

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

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

mezaroba@joinville.udesc.br<sup>1</sup>  
LEPO – UDESC  
Caixa Postal 631  
89.223-100 – Joinville - SC – Brasil

samir@inep.ufsc.br<sup>2</sup>  
INEP – UFSC  
Caixa Postal 5119  
88.040-970 – Florianópolis - SC – Brasil

**Abstract** – This paper shows a comparison between two different control strategies to the bidirectional rectifier with high power factor. The same hardware was applied during the tests for both control techniques and with the controllers implemented on Texas TMS320F2812 DSP. Besides the techniques, this paper will focus on the differences to carry out the controllers and in the results for each applied methodology.

**Keywords** – Digital control, bidirectional rectifier, rectifier with high power factor and PFC.

**Resumo** – Este artigo apresenta um comparativo entre duas técnicas distintas de controle para o retificador bidirecional com alto fator de potência. O hardware aplicado aos testes é comum às duas estratégias de controle e o software foi implementado digitalmente no DSP de Texas TMS320F2812. Além das técnicas de controle, serão abordadas as diferenças entre a implementação e os resultados obtidos para as metodologias aplicadas.

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

## 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.

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 como ponto de partida para o projeto dos controladores do circuito.

Com o intuito de seguir a evolução natural da Eletrônica de Potência associada à evolução do controle digital surgiram diversas modelagens possíveis para o retificador trifásico reversível com alto fator de potência. 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

As ilustrações do circuito de potência e layout de controle do conversor proposto, juntamente com o diagrama em blocos ilustrando as partes funcionais do hardware do projeto, podem ser observadas na Figura 1, onde uma configuração convencional a dois níveis foi utilizada. 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 a 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 (Barbi, 2002; Borges, 1996; Lindeke, 2003; Mussa, 2003; Tomaselli, 2001)

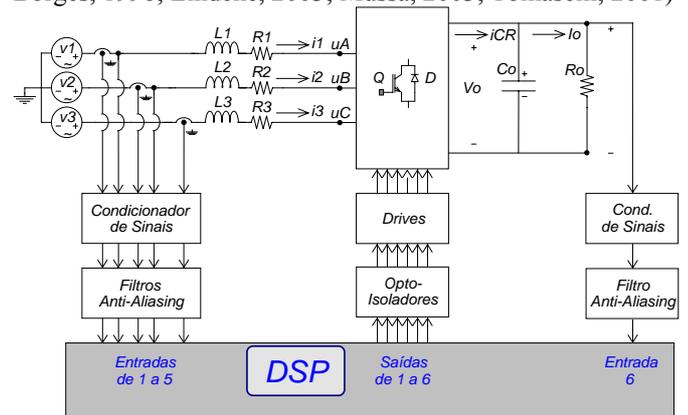


Fig. 1. Circuito de Potência e Diagrama em blocos do hardware

O conversor utilizado para realização dos testes foi desenvolvido de modo a atender as seguintes características de projeto:

TABELA I - Requisitos de Projeto

Parâmetro	Valor
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)	$\Delta i_r = 0,10 (10\%)$

Ondulação na tensão de saída (%máxima)	$\Delta V_o = 0,05$ (5%)
Frequência de chaveamento	$f_s = 20\text{kHz}$
Período de amostragem	$T_a = 1/20\text{kHz}$
Rendimento esperado para o conversor	$\eta = 0,87$

Além do circuito de potência, há outros itens que compõem o hardware do circuito, tais como sensores, condicionadores de sinal, filtros, indutores e DSP. Como o conversor da estrutura opera de forma balanceada e sem terra no sistema, o que permite que apenas 2 das 3 correntes de entrada sejam amostradas, porém, optou-se por utilizar um sistema que faz uso da amostragem das correntes em todas as fases.

