

# RETIFICADOR BIDIRECIONAL COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM CONTROLE POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS IMPLEMENTADO NO DSP TMS320F2812

Marcello Mezaroba, Dr<sup>1</sup>; Samir Ahmad Mussa, Dr<sup>2</sup>;  
Fabiano Luz Cardoso, Eng<sup>1</sup>; Marcio Silveira Ortmann, Eng ; Danilo de Mello Ruiz<sup>1</sup>.

<sup>1</sup>) Universidade do estado de Santa Catarina – UDESC  
Lab. Eletrônica Potência – LEPO  
Caixa Posta: 334 – Joinville / SC  
mezaroba@joinville.udesc.br

<sup>2</sup>) Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC  
Instituto de Eletrônica de Potência \_INEP  
Caixa Postal: 5119 – Florianópolis / SC  
samir@inep.ufsc.br

**Abstract** – Este artigo mostra o retificador bidirecional com alto fator de potência, com o controle do conversor implementado digitalmente no DSP de última geração Texas TMS320F2812. Serão abordados temas como modelagem do conversor e do controle, técnicas de projeto, simulação, implementação e programação do DSP em linguagem de alto nível.

**Keywords** – Controle digital, modelagem digital, retificador bidirecional, retificador com alto fator de potência.

## I. INTRODUÇÃO

Como acontece em diversas áreas do conhecimento humano, 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 a maioria dos processos, desde que corretamente estruturado e modelado, graças a evolução dos processadores digitais.

Paralelo ao controle digital que vem encontrando uma usabilidade cada vez maior devido aos grandes benefícios que se pode obter, tem-se o retificador trifásico reversível com alto fator de potência e suas variações que 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 do 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 e reaproveitar toda a sólida base de conhecimento estruturada a partir do controle clássico de sistemas é que se desenvolveu este trabalho. No seu desenvolvimento, serão apresentadas algumas considerações necessárias à análise do retificador e dos controladores, uma metodologia de projeto para os controladores digitais que utiliza conhecimentos prévios do projeto do controle analógico e simulação. Todo este desenvolvimento inicial serviu como subsídio para que o controle fosse implementado no moderno processador digital de sinais TMS320F2812 com o software desenvolvido em linguagem de alto nível.

## II. MODELAGEM DO CIRCUITO

O retificador de corrente é um circuito versátil e de grande aplicabilidade nos dias de hoje. Seu princípio de funcionamento é descrito em detalhes na literatura, onde se pode encontrar com detalhes as etapas de operação, formas de onda, procedimentos de especificação da parte de potência e das malhas de controle analógicas.

A versatilidade do circuito lhe é conferida graças a flexibilidade do circuito trabalhar com praticamente qualquer forma de onda para a corrente de entrada. Esta característica é obtida escolhendo-se um sinal de referência adequado para a aplicação, de modo a gerar um sinal de corrente bem definido nas fontes de entrada. Esta topologia de circuito também pode ser encontrada na literatura com o nome de circuito inversor trifásico.

### A. Controle Analógico

Para a definição do sistema de controle do retificador, utiliza-se como planta o circuito da ponte retificadora bidirecional trifásica apresentado na Figura 1. A Figura 2 apresenta o diagrama em blocos simplificado do controle analógico por valores médios instantâneos.

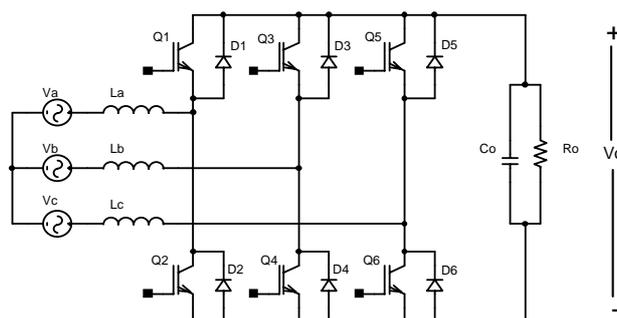


Fig. 1. Planta do retificador reversível trifásico

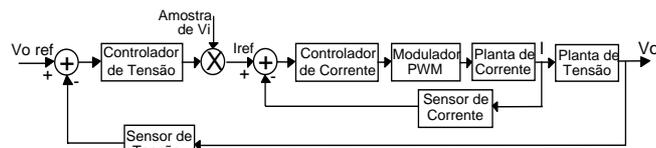


Fig. 2. Diagrama em blocos do controle por valores médios instantâneos.

### B. Controle Digital

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 a realidade do controle digital.

