

RETIFICADOR TRIFÁSICO REGENERATIVO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E CONTROLE EM COORDENADAS “DQ0” IMPLEMENTADO NO DSP TMS320F2812

Marcello Mezaroba¹, Dr.; Alcindo do Prado Júnior¹, Dr.; Samir Ahmad Mussa², Dr.;
Juliano Sadi Scholtz¹, Eng.

LEPO – UDESC¹
Caixa Postal 631
89.223-100 – Joinville - SC – Brasil

INEP – UFSC²
Caixa Postal 5119
88.040-970 – Florianópolis - SC – Brasil

Abstract – Este trabalho apresenta um conversor retificador trifásico regenerativo com elevado fator de potência. No controle foram utilizadas as transformações de Clark e Park e a equação bilinear de Tustin, de sorte que o projeto dos controladores digitais, realizado no domínio da frequência, tornou-se significativamente simples. Na implementação prática esta sendo utilizado um DSP de última geração que propicia uma programação em linguagem de alto nível.

Keywords – DSP, PFC e Retificadores Controlados.

I. INTRODUÇÃO

Os conversores retificadores trifásicos com elevado fator de potência tem sido alvo de grande pesquisa no meio científico nas ultimas décadas. Muitos engenheiros e pesquisadores realizaram trabalhos com intuito de melhorar suas características, tais como, aumento do rendimento, diminuição da distorção harmônica das correntes de entrada, aumento da densidade de potência, melhora da robustez na regulação da tensão de saída, e diminuição dos esforços nos componentes semicondutores.

Desta forma, novas topologias e arquiteturas da estrutura de potência, métodos de comutação, estratégias de controle, modelagens matemáticas e técnicas de modulação podem ser citadas na área da eletrônica de potência.

Neste sentido, este trabalho apresenta a análise, os métodos, as considerações e um exemplo de implementação prática de um *retificador trifásico regenerativo com elevado fator de potência*, que utiliza um controle em coordenadas “dq0”, implementado em um processador digital de sinais de última geração.

II. ANÁLISE DO CONVERTOR

A. Topologia do Conversor

O circuito de potência do conversor proposto pode ser observado 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.

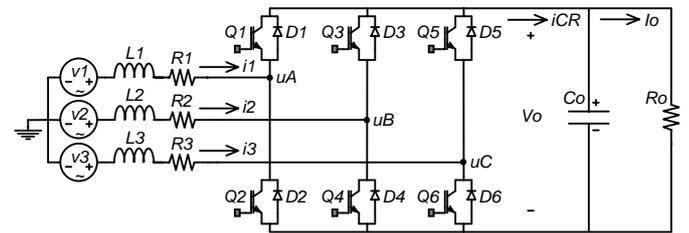


Fig. 1. Topologia à Dois Níveis Clássica do Circuito de Potência

B. Especificação do Conversor

As especificações e informações de projeto para o conversor proposto foram agrupadas conforme ilustra a Tabela I seguinte:

TABELA I - Requisitos de Projeto

Potência de saída	$P_o = 2500W$
Tensão de saída	$V_o = 375V$
Tensão eficaz de fase (alimentação)	$V_{in} = 127V_{rms}$
Ondulação de corrente (%máxima)	$\Delta i_L = 0,15 (15\%)$
Ondulação na tensão de saída	$\Delta V_o \% = 0,05 (5\%)$
Frequência de chaveamento	$f_s = 20kHz$
Frequência da rede de alimentação	$f = 60Hz$
Rendimento esperado para o conversor	$\eta = 0,85$
Frequência de corte da malha de tensão	36Hz
Freq. de corte das malhas de corrente	5kHz

C. Equações Para o Controle das Correntes de Entrada

Observando-se a Figura 1, a partir de uma análise de malha, chega-se facilmente ao seguinte sistema de equações de tensões:

$$\begin{aligned} -v_1(t) + v_{L1}(t) + v_{R1}(t) + u_A(t) &= 0 \\ -v_2(t) + v_{L2}(t) + v_{R2}(t) + u_B(t) &= 0 \\ -v_3(t) + v_{L3}(t) + v_{R3}(t) + u_C(t) &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

Onde:

- v_1, v_2 e v_3 – Tensões de entrada.
- v_{L1}, v_{L2} e v_{L3} – Tensões nos indutores.
- v_{R1}, v_{R2} e v_{R3} – Tensões nos resistores.
- u_A, u_B e u_C – Tensões nos pontos centrais dos braços.

De (1), pode-se escrever:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= \frac{d}{dt} L_1 i_1(t) + R_1 i_1(t) + u_A(t) \\ v_2(t) &= \frac{d}{dt} L_2 i_2(t) + R_2 i_2(t) + u_B(t) \\ v_3(t) &= \frac{d}{dt} L_3 i_3(t) + R_3 i_3(t) + u_C(t) \end{aligned} \quad (2)$$

Reescrevendo-se (2) na forma matricial tem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1(t)}{dt} \\ \frac{di_2(t)}{dt} \\ \frac{di_3(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_3}{L_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{L_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1(t) - u_A(t) \\ v_2(t) - u_B(t) \\ v_3(t) - u_C(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

De (3), realizando-se a transformação de coordenadas de "abc" para "dq0" num referencial síncrono, considerando-se que os indutores de entrada $L_1=L_2=L_3=L$ e as resistências dos indutores de entrada $R_1=R_2=R_3=R$, e sendo o sistema equilibrado, pode-se chegar a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d(t)}{dt} \\ \frac{di_q(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -w \\ w & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d(t) - u_d(t) \\ v_q(t) - u_q(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (4) chega-se a seguinte expressão:

$$S \begin{bmatrix} I_d(S) \\ I_q(S) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -w \\ w & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d(S) \\ I_q(S) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_d(S) - U_d(S) \\ V_q(S) - U_q(S) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Ou então, na forma de equações:

$$\begin{cases} L.S.I_d(S) = -R.I_d(S) - L.w.I_q(S) + V_d(S) - U_d(S) \\ L.S.I_q(S) = L.w.I_d(S) - R.I_q(S) + V_q(S) - U_q(S) \end{cases} \quad (6)$$