Ainda, com relação ao conversor a ser implementado, faz-se necessária a definição de alguns parâmetros conforme segue:

**TABELA II – Parâmetros Para os Projetos Dos Controladores**

Amplitude interna da onda triangular para comparação e geração do PWM	$V_T = 3750$
Tensão de fase de pico na entrada	$V_p = 180\text{V}$
Corrente de fase de pico na entrada	$I_p = 10,67\text{A}$
Indutância de entrada $\Rightarrow (L = L1=L2=L3)$	$L = 2,74\text{mH}$
Resistência de entrada	$R = 0,1\Omega$
Capacitância de saída	$C_o = 1500\mu\text{F}$
Frequência de amostragem	$f_a = 20\text{kHz}$
Ganho do sensor de corrente	$K_i = 0,1$
Ganho do sensor de tensão	$K_v = 6,5 \cdot 10^{-3}$
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 $\Rightarrow K = K_{conv} \cdot K_i \cdot K_{ADc}$	$K = 4,18$
Ponto de operação tensão eixo "d"	$V_{dp} = 180\text{V}$
Ponto de operação tensão barramento	$V_{OP} = 400\text{V}$

### III. CONTROLE POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS

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 (Barczak, 1994; Ogata, 1994).

Dentre as alterações existentes destaca-se que a referência da forma de onda da corrente de entrada passa a ser gerada internamente ao DSP. Deste modo, as deformações existentes no sinal da tensão de entrada não interferem na forma de onda da corrente de entrada. Outra particularidade do sistema digital é a necessidade de se amostrar os sinais analógicos da planta e convertê-los para sinais discretos através do conversor A/D do 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 2 representa o diagrama de controle digital da malha de corrente, ao passo que a Figura 3 representa o diagrama de controle da malha de tensão de saída.

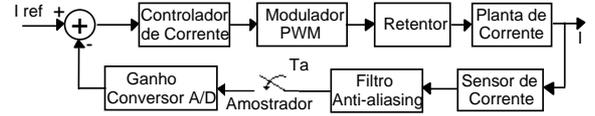


Fig. 2. Diagrama em blocos do controle digital de corrente.

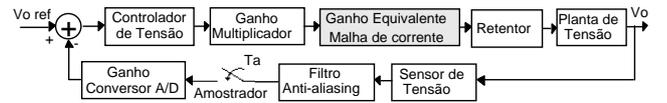


Fig. 3. Diagrama em blocos do controle digital de tensão.

#### B. Modelagem dos controladores

As plantas de Tensão e Corrente, junto com retentores de ordem zero, são digitalizadas com período de amostragem  $T_a$  a partir de seus modelos contínuos, amplamente divulgados na literatura (Borges, 1996; Mussa, 2003; Tomaselli, 2001).

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 podem ser realizados 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 em (1), onde as variáveis existentes no equacionamento foram definidas na Tabela I e Tabela II, e a de tensão em (2), conforme segue:

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

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

onde,

$$\begin{cases} A_1 = \frac{3 \cdot V_p \cdot V_o}{2 \cdot P_o} \\ A_2 = \frac{C_o \cdot V_o^2}{P_o} \end{cases} \quad (3)$$

#### D. Procedimento de Projeto

O projeto dos controladores no plano contínuo  $w$ , conforme Barczak (1994) e Ogata (1994), objetivará atender as seguintes especificações:

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

$$FTMA_i = H_i(w) \cdot \frac{V_o \cdot K_i \cdot K_{ADc}}{\frac{2}{3} \cdot L \cdot V_T} \cdot \frac{1 - T_a/2 \cdot w}{w} \quad (4)$$

Pela análise de (4), 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), sendo o mais simples controlador que atende as necessidades de projeto, como apresentado em (5)

$$H_i(w) = k_{Hi} \quad (5)$$

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

$$H_i(w) = 3,05 \quad (6)$$

Passando-se do plano  $w$  para o plano  $z$  e em seguida obtendo-se a correspondente equação de diferenças, chega-se a (7):

$$y_i(n) = 3,05 \cdot (x_i(n) - x_i(n-1)) \quad (7)$$

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

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

$$FTMA_v(w) = H_v(w) \cdot K_{ADr} \cdot K_i \cdot \frac{V_o(w)}{I_p(w)} \quad (8)$$

Pela análise de (8), verifica-se que se pode utilizar um controlador do tipo PI para atender os requisitos de projeto. Desta forma, a função de transferência do controlador,  $H_v(w)$ , será:

$$H_v(w) = \frac{k_{Hv} \cdot (w + v_z)}{w} \quad (9)$$

onde,  $k_{Hv}$  é o ganho do controlador, e  $v_z$  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.