Dentre as alterações existentes entre o controle analógico e o digital, pode-se perceber na Figura 3 que a referência da forma de onda da corrente de entrada passa a ser gerada internamente ao DSP. Deste modo, pode-se obter como referência uma senóide com baixa distorção harmônica e independente das deformações existentes no sinal de entrada. 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 do sinal amostrado. Verifica-se também o aparecimento do ganho referente ao conversor analógico digital.

A Figura 3 representa o diagrama de controle da malha de corrente dentro do universo digital, ao passo que a Figura 4 representa o diagrama de controle da malha de tensão de saída.

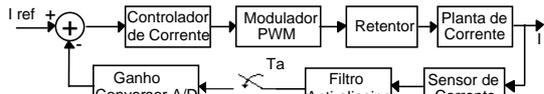


Fig. 3. Diagrama em blocos do controle digital de corrente.

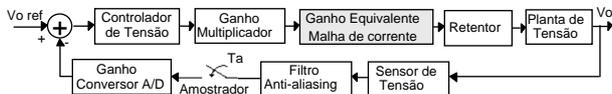


Fig. 4. Diagrama em blocos do controle digital de tensão.

### C. Modelagem dos controladores

Como já foi comentado anteriormente, o circuito do retificador reversível é amplamente abordado na literatura e estas referências nos fornecem o modelo do circuito para a corrente de entrada e a partir do barramento CC de saída.

Ambos os modelos são válidos apenas para o mundo contínuo, plano s. Para a discretização dos modelos contínuos, aplica-se a relação  $z = e^{s.T_a}$  transportando a modelagem ao plano z, plano discreto, onde  $T_a$  é o período de amostragem.

De posse das funções de transferência em z, utiliza-se a transformação bilinear de Tustin para converter o modelo do plano z para o plano w, onde o projeto discreto pode ser executado utilizando as mesmas técnicas de Bode que são utilizadas para o plano s. A relação entre z e w é apresentada em (1).

$$z = \frac{1 + \frac{T_a}{2} w}{1 - \frac{T_a}{2} w} \quad e \quad w = \frac{2}{T_a} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (1)$$

Resultando em (2) para a planta de corrente e em (3) para a planta de tensão.

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

$$\frac{V_o(w)}{I_P(w)} = A_1 \cdot \left( \frac{1 - e^{-T_a/A_2} + w \cdot \frac{T_a}{2} \left( e^{-T_a/A_2} - 1 \right)}{1 - e^{-T_a/A_2} + w \cdot \frac{T_a}{2} \left( 1 + e^{-T_a/A_2} \right)} \right) \quad (3)$$

onde

$$A_1 = \frac{3 V_P V_o}{2 P_o} \quad (4)$$

e

$$A_2 = \frac{C_o V_o^2}{P_o} \quad (5)$$

onde:

- $V_o$        $\Rightarrow$  Tensão de saída;
- $V_P$        $\Rightarrow$  Tensão de pico por fase;
- $P_o$        $\Rightarrow$  Potência de saída;
- $L$          $\Rightarrow$  Indutância de entrada;
- $C_o$        $\Rightarrow$  Capacitância de saída;
- $T_a$        $\Rightarrow$  Período de amostragem;
- $V_T$        $\Rightarrow$  Tensão de pico da onda triangular para comparação de geração do PWM;
- $I_P$        $\Rightarrow$  Corrente de pico de entrada

Para que possa ser traçado um paralelo entre as funções de transferência nos planos s e w, é necessário que se tenha em mente que o fato de o plano w apresenta certa distorção quando comparado com o plano s, principalmente para frequências próximas e acima da frequência de amostragem. Para baixas frequências, quando comparadas à frequência de amostragem, a distorção dos valores pode ser desconsiderada, fazendo com que o mapeamento entre o plano s e w sejam similares. Porém, a medida em que a frequência aumenta, aproximando-se da frequência de amostragem, a distorção aumenta, fazendo necessário o uso de correções para converter valores entre os planos s e w.

Traçando um comparativo da resposta em frequência nos planos s e w para a planta de corrente, comparativo mostrado na Figura 5 para o módulo e na Figura 6 para a fase do sistema, pode-se verificar que o comportamento da planta digitalizada é bastante próximo do comportamento da planta analógica até a frequência de  $1 \cdot 10^3$  rad/s.

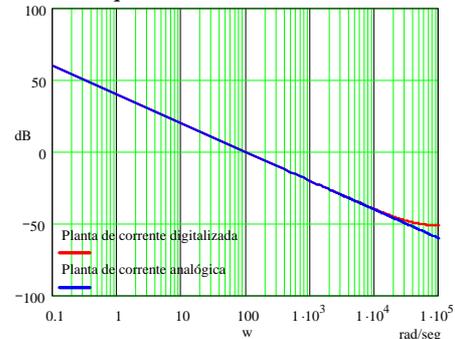


Fig. 5. Comparativo entre a resposta em frequência do módulo da planta corrente analógica e digitalizada.