Isolando-se $I_d(S)$ e $I_q(S)$, que são as variáveis que se objetivam controlar, tem-se:

$$\begin{cases} I_d(S) = \frac{-L.w.I_q(S) + V_d(S) - U_d(S)}{L.S + R} \\ I_q(S) = \frac{L.w.I_d(S) + V_q(S) - U_q(S)}{L.S + R} \end{cases} \quad (7)$$

Observando-se (5) ou (7) percebe-se um acoplamento entre os eixos direto e de quadratura através da variável w . Isto também pode ser observado através do diagrama de blocos da Figura 2 seguinte:

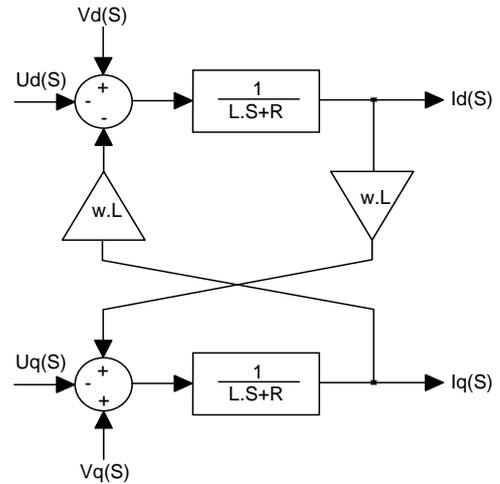


Fig. 2. Ilustração do Acoplamento Físico Entre as Variáveis do Conversor

Para eliminar o acoplamento observado pode-se fazer com que $U_d(S)$ e $U_q(S)$ assumam valores tais que compensem de forma inversa o intercruzamento entre as variáveis de eixo direto e em quadratura. Assim, pode-se fazer:

$$\begin{cases} U_d(S) = V_d(S) - w.L.I_q(S) - U_d'(S) \\ U_q(S) = V_q(S) + w.L.I_d(S) - U_q'(S) \end{cases} \quad (8)$$

onde $U_d'(S)$ e $U_q'(S)$ são novas entradas auxiliares.

Assim, considerando-se (8), as equações (7) podem ser reescritas de forma a desacoplar os eixos direto e em quadratura, conforme segue:

$$\begin{cases} I_d(S) = \frac{U_d'(S)}{L.S + R} \\ I_q(S) = \frac{U_q'(S)}{L.S + R} \end{cases} \quad (9)$$

Desta forma, controlando-se as tensões $U_d'(S)$ e $U_q'(S)$ controlam-se as correntes $I_d(S)$ e $I_q(S)$.

A Figura 3 ilustra as malhas de corrente desacopladas, já considerando-se a atuação dos controladores. Conforme pode ser observado optou-se por utilizar controladores do tipo PI.

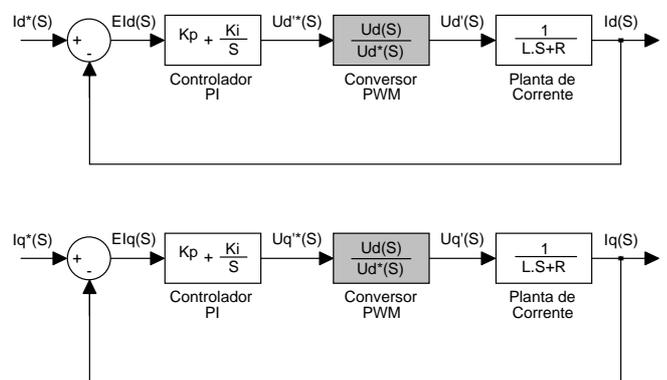


Fig. 3. Esboço das Malhas de Corrente com Realimentação Unitária

D. Equações Para o Controle da Tensão de Saída

O controle da tensão no barramento CC também é muito importante para o correto funcionamento do conversor. Além disso, no caso deste tipo de conversor ser utilizado como pré-regulador de tensão para um inversor, por exemplo, sua regulação torna-se ainda mais crítica. A Figura 4 esboça as correntes e a tensão nesse barramento:

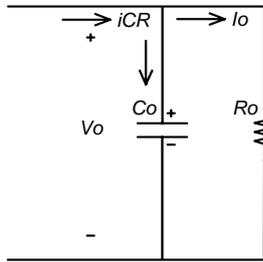


Fig. 4. Esboço do Barramento CC

A equação dinâmica que relaciona a tensão do capacitor C_O com a corrente de eixo direto “d” pode ser obtida a partir da equação de balanço de potência, conforme segue:

$$V_O(t) \cdot C_O \cdot \frac{dV_O(t)}{dt} = v_d(t) \cdot i_d(t), \quad (10)$$

onde:

- V_O – Tensão do barramento CC .
- C_O – Capacitor do filtro de ripple de saída.
- v_d – Tensão de eixo direto na entrada do conversor.
- i_d – Corrente de eixo direto na entrada do conversor.