$$H_v(w) = \frac{6,579 \cdot (w + 13,508)}{w} \quad (10)$$

Passando do plano  $w$  para o plano  $z$  em seguida obtendo-se a correspondente equação de diferenças, chega-se a (11).

$$y_v(n) = 6,1078 \cdot x_v(n) - 6,1042 \cdot x_v(n-1) + y_v(n-1) \quad (11)$$

### E. 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*, pois este DSP permitiria que a programação fosse realizada toda em linguagem de alto nível, C++ através do compilador *Code Composer* (Choudhury, 2003).

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 4.

### F. 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 5.

A Figura 6 mostra as correntes nas 3 fases de entrada.

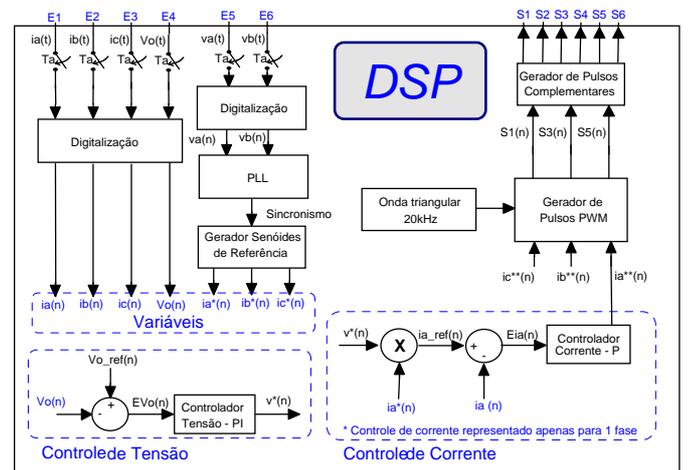


Fig 4 – Diagrama em blocos do programa do DSP

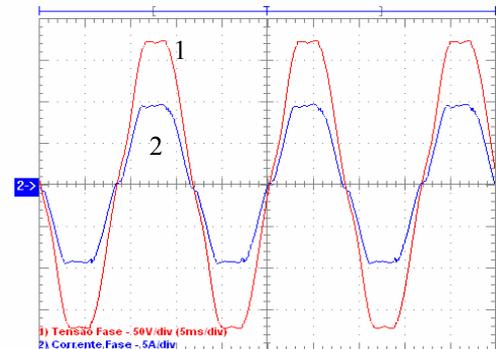


Fig 5 – Corrente e Tensão de Entrada

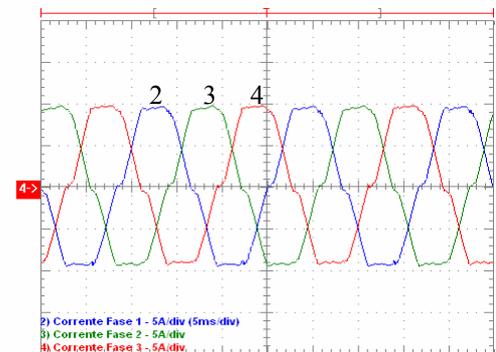


Fig 6 – Correntes de Entrada do Retificador

A Figura 7 representa o comportamento da tensão de barramento de saída e da corrente de uma das fases para um chaveamento de carga de 100% para 50% da carga nominal.

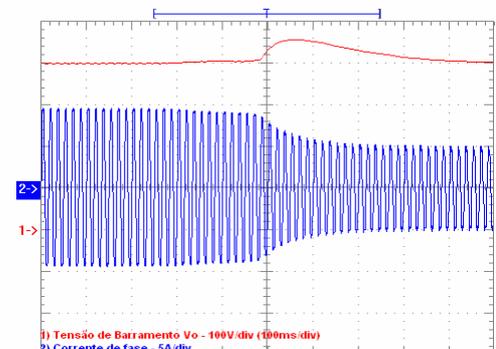


Fig 7 – Chaveamento de carga de 100% para 50%

Conforme pode ser observado, para validar a atuação do controle referente à reversibilidade, fez-se uma injeção de potência no barramento de saída para forçar a reversão do

conversor. Assim, a Figura 8 ilustrou o momento em que ocorre a reversão de corrente nas fontes de entrada, mudando a direção do fluxo de potência.