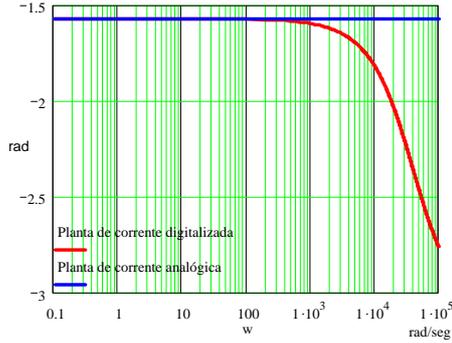


Fig. 6. Comparativo entre a resposta em frequência do fase da planta corrente analógica e digitalizada.

As Figuras 7 e 8 mostram a resposta em módulo e fase, respectivamente, para a planta de tensão analógica e amostrada.

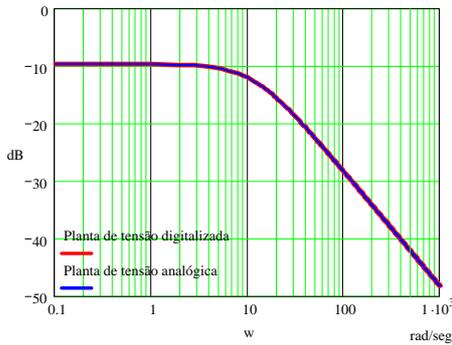


Fig. 7. Comparativo entre a resposta em frequência do módulo da planta tensão analógica e digitalizada.

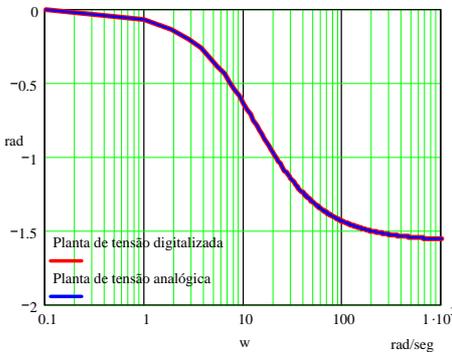


Fig. 8. Comparativo entre a resposta em frequência do fase da planta tensão analógica e digitalizada.

### III. PROJETO DOS CONTROLADORES

#### A. Especificação do Conversor

Os controladores que servem como exemplos neste artigo foram projetados para que o sistema final atenda aos seguintes requisitos de projeto:

- $V_o = 375V$   $\Rightarrow$  Tensão de saída;
- $V_p = 180V$   $\Rightarrow$  Tensão de pico por fase;
- $P_o = 2,5kW$   $\Rightarrow$  Potência de saída;
- $L = 1,37mH$   $\Rightarrow$  Indutância de entrada;
- $C_o = 1500\mu F$   $\Rightarrow$  Capacitância de saída;
- $f_a = 20KHz$   $\Rightarrow$  Frequência de amostragem;
- $f_s = 20KHz$   $\Rightarrow$  Frequência de chaveamento;

- $K_i = 0,1$   $\Rightarrow$  Ganho do sensor de corrente;
- $K_v = 7,5 \cdot 10^{-3}$   $\Rightarrow$  Ganho do sensor de tensão;
- $K_M = 1$   $\Rightarrow$  Ganho do multiplicador;
- $K_{AD} = 211/3,3$   $\Rightarrow$  Ganho do conversor A/D;
- $K_{AA} = 1$   $\Rightarrow$  Ganho do filtro anti-aliasing;
- $V_T = 3750$   $\Rightarrow$  Valor de pico da onda triangular do modulador PWM para sinais simétricos;

#### D. Procedimento de Projeto

O procedimento de projeto pode ser estruturado da seguinte forma

- Obter a função de transferência da planta em z a partir da discretização do processo;
- Transformar a função do plano z para o plano w;
- Definir o período de amostragem  $T_a$ ;
- Projetar o controlador através dos gráficos de Bode, num processo idêntico ao que acontece para o plano s;
- Uma vez definido o controlador, voltar para o plano z;
- Voltar do plano z para o domínio do tempo através da técnica de frações parciais ou expansão em série de potências;
- Definir e programar o algoritmo de controle através da equação de diferenças.

