

Modelagem e Otimização dos Controladores de um Conversor CC/CA para Microrredes

Dante Inga Narváez, Marcelo G. Villalva, Tarcio A. S. Barros,
Adson B. Moreira, Paulo S. Nascimento e Ernesto Ruppert

FEEC - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas

Campinas - SP, Brasil

dante.innar@gmail.com, marcelo@fee.unicamp.br, tarcioandre@hotmail.com

adsonbmoreira@gmail.com, paulosnf@gmail.com, ruppert@fee.unicamp.br

Thais Gama de Siqueira

ICT - Instituto de Ciência e Tecnologia

UNIFAL - Universidade Federal de Alfenas

Poços de Caldas - MG, Brasil

thais.siqueira@unifal.edu.br

Resumo—Este artigo apresenta o processo de escolha do modelo, uma estratégia de otimização dos controladores e simulações de um conversor CC/CA bidirecional monofásico para aplicação em microrredes autônomas. O conversor CC/CA bidirecional utilizado é flexível e pode operar como inversor ou como retificador. Operando como inversor apresenta cinco modos de operação: desabilitado, malha aberta, controle de tensão, controle de corrente e controle de tensão de malha dupla. Operando como retificador, apresenta dois modos: desabilitado e com controle de tensão de malha dupla. O desempenho dos controladores é avaliado através de simulações no software PSIM para os distintos modos de operação, e as respostas dos controladores analógico e digital são comparadas. Uma proposta de gerenciamento dos controladores é apresentada para as simulações do sistema, em que foi obtida uma distorção harmônica total (DHT) menor que 2 % para a tensão de saída quando opera como inversor, e menor que 5 % para a corrente de entrada quando opera como retificador.

Index Terms—Conversor CC/CA, microrrede autônoma, otimização dos controladores.

I. INTRODUÇÃO

Com o avanço da tecnologia, o sistema econômico mundial tornou-se dependente da energia elétrica [1]. A energia elétrica é usada nos processos industriais, nos centros de dados, nas instalações médicas e nas casas. Em parte desses lugares, é necessário um fornecimento de energia ininterrupta por questões de segurança e de economia de investimentos, por causa da rede de distribuição apresentar faltas esporádicas ou não estar disponível o tempo todo. O fornecimento contínuo de energia é possível com o uso de fontes de alimentação ininterruptas (UPS), que podem converter uma microrrede de cargas críticas em um sistema autônomo.

Uma microrrede autônoma tem componentes de geração distribuída tais como geradores solares, eólicos e turbinas hidrelétricas, além de sistemas armazenadores de energia, como as UPS's. Também tem componentes geradores de referência como a rede de distribuição ou gerador à combustível, além das cargas da microrrede [2]. Os componentes armazenadores de energia utilizam um banco de baterias, um conversor CC/CC e um conversor CC/CA bidirecionais e com várias funcionalidades, a fim de operar adequadamente na microrrede autônoma.

A estrutura de uma microrrede autônoma é mostrada na Fig. 1. A referência de tensão pode ser fornecida pela rede de distribuição ou pela unidade de armazenamento (inversor para bateria), entanto que as unidades de geração (solar ou fotovoltaico) fornecem potência para a microrrede, e as unidades de carga consomem essa potência. Os conversores CC/CA presentes nas unidades de armazenamento e de geração precisam ser estruturados e flexíveis.

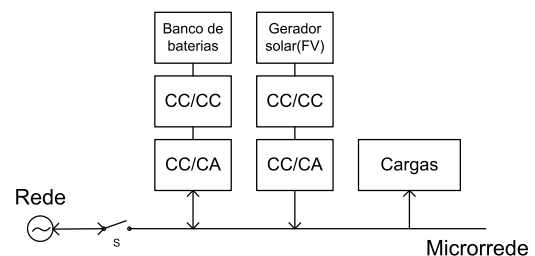


Figura 1. Estrutura de uma microrrede autônoma distribuída.

O diagrama esquemático do sistema proposto é mostrado na Fig. 2. O banco de baterias é representado por uma fonte de tensão contínua em série com uma resistência de perdas. A rede de distribuição é representada por uma fonte de tensão alternada em série com a resistência da linha de distribuição. Uma chave de proteção S é colocada na conexão com a rede, e a carga R_c é conectada diretamente à saída do circuito inversor. Os transistores IGBT são controlados através de modulação por largura de pulso (PWM), com o sinal gerado pelo subsistema de controle.

