

# MODELAGEM E CONTROLE DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E CAPACIDADE DE REGENERAÇÃO DE ENERGIA

Carlos Henrique Illa Font\*\* e Ivo Barbi\*

\*Universidade Federal de Santa Catarina, Instituto de Eletrônica de Potência, Câmpus Reitor João David Ferreira Lima, Caixa Postal 5119, CEP 88040-970, Florianópolis-SC

\*\*Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Departamento Acadêmico de Eletrônica, Câmpus Ponta Grossa, Av. Monteiro Lobato, s/n km 04, CEP 84016-210, Ponta Grossa-PR  
E-mail: [illafont@utfpr.edu.br](mailto:illafont@utfpr.edu.br), [ivobarbi@inep.ufsc.br](mailto:ivobarbi@inep.ufsc.br)

**Resumo** – Este artigo apresenta a modelagem e o controle de um retificador trifásico híbrido para aplicações em médias e altas potências. O retificador híbrido apresenta elevado fator de potência, controle da tensão de saída e possibilidade de regeneração de energia. Pelo fato de ser a associação paralela de retificadores de topologias distintas, o retificador apresenta distribuição da potência processada, permitindo o uso de interruptores de menor custo. O artigo apresenta o circuito equivalente do retificador, a estratégia de controle, os modelos de pequenos sinais para controle das correntes de entrada e da tensão de saída, o projeto dos controladores e os resultados experimentais de um protótipo operando com potência nominal de 20 kW, com 380 V de tensão de entrada, 700 V de tensão de saída e 10 kHz de frequência de comutação.

**Palavras-Chave** – Acionamento CA regenerativo, Conversão CA-CC, Correção do fator de potência, Modelagem e controle, Retificador híbrido, Retificador trifásico.

## MODELING AND CONTROL OF A THREE-PHASE HYBRID RECTIFIER WITH HIGH POWER FACTOR AND POWER REGENERATING CAPABILITY

**Abstract** – This paper presents the modeling and the control of a hybrid three-phase rectifier suitable for medium and high power applications. The hybrid rectifier is capable of providing sinusoidal input currents, DC output voltage control and regenerative power flow. Furthermore, the parallel association of different three-phase rectifier topologies provides power distribution, allowing the use of lower cost switches. The equivalent circuit of the hybrid rectifier, the control scheme, the small-signal models for input current and output voltage control, the controllers design and experimental results from a 20-kW prototype are presented. The prototype was designed for a 380V of input voltage, 700V of output voltage and switching frequency of 10kHz.

Artigo submetido em 29/08/2013. Primeira revisão em 16/01/2014. Aceito para publicação em 10/02/2014, por recomendação do Editor Henrique A. C. Braga.

**Keywords** – AC-DC power conversion, AC regenerative drives, Hybrid rectifier, Modeling and control, PFC, Three-phase rectifier.

## I. INTRODUÇÃO

Retificadores trifásicos, unidirecionais ou bidirecionais, são largamente empregados como estágio de entrada de fontes de alimentação e de sistemas de acionamento de máquinas elétricas.

Retificadores a diodos e/ou tiristores apresentam elevado rendimento, facilidade de projeto, facilidade de implementação e baixo custo [1-3].

As topologias de retificadores PWM possuem as vantagens de, do ponto de vista da rede de distribuição de energia elétrica, proporcionarem elevado fator de potência e baixa distorção harmônica das correntes de entrada. Do ponto de vista da carga, retificadores PWM são vantajosos por proporcionarem o controle da tensão de saída frente às variações das tensões de entrada e da carga [3-5].

Nas aplicações em médias potências, isto é, em aplicações com potências maiores que 10 kW e menores que 100 kW, tanto retificadores a diodos/tiristores quanto retificadores PWM apresentam desvantagens e limitações.

Na retificação trifásica a partir de retificadores a diodos/tiristores, as principais desvantagens são baixo fator de potência e geração de interferência eletromagnética [1-3].

Na retificação trifásica a partir de retificadores PWM, os limites físicos de processamento de corrente e/ou tensão dos semicondutores de potência; limites construtivos, relacionados a problemas térmicos e mecânicos e custos, são as principais desvantagens [3-5].

Pesquisas recentes têm demonstrado a viabilidade de retificadores trifásicos híbridos em aplicações industriais [6-16]. Estes retificadores realizam a retificação trifásica com elevado fator de potência, maior robustez, elevado rendimento e menores custos nas aplicações em médias e altas potências.

Os retificadores trifásicos híbridos são retificadores obtidos a partir:

- da associação paralela de retificadores trifásicos a diodos (ou tiristores) e retificadores trifásicos PWM;
- da associação paralela de topologias distintas de retificadores trifásicos PWM;
- da associação paralela de mesma topologia de retificadores PWM, operando com diferentes níveis de

potência e/ou frequências de comutação e/ou estratégias de modulação.

Na definição apresentada anteriormente, restringe-se a associação dos retificadores em paralelo. Com a conexão paralela, pode-se dividir a potência ativa processada em cada retificador e ainda, a composição das correntes de entrada para obtenção de um formato senoidal é facilitada.

É importante deixar claro, então, o porquê de não designar estes retificadores simplesmente de retificadores associados em paralelo. Nos retificadores trifásicos PWM conectados em paralelo, as correntes de entrada de cada módulo retificador são senoidais. Além disso, os módulos retificadores operam com a mesma frequência de comutação e são dimensionados para operar com os mesmos níveis de potência [17-20].

Nos retificadores trifásicos híbridos, podem-se ter módulos retificadores com frequências de operação distintas assim como com potências processadas distintas. Ainda, as correntes senoidais de entrada são obtidas pela composição das correntes de entrada de cada módulo retificador, que independentemente, não precisam apresentar formato senoidal.

Por outro lado, do ponto de vista da saída, a conexão em paralelo provoca a diferença instantânea entre as tensões de saída de cada módulo retificador. Assim, nos retificadores híbridos, nem sempre é possível o controle da tensão de saída.

Para a correção do fator de potência e o controle da tensão de saída, os retificadores trifásicos híbridos necessitam de malhas de controle de corrente e de tensão. O projeto destes sistemas de controle dependem dos modelos do retificador. Na literatura, as publicações relatam o estudo das topologias de retificadores trifásicos híbridos e os aspectos de modelagem, de importância fundamental para a correta operação destes retificadores, são explorados de forma superficial.

Este trabalho tem o objetivo de apresentar a modelagem de um retificador trifásico híbrido com elevado fator de potência, controle da tensão de saída e capacidade de regeneração de energia. Este retificador pode ser aplicado em sistemas regenerativos de acionamento de motores de corrente alternada, como por exemplo no acionamento de bombas, ventiladores, compressores, extrusoras, esteiras de transporte, guindastes, elevadores, centrífugas e prensas.

Inicialmente, o circuito equivalente do retificador trifásico híbrido é apresentado na Seção II. Na Seção III deste artigo, descreve-se a estratégia de controle. Aspectos de modelagem são apresentados da Seção IV. A Seção V apresenta o projeto dos compensadores. Por fim, resultados experimentais são apresentados na Seção VI.

## II. CIRCUITO EQUIVALENTE PARA O RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO

O retificador trifásico híbrido apresentado na Figura 1 é composto pela associação em paralelo de dois retificadores trifásicos: retificador a diodos em ponte de Graetz com conversor CC-CC Boost (retificador A) e retificador Boost bidirecional (retificador B). Este retificador tem como características o elevado fator de potência, o controle da

tensão do barramento CC e a capacidade de regeneração de energia para a rede de energia elétrica.

Neste retificador, as correntes de entrada  $i_{1,2,3}(t)$ , indicadas na Figura 1, são resultantes da soma das correntes  $i_{1a,2a,3a}(t)$  e das correntes  $i_{1b,2b,3b}(t)$ . Analogamente, do ponto de vista da saída, a corrente de saída  $i_o(t)$  é composta pela soma das correntes  $i_{oa}(t)$  e  $i_{ob}(t)$ .

