The hardware used on the test is the same for both control strategies and the software was been implemented on the DSP TMS320F2812. Beyond the control techniques, we will show an overview about the differences on the implementation and results from the applied methodology.

**Keywords** – Bidirectional rectifier, digital control, High power factor converter.

### I. INTRODUÇÃO

A aplicação do controle digital sobre processos analógicos fora vislumbrado muito antes que o desenvolvimento tecnológico permitisse sua aplicação. Entretanto, hoje o controle digital pode ser aplicado à maioria dos processos, desde que corretamente estruturado e modelado, graças à evolução dos processadores digitais.

<sup>1</sup> Artigo submetido em 20/3/2007. Revisões em 23/4/2007 e 5/6/2007.  
Aceito por recomendação do Editor Richard M. Stephan.

Os retificadores trifásicos reversíveis com alto fator de potência são circuitos amplamente utilizados tanto em pesquisas acadêmicas como em aplicações industriais.

Pode-se encontrar na literatura muitos trabalhos que utilizam esta estrutura, formando uma grande base de conhecimento sedimentada ao longo tempo, sendo que muitos destes trabalhos foram desenvolvidos utilizando o controle clássico e suas premissas utilizadas como ponto de partida para o projeto dos controladores do circuito.

Pode-se dizer que a evolução dos retificadores trifásicos bidirecionais se confunde com a dos filtros ativos, desenvolvidos desde a década de 70. Estes podem ser considerados uma particularidade dos filtros ativos e estão sendo cada vez mais utilizados em aplicações industriais em substituição aos retificadores a diodos convencionais, pois possibilitam trabalhar com fator de potência próximo à unidade, logo, com baixas distorções de tensão e corrente.

Embora o chaveamento utilizando técnicas PWM tenha obtido popularidade em aplicações com retificadores, existem outras técnicas de chaveamento abordadas na literatura tais como Histerese e modulação vetorial [1] [2] [3]. Com relação às estratégias de controle, podem-se destacar os controles clássicos *P*, *PI*, *PID*, adaptativos, *dead beat*, preditivo, modos deslizantes, lógica nebulosa ou *fuzzy logic* [4], e redes neurais adaptativas [5]. A implementação de tais técnicas de controle podem ser aplicados em diferentes sistemas de coordenadas, como “abc”, “αβ0” e “dq0”. Neste trabalho serão apresentadas duas diferentes técnicas de controle para este conversor bem como os resultados obtidos pela implementação destas diferentes técnicas em um mesmo *hardware*, para que os resultados finais possam ser comparáveis, desta forma comprovando e ou desmistificando alguns pontos relativos ao desempenho de cada uma delas.

### II. O CIRCUITO

O circuito de potência do conversor proposto pode ser observado na Figura 1, onde uma configuração convencional a dois níveis foi utilizada.

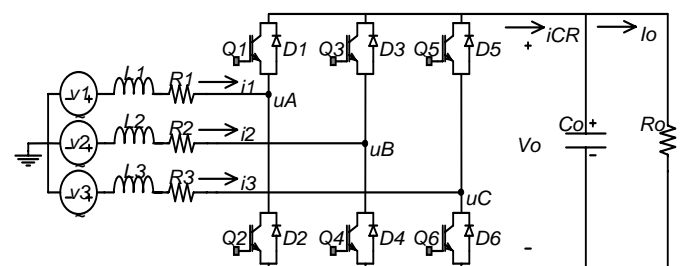


Fig. 1. Topologia a Dois Níveis Clássica do Circuito de Potência.

A topologia escolhida, bastante conhecida na literatura principalmente por ser muito utilizada operando como inversor trifásico tem como características positivas propiciar a utilização de técnicas ativas de controle, e em consequência, a bidirecionalidade do fluxo de potência, a redução da taxa de distorção harmônica das correntes de entrada e boa regulação da tensão de saída. Em contrapartida, exige maior esforço na concepção dos circuitos de comando e controle, que devem atentar para a possibilidade de curto-circuito do barramento CC. Outra característica importante é que, para seu correto funcionamento, a tensão de saída deve ser maior do que o valor de pico da tensão de linha de entrada [6] a [10]. O conversor utilizado para realização dos testes foi desenvolvido de modo a atender as seguintes características de projeto:

**TABELA I - Requisitos de Projeto**

Potência de saída	$P_O = 2500W$
Tensão de saída	$V_O = 400V$
Tensão eficaz de fase (alimentação)	$V_{IN} = 127V_{rms}$
Ondulação de corrente (%máxima)	$\Delta i_L = 0,10$ (10%)
Ondulação na tensão de saída (%máxima)	$\Delta V_O = 0,05$ (5%)
Frequência de chaveamento	$f_s = 20kHz$
Período de amostragem	$T_a = 1/20kHz$
Rendimento esperado para o conversor	$\eta = 0,87$

Além do circuito de potência, há outros itens que compõem e complementam o *hardware* do circuito, tais como sensores, condicionadores de sinal, filtros, indutores e DSP. Tem-se na Figura 2 um diagrama em blocos funcional do *hardware* do projeto.

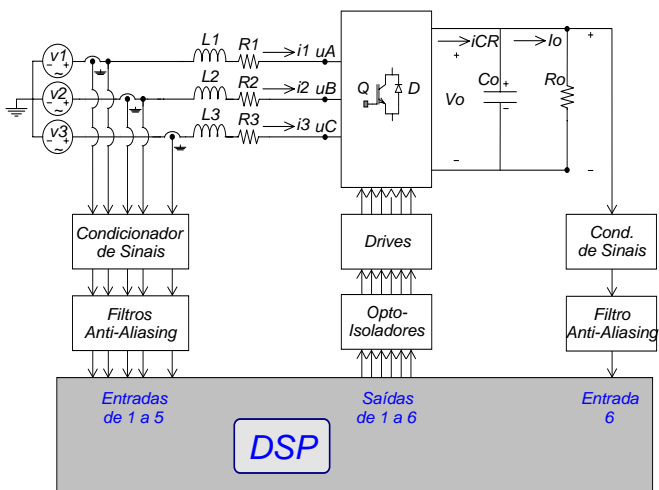


Fig. 2. Diagrama em blocos: interface com o *hardware*

O processador utilizado foi o TMS320F2812, fabricado pela Texas Instruments e faz parte da família TMS320C2000. cuja arquitetura é otimizada para controle digital e tem capacidade de processamento e funções periféricas específicas para controle, sendo que suas características principais são:

- Clock de 150MHz (6,67ns por instrução);
- CPU de 32 bits;
- 36KB RAM + 256KB FLASH;
- 3 Timers de 32 bits;
- Interfaces SCI, SPI e CAN;
- 16 canais AD multiplexados;

- 56 GPIO (Compartilhadas com periféricos);
- 45 fontes de interrupção multiplexadas.