Os parâmetros do conversor CC/CA para microrredes autônomas são apresentados na Tab. I. Um banco de 4 baterias de 12 V conectadas em série é considerado, cada bateria com uma resistência de perdas de $0,1 \Omega$. A tensão de pico no capacitor de saída C_f é regulada em 30 V, de modo que um transformador de tensão com relação de espiras (N) de 1:6 é utilizado para adequar a tensão gerada à rede elétrica de distribuição. A frequência de chaveamento (f_{chav}) foi estabe-

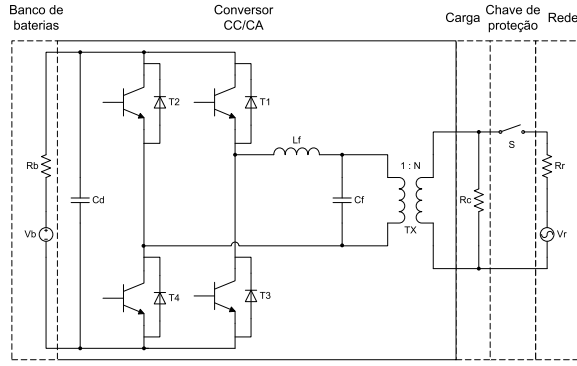


Figura 2. Conversor CC/CA bidirecional com carga e conexão à rede.

lecida em 15 kHz, enquanto que a frequência de amostragem (f_{amos}) adotada para a discretização dos controladores foi de 30 kHz.

Tabela I
PARÂMETROS DO CONVERSOR CC/CA PARA MICRORREDE.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
V_b	48 V	$V_{r(pico)}$	180 V
R_b	0,4 Ω	R_r	10 m Ω
C_d	3,5 mF	N	6
L_f	5,5 mH	$I_{b(carga)}$	10 A
C_f	1 μ F	f_{chav}	15 kHz
R_c	180 Ω	f_{amos}	30 kHz
H_{pwm}	1/3	H_{si}	1/10
H_{svf}	1/30	H_{svd}	1/48

II. ESCOLHA DO MODELO

O modelo do conversor CC/CA para microrredes é adotado em função da similaridade nos diagramas de Bode com o circuito simulado no software PSIM.

A. Modelagem do conversor CC/CA operando como inversor

Para a modelagem do conversor CC/CA operando como inversor, considera-se o circuito mostrado na Fig. 3. A chave de proteção S é mantida aberta quando acontece uma falta na rede de distribuição, a resistência de perdas do banco de baterias é desprezada, e a resistência de carga R'_c é referida ao lado primário do transformador.

Utilizando a modulação PWM, e segundo a teoria das variáveis médias nos circuitos chaveados de potência [3], a corrente i_T e a tensão v_T podem ser calculados como a média ponderada dos valores obtidos nas configurações correspondentes à largura de pulso d e ao seu valor complementar $d' = 1 - d$ ($m = 2d - 1$ é o índice de modulação):

$$\begin{cases} i_T = d \times i_{Lf} + (1 - d) \times (-i_{Lf}) = m i_{Lf} \\ v_T = d \times V_b + (1 - d) \times (-V_b) = m V_b \end{cases} \quad (1)$$

Sabendo que a tensão do indutor é

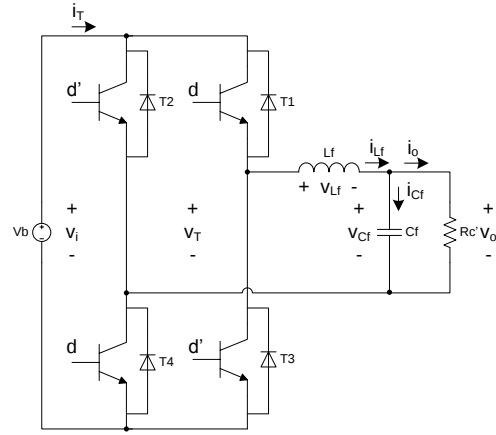


Figura 3. Circuito do conversor CC/CA operando como inversor.