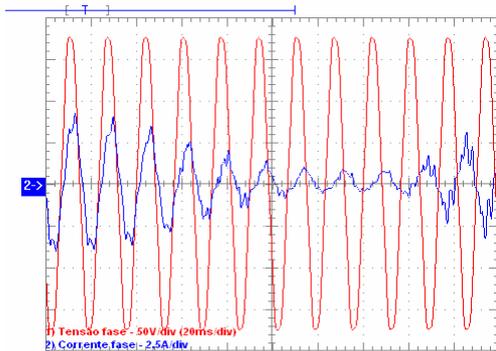


Fig 8 – Reversão do Fluxo de Potência

As figuras 9 e 10 apresentam a tensão de barramento e a corrente de uma das fases para as situações de início e término da reversão.

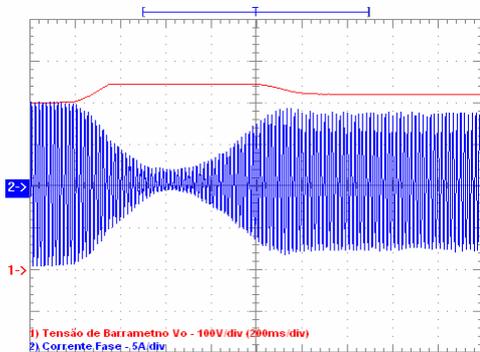


Fig 9 – Início da Reversão de Energia

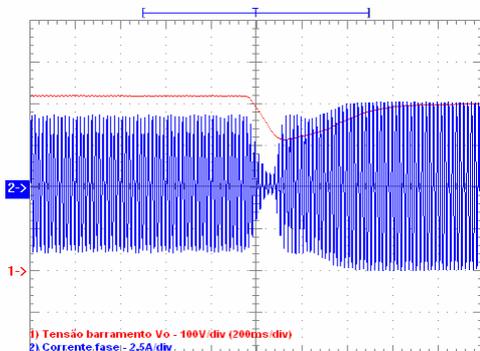


Fig 10 – Término da Reversão de Energia

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.

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 Distorsão Harmônica de Tensão	THD <sub>v</sub> = 2,7%
Taxa de Distorsão Harmônica de Corrente	THD <sub>i</sub> = 6,6%
Fator de Deslocamento	F <sub>d</sub> = 3,2°
Ondulação de tensão no barramento CC	ΔV = ±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 é possível 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.

O alinhamento de vetores pode também facilitar o controle, pois é possível reduzir a quantidade de variáveis e a ordem do sistema.

O artifício do desacoplamento de variáveis fisicamente interligadas pode também melhorar a resposta do sistema para pré-requisitos de controle específicos (Stoppa, 1997).

##### A. Malhas de controle

A Figura 11 representa as malhas de corrente de eixo direto e em quadratura. Como as malhas são idênticas, ambas foram apresentadas numa mesma figura. E também, a Figura 12 mostra a modelagem da malha de tensão. Foram mantidas as mesmas premissas da técnica de valores médios instantâneos, já apresentada. Optou-se por utilizar controladores do tipo PI. Nestes a parte proporcional fornece rápida atuação de controle, enquanto a parte integrativa garante erro de regime nulo.

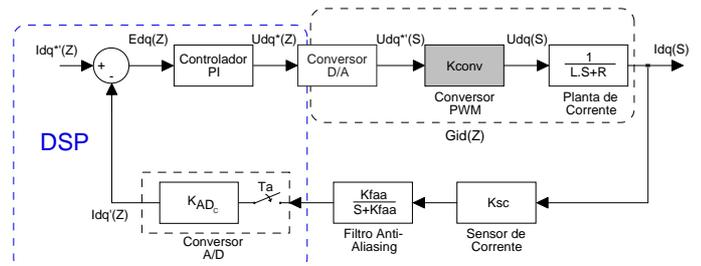


Fig. 11. Malhas de Correntes Com Realimentações Não Unitárias

A partir da Figura 11, utilizando-se das transformadas do plano s para o plano z, pode-se chegar à seguinte função de transferência para as malhas de corrente de eixo direto e em quadratura no plano w:

$$FTMA\_Gi\_dq(w) = \frac{K}{R} \left[ 1 - \frac{w}{\left( \frac{1 - e^{-R/L \cdot Ta}}{Ta} \right) + \left( \frac{1 + e^{-R/L \cdot Ta}}{2} \right) \cdot w} \right] \quad (12)$$