Considerando-se a potência drenada pela carga R_O , pode-se escrever:

$$f(t) = V_O(t) \left(C_O \cdot \dot{V}_O(t) + \frac{V_O(t)}{R_O} \right) - v_d(t) i_d(t) = 0 \quad (11)$$

Linearizando-se a equação (11) em torno de um ponto de operação (PO) arbitrado, pode-se fazer:

$$\left. \frac{\partial f}{\partial V_O} \right|_{PO} \Delta V_O + \left. \frac{\partial f}{\partial \dot{V}_O} \right|_{PO} \Delta \dot{V}_O + \left. \frac{\partial f}{\partial I_d} \right|_{PO} \Delta I_d = 0 \quad (12)$$

Resolvendo-se a equação (12) obtém-se:

$$2 \cdot \frac{V_O(t)}{R_O} \cdot \Delta V_O(t) + V_{OP} \cdot C_O \cdot \Delta \dot{V}_O(t) - V_{dP} \cdot \Delta I_d(t) = 0, \quad (13)$$

onde V_{OP} e V_{dP} são os pontos de operação arbitrados, e representam a tensão de referência no capacitor C_O e a tensão de entrada da rede de alimentação, respectivamente. Também, $\Delta V_O(t)$ e $\Delta I_d(t)$ representam as perturbações de tensão e de corrente, respectivamente.

Reescrevendo-se a equação (13) no domínio “S”, e rearranjando-se na forma de função de transferência, pode-se obter a seguinte expressão:

$$\frac{\Delta V_O(S)}{\Delta I_d(S)} = \frac{V_{dP}}{V_{OP} \cdot C_O \cdot S + 2 \cdot \frac{V_{OP}}{R_O}} \quad (14)$$

Sabe-se que o ponto com maior esforço para o controlador de tensão acontece quando o conversor está trabalhando a vazio, isto é, com resistência de carga infinita. Desta forma, é interessante que a equação (14) seja reescrita conforme segue:

$$\frac{\Delta V_O(S)}{\Delta I_d(S)} = \frac{V_{dP}}{C_O \cdot V_{OP}} \cdot \frac{1}{S} \quad (15)$$

A Figura 5 ilustra a malha de tensão para o barramento CC , já considerando-se a atuação do controlador. Novamente, conforme pode ser observado, optou-se por utilizar controlador do tipo PI .

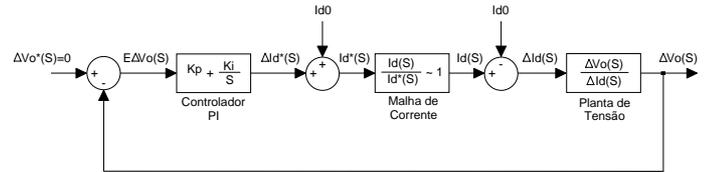


Fig. 5. Esboço da Malha de Tensão com Realimentação Unitária

Como as malhas de corrente, já apresentadas, possuem dinâmicas muito mais rápidas do que a malha de tensão, para uma análise aproximada, estas podem ser desconsideradas.

Desejando-se que ΔV_O seja nulo, ou seja, que a tensão medida na saída do conversor seja igual a tensão de referência, deve-se fazer $\Delta V_O^* = 0$. Em outras palavras, se ocorrer uma variação na tensão V_O no barramento CC , deve ocorrer uma variação na corrente de eixo direto I_d , ou seja, a corrente de I_d controla a tensão V_O .

E. Inclusão de Sensores, Filtros e Digitalização

Considerando-se os efeitos dos sensores de corrente, dos filtros *anti-aliasing*, dos conversores analógico-digitais (A/D) e das amostragens e retenções, os diagramas das Figuras 3 e 5 podem ser redesenhados, respectivamente, conforme ilustram as Figuras 6 e 7 seguintes:

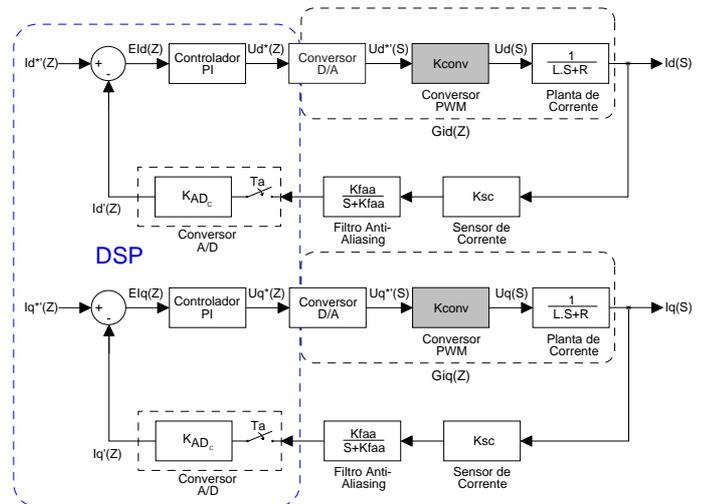


Fig. 6. Malhas de Correntes com Realimentações Não Unitárias

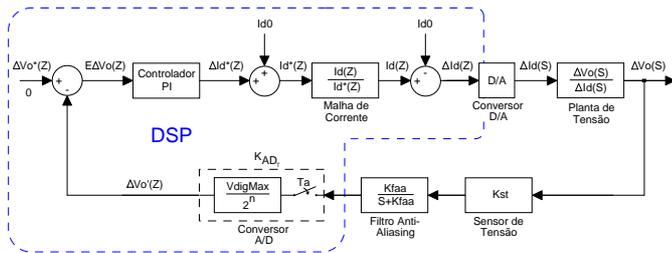


Fig. 7. Malha de Tensão com Realimentação Não Unitária

III. PROJETO DOS CONTROLADORES

Os controladores serão projetados utilizando o método de transformação bilinear de Tustin que propicia o projeto dos controladores de forma similar às técnicas convencionais no domínio da frequência, comumente conhecidas no meio científico.