$$v_L = L \frac{d}{dt} i_L \quad (2)$$

e a tensão no capacitor é

$$i_C = C \frac{d}{dt} v_C \quad (3)$$

Logo, utilizando as leis de Kirchhoff no circuito da Fig. 3, junto com (1), (2) e (3), e aplicando o método de pequenas perturbações, determina-se a tensão no indutor L_f e a corrente do capacitor C_f ($R'_c = \frac{R_c}{N^2}$):

$$\begin{cases} v_{Lf}(s) = (L_f s) i_{Lf}(s) = v_T - v_{Cf} = m V_b - v_{Cf} \\ i_{Cf}(s) = (C_f s) v_{Cf}(s) = i_{Lf} - i_o = i_{Lf} - \frac{1}{R'_c} v_{Cf} \end{cases} \quad (4)$$

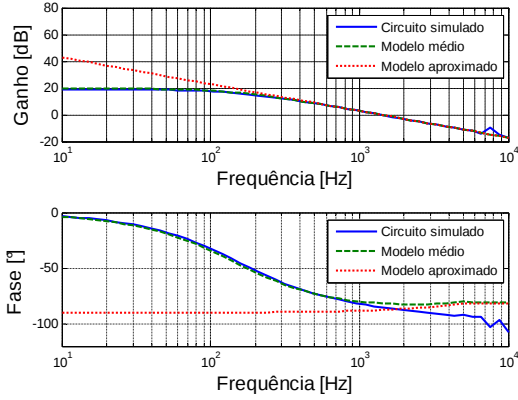
As funções de transferência podem ser calculadas a partir de (4). De acordo com o modelo aproximado [4], a tensão no capacitor de saída (v_{Cf}) pode ser considerada como perturbação para o controle de corrente. Além disso, a frequência de corte ($f_c = \frac{w_c}{2\pi}$) selecionada para o controle de tensão é usualmente pequena, então $|s| = w_c \ll \frac{1}{R'_c C_f}$. Desprezando v_{Cf} e s^2 , é possível também encontrar as expressões para as funções de transferência segundo o método aproximado:

$$\frac{i_{Lf}(s)}{m(s)} = \frac{V_b}{L_f} \frac{s + \frac{1}{R'_c C_f}}{s^2 + \frac{1}{R'_c C_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} \approx \frac{V_b}{L_f} \frac{1}{s} \quad (5)$$

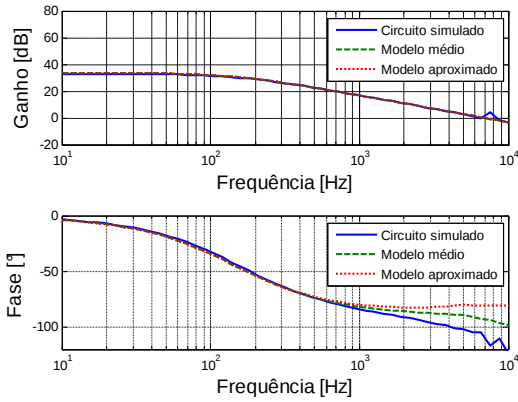
$$\frac{v_{Cf}(s)}{m(s)} = \frac{V_b}{L_f C_f} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{R'_c C_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} \approx \frac{V_b R'_c}{L_f} \frac{1}{s + \frac{R'_c}{L_f}} \quad (6)$$

Os gráficos de Bode das funções de transferência de (5) e (6) obtidas com os métodos das variáveis médias e aproximado foram comparados com o circuito simulado no software PSIM. Os gráficos de Bode para as funções de transferência de corrente e de tensão do circuito simulado e dos modelos médio e aproximado são mostrados na Fig. 4. De acordo com as simulações, os dois modelos apresentam comportamento similar para as funções de transferência de corrente em $f \geq 1 \text{ kHz}$, mostrado na Fig. 4a, e de tensão em $f \leq 1 \text{ kHz}$, mostrado na

Fig. 4b. Portanto, o modelo aproximado é selecionado para o inversor devido ao menor requerimento computacional.



(a) Função de transferência da corrente do indutor.



(b) Função de transferência da tensão no capacitor.