Ainda, com relação ao conversor a ser implementado, faz-se necessária a definição de alguns parâmetros conforme da Tabela II.

**TABELA II - Parâmetros de projeto**

Amplitude interna da onda triangular para comparação e geração do PWM	$V_T = 3750$
Tensão de fase de pico na entrada	$V_p = 180V$
Corrente de fase de pico na entrada	$I_p = 10,67A$
Indutância de entrada $\Rightarrow (L = L_1=L_2=L_3)$	$L = 2,74mH$
Resistência de entrada	$R = 0,1\Omega$
Capacitância de saída	$C_O = 1500\mu F$
Frequência de amostragem	$f_a = 20kHz$
Ganho do sensor de corrente	$K_i = K_{SC} = 0,1$
Ganho do sensor de tensão	$K_v = K_{ST} = 6,5 \cdot 10^{-3}$
Ganho do multiplicador	$K_M = 1$
Ganho do conversor A/D de corrente	$K_{ADc} = 2^{11}/3$
Ganho do conversor A/D de tensão CC	$K_{ADt} = 2^{12}/3$
Ganho do filtro anti-aliasing	$K_{AA} = 1$
Ganho do conversor $\Rightarrow (V_O/2V_T) \cdot 1,15$	$K_{conv} = 61,3 \cdot 10^{-3}$
Ganho malha corrente $\Rightarrow K=K_{conv} \cdot K_i$	$K = 4,18$
Ponto de operação tensão eixo "d"	$V_{dP} = 180V$
Ponto de operação tensão barramento	$V_{OP} = 400V$

### III. CONTROLE POR VALORES MÉDIOS.

O controle por valores médios instantâneos é uma técnica bastante difundida para o controle deste tipo de conversor, principalmente quando se trabalha com controle analógico.

O uso da forma digital desta técnica de controle possibilita reaproveitar toda a sólida base de conhecimento estruturada a partir do controle clássico de sistemas, embora algumas considerações e adaptações sejam necessárias durante a análise do retificador e dos controladores devido ao processo de digitalização.

#### A. Malhas de Controle

Para que a implementação de uma metodologia de projeto para controladores digitais seja possível, algumas modificações na análise são necessárias devido à adequação do controle clássico à realidade do controle digital, [11] e [12]. A referência de corrente é obtida por um oscilador discreto interno ao DSP, atracado em frequência e fase com a tensão da rede via PLL [17] e não simplesmente através de uma amostra da tensão, a qual é susceptível às perturbações da rede. Outra particularidade do sistema digital é a necessidade de se amostrar os sinais analógicos da planta e transportá-los para o universo discreto interno ao DSP. Deste modo, surgem no controle blocos referentes aos amostradores e retentores de ordem zero (sample e hold).

Para finalizar a transferência da estrutura de controle do mundo analógico para o mundo discreto, foram colocados no sistema filtros *anti-aliasing* para limitar o espectro de frequência dos sinais antes de serem amostrados. Verifica-se também o aparecimento do ganho referente ao conversor analógico digital.

A Figura 3 representa o diagrama de controle das malhas de corrente de entrada e tensão de saída dentro do universo digital.

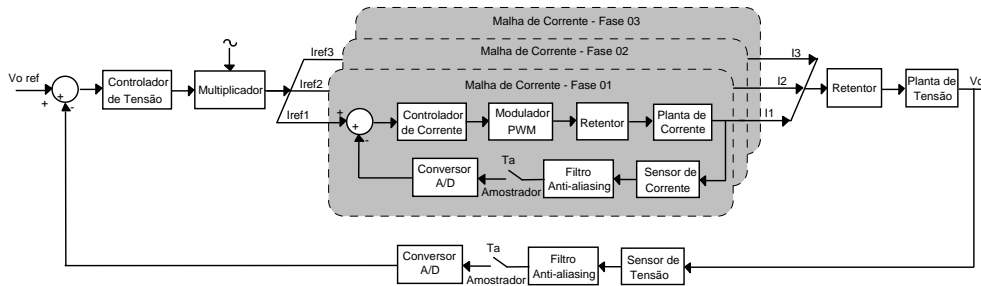


Fig. 3. Diagrama de blocos do controle digital de corrente.

### B. Modelagem dos controladores

As plantas de Tensão e de Corrente, junto com retentores de ordem zero, são digitalizadas com período de amostragem  $T_a$  a partir do seu modelo contínuo (estratégia amplamente divulgada na literatura [7] e [13]).

De posse das funções de transferência digitalizadas utiliza-se a transformação bilinear de Tustin para converter o modelo do plano  $z$  para o plano  $w$ , onde o projeto dos controladores pode ser realizado utilizando as mesmas técnicas utilizadas para sistemas contínuos. A transformação inversa de Tustin irá então converter os controladores do plano  $w$  para o plano discreto  $z$ .

Desta forma, a função de transferência resultante para a planta de corrente pode ser observada na equação 1.

$$\frac{i(w)}{d(w)} = \frac{V_o}{\frac{2}{3}LV_T} \cdot \frac{1 - T_a/2 \cdot w}{w} \quad (1)$$

A função de transferência da planta de tensão pode ser observada na equação 2.

$$\frac{V_o(w)}{I_p(w)} = A_1 \cdot \left( \frac{1 - e^{-T_a/A_2} + w \cdot \frac{T_a}{2} (e^{-T_a/A_2} - 1)}{1 - e^{-T_a/A_2} + w \cdot \frac{T_a}{2} (1 + e^{-T_a/A_2})} \right) \quad (2)$$

onde

$$A_1 = \frac{3V_p \cdot V_o}{2P_o} \quad (3)$$

e

$$A_2 = \frac{C_o \cdot V_o^2}{P_o} \quad (4)$$

### C. Procedimento de Projeto

Com base no diagrama de blocos da Figura 3 tem-se que a função de transferência de malha aberta para a corrente é:

$$FTMA_i = H_i(w) \cdot \frac{V_o \cdot K_i \cdot K_{ADC}}{\frac{2}{3} \cdot LV_T} \cdot \frac{1 - T_a/2 \cdot w}{w} \quad (5)$$