Com o objetivo de se obter fator de potência unitário na entrada do retificador, a corrente de entrada  $i_1(t)$ , assim como as demais correntes de entrada, deve apresentar formato senoidal e estar em fase com a respectiva tensão de entrada. Assim, deve-se controlar o retificador para que a soma das correntes  $i_{1a}(t)$  e  $i_{1b}(t)$  gerem uma corrente de entrada com as características desejadas.

A distribuição de potência entre os retificadores A e B pode ser obtida pelas equações (1) e (2), para a potência ativa, e (3) e (4), para o módulo da potência aparente [7].

$$\frac{P_{1a}}{P_1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{I_{pa}}{I_p} \quad (1)$$

$$\frac{P_{1b}}{P_1} = 1 - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{I_{pa}}{I_p} \quad (2)$$

$$\frac{S_{1a}}{S_1} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{I_{pa}}{I_p} \quad (3)$$

$$\frac{S_{1b}}{S_1} = \sqrt{1 - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{I_{pa}}{I_p} + \frac{4}{3} \cdot \frac{I_{pa}^2}{I_p^2}} \quad (4)$$

Onde:

- $P_{1a}$  - Potência ativa do retificador A, por fase.
- $P_{1b}$  - Potência ativa do retificador B, por fase.
- $P_1$  - Potência do retificador híbrido, por fase.
- $S_{1a}$  - Módulo da potência aparente do retificador A, por fase.
- $S_{1b}$  - Módulo da potência aparente do retificador B, por fase.
- $S_1$  - Módulo da potência aparente do retificador híbrido, por fase.
- $I_{pa}$  - Corrente de pico na entrada do retificador A.
- $I_p$  - Corrente de pico na entrada do retificador híbrido.

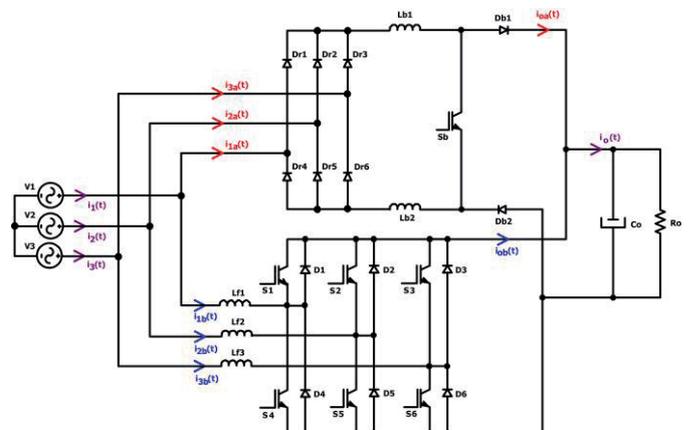


Fig. 1. Retificador trifásico híbrido.

A região de operação definida pelo intervalo onde a corrente máxima  $I_{pa}$  vale  $[0,65.I_p; 0,90.I_p]$  é a região mais apropriada para a operação do retificador híbrido. Nesta região, a potência aparente processada pelo retificador B é minimizada e o fator de utilização dos interruptores controlados é maximizado [3].

O ponto de operação de interesse prático é o ponto onde se tem  $I_{pa} = 0,827.I_p$ . Nesta condição, o retificador B processa a mínima potência aparente. Em relação à potência ativa processada, observa-se que o retificador trifásico A processa aproximadamente 90% da potência demandada pela carga enquanto o retificador B processa os 10% restantes. Neste caso, o fator de utilização dos interruptores controlados é em torno de 0,155 [3].

Sem perda de generalidade, pode-se representar o retificador híbrido apresentado na Figura 1 pelo circuito simplificado da Figura 2, no setor onde  $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$ . Este circuito é obtido considerando a operação complementar dos interruptores do retificador B, assim como a operação complementar entre o interruptor Boost e os diodos Boost do retificador A.

Observa-se que este circuito equivalente é válido somente para o setor analisado, devido a conexão dos elementos do retificador A entre as fases 1 e 2, originada pela condução dos diodos retificadores Dr1 e Dr5 neste setor.

Com base no circuito apresentado na Figura 2 pode-se observar que quando o interruptor S14 está na posição X1 tem-se  $v_{c1}(t) = V_o/2$  e quando S14 está na posição Y1 tem-se  $v_{c1}(t) = -V_o/2$ . Este mesmo raciocínio pode ser aplicado para os interruptores S25 e S36. Para o interruptor Sbb tem-se que, quando este está conectado na posição Xb,  $v_{cb}(t) = -V_o/2$  e quando Sbb está na posição Yb tem-se  $v_{cb}(t) = V_o/2$ .

Assim, através da equação (5), apresenta-se os valores das funções de comutação  $S_1(t)$ ,  $S_2(t)$ ,  $S_3(t)$  e  $S_b(t)$ , para cada posição dos interruptores S14, S25, S36 e Sbb.

$$\left\{ \begin{array}{l} S_x(t) = 1 \Rightarrow S_y \rightarrow X_x \Rightarrow v_{cx}(t) = +\frac{V_o}{2} \\ S_x(t) = 0 \Rightarrow S_y \rightarrow Y_x \Rightarrow v_{cx}(t) = -\frac{V_o}{2}, \\ \quad x = 1, 2, 3; y = 14, 25, 36 \\ S_b(t) = 1 \Rightarrow S_{bb} \rightarrow X_b \Rightarrow v_{cb}(t) = -\frac{V_o}{2} \\ S_b(t) = 0 \Rightarrow S_b \rightarrow Y_b \Rightarrow v_{cb}(t) = +\frac{V_o}{2} \end{array} \right. \quad (5)$$

Dessa forma, pode-se representar as tensões do retificador  $v_{c1}(t)$ ,  $v_{c2}(t)$ ,  $v_{c3}(t)$  e  $v_{cb}(t)$  em termos das funções de comutação  $S_1(t)$ ,  $S_2(t)$ ,  $S_3(t)$  e  $S_b(t)$ , respectivamente. Assim, têm-se as equações (6).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{cx}(t) = \frac{V_o}{2} \cdot (2 \cdot S_x(t) - 1) = V_o \cdot \left( S_x(t) - \frac{1}{2} \right), x = 1, 2, 3 \\ v_{cb}(t) = \frac{V_o}{2} \cdot (1 - 2 S_b(t)) = V_o \cdot \left( \frac{1}{2} - S_b(t) \right) \end{array} \right. \quad (6)$$

Novamente, através do circuito da Figura 2, quando o interruptor S14 está na posição X1 tem-se  $i_{c1}(t) = i_{1b}(t)$  e quando S14 está na posição Y1 tem-se  $i_{c1}(t) = 0$ . Para os interruptores S25 e S36 também vale este raciocínio.

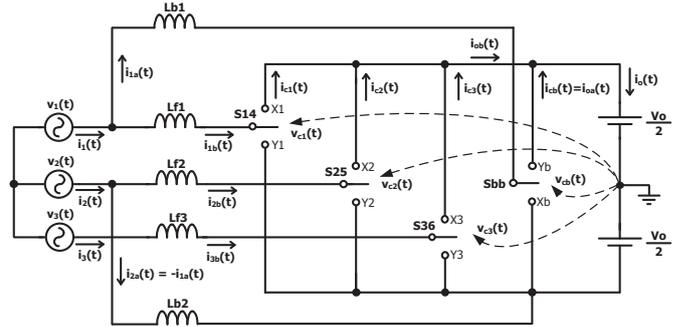


Fig. 2. Circuito simplificado do retificador trifásico híbrido para o setor analisado.