A. Projeto dos Controladores de Corrente

Observando-se o diagrama da Figuras 6, pode-se chegar a seguinte função de transferência em malha aberta:

$$FTMA_Gi_dq(S) = (K_{conv}) \left(\frac{1}{LS+R} \right) (K_{SC}) \left(\frac{K_{faa}}{S+K_{faa}} \right) (K_{ADc}) \quad (16)$$

Onde, K_{conv} representa o ganho do conversor retificador, K_{SC} o ganho do sensor de corrente, K_{faa} o ganho do filtro anti-aliasing e K_{ADc} representa o ganho do conversor analógico-digital de corrente.

Realizando-se a transformação do plano “S” para o plano “Z”, com algumas considerações, pode-se chegar à seguinte equação:

$$FTMA_Gi_dq(Z) = \frac{K}{R} \left[1 - \frac{Z-1}{Z - e^{-R/L \cdot Ta}} \right] \quad (17)$$

Onde, K representa as constantes de (16) agrupadas conforme ilustra (20), e Ta representa o período de amostragem.

Para se chegar ao plano “W”, pode-se utilizar a transformação bilinear de Tustin:

$$Z = \frac{1 + Ta/2 \cdot W}{1 - Ta/2 \cdot W} \quad (18)$$

Desta forma, a equação (17) pode ser reescrita conforme segue:

$$FTMA_Gi_dq(W) = \frac{K}{R} \left[1 - \frac{W}{\left(\frac{1 - e^{-R/L \cdot Ta}}{Ta} \right) + \left(\frac{1 + e^{-R/L \cdot Ta}}{2} \right) W} \right] \quad (19)$$

onde para a aplicação em questão, tem-se que:

$$\left\{ \begin{aligned} K &= K_{CONV} \cdot K_{SC} \cdot K_{ADc} = 3,925 \\ R &= 0,1 \Omega \\ L &= 1,2 \text{ mH} \\ Ta &= 50 \mu\text{s} \\ K_{CONV} &\approx V_o/V_H \cdot 1,15 = 375/7500 \cdot 1,15 = 0,0575 \\ K_{SC} &= 0,1 \\ K_{ADc} &= 2^{11}/3 = 682,67 \end{aligned} \right. \quad (20)$$

De (16) e (19), traçaram-se os diagramas de Bode ilustrados na Figura 8, onde $GS(f)$ representa a função transferência de malha aberta (FTMA) de corrente no plano “S”, $GW(f)$ a FTMA de corrente no plano “W”, $AngS(f)$ o ângulo da FTMA de corrente no plano “S” e $AngW(f)$ representa o ângulo da FTMA de corrente no plano “W”. Conforme pode ser observado, em 5kHz (fs/4), o sistema original possui, aproximadamente, ganho de -17,6dB e fase de -128°.

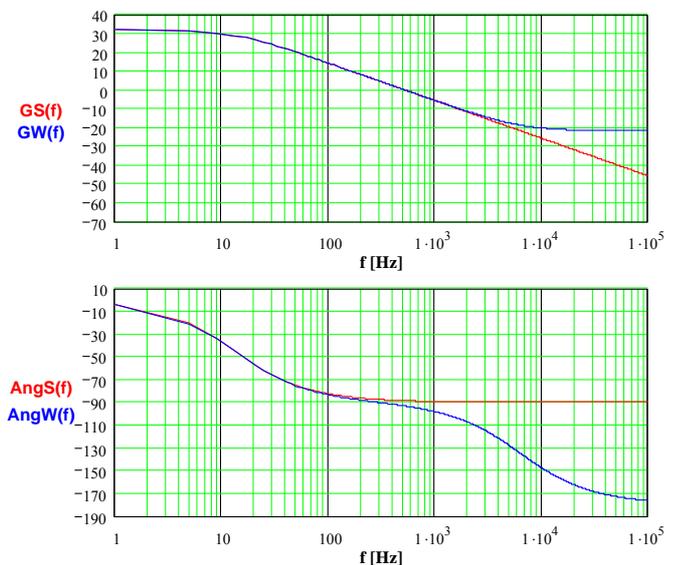


Fig. 8. Diagrama de Bode Original para as Malhas de Corrente.

Desejando-se que as malhas de corrente possuam margem de fase entre 45° e 90°, e cruzamento por 0dB em 5kHz (fs/4), encontraram-se os seguintes valores para os controladores PI:

$$\left\{ \begin{aligned} K_p &= K_{PI} = 7,553 \\ K_I &= K_{PI} \cdot Zw = 7,553 \cdot 80 = 604,243, \end{aligned} \right. \quad (21)$$

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

A Figura 9 ilustra o diagrama de Bode para as malhas de corrente, onde $G(f)$ representa a FTMA de corrente no plano “W” e $Ang(f)$ representa o ângulo da FTMA de corrente no plano “W”, ambas já compensadas pelos controladores PI de cada eixo conforme segue:

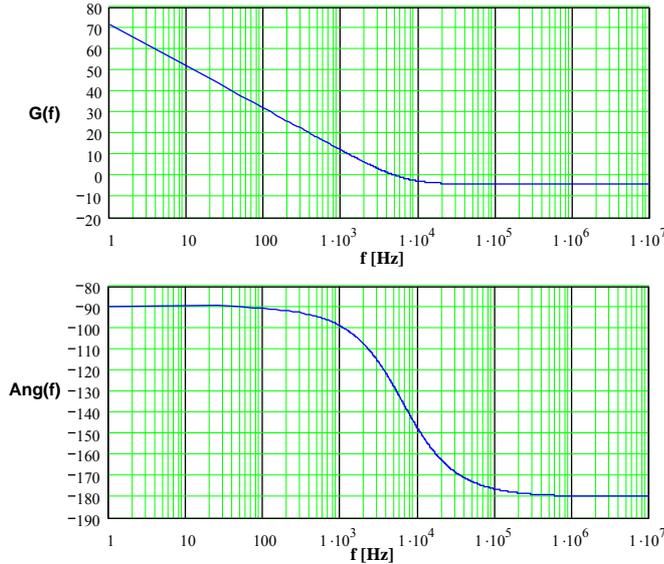


Fig. 9. Diagrama de Bode Compensado para as Malhas de Corrente

Conforme pode ser observado através da Figura 9, o controlador *PI* faz com que o sistema possua margem de fase em torno de 52° , margem de ganho de $-4,2\text{dB}$, inclinação de 20dB/Década e cruzamento por 0dB em $f_s/4$, de acordo, portanto, com as especificações de projeto desejadas.

B. Projeto do Controlador de Tensão

De forma semelhante às malhas de corrente, observando-se o diagrama da Figuras 7, pode-se chegar a seguinte função de transferência em malha aberta:

$$FTMA_Gv(S) = \frac{1}{K_{SC} \cdot K_{ADc}} \left(\frac{V_{dP}}{C_O \cdot V_{OP}} \cdot \frac{1}{S} \right) \cdot K_{ST} \cdot K_{ADr}, \quad (22)$$

onde K_{SC} representa o ganho do sensor de corrente, K_{ADc} o ganho do conversor analógico-digital de corrente, V_{OP} e V_{dP} são os pontos de operação arbitrados e representam a tensão de referência no capacitor C_O e a tensão de entrada da rede de alimentação, respectivamente. K_{ST} é o ganho do sensor de tensão do barramento CC e K_{ADr} representa o ganho do conversor analógico-digital de tensão.

Novamente, realizando-se a transformação do plano “S” para o plano “Z”, com algumas considerações, pode-se chegar a seguinte equação:

$$FTMA_Gv(Z) = C \cdot \frac{Ta}{Z-1} \quad (23)$$

Desta forma, utilizando-se (18), a equação (23) pode ser reescrita conforme segue:

$$FTMA_Gv(W) = C \cdot \left(\frac{1 - Ta/2 \cdot W}{W} \right), \quad (24)$$

onde C representa as constantes de (22) agrupadas conforme ilustra (25), e Ta representa o período de amostragem.

Para a aplicação em questão, tem-se que:

$$\begin{cases} K_{SC} = 0,1 \\ K_{ST} = 0,0075 \\ K_{ADr} = 2^{12}/3 = 1365,34 \\ V_{dP} = 179,6 \\ V_{OP} = 375 \\ C_O = 1500 \cdot 10^{-6} \end{cases} \quad (25)$$

$$\therefore C = \frac{V_{dP}}{C_O \cdot V_{OP}} \cdot \frac{K_{ST}}{K_{SC}} \cdot \frac{K_{ADr}}{K_{ADc}} \approx 47,895$$

De (22) e (24) traçaram-se os diagramas de Bode ilustrados na Figura 10, onde $GS(f)$ representa a função transferência de malha aberta (FTMA) de tensão no plano “S”, $GW(f)$ a FTMA de tensão no plano “W”, $AngS(f)$ o ângulo da FTMA de tensão no plano “S” e $AngW(f)$ representa o ângulo da FTMA de tensão no plano “W”. Conforme pode ser observado, em 36Hz , o sistema original possui, aproximadamente, ganho de $-13,5\text{dB}$ e fase de -90° .

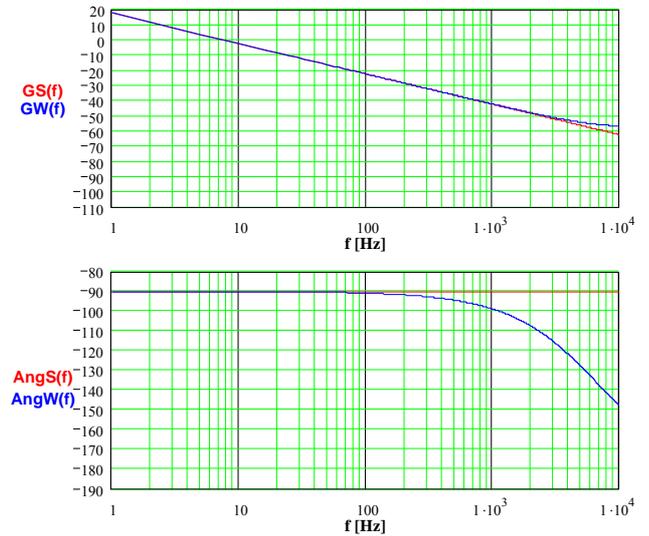


Fig. 10. Diagrama de Bode Original para a Malha de Tensão

Novamente, 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*:

$$\begin{cases} K_p = K_{PI} = 4,723 \\ K_I = K_{PI} \cdot Zw = 4,723 \cdot 50 = 236,134, \end{cases} \quad (26)$$

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

A Figura 11 ilustra o diagrama de Bode para a malha de tensão, onde $G(f)$ representa a FTMA de tensão no plano “W” e $Ang(f)$ representa o ângulo da FTMA de tensão no plano “W”, ambas já compensadas pelo controlador *PI*, conforme segue:

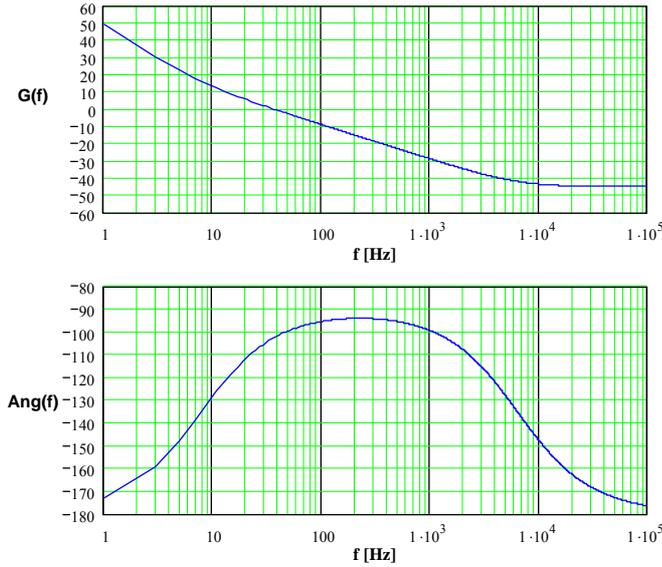


Fig. 11. Diagrama de Bode Compensado

Conforme pode ser observado através da Figura 11, o controlador *PI* faz com que o sistema possua margem de fase em torno de 77° , margem de ganho em torno de -45dB , inclinação de 20dB/Década e cruzamento por 0dB em 36Hz , de acordo, portanto, com as especificações de projeto desejadas.

C. Equações a Diferenças Para os Controladores de Corrente e de Tensão no Barramento CC

No intuito de implementação dos controladores no DSP, estes foram rearranjados na forma de equações a diferenças. Desta forma, de (21) e (26), obtiveram-se as equações (27) e (28), sendo, respectivamente, o primeiro para o controle das correntes de eixo direto e em quadratura, e o segundo para o controle da tensão no barramento CC, conforme segue:

$$u_{i_{dq}}(k) = 7,568106075.e(k) - 7,537893925.e(k-1) + u_{i_{dq}}(k-1) \quad (27)$$

$$u_v(k) = 4,72890335 .e(k) - 4,71709665 .e(k-1) + u_v(k-1), \quad (28)$$

onde $u_{i_{dq}}(k)$ e $u_v(k)$ representam as ações de controle para as correntes de eixo direto e em quadratura, e para a tensão no barramento CC respectivamente. A variável $e(k)$ representa o erro atual para cada controlador. O índice $(k-1)$ representa o valor da amostragem anterior para o cálculo corrente de cada variável.

IV. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

As simulações foram realizadas no software *Simulink*TM que é parte integrante do pacote *Matlab*TM, o qual foi escolhido em função das ferramentas observadas, que podem ser utilizadas para a *eletrônica de potência* - em especial, o conjunto de blocos contido na guia “*SimPowerBlock*”, pela facilidade de trabalho, e também por ser bastante conhecido no meio científico.

Dos gráficos obtidos nas simulações, destacam-se os das Figuras 12 e 13, onde são ilustradas a tensão no barramento CC, e a tensão e a corrente em uma das fases do conversor respectivamente. Conforme pode ser observado, em $0,15\text{s}$ realizou-se uma regeneração de energia em carga nominal.

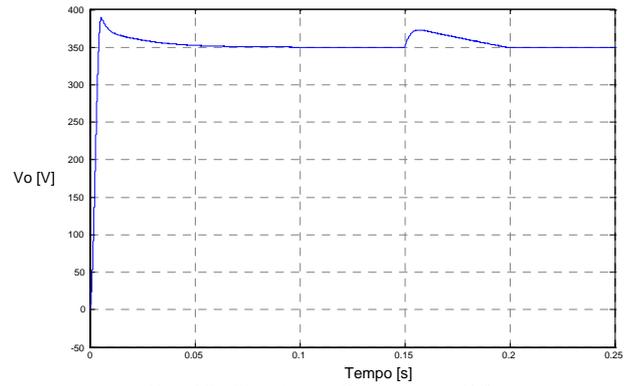


Fig. 12. Tensão no Barramento CC

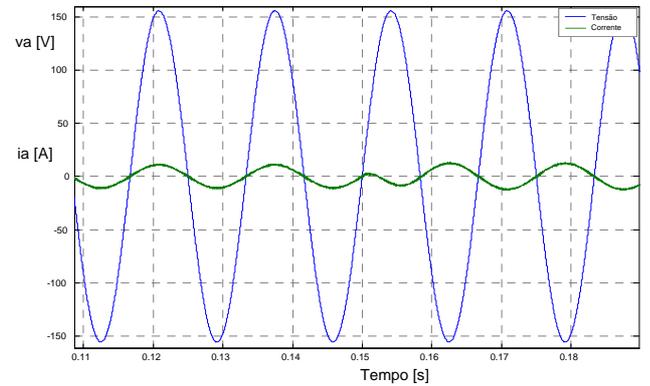


Fig. 13. Tensão e Corrente em Uma das Fases de Entrada

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a etapa de implementação prática utilizou-se o *DSP TMS320F2812* da *Texas Instruments*. A Figura 14 mostra o diagrama esquemático que representa os blocos de software programados internamente ao *DSP*.