Considerando que a proposta a ser seguida para a definição do controlador baseia-se na metodologia de projeto através da resposta em frequência para o plano discreto w, onde o ganho e a fase são determinados em função da frequência, os requisitos de projeto são consonantes com a metodologia de projeto para sistemas contínuos no plano s e são citadas na literatura como sendo:

- Margem de fase entre  $45^\circ$  e  $90^\circ$ ;
- A inclinação na curva de ganho para o sistema em laço aberto deve ser de  $-20dB/década$ ;
- Erro estático nulo;
- A frequência de cruzamento da curva de ganho para o sistema em laço aberto deve ser pelo menos quatro vezes menor do que a frequência de chaveamento do modulador PWM;
- A frequência de chaveamento deverá ser pelo menos igual à frequência de amostragem.

#### E. Projeto do Controlador de Corrente

Com base no diagrama em blocos da Figura 3 e na especificação do conversor apresentada anteriormente, obtém-se que a função de transferência de malha aberta para a corrente é:

$$FTMA_i = H_i(w) \cdot \frac{V_o \cdot K_i \cdot K_{AD}}{\frac{2}{3} \cdot L \cdot V_T} \cdot \frac{1 - T_a/2 \cdot w}{w} \quad (6)$$

Pela análise de (6), 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 PI (Proporcional Integral) com uma função similar a apresentada em (7).

$$H_i(w) = \frac{k_{Hi} \cdot (w + v_z)}{w} \quad (7)$$

onde:

- $k_{Hi}$  é o ganho do controlador;
- $v_z$  é a frequência do zero.

Utilizando os critérios de projeto já apresentado, tem-se:

$$H_i(w) = 1,893 \frac{(w + 628,32)}{w} \quad (8)$$

Passando do plano  $w$  para o plano  $z$  em seguida fazendo a transformada inversa para se obter a equação de diferenças, chega-se a (9)

$$y_i(n) = 1,92274 \cdot x_i(n) - 1,86326 \cdot x_i(n-1) + y_i(n-1) \quad (9)$$

Para ilustrar a influência que o controle trará a planta de corrente, é ilustrada na Figura 9 a resposta em frequência para a planta, o controlador e para o sistema resultante composto pela planta e controlador, todos em malha aberta.

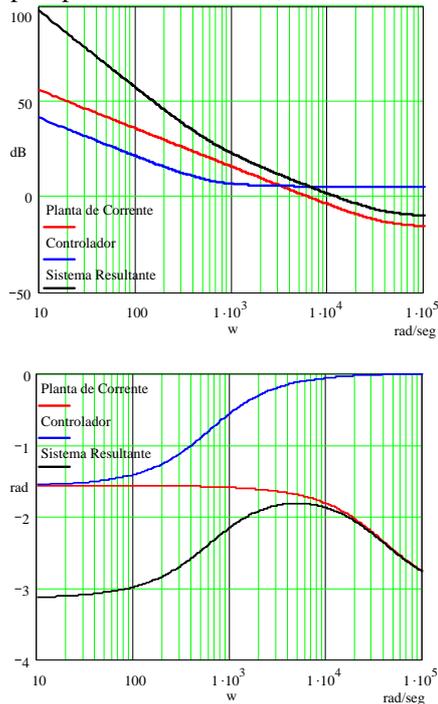


Fig. 9 Resposta em frequência do sistema resultante planta de corrente + controlador em malha aberta

#### F. Projeto do Controlador de Tensão

Com base no diagrama em blocos da Figura 4 e na especificação do conversor apresentada anteriormente, obtém-se que a função de transferência de malha aberta para a tensão é:

$$FTMA_v(w) = K_{AD} \cdot K_i \cdot \frac{V_o(w)}{I_p(w)} \quad (10)$$

Pela análise de (10), verifica-se que será necessário um controlador PI para atender os requisitos de projeto. Desta forma, a função de transferência do controlador,  $H_v(w)$ , será:

$$H_v(w) = \frac{k_{Hv} \cdot (w + v_z)}{w} \quad (11)$$

Onde

- $k_{Hv}$  é o ganho do controlador;
- $v_z$  é a frequência do zero.

Pelos critérios de projeto já apresentados, tem-se:

$$H_v(w) = \frac{6,579 \cdot (w + 13,508)}{w} \quad (12)$$

Passando do plano  $w$  para o plano  $z$  em seguida fazendo a transformada inversa para se obter a equação de diferenças, chega-se a (13)

$$y_v(n) = 6,5812 \cdot x_v(n) - 6,5768 \cdot x_v(n-1) + y_v(n-1) \quad (13)$$

Para ilustrar a influência que o controle trará a planta de tensão, é ilustrada na Figura 10 a resposta em frequência para a planta, o controlador e para o sistema resultante composto pela planta e controlador, todos em malha aberta.

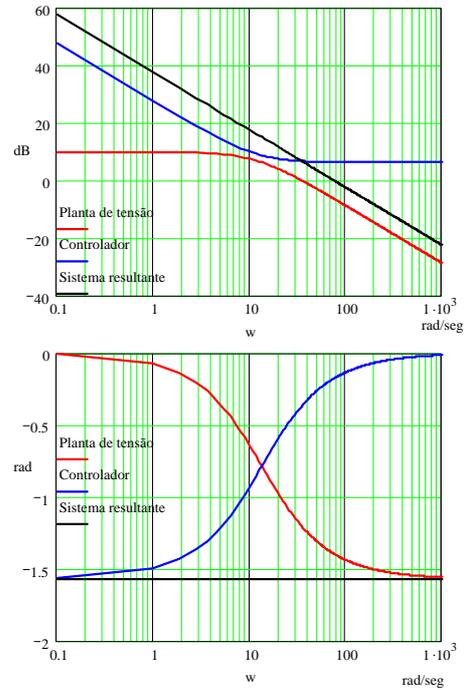


Fig. 10 Resposta em frequência do sistema resultante planta de tensão + controlador em malha aberta

## IV. SIMULAÇÃO

As simulações foram realizadas no software *Simulink*<sup>TM</sup> que é parte integrante do pacote *Matlab*<sup>TM</sup>. Durante o processo de simulação verificou-se a bidirecionalidade do conversor com uma regeneração de energia com potência nominal para o tempo  $t=0,15s$ .

O resultado encontrado para a tensão no barramento CC de saída (Figura 11) pode ser considerado satisfatório, com um ripple de tensão muito baixo e com sobre tensão de cerca de 10% da tensão do barramento.

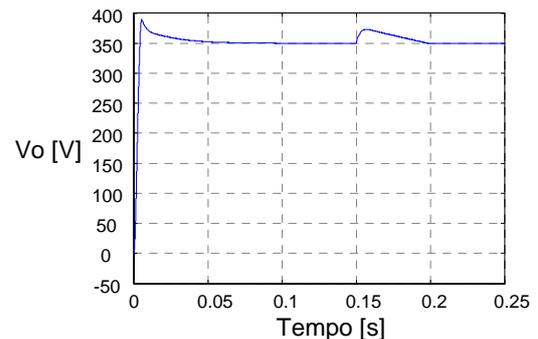


Fig. 11. Tensão no Barramento CC

Considerando a corrente de entrada, (Figura 12), a forma de onda comporta-se como esperado, com um pequeno ripple de alta frequência devido ao chaveamento. O processo de inversão da corrente com relação a tensão de entrada durante o chaveamento da carga para que ocorra a regeneração se dá de forma controlada, conforme o esperado.

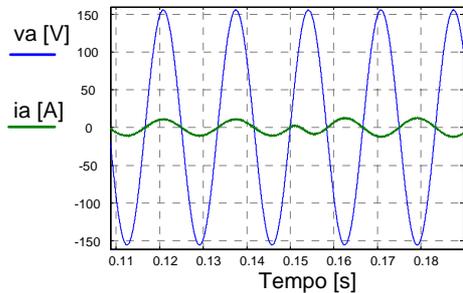


Fig. 12. Tensão e Corrente de Entrada

### V. DADOS EXPERIMENTAIS

Para a etapa de implementação prática, estamos utilizando o *DSP TMS320F2812* da *Texas Instruments* (a partir do módulo didático *eZdsp* da *Spectrum Digital Inc.*), programado a partir da linguagem de alto nível *C++* através do compilador *Code Composer*.

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 serem implementados internamente ao *DSP*, conforme mostra a Figura 13.