Para o interruptor Sbb tem-se que, quando este está conectado na posição Xb tem-se  $i_{cb}(t) = 0$  e quando Sbb está na posição Yb tem-se  $i_{cb}(t) = i_{1a}(t)$ . Na equação (7) têm-se os valores das funções de comutação para cada estado de condução dos interruptores S14, S25, S36 e Sbb, e os correspondentes valores das correntes do retificador.

$$\left\{ \begin{array}{l} S_x(t) = 1 \Rightarrow S_y \rightarrow X_x \Rightarrow i_{cx}(t) = i_{xb}(t) \\ S_x(t) = 0 \Rightarrow S_y \rightarrow Y_x \Rightarrow i_{cx}(t) = 0, \\ \quad x = 1, 2, 3; y = 14, 25, 36 \\ S_b(t) = 1 \Rightarrow S_{bb} \rightarrow X_b \Rightarrow i_{cb}(t) = 0 \\ S_b(t) = 0 \Rightarrow S_{bb} \rightarrow Y_b \Rightarrow i_{cb}(t) = i_{1a}(t) \end{array} \right. \quad (7)$$

Das definições apresentadas em (7), pode-se representar as correntes do retificador  $i_{c1}(t)$ ,  $i_{c2}(t)$ ,  $i_{c3}(t)$  e  $i_{cb}(t)$  em termos das funções de comutação  $S_1(t)$ ,  $S_2(t)$ ,  $S_3(t)$  e  $S_b(t)$ , respectivamente. Assim, têm-se as equações (8).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{cx}(t) = S_x(t) \cdot i_{xb}(t), x = 1, 2, 3 \\ i_{cb}(t) = (1 - S_b(t)) i_{1a}(t) \end{array} \right. \quad (8)$$

Além das equações apresentadas, tem-se a equação que representa a corrente de saída  $i_o(t)$ . Esta é apresentada em (9).

$$\begin{aligned} i_o(t) &= i_{oa}(t) + i_{ob}(t) \Rightarrow \\ &\Rightarrow i_o(t) = i_{c1}(t) + i_{c2}(t) + i_{c3}(t) + i_{cb}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

E as equações para as correntes de entrada  $i_1(t)$ ,  $i_2(t)$  e  $i_3(t)$ , apresentadas em (10).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_1(t) = i_{1a}(t) + i_{1b}(t) \\ i_2(t) = i_{2b}(t) - i_{1a}(t) \\ i_3(t) = i_{3b}(t) \end{array} \right. \quad (10)$$

Das equações (6), (8), (9) e (10), sintetiza-se o circuito equivalente para o retificador trifásico híbrido. Este circuito, apresentado na Figura 3, descreve o comportamento dos valores instantâneos das correntes e das tensões no retificador trifásico híbrido (modelo instantâneo).

Definem-se os valores médios instantâneos das grandezas apresentadas no modelo instantâneo de acordo com as equações (11), (12) e (13). Destaca-se que a equação (11) deve ser aplicada nas grandezas  $v_{1,2,3}(t)$ ,  $v_{c1,c2,c3}(t)$ ,  $v_{cb}(t)$ ,  $v_o(t)$ ,  $i_{1,2,3}(t)$ ,  $i_{1b,2b,3b}(t)$ ,  $i_{1a}(t)$ ,  $i_{c1,c2,c3}(t)$ ,  $i_{cb}(t)$  e  $i_o(t)$ .

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (11)$$

$$d_{1,2,3}(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} S_{1,2,3}(\tau) d\tau \quad (12)$$

$$d_b(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} S_b(\tau) d\tau \quad (13)$$

Integrando-se (6), (8), (9) e (10) em um período de comutação, substituindo-se pelas definições dos valores médios instantâneos, chega-se às equações (14), (15), (16) e (17).

$$\left\{ \begin{aligned} \langle v_{cx}(t) \rangle_{T_s} &= V_o \cdot \left( d_x(t) - \frac{1}{2} \right), x=1,2,3 \\ \langle v_{cb}(t) \rangle_{T_s} &= V_o \cdot \left( \frac{1}{2} - d_b(t) \right) \end{aligned} \right. \quad (14)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \langle i_{cx}(t) \rangle_{T_s} &\cong d_x(t) \cdot \langle i_{xb}(t) \rangle_{T_s}, x=1,2,3 \\ \langle i_{cb}(t) \rangle_{T_s} &\cong (1-d_b(t)) \cdot \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \right. \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \langle i_o(t) \rangle_{T_s} &= \langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{c2}(t) \rangle_{T_s} + \\ &+ \langle i_{c3}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{cb}(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} &= \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_2(t) \rangle_{T_s} &= \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} - \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_3(t) \rangle_{T_s} &= \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \right. \quad (17)$$

Das equações (14), (15), (16) e (17), sintetiza-se o circuito equivalente que descreve o comportamento dos valores médios instantâneos das correntes e das tensões no retificador trifásico híbrido. Este circuito é apresentado na Figura 4.

O modelo por valores médios instantâneos do retificador trifásico híbrido será utilizado para a obtenção dos modelos de pequenos sinais (modelos linearizados) para o controle das variáveis de interesse. As variáveis a serem controladas são apresentadas na Seção III.

### III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O objetivo da malha de controle da tensão de saída é a regulação da tensão frente às variações de carga e variações das tensões de entrada. Esta malha de controle fornece a referência para o controle das correntes do retificador, garantindo o processamento da potência demandada pela carga.

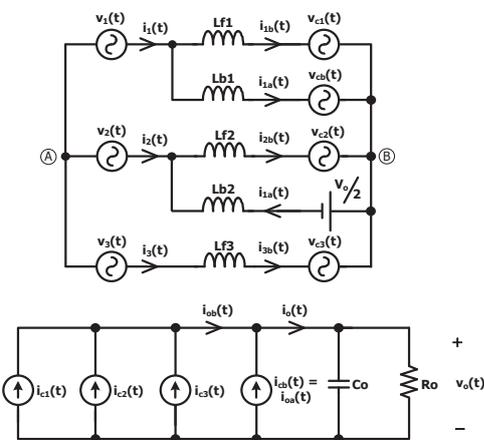


Fig. 3. Circuito equivalente do retificador trifásico híbrido (modelo instantâneo).

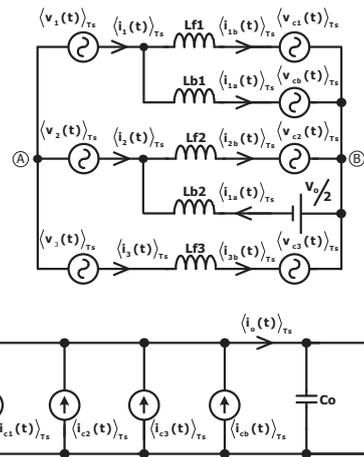


Fig. 4. Circuito equivalente do retificador trifásico híbrido (modelo médio instantâneo).

O objetivo da malha de corrente é a correção do fator de potência, garantindo correntes de entrada senoidais e em fase com as respectivas tensões de entrada.

Para o caso específico dos retificadores híbridos, onde a corrente de entrada é a composição das correntes de entrada dos retificadores A e B, existem duas malhas distintas de controle das correntes.

A princípio, poderia-se controlar as correntes de entrada do retificador A e as correntes de entrada do retificador B, garantindo que a soma das correntes dos dois retificadores gerem correntes de entrada senoidais.

Entretanto, as formas de onda das correntes de entrada do retificador A são impostas pela comutação em baixa frequência dos diodos retificadores da ponte de Graetz. Sendo assim, controlando-se a corrente no indutor Boost, controla-se o valor máximo das correntes \$i\_{1a,2a,3a}(t)\$. Como resultado, tem-se apenas uma malha de controle que garante a desejada corrente máxima das correntes de entrada do retificador A.

Para o controle das correntes de entrada do retificador B necessita-se o controle de três correntes, como tradicionalmente se emprega nos retificadores PWM trifásicos. Estas correntes devem seguir uma referência que produza uma corrente tal que, somada com a corrente da entrada do retificador A, resulte em uma corrente de entrada senoidal.

Se a amostra das correntes for realizada nos indutores \$Lf1\$, \$Lf2\$ e \$Lf3\$, as referências dessas correntes devem possuir um formato não senoidal, de modo que a implementação prática fica dificultada.