Figura 4. Diagramas de Bode do conversor CC/CA operando como inversor.

B. Modelagem do conversor CC/CA operando como retificador

No modo retificador, a chave S é mantida fechada para manter carregado o banco de baterias quando a rede elétrica estiver funcionando normalmente. De acordo com o circuito equivalente da 5, a resistência da linha de distribuição é desprezada e a tensão da rede de distribuição é referida ao lado primário do transformador. A resistência de carga equivalente consome a mesma potência que o banco de baterias quando é carregado.

Utilizando a modulação PWM, a teoria das variáveis médias permite calcular as expressões para a corrente i_T e a tensão v_T em função do ciclo de trabalho d ou do índice de modulação m :

$$\begin{cases} i_T = d \times i_{Lf} + (1 - d) \times (-i_{Lf}) = m i_{Lf} \\ v_T = d \times v_{Cd} + (1 - d) \times (-v_{Cd}) = m v_{Cd} \end{cases} \quad (7)$$

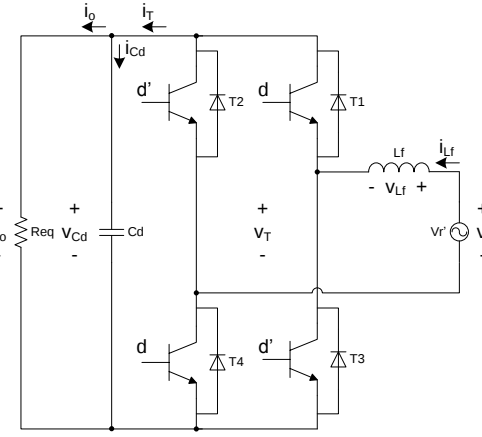


Figura 5. Circuito do conversor CC/CA operando como retificador.

Logo, utilizando as leis de Kirchhoff no circuito da Fig. 5, (6), (2) e (3), determina-se a tensão no indutor L_f e a corrente do capacitor C_d ($R_{eq} = \frac{V_b}{I_{bat(char)}}$):

$$\begin{cases} v_{Lf}(s) = (L_f s) i_{Lf}(s) = v_r' - v_T = v_r' - m v_{Cd} \\ i_{Cd}(s) = (C_d s) v_{Cd}(s) = i_T - i_o = m i_{Lf} - \frac{1}{R_{eq}} v_{Cf} \end{cases} \quad (8)$$

Devido à tensão de entrada alternada v_r' e à presença do índice de modulação m nas expressões das funções de transferência, é necessário usar o modelo aproximado. De acordo com o modelo aproximado, a tensão de entrada ($\hat{v}_r'$) e a corrente de saída (i_o) são considerados como perturbações para o sistema de controle. Além disso, aproximações para a tensão de saída (v_{Cd}) e o índice de modulação (m) são adotadas:

$$\begin{cases} v_{Cd} \approx V_b \\ m(s) = \frac{v_r'(s)}{v_{Cd}(s)} \approx \frac{V_r'}{V_b} \hat{v}_r'(s) \end{cases} \quad (9)$$

A partir da (7) e (8), obtêm-se as expressões para as funções de transferência segundo o método aproximado, as quais são utilizadas no projeto dos controladores para o retificador:

$$\frac{i_{Lf}(s)}{m(s)} \approx \frac{-V_b}{L_f} \frac{1}{s} \quad (10)$$

$$\frac{v_{Cf}(s)}{m(s)} \approx \frac{V_r'}{L_f C_d} \frac{\hat{v}_r'}{s^2} \quad (11)$$

III. OTIMIZAÇÃO DOS CONTROLADORES

O controlador para o conversor CC/CA no modo inversor pode ser determinado para distintas estratégias de controle: desabilitado (atua como ponte de diodos), malha aberta (ciclo de trabalho senoidal), controle de tensão (uma malha de controle), controle de corrente (uma malha de controle), ou controle de malha dupla (controle robusto de tensão). Os modos de operação do conversor CC/CA bidirecional operando como inversor são mostrados na Tab. II.

Tabela II
MODOS DE OPERAÇÃO DO INVERSOR.