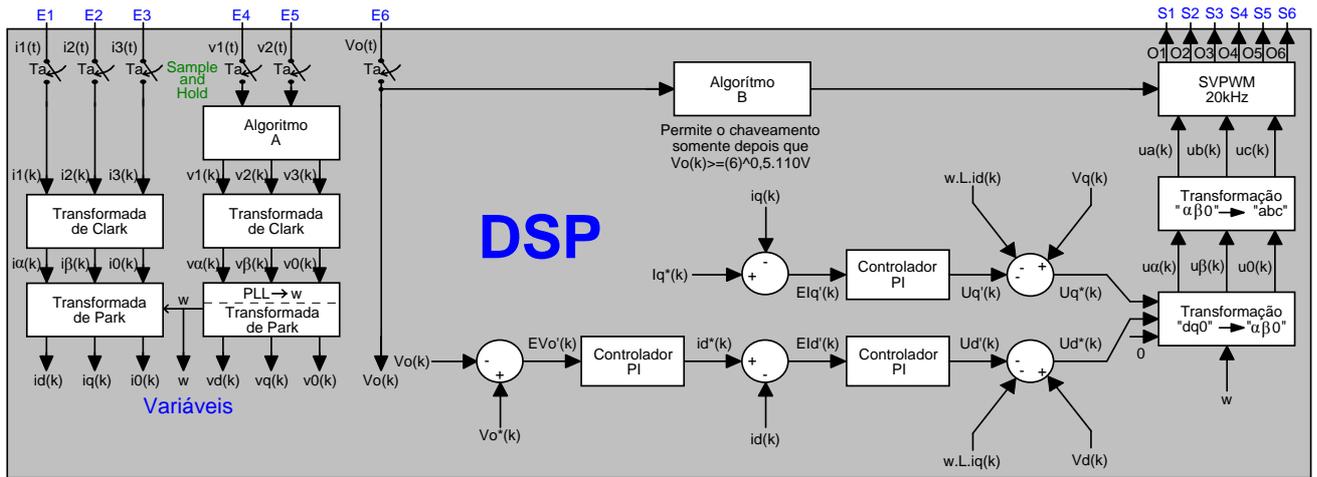


Fig. 14. Diagrama Esquemático Ilustrativo

Os resultados experimentais obtidos foram resumidos na forma de gráficos e figuras.

As Figuras 15a e 15b mostram o PWM senoidal com injeção de seqüência zero. Pode-se observar na primeira os sinais aplicados às chaves 1 e 2, e na segunda estes mesmos sinais após passagem por filtro passa-baixa. Percebe-se claramente a envoltória do sinal em 60Hz e o achatamento do pico devido à injeção de seqüência zero.

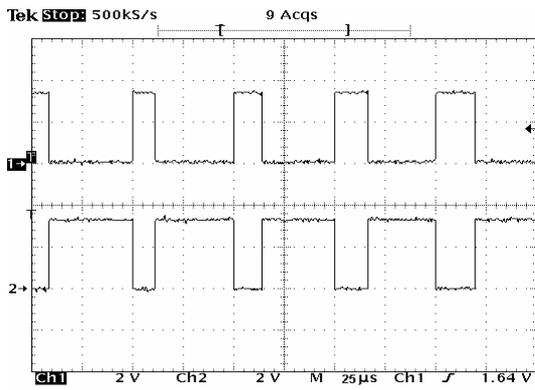


Fig. 15.a Sinais de Comando do PWM para as Chaves 1 e 2

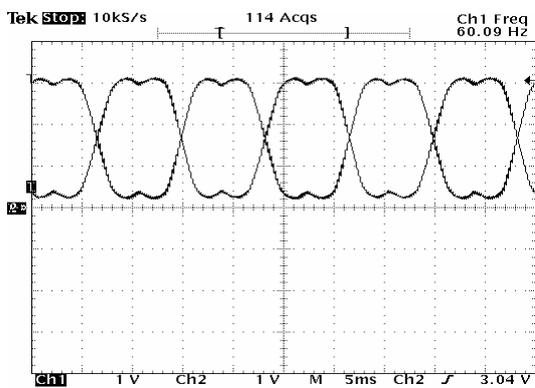


Fig. 15.b Sinais de Comando do PWM para as Chaves 1 e 2 após Passagem por Filtro Passa Baixas

A Figura 16 mostra a tensão e a corrente na fase 1, e a tensão no barramento CC com o conversor operando em potência nominal. Observa-se que a tensão no barramento

CC esta estável com baixo *ripple* ($\pm 1V$), e a corrente de entrada esta em fase com a tensão de entrada, porém apresenta certa distorção.

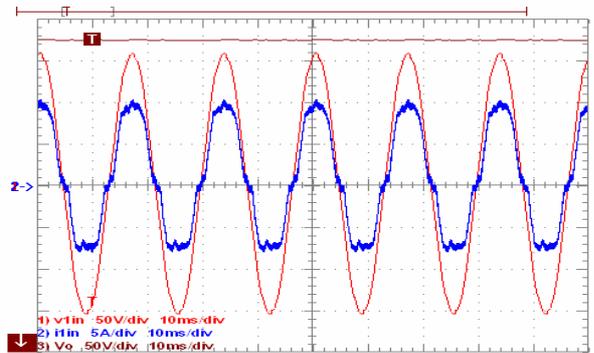


Fig. 16. Tensão (50V/div) e Corrente (5A/div) na Fase 1, e Tensão (50V/div) no Barramento CC – Conversor em Potência Nominal

As distorções harmônicas totais observadas de tensão e corrente da fase 1, quando da operação em potência nominal, foram de 1,927% e 12,421% respectivamente. O fator de deslocamento apresentou valor de 1,86 e o fator de potência apresentou valor de 0,986.

A Figura 17 mostra as três correntes de entrada do conversor.

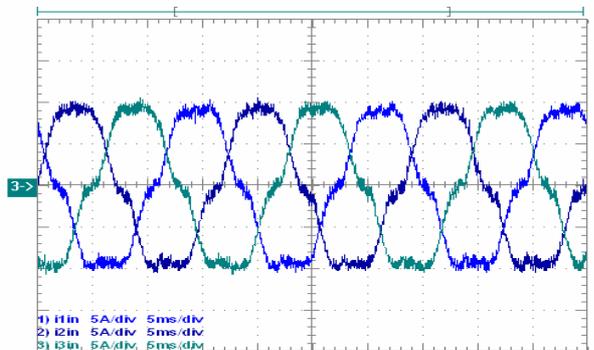


Fig. 17. Correntes (5A/div) nas Fases 1, 2 e 3.