Na seção IV será demonstrado que, considerando-se que as correntes de entrada do retificador A são constantes para o retificador B, tem-se a mesma equação diferencial que descreve a dinâmica das correntes \$i\_{1b}(t)\$ e \$i\_1(t)\$. Dessa forma, amostram-se as correntes de entrada, fazendo com que estas sigam referências senoidais. Caso contrário, as correntes do retificador A devem ser tratadas como perturbação para o projeto do sistema de controle das correntes do retificador B.

A estratégia de controle é apresentada na Figura 5 e está baseada no uso de circuitos multiplicadores. Para as malhas de controle das correntes de entrada serão utilizados multiplicadores de quatro quadrantes enquanto que a malha

de controle da corrente no retificador A empregará um multiplicador de dois quadrantes (interno ao CI UC3854B).

As diversas variáveis e ganhos que aparecem na estratégia de controle são descritas a seguir:

- $k_{I1}$ ,  $k_{I2}$ ,  $k_{I3}$  e  $k_{ILb}$ : ganho dos sensores de corrente;
- $k_{V1}$ ,  $k_{V2}$  e  $k_{V3}$ : ganho dos sensores das tensões de entrada;
- $k_{V0}$ : ganho do sensor da tensão de saída;
- $k_1$  e  $k_2$ : ganhos que definem a distribuição de potência entre os retificadores;
- $k_{m1}$  e  $k_{m2}$ : ganhos dos circuitos multiplicadores;
- $k_{CC}$ : ganho da tensão contínua proporcional as tensões de entrada;
- $k_{ff}$ : ganho da malha de feedforward;
- $V_{Ref}$ : tensão de saída de referência;
- $V_{1ref}$ ,  $V_{2ref}$  e  $V_{3ref}$ : tensões senoidais de referência;
- $V_{ccRef}$ : tensão contínua de referência proporcional as tensões de entrada;
- $V_{ff}$ : tensão da malha de feedforward;
- $H_{I1}(s)$ ,  $H_{I2}(s)$ ,  $H_{I3}(s)$  e  $H_{ILb}(s)$ : compensadores de corrente;
- $H_V(s)$ : compensador de tensão;
- PWM1, PWM2, PWM3 e PWMb: moduladores PWM.

Para a implementação desta estratégia de controle deve-se buscar a determinação das constantes que definem a distribuição de potência processada em cada retificador, para uma dada especificação de projeto. Ou seja, deve-se buscar uma relação entre os ganhos  $k_1$  e  $k_2$  e os valores nominais das correntes  $I_p$  e  $I_{pa}$ , que representam os valores máximos da corrente de entrada do retificador híbrido e do retificador A, respectivamente (ou ainda, dos valores nominais das potências  $P_1$  e  $P_{1a}$ , que representam os valor da potência

processada pelo retificador híbrido e da potência processada pelo retificador A, respectivamente).

Assim, analisando-se o diagrama de blocos da estratégia de controle chega-se à equação (18).

$$\frac{k_1}{k_2} = \frac{I_{pa}}{I_p} \cdot \frac{0,9 k_{m1} k_{m2} k_{ILb} k_{CC} k_{ff}^2 k_{Vi}^2 V_p^2}{\sqrt{2} k_{I1}} \quad (18)$$

Onde:

$V_p$  - Tensão de pico na entrada do retificador híbrido.

#### IV. MODELAGEM DO RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO

Como hipóteses simplificadoras para esta análise têm-se:

- O sistema trifásico que alimenta o retificador é considerado simétrico e equilibrado;
- Todos os componentes do retificador são considerados ideais;
- A tensão de saída e as tensões de entrada são consideradas constantes em um período de comutação, para a modelagem das malhas de controle das correntes.

A seguir, serão apresentados os principais passos para a obtenção dos modelos do retificador trifásico híbrido visando o controle das correntes de entrada e da tensão de saída.

Assumindo que o sistema trifásico que alimenta o retificador é simétrico e equilibrado, tem-se (19):

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} + \langle v_2(t) \rangle_{T_s} + \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (19)$$

Aplicando-se a lei de Kirchhoff das correntes no ponto A da Figura 4, chega-se a (20):

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} + \langle i_2(t) \rangle_{T_s} + \langle i_3(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (20)$$

A partir de (17) pode-se escrever (21).

$$\langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (21)$$

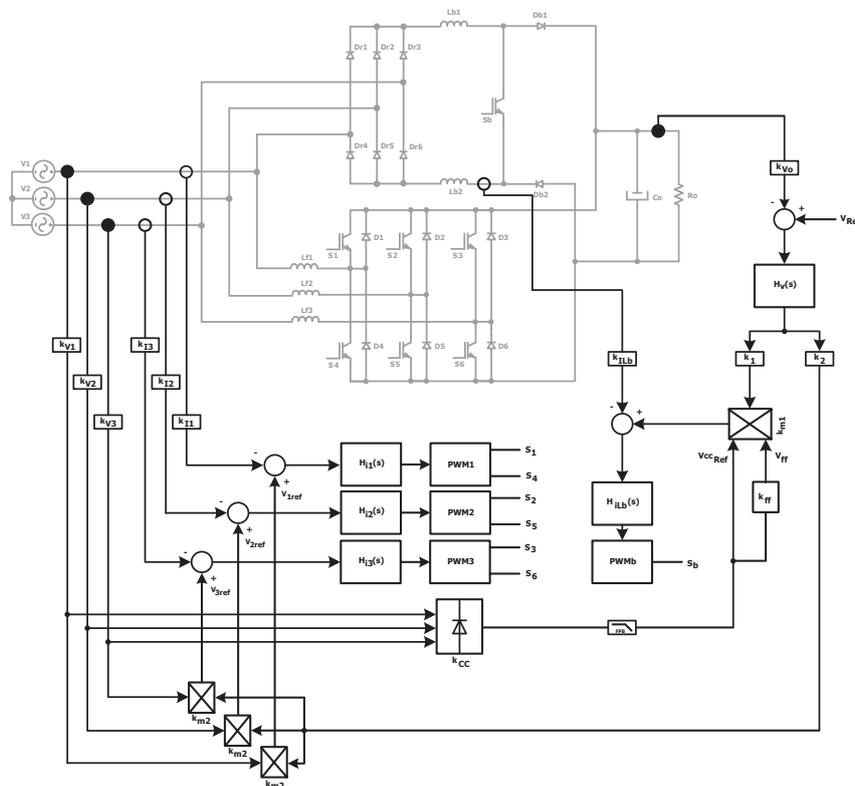


Fig. 5. Estratégia de controle.

Considerando-se que as três indutâncias de entrada do retificador B são iguais, ou seja,  $L_{f1} = L_{f2} = L_{f3} = L_f$  e ainda, multiplicando-se por  $L_f$  e derivando-se (21), obtém-se (22).

$$\langle v_{Lf1}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{Lf2}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{Lf3}(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (22)$$

Escrevendo-se as equações de malha que envolvam as tensões de entrada e utilizando os resultados de (19) e (22), tem-se (23):

$$\begin{cases} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lf1}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c1}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lf2}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c2}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lf3}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c3}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (23)$$

E ainda, da equação de malha que envolva a tensão  $v_{cb}(t)$ , chega-se a (24):

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} - \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lb}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{cb}(t) \rangle_{T_s} + \frac{V_o}{2} \quad (24)$$

Onde,  $v_{Lb}(t)$  representa a soma das tensões  $v_{Lb1}(t)$  e  $v_{Lb2}(t)$ . Reescrevendo-se (23) e (24), utilizando (14), chega-se a (25) e (26).

$$\begin{cases} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left( d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left( d_2(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left( d_3(t) - \frac{1}{2} \right) \end{cases} \quad (25)$$

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} - \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = L_b \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot (1 - d_b(t)) \quad (26)$$

De (17), considerando-se que para o setor escolhido para a análise tem-se que  $\langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} = I_{pa}$ , chega-se a (27).

$$\begin{cases} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = I_{pa} + \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} - I_{pa} \\ \langle i_3(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (27)$$

#### A. Modelo para o Controle da Corrente do Retificador A

Reescrevendo-se (26) obtém-se (28). Esta equação representa a equação diferencial que descreve o comportamento dinâmico da corrente que circula pelo indutor Boost, tendo como variável de controle a razão cíclica do conversor CC-CC Boost.