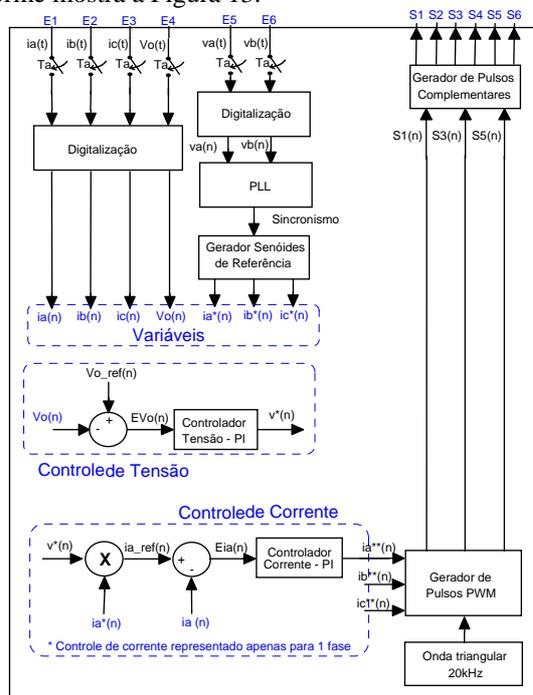


Fig. 13 – Diagrama em blocos do programa do DSP

Para a operação do conversor como retificador, com o fluxo de energia das fontes trifásicas para o barramento de tensão contínua, tem-se o funcionamento do conversor ilustrado a partir da Figura 13 que ilustra a tensão e corrente para uma das fases de entrada e a Figura 14 que mostra a corrente nas fases em conjunto com a tensão de barramento;

em ambos os casos o conversor está operando com carga nominal.

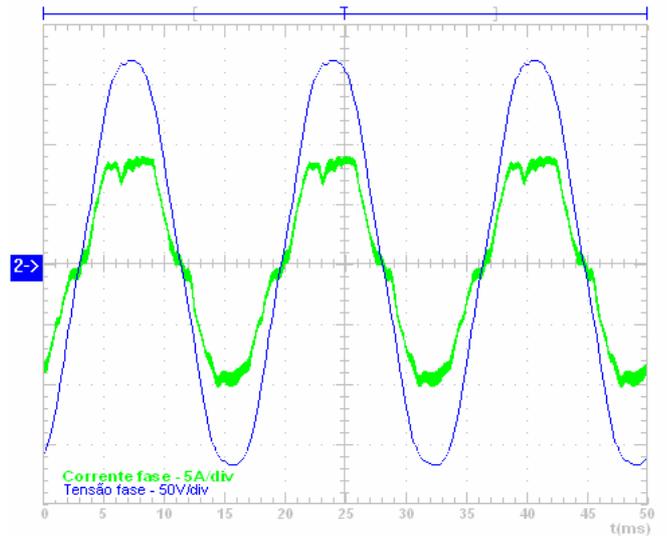


Fig. 13 – Tensão e corrente na entrada do conversor

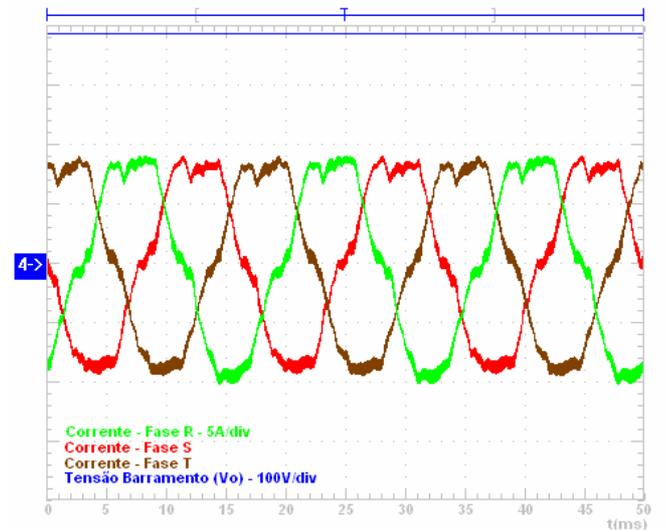


Fig. 14 – Correntes de entrada e tensão de barramento

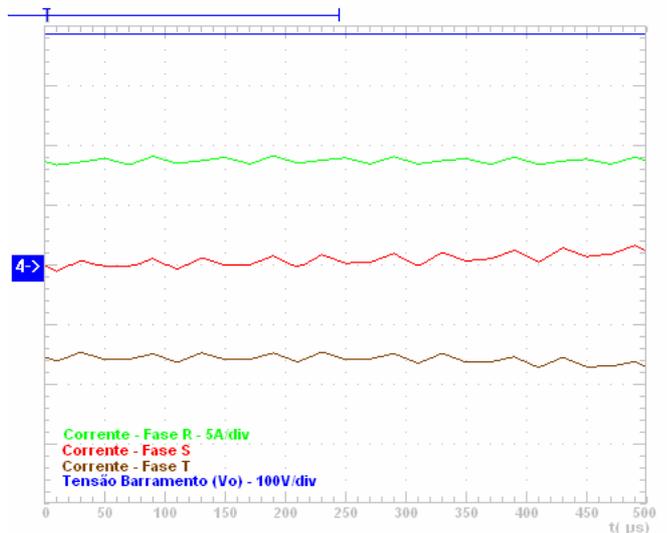


Fig. 15 – Ripple de corrente e de tensão – Zoom sobre a forma de onda da corrente e tensão do barramento.