Modo	Nome	Corrente	Tensão
0	Desabilitado	-	-
1	Malha aberta	-	-
2	Tensão simples	-	PI+r
3	Corrente simples	PI+r	-
4	Tensão dupla	PI+r	PI+r

O controlador para o modo retificador é de dupla malha. Os modos de operação para o conversor CC/CA bidirecional operando como retificador são mostrados na Tab. III.

Tabela III
MODOS DE OPERAÇÃO DO RETIFICADOR.

Modo	Nome	Corrente	Tensão
0	Desabilitado	-	-
1	-	-	-
2	-	-	-
3	-	-	-
4	Tensão dupla	PI+r	PI

Para aproveitar as funcionalidades do conversor CC/CA bidirecional proposto de acordo com a aplicação, é necessário usar um subsistema de controle para o gerenciamento dos modos de operação. Um exemplo de controlador supervisor é mostrado na Fig. 6. O detector de falta da rede calcula o valor RMS da tensão e gera um sinal quando a rede tem sobretensão ou subtensão, e o PLL, que é responsável pelo sincronismo das tensões do inversor e da rede, obtém a fase da rede. Os controladores do inversor e do retificador operam nos modos descritos nas Tab. II e Tab. III, e são conectados ao modulador PWM por meio do seletor de sinal (MUX). Desse modo, o conversor CC/CA bidirecional pode ser utilizado nas unidades de armazenamento ou de geração da microrrede autônoma, já que permite várias funcionalidades: controle de tensão alternada para alimentar as cargas, controle de corrente alternada para enviar potência à rede ou carregar o banco de baterias, e controle de tensão contínua para manter o barramento CC estável. O controlador supervisor é uma máquina de estados que gerencia os modos de operação dos controladores e desabilita o conversor sob condição de falta no sistema.

A. Projeto dos controladores para o inversor

O controlador PI+ressonante (PI+r) [5]–[8] é projetado através da utilização do método de margem de fase. Um exemplo é mostrado para o controle de corrente do conversor CC/CA operando como inversor. Dado o controlador PI+r:

$$H_{cim}(s) = k_p \frac{s^2 + \frac{k_I}{k_p}s + w_r^2}{s^2 + 2w_b s + w_r^2} \quad (12)$$

A malha de controle de corrente $H_{lim}(s)$ é usada nos modos de operação 3 (corrente simples) e 4 (tensão dupla). Essa

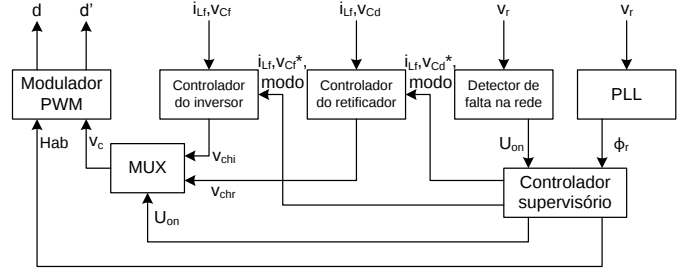


Figura 6. Diagrama de blocos do subsistema de controle para o conversor CC/CA bidirecional.

malha é formada pelas funções de transferência do controlador de corrente (H_{cim}), do modulador PWM (H_{pwm}) e da planta (H_{pim}) dada pelo modelo aproximado de (5).

Para atender os requisitos de estabilidade, as condições de ganho unitário e de margem de fase de H_{lid} tem que ser satisfeitas na frequência de corte desejada. Por exemplo, sejam a frequência de corte f_c e a margem de fase PM , o ganho do modulador PWM (H_{pwm}) e o ganho do sensor H_{si} . Usando o modelo aproximado a partir de (5), em que $f_r = 60Hz$ e $f_b = 5Hz$ ($w_c \gg w_r \gg w_b$):

$$H_{lim} = H_{cim}H_{pwm}H_{pim}H_{si} = \frac{H_{pwm}V_bH_{si}k_p}{L_f} \frac{s^2 + \frac{k_i}{k_p}s + w_r^2}{s(s^2 + 2w_b s + w_r^2)} \quad (13)$$

A margem de fase PM é determinada por:

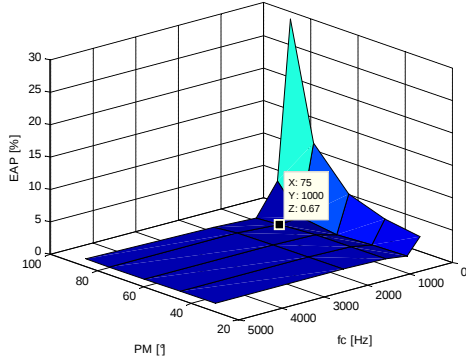
$$Fase\{H_{lid}(jw_c)\} = -180^\circ + PM \rightarrow \frac{k_i}{k_p} \approx \frac{w_c}{\tan(PM)} \quad (14)$$

e o ganho unitário em f_c é dado por:

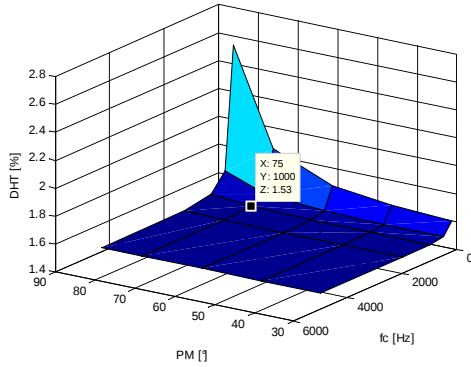
$$Ganho\{H_{lid}(jw_c)\} = 1 \rightarrow k_p \approx \frac{L_f w_c \sin(PM)}{H_{pwm}V_bH_{si}} \quad (15)$$

Segundo [9], a margem de fase (PM) deve ter um valor entre 30° e 90° , e a frequência de corte (f_c) deve ser maior que a frequência da rede ($f_r = 60Hz$) e menor que a frequência de chaveamento ($f_{chav} = 15kHz$). Para obter valores ótimos desses parâmetros, os controladores foram projetados com um aplicativo que implementa (10), (12) e (13), para valores de PM entre 30 e 85° , e f_c entre 200 e 5000 Hz. Simulações foram feitas com o software PSIM, e os valores de erro absoluto pico (EAP) e distorção harmônica total (DHT) de corrente foram medidos para avaliar o desempenho do controlador de corrente. O resultado é mostrado na Fig. 7, em que pode-se observar que para valores de PM e f_c próximos às fronteiras do intervalo recomendado tem-se valores grandes de EAP e de DHT.

A malha de controle de tensão simples $H_{lvsm}(s)$ é usada no modo de operação 2 (tensão simples). Essa malha é



(a) Variação do EAP de corrente com PM e f_c .



(b) Variação da DHT de corrente com PM e f_c .

Figura 7. Variação do EAP e da DHT em função de PM e f_c para o controlador de corrente simples do inversor.

formada pelas funções de transferência do controlador de tensão (H_{cvm}), do modulador PWM (H_{pwm}), e da planta (H_{pvm}) dada pelo modelo aproximado de (6). A malha de controle de tensão dupla $H_{lvi}(s)$ é usada no modo de operação 4 (tensão dupla). Essa malha é formada pelas funções de transferência do controlador de tensão (H_{cvi}), da malha de corrente ($\approx 1/H_{si}$) e da planta (H_{pvi}) segundo o modelo aproximado dado pela divisão de (6) por (5).

Para o controlador de corrente simples, a frequência de corte e a margem de fase otimizadas para os modelos aproximados foram $f_c = 1kHz$ e $PM = 75^\circ$, em que o ganho do sensor de tensão é H_{svf} . As respostas dos controladores de corrente não otimizados e otimizado são mostrados na Fig. 8. Para o controlador de tensão de dupla malha, a frequência de corte e margem de fase otimizadas para o modelo aproximado foram $f_c = 400Hz$ e $PM = 105^\circ$. Para o controlador de tensão simples, os valores otimizados foram $f_c = 1kHz$ e $PM = 60^\circ$.