$$\frac{d}{dt} \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{L_b} \cdot \left[ \langle v_1(t) \rangle_{T_s} - \langle v_2(t) \rangle_{T_s} - \right] \quad (28)$$

Linearizando-se o sistema em torno de um ponto de operação, tem-se (29), onde se escreve cada variável como a soma de uma grandeza com valor contínuo (representando o ponto de operação) e de uma grandeza que representa uma pequena perturbação. Por hipótese, as tensões de entrada são isentas de perturbação.

$$\begin{cases} \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} = I_{pa} + \hat{i}_{1a}(t) \\ d_b(t) = D_b + \hat{d}_b(t) \\ v_1(t) = V_1 \\ v_2(t) = V_2 \end{cases} \quad (29)$$

De (28), para o ponto de operação, tem-se (30):

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{pa} &= \frac{1}{L_b} \cdot [V_1 - V_2 - V_o \cdot (1 - D_b)] \Rightarrow \\ &\Rightarrow \frac{V_o}{V_1 - V_2} = \frac{1}{1 - D_b} \end{aligned} \quad (30)$$

De fato, para o ponto de operação, chega-se à característica estática do conversor CC-CC Boost, uma vez que para o setor analisado, a tensão de entrada do conversor é  $V_1 - V_2$ .

Para a obtenção do modelo linearizado substitui-se (29) em (28). Desta substituição chega-se a (31).

$$\frac{d}{dt} [I_{pa} + \hat{i}_{1a}(t)] = \frac{1}{L_b} \cdot \left[ \begin{matrix} V_1 - V_2 - \\ -V_o \cdot (1 - D_b - \hat{d}_b(t)) \end{matrix} \right] \quad (31)$$

Utilizando-se o resultado obtido de (30) em (31) chega-se ao modelo linearizado para o controle da corrente do indutor Boost do retificador A, apresentado em (32).

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_{1a}(t) = \frac{V_o}{L_b} \cdot \hat{d}_b(t) \quad (32)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (32) chega-se a (33), que é a função de transferência para o controle da corrente no indutor Boost do retificador A.

$$G_{i_{1a}}(s) = \frac{\hat{i}_{1a}(s)}{\hat{d}_b(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_b} \quad (33)$$

#### B. Modelo para o Controle das Correntes do Retificador B

Para a busca do modelo para o controle das correntes de entrada do retificador B parte-se de (25). Tomando-se a fase 1 como referência tem-se (34):

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left( d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \quad (34)$$

De (34) obtém-se a equação diferencial que representa o comportamento dinâmico da corrente de entrada do retificador B, reescrita em (35).

$$\frac{d}{dt} \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{L_f} \cdot \left[ \langle v_1(t) \rangle_{T_s} - V_o \cdot \left( d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \right] \quad (35)$$

Observa-se que o controle da corrente  $i_{1b}(t)$  depende exclusivamente da razão cíclica  $d_1(t)$ .

Entretanto, é interessante controlar a corrente de entrada  $i_1(t)$ , uma vez que a referência que esta corrente deve seguir é senoidal e, conseqüentemente, torna a implementação prática com circuitos analógicos mais adequada.

Substituindo-se (27) em (35), tem-se (36). Destaca-se que, para que este resultado possa ser utilizado, deve-se garantir o desacoplamento entre as malhas de controle da corrente. Para tanto, a frequência de cruzamento da malha de controle da corrente no indutor Boost deve ficar abaixo da frequência de cruzamento das malhas de controle das correntes de entrada. Dessa forma, a corrente na entrada do retificador A "vista" pelo retificador B é constante e igual à  $I_{pa}$ .

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (\langle i_1(t) \rangle_{T_s} - I_{pa}) &= \frac{d}{dt} \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} = \\ &= \frac{1}{L_f} \cdot \left[ \langle v_1(t) \rangle_{T_s} - V_o \cdot \left( d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (36)$$

Portanto, obtém-se a mesma equação diferencial, tanto para o controle da corrente  $i_{1b}(t)$  quanto para o controle da corrente  $i_1(t)$ .

Novamente, linearizando-se o sistema em torno do ponto de operação, tem-se (37):

$$\begin{cases} \langle i_i(t) \rangle_{Ts} = I_1 + \hat{i}_i(t) \\ d_i(t) = D_1 + \hat{d}_i(t) \\ v_i(t) = V_1 \end{cases} \quad (37)$$

Para o ponto de operação tem-se (38):

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_1 &= \frac{1}{L_f} \cdot \left[ V_1 - V_o \cdot \left( D_1 - \frac{1}{2} \right) \right] \Rightarrow \\ \Rightarrow \frac{V_o / 2}{V_1} &= \frac{1}{2 D_1 - 1} \end{aligned} \quad (38)$$

Substituindo (37) em (36) chega-se a (39):

$$\frac{d}{dt} \left[ I_1 + \hat{i}_i(t) \right] = \frac{1}{L_f} \cdot \left[ V_1 - V_o \cdot \left( D_1 + \hat{d}_i(t) - \frac{1}{2} \right) \right] \quad (39)$$

Substituindo-se o resultado obtido de (38) em (39), chega-se à equação diferencial que representa o comportamento dinâmico das correntes de entrada, apresentada em (40).

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_i(t) = - \frac{V_o}{L_{f1}} \cdot \hat{d}_i(t) \quad (40)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (40) chega-se (41), que é a função de transferência para o controle da corrente de entrada do retificador híbrido.

$$\frac{\hat{i}_i(s)}{\hat{d}_i(s)} = - \frac{V_o}{s L_{f1}} \quad (41)$$

O sinal negativo que aparece em (41) é resultado da análise realizada, mais precisamente na definição das razões cíclicas. Assim, pode-se desprezar este sinal.

Esta análise pode ser estendida para as fases 2 e 3, observando que na fase 3 obtém-se diretamente o mesmo modelo para o controle de  $i_{3a}(t)$  e  $i_{3b}(t)$ , uma vez que estas grandezas assumem o mesmo valor para todo o setor analisado. De maneira geral tem-se as funções de transferência apresentadas em (42).

$$G_{i_{1,2,3}}(s) = \frac{\hat{i}_{1,2,3}(s)}{\hat{d}_{1,2,3}(s)} = \frac{V_o}{s L_{f1, f2, f3}} \quad (42)$$

Observa-se, através de (33) e (42), que o controle das malhas de corrente é independente, ou seja, o controle da corrente no indutor Boost depende somente da razão cíclica do conversor CC-CC Boost e o controle da corrente na fase 1 do retificador B depende somente da razão cíclica do braço conectado na fase 1.

### C. Modelo para o Controle da Tensão de Saída

O modelo para o controle da tensão de saída é obtido a partir da equação de conservação de energia para o retificador híbrido. Assim, considerando-se que a potência de entrada é igual a soma da potência no capacitor de saída e da potência no resistor de carga, tem-se (43):

$$3 \cdot \langle p_i(t) \rangle_{Ts} = \langle p_C(t) \rangle_{Ts} + \langle p_R(t) \rangle_{Ts} \quad (43)$$

Nesta análise desconsiderou-se o comportamento dinâmico dos indutores do retificador, pois a dinâmica da malha de tensão é muito mais lenta que a dinâmica das malhas de controle das correntes.