Avaliando a equação 5, verifica-se que o sistema tem um pólo na origem e um zero em alta frequência. Para este tipo de planta, optou-se em utilizar um controlador do tipo P (Proporcional) como apresentado em (6).

$$H_i(w) = k_{Hi} \quad (6)$$

Para que as malhas de corrente possuam margem de fase de entre  $45^\circ$  e  $90^\circ$ , e cruzamento por 0dB em 2 kHz ( $fs/10$ ), determina-se:

$$H_i(w) = 3,05 \quad (7)$$

Passando-se do plano  $w$  para o plano  $z$  e em seguida obtendo-se a correspondente equação de diferenças, chega-se a (8):

$$y_i(n) = 3,05 \cdot x_i(n) \quad (8)$$

onde  $x_i$  é a entrada e  $y_i$  é a saída do controlador.

Na Figura 4 é possível visualizar as os gráficos das respostas em frequência da função de transferência em malha aberta  $FTMA_i(f)$ , do controlador projetado  $H_i(f)$  e da função de transferência do sistema completo  $FTMA_i \cdot H_i(f)$ , relativos ao controle da corrente.

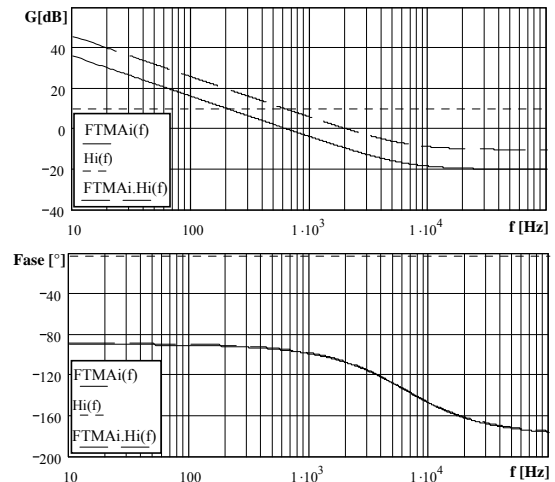


Fig. 4. Diagramas de Bode para o controle da corrente

Com base no diagrama em blocos da Figura 3 obtém-se que a função de transferência de malha aberta para a tensão é:

$$FTMA_v(w) = H_v(w) \cdot K_{ADv} \cdot K_i \cdot \frac{V_o(w)}{I_p(w)} \quad (9)$$

Pela análise da equação 9, verifica-se que pode-se utilizar um controlador do tipo PI para atender os requisitos de projeto. Desta forma, a função de transferência do controlador,  $H_v(w)$ , será:

$$H_v(w) = \frac{k_{Hv} \cdot (w + v_z)}{w} \quad (10)$$

onde

- $k_{Hv}$  é o ganho do controlador;
- $v_z$  é a posição do zero no plano  $w$ .

Os parâmetros do controlador foram projetados para atender aos critérios de projeto e especificação do conversor com uma frequência de cruzamento por 0dB em 36Hz.

$$H_v(w) = \frac{6,579 \cdot (w + 13,508)}{w} \quad (11)$$

Passando-se do plano  $w$  para o plano  $z$  e obtendo-se a correspondente equação de diferenças, chega-se a (12).

$$y_v(n) = 6,1078 \cdot x_v(n) - 6,1042 \cdot x_v(n-1) + y_v(n-1) \quad (12)$$

Na Figura 5 é possível visualizar as respostas em frequência da função de transferência em malha aberta  $FTMA_v(f)$ , do controlador projetado  $H_v(f)$  e da função de transferência do sistema completo  $FTMA_v \cdot H_v(f)$ , relativos ao controle da corrente.

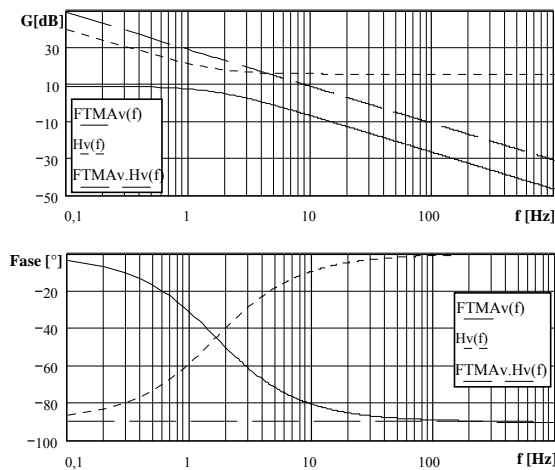


Fig. 5. Diagramas de Bode para o controle da tensão

#### D. Implementação do Software

Para a etapa de implementação prática utilizou-se o DSP *TMS320F2812* da *Texas Instruments*, mais especificamente o kit didático *eZdsp* da *Spectrum Digital Inc.* A programação foi realizada na linguagem de alto nível C++ através do compilador *Code Composer*.

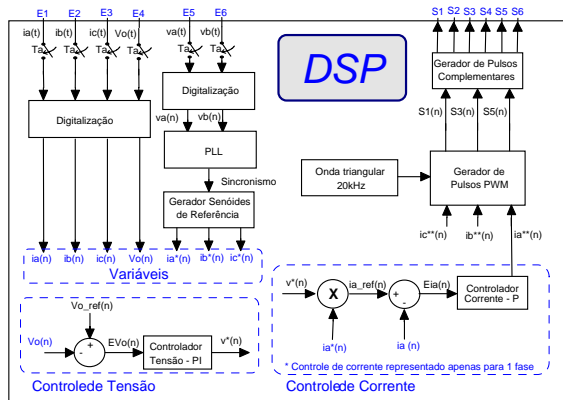


Fig. 6. Diagrama de blocos do programa do DSP

A estrutura funcional do software de controle do conversor pode ser representada a partir de um diagrama esquemático ilustrativo, o qual representa os blocos do

software a ser implementado internamente ao DSP, conforme mostra a Figura 06.

#### E. Dados Experimentais

Para a operação do conversor como retificador, com o fluxo de energia no sentido da rede para barramento de tensão contínua e com carga nominal, têm-se as correntes de entrada em fase com as tensões, conforme a Figura 7. A tensão de entrada possui deformação no pico devido à queda de tensão na impedância de saída do transformador de nossa rede de distribuição, causado pela forte presença de cargas não lineares. A distorção da tensão se reflete na corrente pelo fato de estarmos utilizando um retificador sem neutro, ou seja, sem caminho para a circulação da componente de seqüência zero. A Figura 8 mostra as correntes nas 3 fases de entrada.

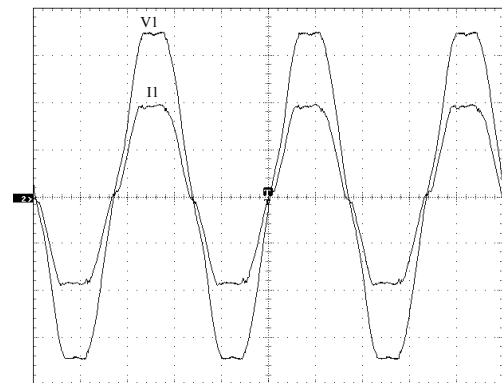


Fig. 7. Corrente e Tensão de Entrada

(50V/div, 5A/div, 5ms/div)

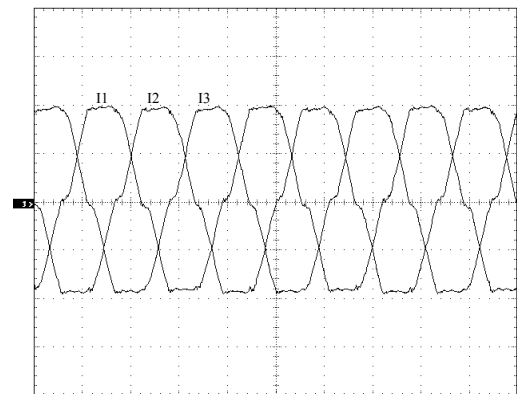


Fig. 8. Correntes de Entrada do Retificador

(5A/div, 5ms/div)

A Figura 9 representa o comportamento da tensão de barramento de saída e da corrente de uma das fases para o caso de um chaveamento de carga de 50% para 100% da carga nominal. A Figura 10 representa o comportamento da tensão de barramento de saída e da corrente de uma das fases para o caso de um chaveamento de carga de 100% para 50% da carga nominal.

Para validar a atuação do controle referente a reversibilidade, fez-se uma injeção de potência no barramento de saída para forçar a reversão do conversor.

A Figura 11 mostra o momento em que ocorre a reversão de corrente nas fontes de entrada, mudando a direção do fluxo de potência.

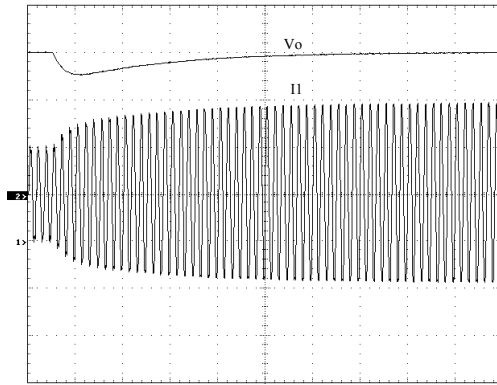


Fig. 9. Chaveamento de carga de 50% p/ 100%  
(50V/div, 5A/div, 100ms/div)

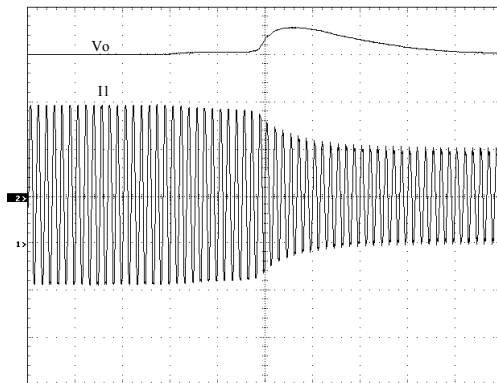


Fig. 10. Chaveamento de carga de 100% p/ 50%  
(50V/div, 5A/div, 100ms/div)

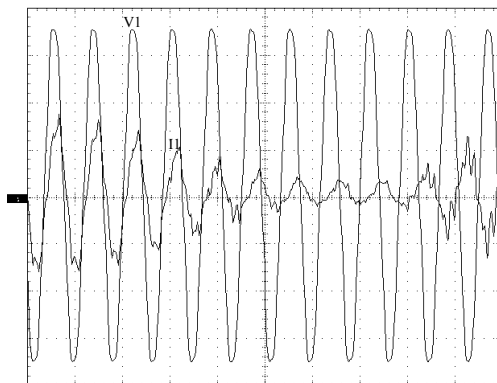


Fig. 11. Reversão do Fluxo de Potência  
(50V/div, 2,5A/div, 20ms/div)

As figuras 12 e 13 apresentam a tensão de barramento e a corrente de uma das fases para as situações de início e término da reversão. A saturação encontrada na tensão de barramento na saída da reversão é devida à atuação da proteção da fonte utilizada para a injeção de potência no barramento. Os testes de reversibilidade foram feitos de forma abrupta, o que causou elevada variação no barramento. Em sistemas reais essa transição costuma ser bem mais suave, e a variação do barramento bem menor. Para um melhor desempenho da malha de corrente podem ser utilizados filtros anti wind-up, que retiram o efeito integrador da malha para grandes perturbações.