B. Projeto dos controladores para o retificador

A malha de controle de corrente $H_{lim}(s)$ é formada pelas funções de transferência do controlador de corrente (H_{cim}), do modulador PWM (H_{pwm}) e da planta (H_{pim}) dada pelo modelo aproximado de (10). Os controladores são do tipo PI+r,

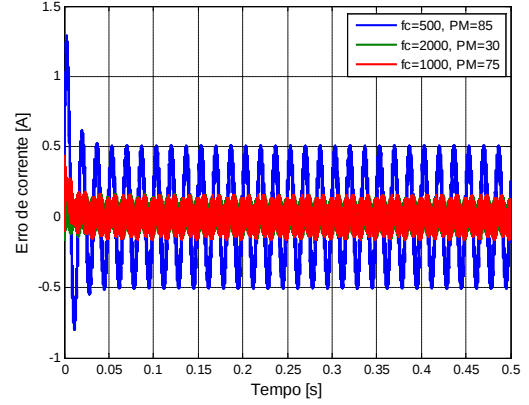


Figura 8. Erro em i_{Lf} para vários controladores de corrente do inversor.

projetados utilizando o método de margem de fase, do mesmo modo que para o caso do inversor.

A malha de controle de tensão dupla $H_{lvi}(s)$ é formada pelas funções de transferência do controlador de tensão (H_{cvi}), da malha de corrente ($\approx 1/H_{si}$), e da planta (H_{pvi}) segundo o modelo aproximado, dada pela divisão de (10) por (11). O controlador de tensão utilizado é PI.

O controlador PI também é projetado usando o método de margem de fase [10]–[13]. As constantes de proporcionalidade e integral do controlador PI resultam nos mesmos parâmetros calculados para o controlador PI+r.

Os controladores PI+r foram usados para controle de corrente, com o objetivo de obter um fator de potência próximo do unitário ao carregar o banco de baterias. O controlador de tensão utilizado para o barramento CC é o PI.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

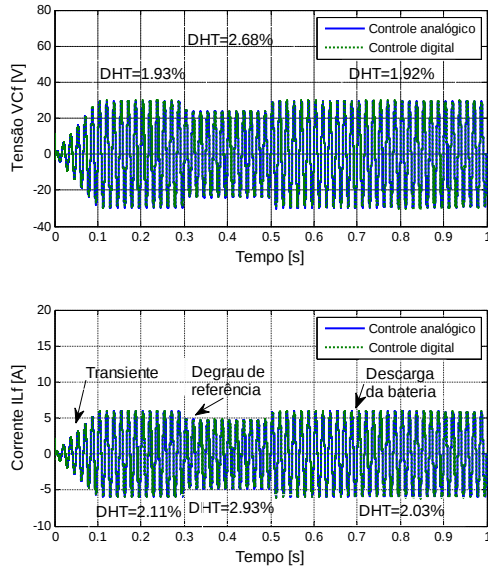
Para a avaliação de desempenho dos controladores projetados, utilizaram-se os dados técnicos de um banco de 4 baterias de 12V / 24Ah, um módulo de transistores IGBT de 230 V / 15 kW, um transformador de 21:127 V / 250 VA e um potenciômetro variável de 350 Ω / 300 W. Os controladores analógicos projetados com os métodos já descritos, foram discretizados usando o método de Tustin para $s = 2f_{amos} \frac{z-1}{z+1}$, com uma taxa de amostragem (f_{amos}) de 30 kHz.

A. Desempenho do conversor CC/CA operando como inversor

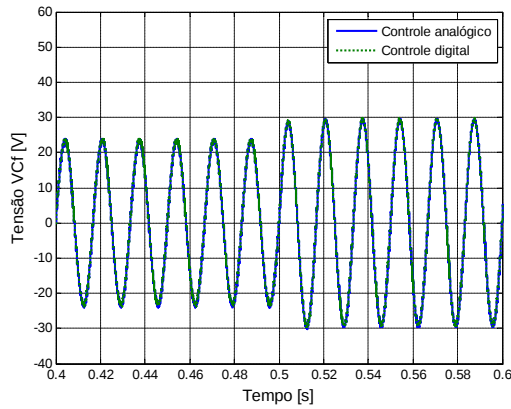
As respostas dos controladores analógicos e digitais foram semelhantes. Eventos de degrau na referência de tensão, assim como descarga das baterias foram simulados, como é mostrado na Fig. 9. A DHT da tensão de saída obtida em regime permanente foi de 1,9 % e inferior a 2% sob todos os eventos analisados.

B. Desempenho do conversor CC/CA operando como retificador

A resposta do controlador para o retificador também foi simulada, sob eventos de degrau na referência de tensão do



(a) Tensão v_{Cf} e corrente i_{Lf} para vários eventos do inversor.



(b) Ampliação de v_{Cf} sob variação na referência de tensão.

Figura 9. Resposta do controlador para o conversor CC/CA inversor.

barramento CC e na tensão da rede, conforme Fig. 10. A DHT da corrente de entrada do retificador em regime permanente foi de 1,9 % e inferior a 5 % durante a análise.

V. CONCLUSÕES

O desempenho do conversor CC/CA operando como inversor depende da escolha dos parâmetros de margem de fase e de frequência de corte. Portanto, simulações com vários pares desses valores permitem escolher os valores otimizados para o projeto dos controladores.

O modelo aproximado permite calcular de modo rápido e eficiente os controladores para o conversor CC/CA monofásico operando como inversor e como retificador.

A DHT da tensão de saída obtida nas simulações foi menor que 2 % para a operação como inversor, enquanto que a DHT

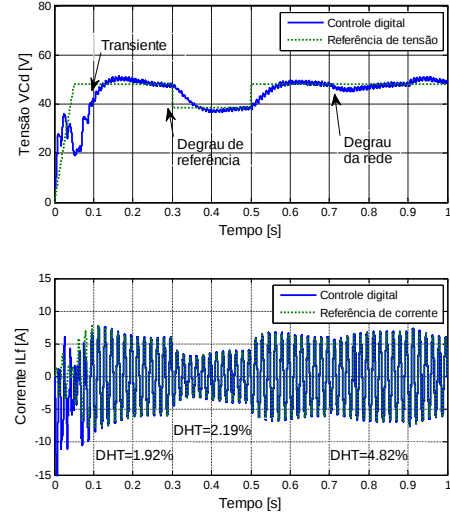


Figura 10. Resposta do controlador para o conversor CC/CA retificador.

da corrente de entrada foi menor que 5 % para a operação como retificador.

AGRADECIMENTOS

Este projeto foi financiado pelo CNPq (processo 454352/2014-0), PAPDIC/PRP/UNICAMP e CAPES/PROEX.

REFERÊNCIAS

- [1] P. M. Curtis, *Maintaining mission critical systems in a 24/7 environment*. Wiley - IEEE Press, 2011.
- [2] S. M. Sharkh, M. A. Abusara, G. I. Orfanoudakis, and B. Hussain, *Power Electronic Converters for Microgrids*, 1st ed. Wiley - IEEE Press, 2014.
- [3] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*. Wiley - IEEE Press, 2010.
- [4] C. Cecati, A. D. Aquila, M. Liserre, and V. G. Monopoli, "Design of h-bridge multilevel active rectifier for traction systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 5, no. 39, pp. 1541–1550, September-October 2003.
- [5] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady state error," in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1999.
- [6] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, pp. 601 – 610, April 2001.
- [7] P. C. Loh, M. J. Newman, D. N. Zmood, and D. G. Holmes, "Improved transient and steady state voltage regulation for single and three phase uninterruptible power supplies," in *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, 2001, pp. 498 – 503.
- [8] D. I. Brandão, "Sistema de geração fotovoltaico multifuncional," Master's thesis, Universidade Estadual Paulista, 2013.
- [9] K. Ogata, *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, 1997.
- [10] W. K. Ho, C. C. Hang, and L. S. Cao, "Tuning of pi controllers based on gain and phase margin specifications," in *Proceedings of International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2, 1992, pp. 879–882.
- [11] W. K. Ho, C. C. Hang, and J. H. Zhou, "Performance and gain and phase margins of well-known pi tuning formulas," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 3, no. 2, pp. 245–248, June 1995.
- [12] W. K. Ho, P. Gan, E. B. Tay, and E. L. Ang, "Performance and gain and phase margins of well-known pid tuning formulas," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 4, no. 4, pp. 473 – 477, July 1996.
- [13] W. K. Ho, C. C. Hang, and J. Zhou, "Self-tuning pid control of a plant with under-damped response with specifications on gain and phase margins," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 5, no. 4, pp. 446 – 452, July 1997.