Reescrevendo-se (43) chega-se a (44):

$$3 \cdot \langle v_i(t) \rangle_{Ts} \cdot \langle i_i(t) \rangle_{Ts} = \frac{1}{2} C_o \frac{d}{dt} \langle v_o(t) \rangle_{Ts}^2 + \frac{\langle v_o(t) \rangle_{Ts}^2}{R_o} \quad (44)$$

Efetuada-se a linearização em torno do ponto de operação, tem-se (45):

$$\begin{cases} \langle v_i(t) \rangle_{Ts} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \\ \langle i_i(t) \rangle_{Ts} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} + \hat{i}_i(t) \\ \langle v_o(t) \rangle_{Ts} = V_o + \hat{v}_o(t) \end{cases} \quad (45)$$

Para o ponto de operação tem-se (46):

$$3 \cdot \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_p}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} C_o \frac{d}{dt} V_o^2 + \frac{V_o^2}{R_o} \Rightarrow \frac{3}{2} V_p I_p = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (46)$$

Substituindo-se (45) em (44), tem-se (47):

$$\begin{aligned} 3 \cdot \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \left( \frac{I_p}{\sqrt{2}} + \hat{i}_i(t) \right) &= \frac{1}{2} C_o \frac{d}{dt} \left( V_o + \hat{v}_o(t) \right)^2 + \\ &+ \frac{\left( V_o + \hat{v}_o(t) \right)^2}{R_o} \end{aligned} \quad (47)$$

Utilizando-se o resultado obtido de (46) em (47) e desprezando-se os termos de segunda ordem, tem-se (48):

$$\frac{d}{dt} \hat{v}_o(t) = \frac{1}{C_o} \cdot \left[ \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_p}{V_o} \cdot \hat{i}_i(t) - 2 R_o \cdot \hat{v}_o(t) \right] \quad (48)$$

A equação (48) é a equação diferencial que representa o comportamento dinâmico da tensão de saída.

Aplicando-se a transformada de Laplace em (48) chega-se a (49).

$$G_{v_o}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_i(s)} = \frac{3 V_p}{\sqrt{2} V_o} \cdot \frac{R_o}{2} \cdot \frac{1}{\left( 1 + \frac{R_o}{2} C_o s \right)} \quad (49)$$

## V. PROJETO DOS COMPENSADORES

O projeto dos compensadores será realizado utilizando-se como ferramentas a resposta em frequência (diagramas de Bode) e o posicionamento de pólos e zeros. Para teste da estabilidade será utilizado o critério da Margem de Fase.

Como especificações para o projeto dos compensadores têm-se uma margem de fase mínima de 45° e uma frequência de cruzamento máxima de 2,5 kHz (1/4 da frequência de comutação) para as malhas de controle das correntes e 12 Hz para a malha de controle da tensão de saída. Assim, os sistemas de controle devem possuir respostas com máxima ultrapassagem da ordem de 20%.

Os três compensadores terão dois pólos e um zero, sendo que um dos pólos é posicionado na origem. Assim, para o controle das correntes de entrada, garante-se o seguimento da referência com reduzido erro em regime permanente e, para o controle da corrente no retificador A e o controle da tensão de saída, garante-se seguimento da referência com erro em regime permanente nulo.

A função de transferência do compensador está apresentada em (50) enquanto que o circuito utilizado para a sua implementação é apresentado na Figura 6.

$$H(s) = k_H \cdot \frac{s + 2\pi \cdot f_z}{s \cdot (s + 2\pi \cdot f_p)} \quad (50)$$

A equação (51) apresenta a função de transferência do compensador em termos dos componentes práticos.

$$H_p(s) = \frac{1}{R_{i1} \cdot C_{f2}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{i1} \cdot C_{f1}}}{s \cdot \left( s + \frac{C_{f1} + C_{f2}}{R_{f1} \cdot C_{f1} \cdot C_{f2}} \right)} \quad (51)$$

O projeto do compensador consiste em obter o valor do ganho  $k_H$  e dos valores das frequências do zero  $f_z$  e do pólo  $f_p$ .

#### A. Projeto dos Compensadores das Correntes do Retificador B

As malhas de controle das correntes de entrada serão projetadas para possuírem a maior dinâmica do sistema, garantindo uma boa reprodutibilidade da corrente senoidal de referência.

A frequência de cruzamento  $f_c$  será adotada como um quarto da frequência de comutação  $f_s$ , assim garante-se que a frequência de comutação não interfira no circuito de controle.

O valor escolhido para o posicionamento do zero é numa frequência pelo menos dez vezes maior que a frequência da rede. Desta forma garante-se uma boa reprodução da corrente senoidal.

O outro pólo deve ser posicionado numa frequência acima da frequência do zero e assim eliminar as interferências de alta frequência. Entretanto, esse pólo não pode ser alocado em uma frequência demasiadamente alta, pois é desejável que a frequência de cruzamento esteja bem abaixo da frequência de comutação. Os valores de projeto são apresentados na Tabela I.

A função de transferência de laço aberto para o controle das correntes no retificador B é apresentada na equação (52). Os diagramas de módulo e de fase desta função são apresentados na Figura 7. A frequência de cruzamento é de aproximadamente 2,5 kHz, resultando em uma margem de fase de aproximadamente 57°.

$$FTLA_{i_1}(s) = G_{i_1}(s) \cdot H(s) \cdot k_{i1} \cdot k_{PWM1} \quad (52)$$

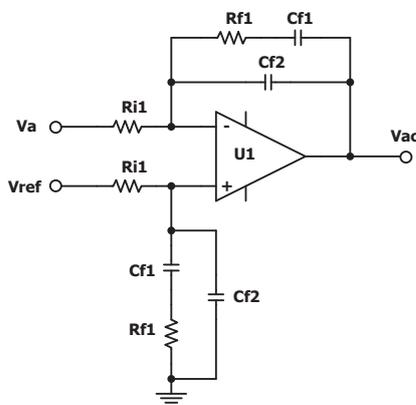


Fig. 6. Circuito de implementação do compensador de um zero e dois pólos.

**TABELA I**  
**Valores Projetados para o Sistema de Controle**

Parâmetros	Correntes do Retificador B	Corrente do Retificador A	Tensão de Saída
$f_c$	2,5 kHz	1,25 kHz	12 Hz
$f_p$	25 kHz	12,5 kHz	360 Hz
$f_z$	1,25 kHz	625 Hz	3 Hz
$k_H$	622.400	233.000	10.510
$R_{i1}$	10 kΩ	10 kΩ	33 kΩ
$R_{f1}$	33 kΩ	22 kΩ	180 kΩ
$C_{f1}$	2,2 nF	10 nF	470 nF
$C_{f2}$	220 pF	680 pF	1 nF
$k_{i1}$	0,056	-	-
$k_{PWM1}$	0,182	-	-
$k_{ILb}$	-	0,062	-
$k_{PWMb}$	-	0,2	-
$k_{V_o}$	-	-	0,0052

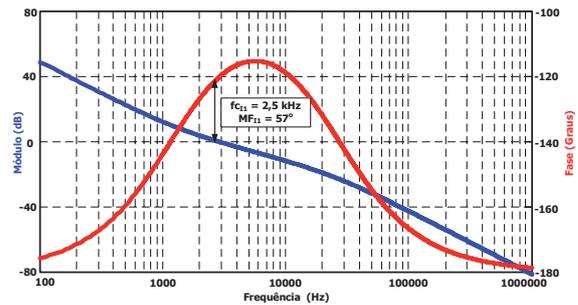


Fig. 7. Diagramas de Bode para a função de transferência de laço aberto das correntes do retificador B.

#### B. Projeto do Compensador da Corrente do Retificador A

Na modelagem do retificador para o controle das correntes admitiu-se que as correntes na entrada do retificador A são constantes para as correntes do retificador B. Para garantir que isso ocorra, projeta-se a malha de controle da corrente do retificador A para que esta possua uma dinâmica mais lenta que a dinâmica da malha de controle das correntes de entrada. Esta consideração não implicará na redução do desempenho dinâmico do retificador híbrido, pois esta malha deve seguir uma referência constante.

A frequência de cruzamento  $f_c$  será adotada como a metade da frequência de cruzamento da malha de controle das correntes de entrada. Os valores de projeto são apresentados na Tabela I.