Através da análise das curvas apresentadas nas Figuras 13, 14 e 15, pode-se assumir que o ripple de tensão na carga pode ser considerado nulo e que as tensões e correntes de entrada estão em fase, sendo que a tensão apresenta uma taxa de distorção harmônica de 3,18% e a corrente uma taxa de 11,8%. O fator de potência final da estrutura operando no ponto nominal é de 0,99.

A Figura 16 mostra a composição harmônica do sinal de corrente. Observa-se a presença das harmônicas pares devido a pequena distorção no pico das formas de onda de corrente, o que gera uma certa assimetria entre o ciclo positivo e negativo das mesmas. Esta assimetria gera uma pequena componente resultante de corrente contínua (off-set) a qual é responsável pelas harmônicas pares da estrutura.

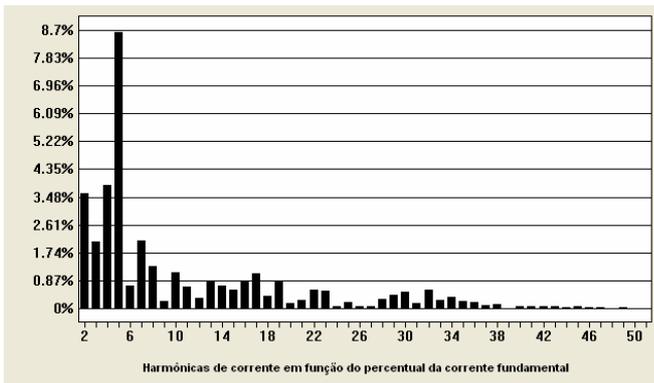


Fig 16 – Composição harmônica do sinal de corrente de entrada.

Simulando um chaveamento de carga de 100% para 50% e de 50% para 100%, o conversor apresenta as respostas dinâmicas apresentadas abaixo, nas figuras Figura 17 e Figura 18 respectivamente.

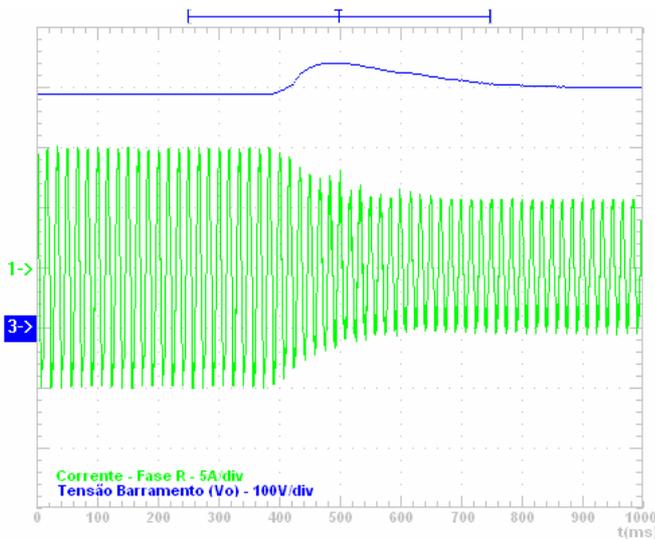


Fig. 17 – Chaveamento de carga de 100% para 50%

Com base nas Figuras 17 e 18 pode-se concluir que o chaveamento de carga gera certa oscilação na tensão de barramento, como já era esperado, mas o sistema de controle da estrutura atua rapidamente de forma a compensar este distúrbio no sistema. A sobre e subtensão existente no barramento devido ao decréscimo e acréscimo de carga no

sistema ficam dentro do limite estimado através da simulação. O tempo do transitório também esta dentro do que era esperado.

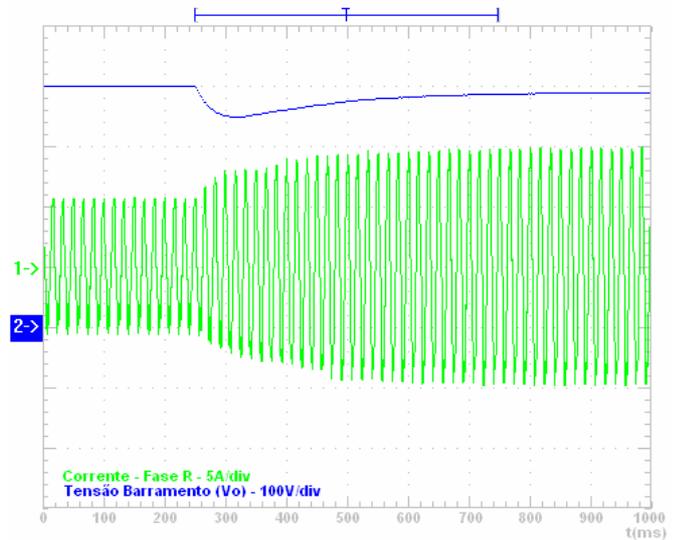


Fig. 18 – Chaveamento de carga de 50% para 100%

## VI. CONCLUSÃO

Neste artigo foi apresentado de forma sucinta o circuito de potência, a análise do conversor, o projeto dos controladores, alguns resultados de simulação e experimentais para o controle do retificador bidirecional trifásico com elevado fator de potência implementado no DSP TMS320F2812..

A partir deste trabalho pode-se concluir que o uso das técnicas de projeto para sistemas de controle analógico podem ser empregadas também no projeto de controle em sistemas digitais, respeitando-se as devidas ressalvas necessárias.

Do ponto de vista do projeto dos controladores, ressalta-se que o projeto deve ser feito com base na resposta em frequência para o sistema amostrado, já que dependendo do valor da frequência de amostragem, a resposta do sistema amostrado pode apresentar distorções quando comparado com a planta analógica as quais devem ser consideradas na hora do projeto.

Do ponto de vista da implementação, ressalta-se que toda a programação do software foi realizada em linguagens de alto nível. Isto trás inúmeras vantagens como maior portabilidade do software, permite reaproveitamento de rotinas por parte de outros usuários, traduzindo-se na rapidez de programação Porém, percebeu-se que devido ao uso de compilador, encontramos limitações para elevar a frequência de amostragem a valores da ordem de 500kHz, como era o objetivo inicial, mas faz-se necessário avaliar com mais critérios que limitações o uso de linguagem de alto nível tem com relação ao uso da linguagem assembler do DSP. Com uma frequência de amostragem mais elevada, a distorção da planta digitalizada e os efeitos do filtro anti-aliasing podem ser ignorados na faixa de frequência em que o controle atua. O conversor tem o seu melhor desempenho trabalhando em condições nominais de carga, para valores reduzidos de carga ocorre uma pequena defasagem entre as tensões e correntes

de entrada que degradam um pouco o fator de potência da estrutura, acredita-se que este pequeno desvio possa ser corrigido através da mudança do controlador de corrente. O erro estático gerado a partir destes controladores tende a ser compensado pelo controlador PI da tensão de barramento, conforme comprovado via simulação.

## VII. REFERÊNCIAS

- [1] C. L. Barczak, *Controle Digital de Sistemas Dinâmicos – Projeto e Análise*, Editora Edgard Blücher Ltda, São Paulo, SP, 1994
- [2] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, Hew Jersey, USA, 1997
- [3] I. Barbi, *Projeto de Fontes Chaveadas*, Edição do Autor. Florianópolis, SC, 2001
- [4] I. Barbi, Y. R. Novaes, F. P. Souza e D. Borgonovo, “Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais com Alto Fator de Potência”, *Eletrônica de Potência*, vol. 7, n° 1. Novembro 2002.
- [5] L. C. Tomaselli, *Controle de um pré-regulador com alto fator de potência utilizando o controlador DSP TMS320F243*, Dissertação de Mestrado, INEP – UFSC, Florianópolis, SC, 2001
- [6] D. Lindeke, *Projeto de um Filtro Ativo Paralelo de 1kVA Usando técnicas de Controle Analógico e Digital*, Dissertação de Mestrado, INEP – UFSC, Florianópolis, SC, 2003
- [7] A. R. Borges, *Retificador de Corrente Trifásico com Correção de Fator de Potência e Regeneração de Energia*, Dissertação de Mestrado, INEP – UFSC, Florianópolis, SC, 1996
- [8] M. Mezaroba, *Inversores com Comutação Suave e Grampeamento Ativo Empregando a Técnica de Utilização da Energia de Recuperação Reversa dos Diodos*. Tese de Doutorado, INEP – UFSC, Florianópolis, SC, 2001.
- [9] K.M. Chug, A.Wu, T. Hidajat, “Using the TMS320C24X DSP Controller for Optimal Digital Control”, *Application Report SPRA295*, Janeiro 1998.
- [10] S. Choudhury, “Average Current Mode Controlled Power Factor Correction Converter Using TMS320LF2407A”, *Application Report SPRA902*, Abril 2003.
- [11], S. A. MUSSA ; H. B. MOHR,. “Three-Phase Three-Level Unity Power Factor PWM Rectifier Using DSP”. ISIE'2003 International Symposium on Industrial Electronics, 2003, Rio de Janeiro, 2003.