A Figura 18 mostra o comportamento da corrente de

entrada da fase 1 e da tensão no barramento CC durante um degrau de 100% para 50% da carga nominal. Observa-se que o controle atuou de forma rápida, fazendo com que a corrente fosse reduzida e a tensão voltasse para o valor de referência nominal.

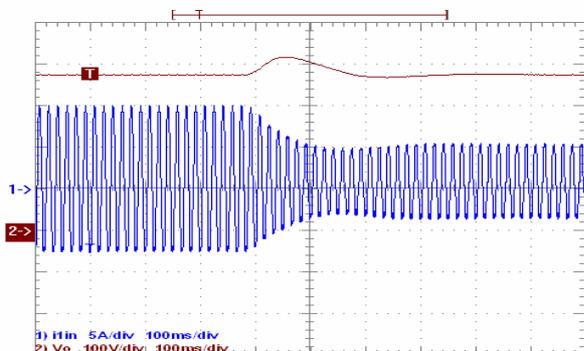


Fig. 18. Corrente (5A/div) na Fase 1 e Tensão do Barramento CC (100V/div) – Degrau de 100% para 50% da Carga Nominal

De forma semelhante, a Figura 19 mostra o comportamento da corrente de entrada da fase 1 e da tensão no barramento CC durante um degrau de 50% para 100% da carga nominal. Observa-se novamente que o controle atuou de forma rápida, fazendo com que a corrente fosse aumentada e a tensão voltasse para o valor nominal.

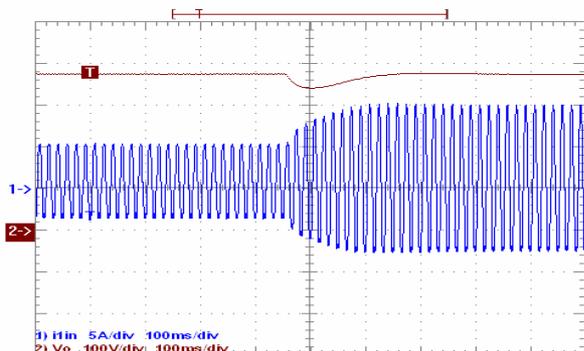


Fig. 19. Corrente (5A/div) na Fase 1 e Tensão do Barramento CC (100V/div) – Degrau de 50% para 100% da Carga Nominal

VI. CONCLUSÃO

Neste artigo foram apresentados, de forma sucinta, o circuito de potência, a análise, as equações, os controladores, alguns resultados de simulação, e os principais resultados experimentais da implementação prática de um conversor retificador chaveado trifásico regenerativo com elevado fator de potência.

As equações de controle consideraram todos os ganhos reais existentes oriundos da implementação. Desta forma, os sistemas obtiveram boa representação real física.

O projeto dos controladores foi realizado de forma consideravelmente simples considerando a metodologia de resposta em frequência.

O DSP de última geração utilizado propicia uma programação em linguagem de alto nível, o que contribui

para melhorias e compartilhamento de informações futuras.

Um dos principais problemas observados durante a implementação foi a distorção das correntes de entrada do conversor. Acredita-se que esta distorção esteja associada à frequência de amostragem utilizada neste projeto, que foi de 20kHz. Para trabalhos semelhantes e ou futuros sugere-se que esta frequência seja aumentada para 100kHz. O projeto do controle foi baseado em equações e leis que dependem de tensões da rede equilibradas. Na prática essas tensões não são equilibradas, o que certamente interferiu nos resultados obtidos.

O conversor apresentou fator de potência próximo da unidade e os resultados de regulação da tensão no barramento mostraram que o conversor possui boa robustez a variação de carga.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] – I. Barbi e D.C. Martins, *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*, Edição dos Autores, Florianópolis, SC, 2000.
- [2] – D. Borgonovo, *Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformada de Park*, Dissertação de Mestrado, INEP - UFSC, Florianópolis, SC, 2001.
- [3] – F.L. Cardoso, *Retificador de Corrente Reversível Trifásico*, Dissertação de Mestrado, LEPO - UDESC, Joinville, SC, 2005.
- [4] – C.H.F. Félix, *Controle Digital de Uma UPS Trifásica*, Dissertação de Mestrado, PPGEE - UFMG, Belo Horizonte, MG, 2003.
- [5] – C.H. Houppis and G.B. Lamont, *Digital Control Systems: Theory, Hardware, Software*, Second Edition. McGraw-Hill, 1992.
- [6] – N. Mohan, T.M. Underland and P.W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Willey & Sons, Singapore, 1989.
- [7] – K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, Hew Jersey, USA, 1997.
- [8] – K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*, Second Edition, Prentice Hall, New Jersey, 1994.
- [9] – J.C. Raycik, *Projeto de um Retificador de Corrente Reversível Com Alto Fator de Potência e Controle Digital Implementado em DSP*, Dissertação de Mestrado, LEPO - UDESC, Joinville, SC, 2003.
- [10] – P.F. Seixas, *Commande Numérique d'une Machine Synchrone Autopilotée*, These de Docteur, INPT, Toulouse, 1988.
- [11] – M.M. Stopa, *Controle Por Orientação de Campo: Uma Implementação Utilizando Um Conversor CA/CC/CA Com Retificador Chaveado*, Dissertação de Mestrado, PPGEE - UFMG, Belo Horizonte, MG, 1998.