A função de transferência de laço aberto para o controle da corrente no retificador A é apresentada na equação (53). Os diagramas de módulo e de fase desta função de transferência são apresentados na Figura 8. A frequência de cruzamento é de aproximadamente 1,25 kHz, resultando em uma margem de fase de aproximadamente 57°.

$$FTLA_{i_a}(s) = G_{i_a}(s) \cdot H(s) \cdot k_{iLa} \cdot k_{PWMb} \quad (53)$$

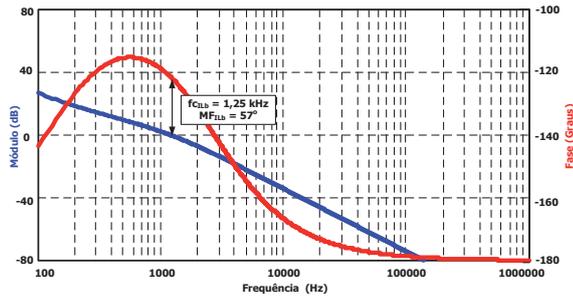


Fig. 8. Diagramas de Bode para a função de transferência de laço aberto da corrente do retificador A.

### C. Projeto do Compensador da Tensão de Saída

A dinâmica da malha de tensão deve ser lenta quando comparada com a dinâmica das malhas de corrente para não causar distorções nas correntes de entrada.

A frequência de cruzamento  $f_c$  será cinco vezes menor que a frequência da rede  $f_r$ . A frequência do zero será alocada na frequência do pólo da planta, realizando-se um cancelamento pólo-zero. Os valores de projeto são apresentados na Tabela I.

A função de transferência de laço aberto para o controle da tensão de saída é apresentada na equação (54). Os diagramas de módulo e de fase desta função de transferência são apresentados na Figura 9. A frequência de cruzamento é de aproximadamente 12 Hz, resultando em uma margem de fase de aproximadamente 88°.

$$FTLAv_o(s) = \frac{Gv_o(s) \cdot H(s) \cdot k_{v_o}}{k_{I1}} \quad (54)$$

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo deste retificador trifásico híbrido foi construído a partir das especificações apresentadas na Tabela II. A lista dos principais componentes utilizados é apresentada na Tabela III.

O circuito de controle foi implementado utilizando o multiplicador de dois quadrantes do circuito integrado UC3854B e multiplicadores de quatro quadrantes MPY634. Um circuito de sincronização foi utilizado para sincronizar o modulador PWM do circuito integrado UC3854B com o modulador PWM baseado em uma portadora triangular.

Os testes foram realizados para o modo de operação onde o retificador trifásico A processa aproximadamente 90% da potência demandada pela carga enquanto que o retificador B processa os 10% restantes.

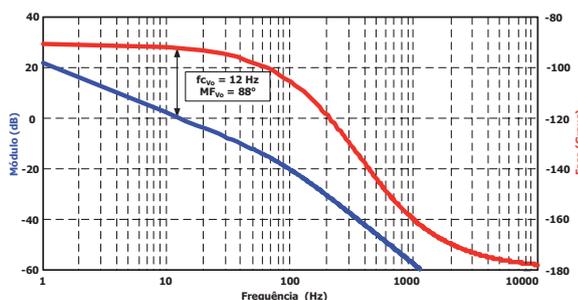


Fig. 9. Diagramas de Bode para a função de transferência de laço aberto da tensão de saída.

**TABELA III**  
**Especificações de Projeto**

Tensão Eficaz da Rede de Alimentação	380 V
Frequência da Rede de Energia Elétrica	60 Hz
Tensão de Saída	700 V
Potência de Saída	20 kW
Frequência de Comutação	10 kHz

**TABELA III**  
**Lista dos Principais Componentes**

Dr1, Dr2, Dr3, Dr4, Dr5 e Dr6	SKD82/12
Sb e Db1	SKM50GAL123D
Db2	HFA80FA120
S1, S2, S3, S4, S5, S6, D1, D2, D3, D4, D5 e D6	SKM22GD123D
Lb1 e Lb2	2,3mH/40A
Lf1, Lf2 e Lf3	2,4mH/15A
Co	8 x 2200uF/450V
Sensores de Corrente	LA55-P
Sensor da Tensão de Saída	LV25-P SP8
Sensor das Tensões de Entrada	Transformador de sinal Δ-Δ

Para o modo de operação escolhido, a relação  $I_{pa} = 0,827 \cdot I_p$  pode ser obtida, a partir de (1). Considerando-se (18), a relação entre os ganhos que determinam a distribuição de potência é  $k_1 = 2,82 \cdot k_2$ .

A Figura 10 apresenta as formas de onda da corrente de entrada  $i_1$ , da corrente  $i_{1a}$ , da corrente  $i_{1b}$  e da tensão de saída. Observa-se que a corrente de entrada tem formato senoidal com THDi de aproximadamente 6% e que esta é a soma das correntes  $i_{1a}$  e  $i_{1b}$ . Também observa-se que o valor médio da tensão de saída é de 700 V.

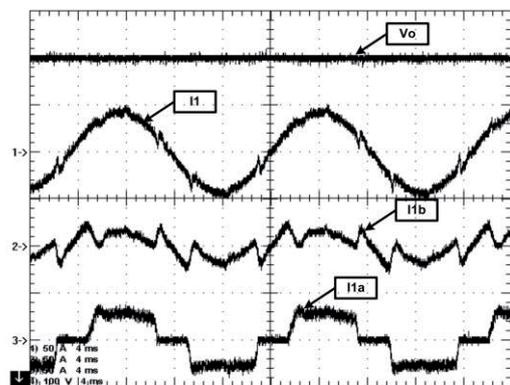


Fig. 10. Corrente de entrada  $i_1$  (Ch1: 50A/div), corrente  $i_{1b}$  (Ch2: 50A/div), corrente  $i_{1a}$  (Ch3: 50A/div) e tensão de saída (Ch4: 100V/div). Escala de tempo (4ms/div).

A Figura 11 apresenta as formas de onda das correntes de entrada e da tensão de saída durante um degrau positivo de carga de 50%. Observa-se que existe o controle da tensão de saída, com um tempo de acomodação de aproximadamente 200 ms e um sobressinal de 40 V, ou seja, uma máxima ultrapassagem de aproximadamente 5,7%.

O desempenho do controle das correntes pode ser verificado na Figura 12, onde apresenta-se um detalhe das correntes de entrada e da tensão de saída durante o transitório de carga de 50 %. Observa-se que as correntes de entrada apresentam formato senoidal, antes e depois da perturbação de carga, sem a presença de sobressinal e com tempo de acomodação de aproximadamente 40 ms.

A Figura 13 apresenta um detalhe das formas de onda da corrente de entrada  $i_1$ , da corrente  $i_{1a}$ , da corrente  $i_{1b}$  e da tensão de saída durante um degrau positivo de carga de 50%. Observa-se a distribuição de potência entre os retificadores A e B.

### VII. CONCLUSÕES

O retificador trifásico híbrido possui as vantagens de processar potência elevada com correção do fator de potência, controle da tensão de saída, capacidade de regeneração de energia e redução de custos. Além disso, o aumento da confiabilidade é uma outra vantagem, devido a redundância do sistema.

As características de correção do fator de potência e controle da tensão de saída são alcançadas com sistemas de controle em malha fechada. Assim, os modelos do conversor devem ser completamente conhecidos.

Neste trabalho, apresentou-se a análise matemática para a obtenção dos modelos de pequenos sinais para o controle das correntes de entrada e para o controle da tensão de saída do retificador trifásico híbrido.

A partir dos modelos obtidos, projetaram-se os compensadores de corrente e de tensão utilizando-se a resposta em frequência como ferramenta de projeto. Como teste de estabilidade, utilizou-se a margem de fase.

Como pode ser observado a partir dos resultados experimentais, o retificador trifásico híbrido apresenta respostas dinâmicas adequadas, corrigindo o fator de potência e controlando a tensão de saída.

Este retificador híbrido pode ser aplicado em sistemas regenerativos de acionamento de motores de corrente alternada, onde o fluxo bidirecional de energia é um dos requisitos.

### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq pelo suporte financeiro na forma da Bolsa de Doutorado concedida à Carlos Henrique Illa Font (Processo 140540/2003-2).

### REFERÊNCIAS

[1] A. Siebert, A. Troedson, S. Ebner, "AC to DC Power Conversion Now and in the Future", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, pp. 934-940, July/August 2002.