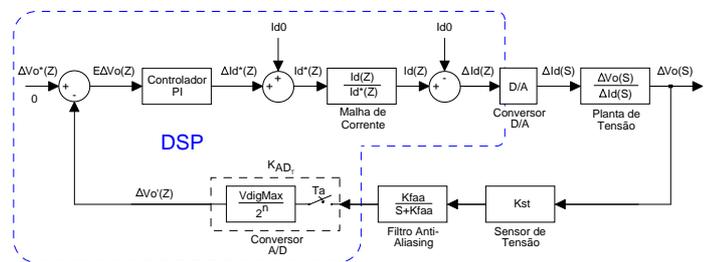


Fig. 12. Malha de Tensão Com Realimentação Não Unitária

Novamente, a partir da Figura 12 pode-se chegar a seguinte função de transferência para a malha de tensão no barramento CC no plano w:

$$FTMA\_Gv(w) = C \cdot \left( \frac{1 - Ta/2 \cdot w}{w} \right) \quad (13)$$

onde:

$$C = \frac{V_{dP}}{C_O \cdot V_{OP}} \cdot \frac{K_{ST}}{K_{SC}} \cdot \frac{K_{ADT}}{K_{ADc}} \quad (14)$$

### B. Procedimento de Projeto

Desejando-se que as malhas de corrente possuam margem de fase entre 45° e 90°, e cruzamento por 0dB em 2,5kHz (fs/8), encontraram-se os seguintes valores para os controladores PI:

$$\begin{cases} K_P = K_{PI} = 8,94 \\ K_I = K_{PI} \cdot Z_W = 8,94 \cdot 100 = 894 \end{cases} \quad (15)$$

onde,  $K_P$  representa o ganho proporcional,  $K_I$  o ganho integral e  $Z_W$  representa o zero do controlador.

De foram semelhante, 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:

$$\begin{cases} K_P = K_{PI} = 4,72 \\ K_I = K_{PI} \cdot Z_W = 4,72 \cdot 50 = 236,13 \end{cases} \quad (16)$$

onde,  $K_P$  representa o ganho proporcional,  $K_I$  o ganho integral e  $Z_W$  representa o zero do controlador.

No intuito de simplificar a implementação dos controladores no DSP, estes foram rearranjados na forma de equações a diferenças. Desta forma, de (12) a (16), obtiveram-se as equações (17) e (18), sendo, respectivamente, a primeira para o controle das correntes de eixo direto e em quadratura, e a segunda para o controle da tensão no barramento CC, conforme segue:

$$u_{-i_{dq}}(k) = 8.9619e(k) - 8.9172e(k-1) + u_{-i_{dq}}(k-1) \quad (17)$$

$$u_{-v}(k) = 4,7286.e(k) - 4.7168.e(k-1) + u_{-v}(k-1) \quad (18)$$

### 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 13. onde são representados os blocos do software implementado internamente ao DSP (Lyra, 1994; Seixas, 1998).

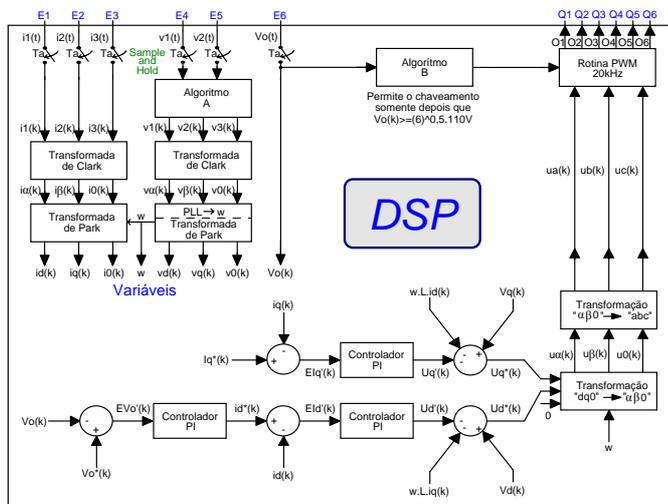


Fig. 13. Diagrama Esquemático Ilustrativo

### D. Dados Experimentais

As Figuras 14 e 15 ilustram o comportamento do conversor trabalhando como retificador. Pode-se dizer que as

correntes possuem formato senoidal e que as mesmas estão em fase com as respectivas tensões de entrada.

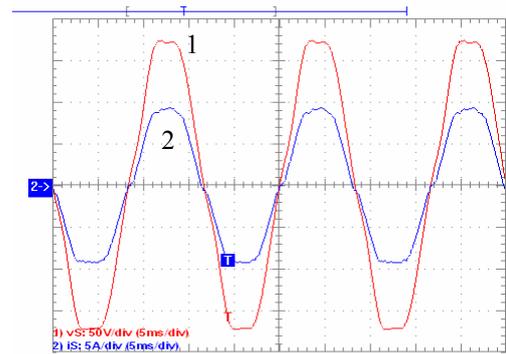


Fig 14 – Corrente e Tensão de Entrada

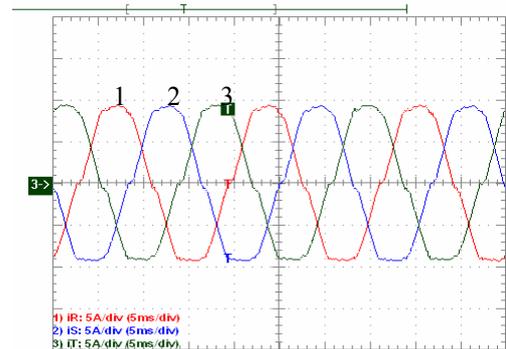


Fig 15 – Correntes de Entrada do Retificador

A Figura 16 apresenta 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, realizam-se os mesmos procedimentos da técnica anterior

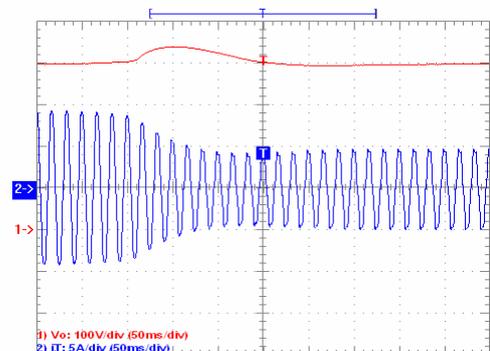


Fig 16 –Chaveamento de carga de 100% para 50%

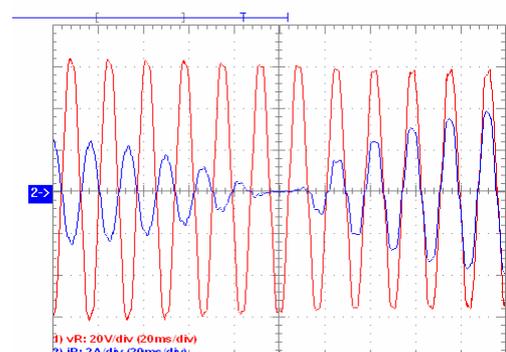


Fig 17 – Reversão do Fluxo de Potência

A Figura 17 mostra em detalhe a reversão do fluxo de energia e as Figuras 18 e 19 apresentam a tensão de barramento e a corrente de uma das fases para as situações de término e início da reversão.

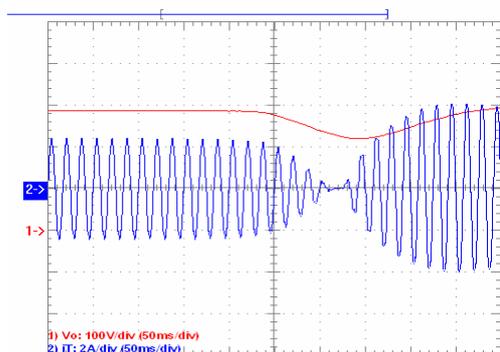


Fig 18 – Término da Reversão de Energia

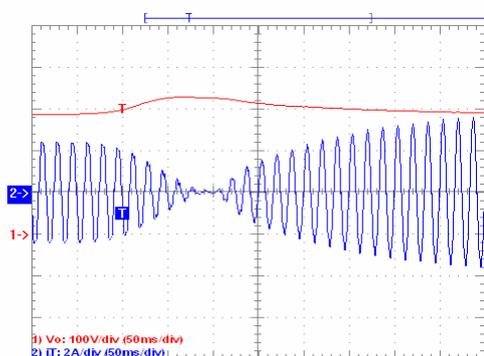


Fig 19 – Início da Reversão de Energia

Assim, considerando o conversor operando como retificador em potência nominal obteve-se os seguintes índices de desempenho:

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

Fator de Potência	FP = 0,9964
Taxa de Distorção Harmônica de Tensão	THD <sub>v</sub> = 5,2%
Taxa de Distorção Harmônica de Corrente	THD <sub>i</sub> = 6,7%
Fator de Deslocamento	F <sub>d</sub> = 1,86°
Ondulação de tensão no barramento CC	$\Delta V = \pm 1V$

## 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”. Acredita-se que o uso de processadores com ponto flutuante, ou melhorias nas rotinas de cálculos e tratamento dos dados, elimine esta diferença entre as técnicas de controle.

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 98k bytes e a técnica de controle por coordenadas “dq0” ocupa 103k bytes de memória, 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 quadráticos 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.

Embora os resultados deste trabalho possam despertar o interesses para aplicações industriais, não foi considerada como premissa de projeto a redução e custos no protótipo. Algumas alterações de hardware podem ser desenvolvidas com este objeto no futuro. Dentre os pontos que podem otimizados, ressaltam-se a otimização do sistema de aquisição de dados, uso de um DSP mais simples, agregar valor a partir de inclusão de novas rotinas de software, dentre outros.

## VI. REFERÊNCIAS

- Barbi, I.; Novaes, Y. R.; Souza, F. P. e Borgonovo, D.; “Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais com Alto Fator de Potência”, *Eletrônica de Potência*, vol. 7, n° 1. Novembro 2002.
- Barczak, C. L.; *Controle Digital de Sistemas Dinâmicos – Projeto e Análise*, Editora Edgard Blücher Ltda, São Paulo, SP, 1994
- Borges, A. R.; *Retificador de Corrente Trifásico com Correção de Fator de Potência e Regeneração de Energia*, Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, SC, 1996
- Choudhury, S.; “Average Current Mode Controlled Power Factor Correction Converter Using TMS320LF2407A”, *Application Report SPRA902*, Abril 2003.
- Lindeke, D.; *Projeto de um Filtro Ativo Paralelo de 1kVA Usando técnicas de Controle Analógico e Digital*, Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, SC, 2003
- Lyra, R. O. C.; *Sistema de Excitação de Alto Desempenho Para Gerador de Indução Isolado*. Dissertação de Mestrado, UFMG, Belo Horizonte, 1994
- Mussa, S. A.; *Controle de um Conversor CA-CC Trifásico PWM de Três Níveis com Fator de Potência Unitário Utilizando DSP*, Tese de Doutorado, UFSC, Florianópolis, SC, 2003
- Ogata, K.; *Discrete Time Control Systems*, 2<sup>a</sup>. Ed. Prentice Hall, Hew Jersey, USA, 1994
- Seixas, P. F.; *Commande Numérique d’une Machine Synchrones Autopilotée*, These de Docteur, INPT, Toulouse, 1988.
- Stopa, M. M.; *Controle por Orientação de Campo: Uma Implementação Utilizando um Conversor CA-CC-CA com Retificador Chaveado*. Dissertação de Mestrado, UFMG, Belo Horizonte, MG, 1997.
- Tomaselli, L. C.; *Controle de um pré-regulador com alto fator de potência utilizando o controlador DSP TMS320F243*, Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, SC, 2001