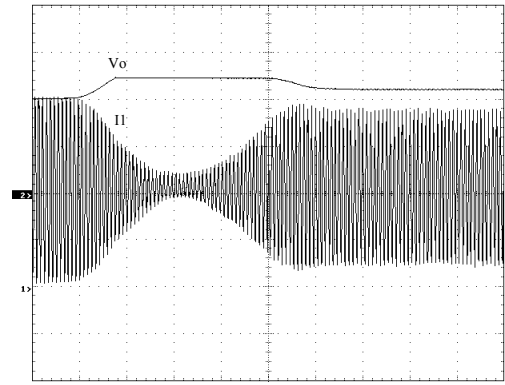


Fig. 12. Início da Reversão de Energia  
(50V/div, 5A/div, 200ms/div)

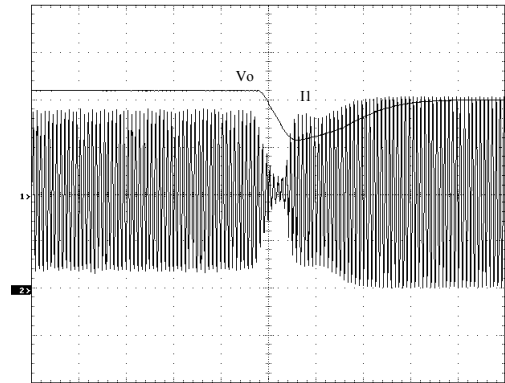


Fig. 13. Término da Reversão de Energia  
(50V/div, 2,5A/div, 200ms/div)

Considerando o conversor operando como retificador em potência nominal, têm-se os seguintes índices:

**TABELA III - Índices de Desempenho**

Fator de Potência	FP = 0,9984
Taxa de Distorção Harmônica de Tensão	THDv = 2,7%
Taxa de Distorção Harmônica de Corrente	THDi = 6,6%
Fator de Deslocamento	Fd = 3,2°
Ondulação de tensão no barramento CC	$\Delta V = \pm 1V$

#### IV. CONTROLE EM COORDENADAS “dq0”

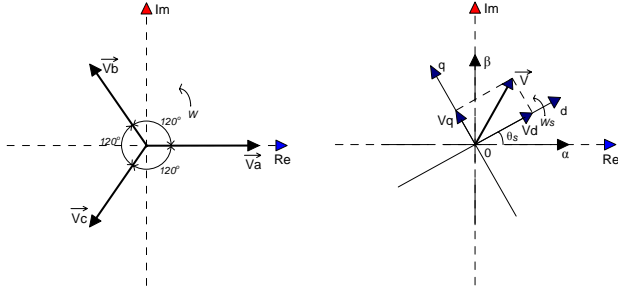
O controle em coordenadas “dq0” baseia-se na representação das variáveis elétricas em componentes ortogonais de forma semelhante a vetores.

A partir dessa representação pode-se realizar o alinhamento dos vetores de forma propícia a facilitar o controle, pois é possível reduzir a quantidade de variáveis e a ordem do sistema.

Pode-se também realizar o desacoplamento das variáveis fisicamente interligadas e, desta forma, melhorar a resposta do sistema para pré-requisitos de controle específicos [14].

Assim, é possível realizar um controle total ou parcialmente desacoplado entre as variáveis de eixo direto “d” e em quadratura “q”, de sorte que se possa, por exemplo, controlar a amplitude e a fase de um sinal qualquer de forma independente.

A Figura 14 e a equação (13) ilustram a transformação de coordenadas de “abc” para “dq0”.



$$MT_{abc \rightarrow dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(w_s t) & \cos\left(w_s t + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(w_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen}(w_s t) & \text{sen}\left(w_s t + \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(w_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

### A. Malhas de Controle

A Figura 15 representa as malhas de corrente de eixo direto e em quadratura (como as malhas são idênticas, ambas foram apresentadas pelo mesmo diagrama de blocos). Foram mantidas as mesmas premissas da técnica de valores médios instantâneos, já apresentada.

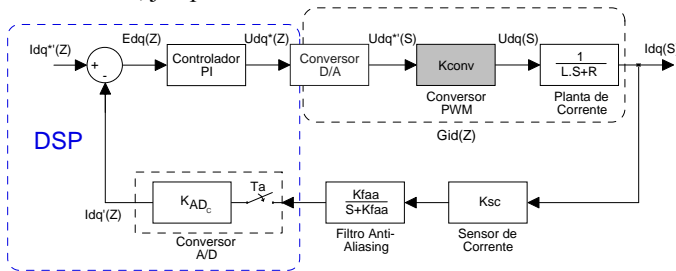


Fig. 15. Malha de corrente com realimentações não unitária.

A partir da Figura 15, utilizando-se das transformadas do plano  $s$  para o plano  $z$ , e da equação bilinear de Tustin, pode-se chegar à seguinte função de transferência para as malhas de corrente de eixo direto e em quadratura no plano  $w$ :

$$FTMA\_Gi\_dq(w) = \frac{K}{R} \cdot 1 - \frac{w}{\left(\frac{1 - e^{-R/L \cdot Ta}}{Ta}\right) + \left(\frac{1 + e^{-R/L \cdot Ta}}{2}\right) \cdot w} \quad (14)$$

Na Figura 16 é possível visualizar as respostas em frequência da função de transferência em malha aberta  $FTMAi(f)$ , do controlador projetado  $Hi(f)$  e da função de transferência do sistema completo  $Gi.Hi(f)$ , relativos ao controle da corrente.

A Figura 17 mostra o diagrama de blocos para o controle de tensão. Assim, a partir da Figura 17 pode-se chegar à seguinte função de transferência para a malha de tensão no barramento CC no plano  $w$ :

$$FTMA\_Gv(w) = C \cdot \left( \frac{1 - Ta/2 \cdot w}{w} \right) \quad (15)$$

onde:

$$C = \frac{V_{dP}}{C_0 \cdot V_{OP}} \cdot \frac{K_{ST}}{K_{SC}} \cdot \frac{K_{ADr}}{K_{ADc}} \quad (16)$$

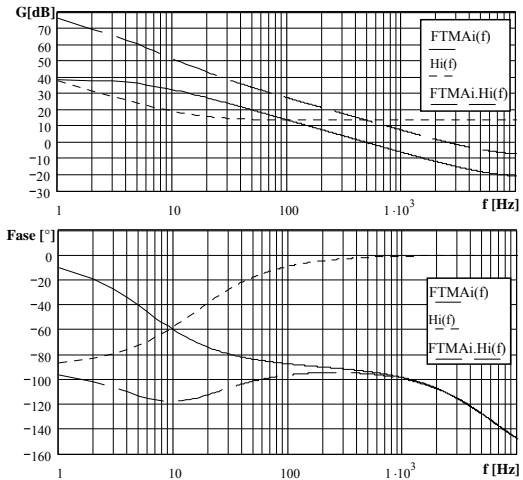


Fig. 16. Diagramas de bode para o controle da corrente

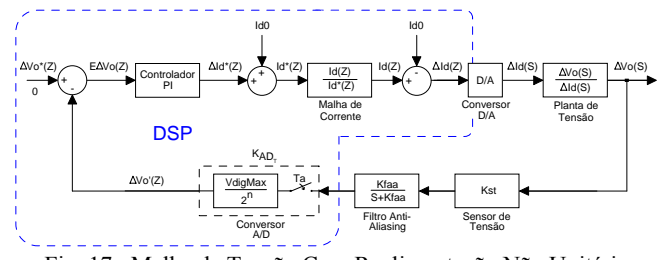


Fig. 17. Malha de Tensão Com Realimentação Não Unitária

### B. Procedimento de Projeto

Optou-se por utilizar controladores PI devido a sua simplicidade de implementação digital e atendimento às necessidades de atuação rápida e garantir erro de regime nulo para o controle em variáveis "dq0". Assim, as malhas de corrente foram projetadas de modo a possuir margem de fase entre 45° e 90°, e cruzamento por 0dB em 2,5kHz ( $f_s/8$ ). Desta forma, encontraram-se os seguintes valores para os controladores de corrente:

$$\begin{cases} K_p = K_{PI} = 8,94 \\ K_I = K_{PI} \cdot Zw = 8,94 \cdot 100 = 894 \end{cases} \quad (17)$$

onde,  $K_p$  representa o ganho proporcional,  $K_I$  o ganho integral e  $Zw$  representa o zero do controlador.

Os controladores de corrente são os mesmos, tanto para o eixo direto, quanto para o eixo em quadratura. Semelhantemente, desejando-se que a malha de tensão possua margem de fase entre 45° e 90°, e cruzamento por 0dB em 36Hz, encontraram-se os seguintes valores para o controlador PI:

$$\begin{cases} K_p = K_{PI} = 4,72 \\ K_I = K_{PI} \cdot Zw = 4,72 \cdot 50 = 236,13 \end{cases} \quad (18)$$

onde,  $K_p$  representa o ganho proporcional,  $K_I$  o ganho integral e  $Zw$  representa o zero do controlador.

Na Figura 18 é possível visualizar as respostas em frequência da função de transferência em malha aberta  $FTMAv(f)$ , do controlador projetado  $Hv(f)$  e da função de transferência do

sistema completo  $FTMA_v.H_v(f)$ , relativos ao controle da tensão.

No intuito de simplificar a implementação dos controladores no DSP, estes foram rearranjados na forma de equações a diferenças. Desta forma, de (17) e (18) obtiveram-se, respectivamente, as equações (19) e (20), sendo a primeira para o controle das correntes de eixo direto e em quadratura, e a segunda para o controle da tensão no barramento CC.

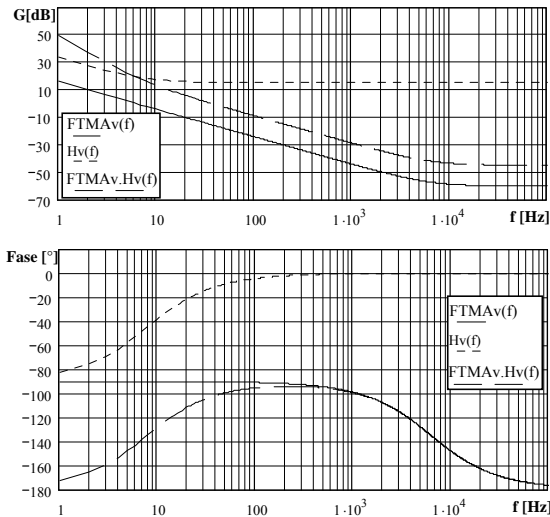


Fig. 18. Diagramas de Bode para o controle da tensão

$$u_{-i_{dq}}(k) = 8.9619.e(k) - 8.9172.e(k-1) + u_{-i_{dq}}(k-1) \quad (19)$$

$$u_{-v}(k) = 4,7286.e(k) - 4.7168.e(k-1) + u_{-v}(k-1) \quad (20)$$

### C. Implementação do Software

A estrutura funcional do software de controle do conversor em coordenadas “dq0” pode ser observada a partir do diagrama esquemático ilustrativo da Figura 19, onde são representados os blocos da programação implementada internamente ao DSP [15] e [16].

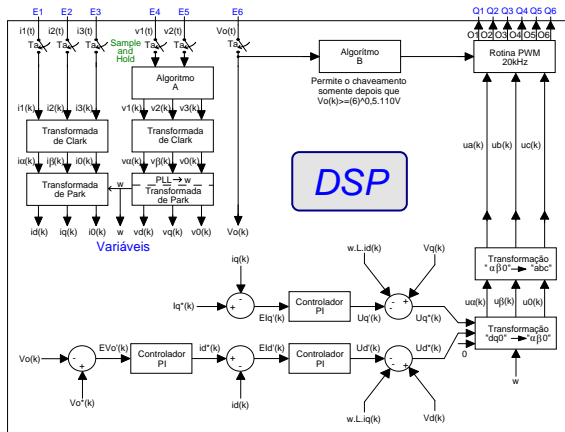


Fig. 19. Diagrama Esquemático Ilustrativo

### D. Dados Experimentais

A Figura 20 mostra o comportamento da tensão e da corrente de uma das fases de entrada com o conversor operando como retificador, ou seja, com fluxo de energia no

sentido da rede para a carga. A tensão de entrada possui deformação no pico devido a queda de tensão na impedância de saída do transformador de nossa rede de distribuição devido a forte presença de cargas não lineares.

Na mesma condição, a Figura 21 mostra as correntes nas 3 fases de entrada.

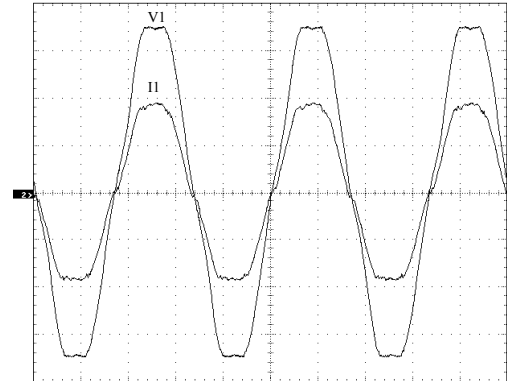


Fig. 20. Corrente e Tensão de Entrada (50V/div, 5A/div, 5ms/div)

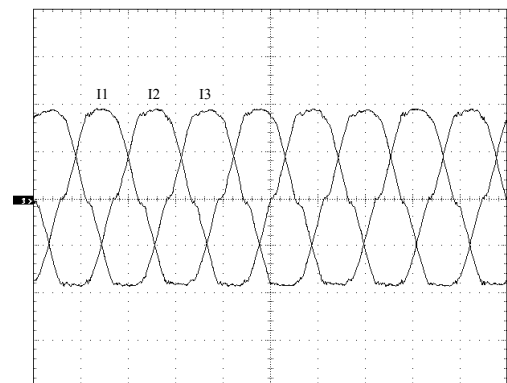


Fig. 21. Correntes de Entrada do Retificador (5A/div, 5ms/div)

A Figura 22 mostra o comportamento da tensão no barramento CC durante um degrau de carga de 50% para 100%. A Figura 23 mostra o comportamento da tensão no barramento CC durante um degrau de carga de 100% para 50%.

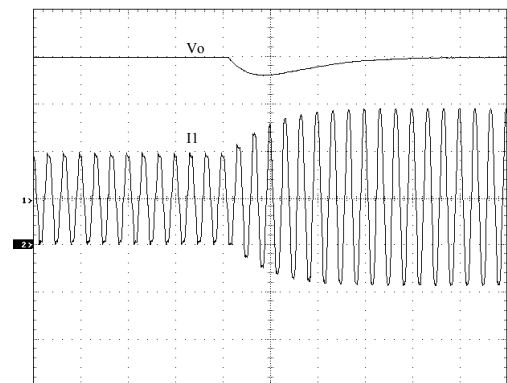


Fig. 22. Chaveamento de carga de 50% p/ 100% (50V/div, 5A/div, 50ms/div)

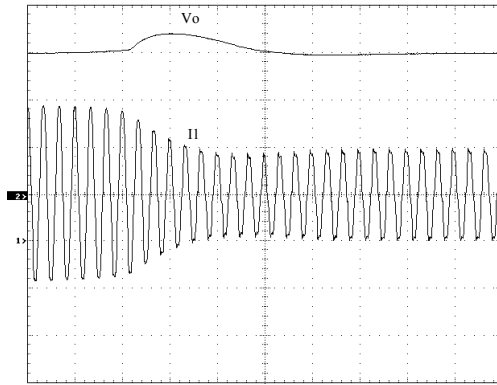


Fig. 23. Chaveamento de carga de 100% p/ 50%  
(50V/div, 5A/div, 50ms/div)

Para validar a atuação do controle referente à reversibilidade, realizam-se os mesmos procedimentos da técnica anterior. A Figura 24 mostra em detalhe a reversão do fluxo de energia, e as Figuras 25 e 26 apresentam a tensão de barramento e a corrente de uma das fases para as situações de término e início da reversão.

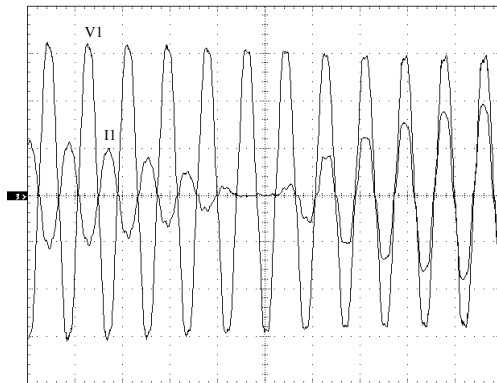


Fig. 24. Reversão do Fluxo de Potência  
(20V/div, 2A/div, 20ms/div)

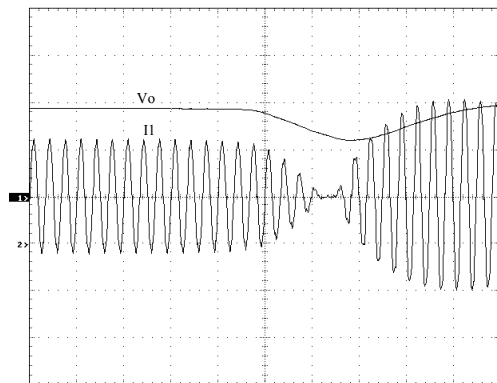


Fig. 25. Término da Reversão de Energia  
(50V/div, 2A/div, 50ms/div)

A Tabela IV apresenta os índices de desempenho do conversor, quando da operação como retificador em carga nominal.

**TABELA IV - Índices de Desempenho Controle “dq0”**

Fator de Potência	FP = 0,9964
Taxa de Distorção Harmônica de Tensão	THDv = 5,2%
Taxa de Distorção Harmônica de Corrente	THDi = 6,7%
Fator de Deslocamento	Fd = 1,86°
Ondulação de tensão no barramento CC	$\Delta V = \pm 1V$

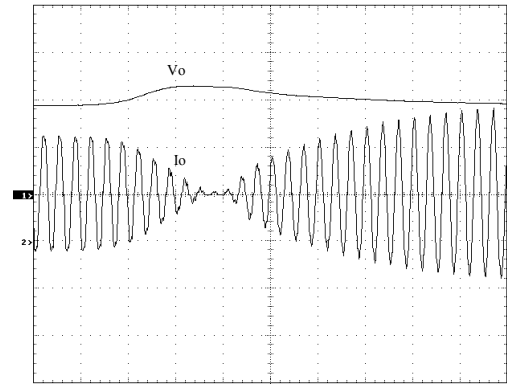


Fig. 26. Início da Reversão de Energia  
(50V/div, 2A/div, 50ms/div)

## V. CONCLUSÕES

A partir dos ensaios e medições realizadas em condição nominal de operação, pode-se dizer que o conversor apresenta idêntico desempenho para ambas as técnicas de controle. Porém, quando se avalia a resposta transitória, tem-se que o controle por valores médios apresenta uma resposta mais lenta do que o controle por coordenadas “dq0”.

Pode-se verificar no comparativo entre as duas técnicas de controle que no controle por valores médios ocorre uma pequena variação no valor em regime da tensão no barramento CC quando o conversor opera como retificador ou regenerador de energia. Isto se deve ao fato de que o modelo do conversor muda de acordo com a direção atribuída ao fluxo de energia. Esta variação não acontece no sistema de controle por coordenadas “dq0”.

Ainda comparando ambas as estratégias de controle, do ponto de vista de implementação no DSP, tem-se que a técnica de valores médios ocupa um espaço na memória de 8,01k words (programa + dados) e a técnica de controle por coordenadas “dq0” ocupa 8,25k words de memória (programa + dados), mostrando que a diferença de tamanho dos programas na memória do DSP não é significativa.

Com relação ao tempo de execução da rotina que executa os cálculos de controle e atualização do PWM, a técnica de controle por valores médios mostrou-se cerca de 2,5 vezes mais rápida (15 $\mu$ s) do a rotina de controle por coordenadas “dq0” (39 $\mu$ s). Esta diferença deve-se basicamente a não necessidade da transformação das variáveis de coordenadas “abc” para “dq0” e vice-versa.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. Akagi, “A Novel Control Method for Three-Phase PWM Rectifiers Using a Single Current Sensor”; *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, pages 861-870, 2000.
- [2] M. C. Cavalcanti, G. M.de S. Azevedo, B. de A. Amaral, F. de A. dos S. Neves, D. C. Moreira, K. C. de Oliveira, “A Grid Connected Photovoltaic Generation System with Compensation of Current Harmonics and Voltage Sags”; *Eletrônica de Potência*, vol. 11, nº 2, 2006.
- [3] C.B. Jacobina, R.F. Pinheiro, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, “A Revision of The State of The Art in Active



- Filters”; *Power Electronics Conferences – COBEP99*, pages 857-862, 1999.
- [4] S. Saetio, D.A. Torrey, “Fuzzy Logic Control of a Space-Vector PWM Current Regulator for Three-Phase Power Converters”; *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, pages 419-426, 1998.
- [5] M. Cichowlas, M.P. Kazmierkowski, “Comparison of Current Control Techniques for PWM Rectifiers”; *Industrial Electronics - ISIE*, vol. 4, pages 1259-1263, 2002.
- [6] D. Borgonovo, Y.R. de Novaes, I. Barbi, “A three-phase three-switch two-level PWM rectifier”; *Power Electronics Specialist Conference*, pages: 1075-1079, vol. 3, 2003.
- [7] L.C. Tomaselli, H.B. Mohr, “A High Power Factor Pre-regulator control using the DSP Controller”; *COBEP’2001 – The 6th Brazilian Power Electronics Conference*; 2001.
- [8] D. Lindeke, S.A. Mussa, F.P. de Souza, I. Barbi, “Single phase active power filter controlled with a digital signal processor – DSP”; *Power Electronics Specialist Conference*, pages: 1024-1027, vol. 2, 2004.
- [9] M. Mezaroba, D.C. Martins, I. Barbi, “A ZVS PWM three-phase inverter with active clamping technique using the reverse recovery energy of the diodes”; *Power Electronics Specialists Conference*, pages: 4785-4790, vol. 6, 2004.
- [10] M. Mezaroba, J.C. Raycik, “Design of a Reversible PFC With Digital Control Using DSP”; *VIII Brazilian Power Electronics Conference*, Recife, Brazil, 2005.
- [11] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, Hew Jersey, USA, 1997.
- [12] K. Ogata, “*Discrete Time Control Systems*”, 2<sup>a</sup>. Ed. Prentice Hall, Hew Jersey, USA, 1994.
- [13] S.A. Mussa, H.B. Mohr, “Three-phase three-level unity power factor PWM rectifier using DSP”; *ISIE 2003 - International Symposium on Industrial Electronics*, pages: 639-644, vol. 1, 2003.
- [14] M.M. Stopa, *Controle por Orientação de Campo: Uma Implementação Utilizando um Conversor CA-CC-CA com Retificador Chaveado*; Master Degree Thesis, UFMG, Belo Horizonte, MG, Brazil, 1997.
- [15] M.A.S. Mendes, Z.M.A. Peixoto, P.F. Seixas, P.D. Garcia, “A space vector PWM method for three-level flying-capacitor inverters”, *Power Electronics Specialists Conference*, pages: 182-187, vol. 1, 2001.
- [16] S.R. Silva, R.O.C. Lyra, “PWM converter for excitation of induction generators”; *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, pages: 174-178, vol. 8, 1993.
- [17] Mussa, S. A; Mohr, H. B. “Three-Phase Digital PLL for Synchronizing on Three-Phase/Switch/Level Boost Rectifier by DSP”, 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, 2004.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Marcello Mezaroba**, nascido em Videira, SC em 1972. Recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 1996, 1998 e 2001 respectivamente, pela UFSC. Atualmente é Professor no Departamento de Engenharia Elétrica da UDESC. Suas áreas de interesse incluem comutação suave, correção do fator de potência, acionamento elétrico, e controle de conversores.

**Alcindo do Prado Júnior**, nasceu na cidade de São Paulo no dia 25 de fevereiro de 1952. Graduiu-se em Engenharia de Eletrônica pelo ITA em 1975. Recebeu o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela UFSC em 1980 e o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela USP em 1985. Desde 1976 tem sido professor na UDESC, atuando na área de Controle Automático. Suas principais áreas de interesse incluem os vários aspectos do Controle Digital e da Identificação de Sistemas.

**Samir Ahmad Mussa**, Nascido em Outubro de 1964 em Jaguari – RS, graduado em Engenharia Elétrica pela UFSM em 1988, recebeu os graus de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 1994 e 2003, respectivamente, pela UFSC. Atualmente é Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC. Suas áreas interesse incluem Aplicações de Sistemas Microcontrolados, DSP e FPGA em Eletrônica de Potência.

**Fabiano Luz Cardoso**, nascido em 1976 em Florianópolis é engenheiro eletricista pela UFSC (2000) e Mestre em Engenharia Elétrica (2006) pela UDESC. Atualmente é professor do Centro Universitário de Jaraguá do Sul. Suas áreas de interesse são sistema de controle eletrônicos e acionamento de máquinas elétricas.

**Juliano Sadi Scholtz**, nascido em São João, PR em 1976. Recebeu os graus de Tecnólogo em Processamento de Dados, Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica em 1999, 2003 e 2006 respectivamente, pela UDESC. Atualmente trabalha em uma empresa do setor privado. Suas áreas de interesse incluem correção do fator de potência, e processamento digital de sinais.