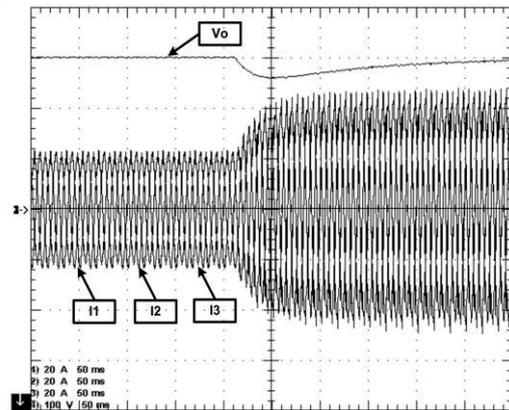


Fig. 11. Correntes de entrada  $i_1$  (Ch1: 50A/div),  $i_2$  (Ch2: 50A/div),  $i_3$  (Ch3: 50A/div) e tensão de saída (Ch4: 100V/div) durante um degrau positivo de carga de 50%. Escala de tempo (50ms/div).

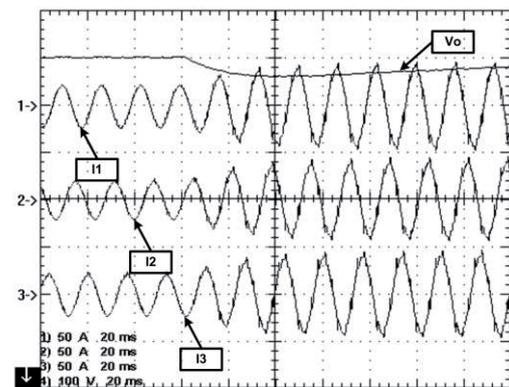


Fig. 12. Detalhe das correntes de entrada  $i_1$  (Ch1: 50A/div),  $i_2$  (Ch2: 50A/div),  $i_3$  (Ch3: 50A/div) e da tensão de saída (Ch4: 100V/div) durante um degrau positivo de carga de 50%. Escala de tempo (20ms/div).

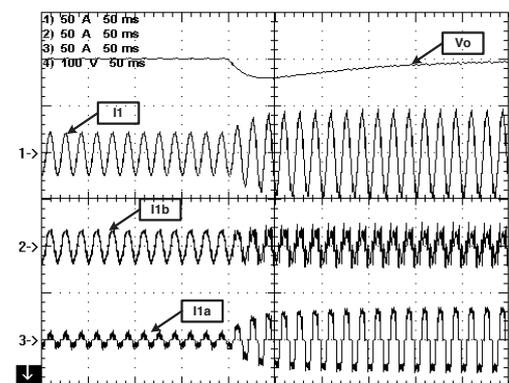


Fig. 13. Detalhe das corrente de entrada  $i_1$  (Ch1: 50A/div), corrente  $i_{1b}$  (Ch2: 50A/div), corrente  $i_{1a}$  (Ch3: 50A/div) e tensão de saída (Ch4: 100V/div) durante um degrau positivo de carga de 50%. Escala de tempo (50ms/div).

[2] D. A. Paice, *Power Electronic Converter Harmonics – Multipulse Methods for Clean Power*, IEEE Press, New York, 1996.

- [3] J. W. Kolar, H. Ertl, "Status of the Techniques of Three-phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains", in *Proc. of INTELEC 1999 – International Telecommunications Energy Conference*, paper 14-1, 1999.
- [4] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, et al, "A Review of Three-phase Improved Power Quality AC-DC Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, pp. 641-659, June 2004.
- [5] J. R. Rodríguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, et al, "PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 5-22, February 2005.
- [6] T. B. Soeiro, J. W. Kolar, "Analysis of High-Efficiency Three-Phase Two- and Three-Level Unidirectional Hybrid Rectifiers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 3589-3601, September 2013.
- [7] C. H. Illa Font, I. Barbi, "A High Power Factor Hybrid Three-Phase Rectifier with Regenerative Capability", *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 17, no. 1, pp. 419-428, Dezembro de 2011/Fevereiro de 2012.
- [8] A. V. Costa, D. B. Rodrigues, G. B. Lima, L. C. de Freitas, E. A. A. Coelho et al, "Retificador Híbrido Trifásico de Alta Potência com Reduzida TDH<sub>1</sub> Utilizando Conversor Boost para Promover Suportabilidade a Afundamentos de Tensão", *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 17, no. 3, pp. 609-622, Julho/Agosto de 2012.
- [9] A. V. Costa, D. B. Rodrigues, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., E. A. A. Coelho, et al, "Hybrid Three-Phase Rectifier with High Power Factor and Voltage Sags Ride-Through Capability for Utility Interface of Adjustable Speed Drives", in *Proc. of COBEP 2011 – XI Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 582-588, 2011.
- [10] R. L. Alves, I. Barbi, "Analysis and Implementation of a Hybrid High-Power-Factor Three-Phase Unidirectional Rectifier", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no 3, pp. 632-640, March 2009.
- [11] J. de O. Soares, C. A. Canesin, L. C. de Freitas, F. A. S. Gonçalves, "Retificador Trifásico Híbrido Operando com Controle Digital e Modulação por Histerese", *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 13, no. 4, pp. 241-249, Novembro de 2008.
- [12] L. C. G. de Freitas, M. G. Simões, C. A. Canesin, L. C. de Freitas, "Programmable PFC Based Hybrid Multipulse Power Rectifier for Ultra Clean Power Application", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no 4, pp. 959-966, July 2006.
- [13] C. H. Illa Font, I. Barbi, "A New High Power Factor Bidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier", in *Proc. of APEC 2006 – The 21th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1300-1306, 2006.
- [14] R. L. Alves, C. H. Illa Font, I. Barbi, "Novel Unidirectional Hybrid Three-phase Rectifier System Employing Boost Topology", in *Proc. of PESC 2005 – The 36th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 487-493, 2005.
- [15] Y. Sato, K. Kawamura, H. Morimoto, et al, "Hybrid PWM Rectifier to Reduce Electromagnetic Interference", in *Proc. of 37th IAS Annual Meeting – Industry Applications Conference*, vol. 3, pp. 2141-2146, 2002.
- [16] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer, T. A. Lipo, "Hybrid Multilevel Power Conversion System: a Competitive Solution for High-power Applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, pp. 834-840, May/June 2000.
- [17] M. Baumann, J. W. Kolar, "Parallel Connection of Two Three-Phase Three-Switch Buck-Type Unity-Power-Factor Rectifier Systems with DC-Link Current Balancing", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no 6, pp. 3042-3053, December 2007.
- [18] C. T. Pan, Y. H. Liao, "Modeling and Coordinate Control of Circulating Currents in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 825-838, April 2007.
- [19] J. Rabkowski, M. Nowak, J. Matulka, R. Barlik, "Output Currents Equalization for Parallel Connected Three-phase PWM Buck Rectifiers", in *Proc. of IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol.4, pp. 2810-2816, 2004.
- [20] Z. Ye, D. Boroyevich, J.-Y. Choi, F. C. Lee, "Control of Circulating Current in Two Parallel Three-Phase Boost Rectifiers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no 5, pp. 609-615, September 2002.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Carlos Henrique Illa Font** nasceu em Erval Grande, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1976. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre em Engenharia Elétrica e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 2001, 2003 e 2009, respectivamente.

Desde 2010 é Professor Adjunto na Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Ponta Grossa, Brasil. Suas áreas de interesse incluem correção do fator de potência, retificadores com elevado fator de potência e fontes de alimentação chaveadas.

Prof. Carlos é Membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP), Member do IEEE Power Electronics Society e IEEE Industrial Electronics Society.

**Ivo Barbi** nasceu em Gaspar, Santa Catarina, Brasil, em 1949. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 1973 e 1976, respectivamente, e o título de Doutor em Engenharia pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, França, em 1979.

Atualmente é Professor do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC).

Prof. Ivo Barbi fundou a Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e o Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). É Fellow do IIEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers).