

# ANÁLISE E PROJETO DE UM CONVERSOR BIDIRECIONAL PWM DE ALTO DESEMPENHO PARA INTERFACE ENTRE O BARRAMENTO CC E O BANCO DE BATERIAS

Luciano Schuch, Cassiano Rech, Hélio L. Hey, Hilton A. Gründling,  
Humberto Pinheiro, José R. Pinheiro

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle – GEPOC

Universidade Federal de Santa Maria – UFSM

CEP: 97015-900 – Santa Maria, RS – Brasil

[lschuch@mail.ufsm.br](mailto:lschuch@mail.ufsm.br), [renes@ctlab.ufsm.br](mailto:renes@ctlab.ufsm.br) - <http://www.ufsm.br/gepoc/>

**Resumo** – Este artigo apresenta a análise e o projeto de um conversor bidirecional PWM (*buck/boost*) usado para interface entre o barramento CC e o banco de baterias. Um procedimento de projeto é proposto para o circuito de potência e de controle. Com este procedimento de projeto são definidas as frequências de operação de cada conversor levando em consideração os níveis de potência e tensão, a fim de reduzir as perdas por comutação sem degradar as especificações impostas ao conversor. Além disto, é proposta a utilização de um filtro para minimizar as ondulações de corrente e tensão nas baterias, aumentando a vida útil das mesmas sem penalizar o volume e/ou a frequência de operação do conversor. Um protótipo de 580W foi implementado para validar o procedimento de projeto e verificar o desempenho do sistema proposto. Adicionalmente, um conversor *boost* (pré-regulador) foi incluído ao estágio de entrada para correção do fator de potência.

**Palavras-Chaves** – Banco de baterias, Controle clássico, UPS.

## ANALYSIS AND DESIGN OF A HIGH-PERFORMANCE BI-DIRECTIONAL PWM CONVERTER FOR DC BUS AND BATTERY BANK INTERFACE

**Abstract** – This paper presents the analysis and design of a bi-directional PWM converter (*buck/boost*) used as interface between a critical dc bus and a battery bank. A design procedure for the power and control circuit is proposed. In this design procedure, the definition of the operation frequency of each converter takes into account the different power and voltage levels at loads to reduce the commutation losses without degrading the specifications imposed to the converter. Furthermore, it is proposed the utilization of an appropriate filter to minimize the current and voltage ripples at battery, increasing battery life without penalizing the volume and/or the switching frequency of the converter. Experimental results based on a 580W prototype are presented to validate the proposed design procedure and to demonstrate the performance of the proposed

approach. Additionally, a boost preregulator was included at input stage for power factor correction.

**Keywords** – Battery bank, Classic control, UPS.

## I. INTRODUÇÃO

Um componente essencial em sistemas de fornecimento ininterrupto de energia (UPS - *Uninterruptible Power Systems*) é o dispositivo de armazenamento da mesma, que supre energia para cargas críticas em períodos de falha da fonte primária. O sistema de armazenamento de energia mais utilizado em UPS são as baterias. Assim, uma atenção especial deve ser dada a este dispositivo, pois grande parte dos custos, do volume e do peso de uma UPS corresponde às baterias [1]. Ainda, a flexibilidade na escolha do nível de tensão torna possível reduzir o número de baterias, para uma mesma autonomia e potência, reduzindo o custo do banco de baterias.

Entre os diversos tipos de baterias existentes, as de chumbo-ácido reguladas por válvula (VRLA - *Valve Regulated Lead Acid*) têm sido mais utilizadas [2]-[4], pois apresentam um reduzido custo inicial. Entretanto, sua vida útil fica em torno de 4 anos e depende de fatores como: modo de carga e descarga, temperatura, ondulações (*ripple*) de corrente e de tensão. Dentre estes fatores, o modo de carga e descarga é o mais crítico [5], sendo recomendado por diversos fabricantes de baterias o método de carga IU (um nível de corrente e um nível de tensão) [3], [4]. Este método de carga consiste em aplicar uma corrente constante (curva I) até que a tensão atinja o valor de equalização (ou gaseificação). Após este valor, o carregador de baterias mantém a tensão constante (curva U) para manter o estado de carga completa, compensando as perdas internas das baterias (autodescarga).

Na atualidade, devido ao crescente número de cargas não-lineares, normas internacionais regulamentam o conteúdo harmônico de corrente injetados na rede pública de energia, fazendo com que seja necessário a introdução de um estágio pré-regulador nos carregadores de baterias/UPS. Neste sentido, em [6] e [7] são apresentados carregadores de baterias que apresentam reduzido conteúdo harmônico na corrente drenada da rede e baixas perdas por comutação. Contudo, a corrente de carga do banco de baterias apresenta níveis significativos de ondulações de 120Hz, penalizando a vida útil das mesmas. Em [8] é apresentado um carregador de baterias cujas ondulações de 120Hz são eliminadas. Todavia, a ondulação de alta frequência não é eliminada e sua

Artigo Submetido em 25/09/2002. Primeira Revisão em 17/02/2002. Segunda Revisão em 29/08/2003. Aceito sob recomendação do Editor Prof. Domingos Sávio Lyrio Simonetti.

minimização é inversamente proporcional ao volume e a frequência de comutação do conversor.

Para minimizar os problemas mencionados anteriormente, este artigo propõe a utilização de um conversor bidirecional (*buck/boost*) modulado por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) para interface entre o barramento CC e o banco de baterias. Os procedimentos de projeto dos dispositivos de potência e do circuito de controle são apresentados. A definição das frequências de operação de cada conversor considera os níveis de potência e de tensões das cargas para se obter uma redução nas perdas por comutação sem degradar as especificações impostas ao conversor. É proposta a utilização de um filtro de terceira ordem (filtro T) para minimizar as ondulações de corrente e tensão nas baterias, maximizando a vida útil das mesmas sem penalizar o volume e/ou a frequência de operação do conversor. Para atender as normas quanto à injeção de harmônicos na rede pública de energia (como por exemplo IEC 61000-3-2) um conversor pré-regulador (conversor *boost* operando em modo de condução descontínua) foi incluído ao estágio de entrada, como mostrado na Figura 1.

Este artigo está organizado como segue: a seção II descreve o conversor em estudo, e o procedimento de projeto do conversor bidirecional é proposto na seção III. A seção IV apresenta um exemplo de projeto e a seção V descreve o sistema de controle utilizado. Por fim, a seção VI apresenta os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo em malha fechada de 580W.

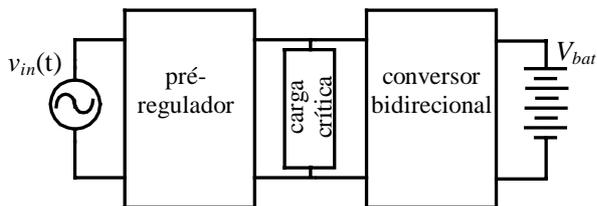


Figura 1. Estágios de potência do sistema em estudo.

## II. DESCRIÇÃO DE CONVERSOR

Na Figura 2 é ilustrado o conversor bidirecional juntamente com o conversor pré-regulador. Nesta mesma figura são apresentados os estágios de operação do conversor em estudo.

O conversor *boost* de entrada (pré-regulador), visto na Figura 2(a), é composto por uma ponte de diodos, um indutor ( $L_{bb}$ ), um diodo ( $D_3$ ), um interruptor ( $S_3$ ) e um capacitor ( $C_b$ ). Foi também incluído um filtro de entrada ( $C_{fin}$  e  $L_{fin}$ ) ao conversor pré-regulador, para minimizar a distorção na corrente de entrada e reduzir a interferência eletromagnética (EMI).

O conversor bidirecional (*buck/boost*) apresenta dois interruptores ( $S_1$  e  $S_2$ ), dois diodos ( $D_1$  e  $D_2$ ), um banco de baterias e um filtro T composto por dois indutores ( $L_b$  e  $L_f$ ) e um capacitor  $C_f$ . Este conversor é parte de um sistema “*stand-by*”, que tem a função de recarregar o banco de baterias e suprir energia para a carga crítica ou para outro conversor/subsistema quando houver uma falha na rede pública de energia.

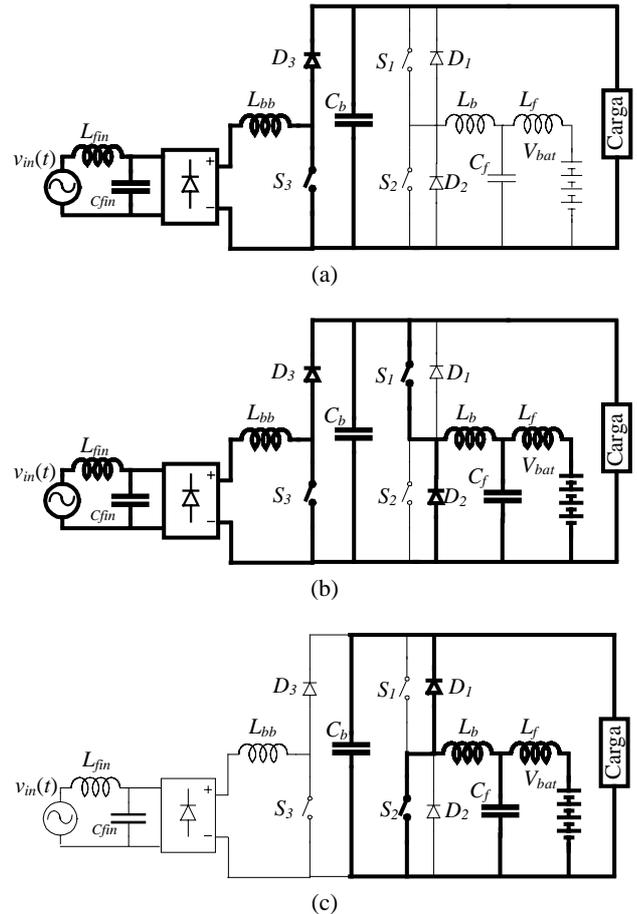


Figura 2. Estágios de operação do conversor em estudo: (a) pré-regulador; (b) pré-regulador + *buck*; (c) *boost*.

Os modos de operação do conversor bidirecional dependem do estado da rede pública. A Figura 2(b) apresenta o conversor bidirecional quando a tensão da rede está dentro dos níveis aceitáveis, e o interruptor  $S_1$  está operando para recarregar as baterias. Na Figura 2(c) é mostrado o conversor quando houver uma falha na rede e, conseqüentemente, o interruptor  $S_2$  deve entrar em operação para suprir energia para a carga. Portanto, este conversor opera em dois modos, um como conversor *buck* ( $S_1$ - $D_1$ ) e outro como o conversor *boost* ( $S_2$ - $D_2$ ).

## III. PROCEDIMENTO DE PROJETO

### A. Dimensionamento do Banco de Baterias

Devido ao fato de se utilizar um conversor bidirecional para interface entre o barramento CC e as baterias, tem-se flexibilidade na escolha do nível de tensão do banco de baterias. Assim, consegue-se reduzir significativamente o custo do mesmo.

Para esta aplicação, onde o banco de baterias deve fornecer 500W por 15 minutos, foi traçado um gráfico que relaciona o custo, peso e volume percentuais para diferentes valores de tensão do banco de baterias, mostrado na Figura 3. Através dessa figura, observa-se que a tensão do banco de baterias de 48V (quatro baterias de 12V/7Ah) apresenta o menor custo e peso, e o volume está bem próximo do valor mínimo.

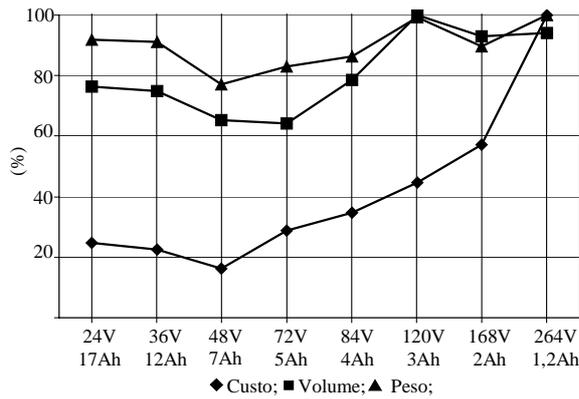


Figura 3. Relação do custo, peso e volume percentual em função do nível de tensão do banco de baterias ( $P_0=500W$ , autonomia=15 min., para baterias SH).

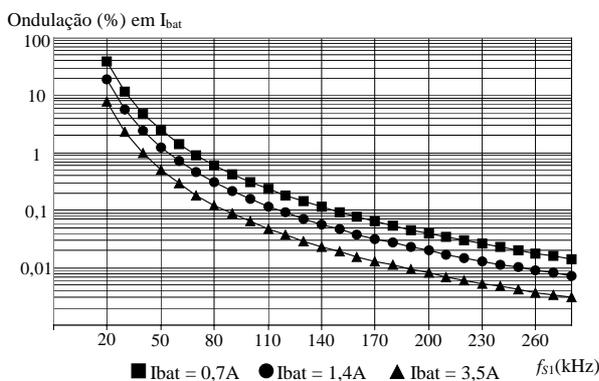


Figura 4. Ondulação na corrente de carga das baterias  $\times$  frequência de operação de  $S_1$ .

A Figura 3 foi obtida para baterias SH (Saturnia Sistemas de Energia LTDA) com base nos dados fornecidos pela fabricante (dezembro de 2002). É importante destacar que estes resultados são similares para diversas outras linhas de baterias, tais como: Panasonic, Yuasa, Xiamen Three Cirles (China).

### B. Projeto do Conversor Bidirecional

O desafio do projeto dos dispositivos de potência está no fato de que o conversor bidirecional opera ora como *buck* e ora como *boost*. Estes dois estágios de operação são diferentes porque eles processam níveis distintos de potência e corrente. Assim, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  e os diodos  $D_1$  e  $D_2$  não apresentam as mesmas especificações. O projeto do conversor deve considerar que o interruptor  $S_1$  e o diodo  $D_2$  processam uma reduzida potência (carregador de baterias) e o interruptor  $S_2$  e o diodo  $D_1$  processam maior potência (conversor *boost* de saída). Portanto, para se ter uma apropriada relação custo-benefício entre as perdas por comutação e o fator volume/peso do conversor, as frequências de operação dos interruptores devem ser corretamente projetadas. Assim, partindo do princípio de que o conversor de maior potência (maior nível de corrente) opera com menor frequência e o conversor de menor potência (menor nível de corrente) opera com maior frequência, as perdas por comutação podem ser reduzidas

sem alterar as especificações impostas aos conversores através de um apropriado procedimento de projeto.

As especificações para o projeto do conversor bidirecional são:

$P_0$  = Potência de saída [W];

$V_0$  = Tensão de saída [V];

$V_{bat}$  = Tensão de banco de baterias [V];

$\mathfrak{R}_1$  = Ondulação na corrente de carga do banco de baterias [%];

$\mathfrak{R}_2$  = Ondulação na corrente no indutor  $L_b$  [%];

$I_{bat}$  = Valor médio da corrente de carga do banco de baterias [A].

Inicialmente, o indutor  $L_b$  e a frequência de operação do interruptor  $S_2$  são projetados em função da descarga das baterias (modo *boost*). Em seguida, o indutor  $L_f$ , o capacitor  $C_f$  e a frequência de operação do interruptor  $S_1$  são projetados em função da carga do banco de baterias (modo *buck*). Esses parâmetros são obtidos através das relações e equações descritas a seguir.

A frequência de operação do interruptor  $S_2$  deve ser inicialmente definida levando em consideração a relação custo-benefício entre as perdas do conversor e o volume do mesmo, como mostrado na seção seguinte. Então, o valor da indutância  $L_b$  é obtido da equação (1) para que a ondulação de corrente seja igual à  $\mathfrak{R}_2$ .

$$L_b = \frac{100V_{bat}^2(V_0 - V_{bat})}{\mathfrak{R}_2 V_0 P_0 f_{s2}} \quad (1)$$

O valor da indutância  $L_f$  é calculada através da seguinte inequação:

$$50 \leq \frac{L_b}{L_f} \leq 150 \quad (2)$$

A inequação (2) deve ser atendida para que a diferença entre a tensão do banco de baterias e a tensão do capacitor  $C_f$  seja inferior a 1%, evitando assim uma ressonância entre a energia do capacitor  $C_f$  e a energia do indutor  $L_f$ . Deste modo, o filtro T não afeta a transferência de potência do conversor *boost*. A inequação (2) é obtida através da simulação numérica das equações apresentadas no Apêndice A, variando-se o valor da relação entre  $L_b/L_f$  (10 a 500) e buscando obter  $0,99V_{bat} \leq v_{Cf}(t) \leq 1,01V_{bat}$ .

Para minimizar a ondulação de corrente e tensão imposta às baterias, a frequência de corte do filtro T é definida como dez vezes menor que a frequência de operação do interruptor  $S_2$ , ou seja:

$$f_{cT} \leq \frac{f_{s2}}{10} \quad (3)$$

Através da equação (42) do Apêndice A e dos valores de  $L_f$ ,  $L_b$  e  $f_{cT}$ , o valor do capacitor  $C_f$  é obtido como:

$$C_f = \frac{L_b + L_f}{4\pi^2 f_{cT}^2 L_f L_b} \quad (4)$$

Para determinar a frequência de operação do interruptor  $S_1$  é utilizado o ábaco mostrado na Figura 4, que relaciona a ondulação da corrente de carga do banco de baterias e a frequência de operação do interruptor  $S_1$  (frequência do conversor *buck*) [9].

Este ábaco foi obtido através da equação (5), variando a frequência do interruptor  $S_1$  (*buck*) de 20kHz a 280kHz. Os valores do filtro T são os mesmos obtidos na seção IV e o valor de  $i_{Lfpico}$  é obtido através das equações (41) e (46) do Apêndice A.

$$i_{ripple}(\%) = \left( \frac{i_{Lfpico} - i_{Lf}(0)}{i_{Lf}(0)} \right) 100. \quad (5)$$

#### IV. EXEMPLO DE PROJETO

As especificações para o projeto do conversor bidirecional são mostradas na Tabela I.

**Tabela I– Especificações de Projeto.**

Potência de saída	$P_o = 500W$
Tensão de saída	$V_o = 360V$
Tensão do banco de baterias	$V_{bat} = 48V$
Ondulação na corrente de carga do banco de baterias	$\mathcal{R}_1 = 0,2\%$
Ondulação na corrente do indutor $L_b$	$\mathcal{R}_2 = 40\%$
Corrente da carga do banco de baterias	$I_{bat} = 1,4A$

Os resultados foram obtidos utilizando quatro baterias UNIKOR 12V7AH. Para garantir um apropriado tempo de carga e não abreviar a vida útil das baterias, a corrente de carga das mesmas deve ser de aproximadamente 1,4A [4]. É importante salientar que foi definida a ondulação na corrente de carga do banco de baterias como  $\mathcal{R}_1 = 0,2\%$ , pois o nível de ondulação da corrente de carga das baterias apresenta um forte impacto na vida útil das mesmas [10]. Além de demonstrar que com a utilização do filtro T consegue-se obter pequenos níveis de ondulação na corrente sem penalizar o volume do conversor.

A escolha da frequência  $f_{s2}$  considera a relação custo-benefício entre as perdas por comutação ( $P_s$ ) e as perdas relativas à recuperação reversa do diodo *boost* ( $P_{rr}$ ), e o fator peso/volume do conversor, como mostra a Figura 5. Nesta figura está traçada a linha das perdas ( $P_s+P_{rr}$ ) e a curva do volume do indutor *boost* para faixas comerciais de núcleos de ferrite tipo EE, em função da frequência de comutação do conversor. Observa-se na Figura 5 que para as frequências de comutação de 38kHz a 89kHz o núcleo é o EE-55/21, onde as perdas variam de 8,14W a 19,07W. Logo, para se obter a menor perda ( $P_s+P_{rr}$ ) deveria-se utilizar a menor frequência (38kHz). No entanto, para evitar trabalhar no limite da saturação do núcleo de ferrite a frequência  $f_{s2}$  foi definida como 40kHz ( $P_s+P_{rr} = 8,57W$ ). Observa-se ainda, que este valor de frequência de comutação é normalmente utilizado na indústria.

A Figura 5 foi obtida através das equações a seguir, variando-se a frequência de operação do conversor *boost* de 1kHz a 300kHz.

$$A_e \times A_w = \frac{L_b I_{Lbpico} I_{Lbrms} 10^4}{K_w B_{max} J_{max}}, \quad (6)$$

$$P_s = \frac{1}{2} V_o I_{Lb} f_s (t_{c(on)} + t_{c(off)}), \quad (7)$$

$$P_{rr} = V_o f_s I_{rr} \left( \frac{3t_a + 2t_b}{6} \right). \quad (8)$$

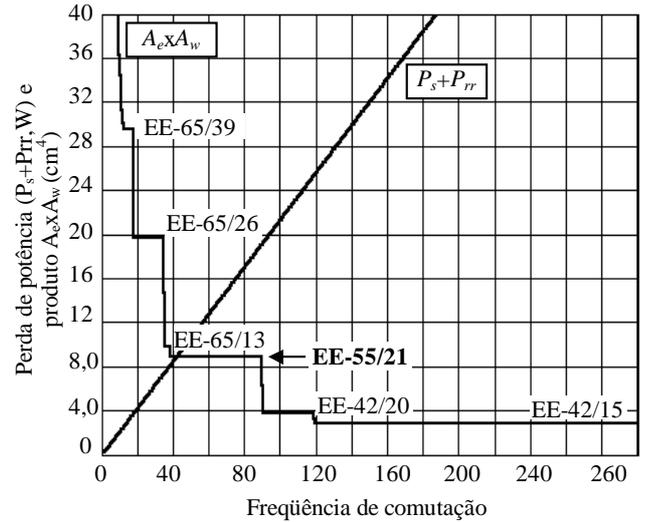


Figura 5. Perdas média de potência ( $P_s+P_{rr}$ ) e produto  $A_e \times A_w \times$  frequência de  $S_2$ .

As equações (6), (7) e (8) são obtidas das referências [11], [12] e [13], respectivamente, onde:  $L_b$  é calculado conforme equação (1),  $A_e$  é a área efetiva da perna do núcleo,  $A_w$  é a área disponível da janela do núcleo,  $K_w$  é o fator de utilização da área de enrolamento,  $J_{max}$  é a máxima densidade de corrente do enrolamento do indutor,  $I_{Lbpico}$  é a corrente de pico do indutor  $L_b$ ,  $I_{Lbrms}$  é a corrente eficaz do indutor  $L_b$ ,  $P_s$  é o valor médio das perdas por comutação,  $t_{c(on)}$  é o tempo de entrada em condução,  $t_{c(off)}$  é o tempo de bloqueio,  $P_{rr}$  são as perdas por recuperação reversa do diodo *boost*,  $t_a$  e  $t_b$  são subperíodos do tempo de entrada em condução do interruptor e  $I_{rr}$  é o valor do pico de corrente de recuperação reversa do diodo *boost*. Os parâmetros utilizados para a obtenção do ábaco da Figura 5 são:  $K_w=0,5$ ,  $B_{max}=0,2T$ ,  $J_{max}=450A/cm^2$ ,  $I_{Lbpico}=14,56A$ ,  $I_{Lb}=I_{Lbrms}=10,4A$ ,  $V_o=360V$ ,  $t_{c(on)}=44ns$ ,  $t_{c(off)}=60ns$  e os valores de  $t_a$  e  $t_b$  variam com a frequência conforme dados fornecidos pelo fabricante do diodo utilizado.

Pelas especificações apresentadas na Tabela I é possível obter o valor do indutor  $L_b$  através da equação (1):

$$L_b = 249,6 \mu H.$$

Definindo que o indutor  $L_f$  é 150 vezes menor que o indutor  $L_b$  (para se obter um indutor de volume reduzido), e usando (3) e (4), o valor de  $L_f$ ,  $f_{cT}$  e  $C_f$  são:

$$L_f = 1,67 \mu H,$$

$$f_{cT} = 4kHz,$$

$$C_f = 1mF.$$

Usando o ábaco mostrado na Figura 4 e definindo que a ondulação na corrente de carga do banco de baterias deve ser igual a 0,2% de  $I_{bat}$ , a frequência de operação do interruptor  $S_1$  é de aproximadamente:

$$f_{s1} \cong 97kHz.$$

#### V. CONTROLE DO CONVERSOR

A carga do banco de baterias (conversor *buck*) apresenta dois modos de operação: modo tensão (modo flutuação) e modo corrente.

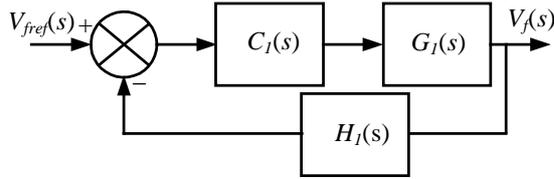


Figura 6. Diagrama de blocos do sistema no modo tensão.

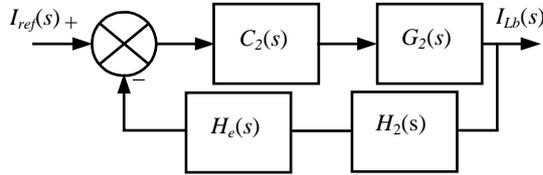


Figura 7. Diagrama de blocos do sistema no modo corrente.

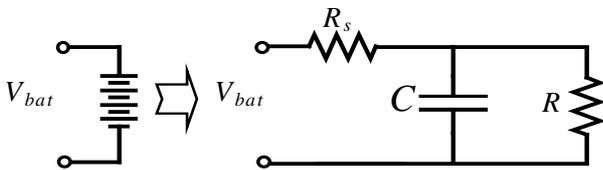


Figura 8. Circuito elétrico equivalente do banco de baterias.

Os diagramas de blocos destes dois modos de operação são vistos na Figura 6 e na Figura 7, respectivamente, onde foi utilizado o compensador proporcional para o modo tensão e o controle da corrente média [14] para o modo corrente.

Para o modo tensão optou-se por um simples controlador proporcional, que atende a especificação imposta a este modo (tensão de flutuação recomendada de 2,15 a 2,23 Volts por elemento (V/e) com variação máxima de 1%). Por outro lado, para o modo corrente utilizou-se o controle da corrente média para garantir que a corrente de carga do banco de baterias apresente erro nulo em regime permanente com boa resposta dinâmica, e também evitar oscilações subarmônicas (instabilidade) [14].

Para obtenção do modelo matemático do conversor *buck* no modo tensão e corrente, o banco de baterias foi substituído pelo circuito equivalente mostrado na Figura 8, baseado no modelo apresentado em [15]. O valor da resistência  $R_s$  é obtido diretamente do catálogo dos fabricantes, e o valor de  $R$  e  $C$  são obtidos através do tempo de carga e da corrente de fuga (autodescarga) das baterias.

Na Figura 6 são apresentadas as funções de transferência para o modo tensão. Sendo  $C_1(s)$  o controlador proporcional,  $G_1(s)$  o modelo da planta e  $H_1(s)$  o ganho do sensor.

O controlador proporcional  $C_1(s)$  e a função de transferência  $G_1(s)$  são dadas por

$$C_1(s) = K_p, \quad (9)$$

$$G_1(s) = V_i \frac{B_0 s^2 + B_1 s + B_2}{A_0 s^4 + A_1 s^3 + A_2 s^2 + A_3 s + A_4}, \quad (10)$$

onde:

$$A_0 = L_f C_f L_b R C, \quad (11)$$

$$A_1 = C_f L_f L_b + C_f L_b R_s R C, \quad (12)$$

$$A_2 = C_f L_b R + C_f L_b R_s + L_b R C + L_f C R, \quad (13)$$

$$A_3 = R_s R C + L_b + L_f, \quad (14)$$

$$A_4 = R + R_s, \quad (15)$$

$$B_0 = L_f C R, \quad (16)$$

$$B_1 = L_f + R_s R C, \quad (17)$$

e

$$B_2 = R + R_s. \quad (18)$$

O projeto do compensador (baseado no teorema do valor final) é realizado através da seguinte equação.

$$K_p \geq V_s \frac{V_{fref} - \Delta V_f H_1}{\Delta V_f H_1^2 V_{i \min}}. \quad (19)$$

Sendo  $V_{fref}$  a tensão de flutuação imposta as baterias,  $V_{i \min}$  é a tensão mínima do barramento CC e  $\Delta V_f$  é o erro máximo admissível na tensão de flutuação. Então, definindo que o erro na tensão de flutuação deve ser inferior a 1%, o valor de  $K_p$  é:

$$K_p \geq 22$$

Na Figura 7,  $H_e(s)$  representa o efeito da comutação [16],  $G_2(s)$  é a planta,  $H_2(s)$  é o ganho do sensor e  $C_2(s)$  é o compensador de corrente. Suas funções de transferências são dadas por:

$$H_e(s) = \frac{s^2}{(\pi f_{s1})^2} - \frac{s}{2f_{s1}} + 1, \quad (20)$$

$$G_2(s) = V_i \frac{RCs + 1}{L_b R C s^2 + (R_s R C + L_b)s + (R + R_s)}, \quad (21)$$

$$C_2(s) = \frac{K_c \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}, \quad (22)$$

onde:

$$K_c = \frac{1}{R_f (C_{fp} + C_{fz})}, \quad (23)$$

$$\omega_p = \frac{C_{fz} + C_{fp}}{R_f C_{fz} C_{fp}}, \quad (24)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_f C_{fz}}. \quad (25)$$

O efeito da comutação  $H_e(s)$  foi utilizado na modelagem do conversor para que o efeito das altas frequências esteja presente neste modelo.

O compensador de corrente é projetado como segue. O pólo de alta frequência,  $\omega_p$ , deve ser alocado em torno da frequência de comutação (100kHz) de modo a filtrar a ondulação proveniente da comutação. Após, o zero,  $\omega_z$ , deve ser alocado na metade da frequência de corte do filtro de saída (4KHz) para estender a frequência de cruzamento por zero. Finalmente, o ganho do compensador é dado por:

$$\frac{R_f}{R_i} \leq \frac{2V_s L f_s}{(V_i - V_o) K_k}, \quad (26)$$

sendo  $K_k$  o ganho do sensor de corrente.

Se o ganho do compensador for maior que o definido em (26), pode ocorrer instabilidade (oscilação subarmônica) [14], devido ao fato de que a saída do compensador pode interceptar novamente o sinal de comparação do gerador de PWM (forma de onda triangular) no período em que o interruptor está desligado.

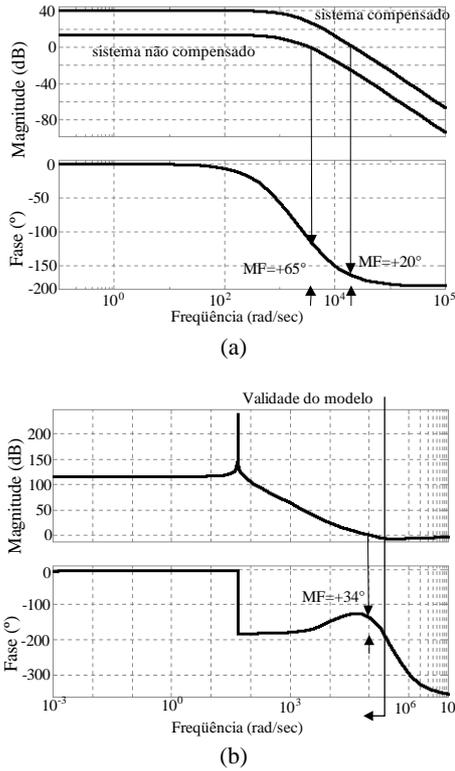


Figura 9. Diagrama de Bode do conversor *buck*: (a) modo tensão; (b) modo corrente.

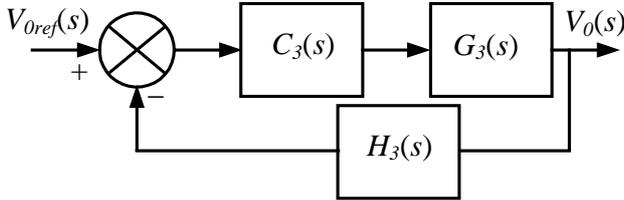


Figura 10. Diagrama de blocos do conversor *boost*.

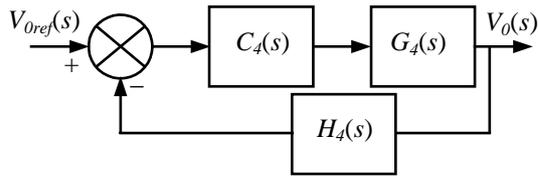


Figura 11. Diagrama de blocos do conversor pré-regulador.

Com os critérios de projeto acima, os parâmetros do compensador são:

$$\omega_p = 628320 \text{ rad/s}, \omega_z = 12566 \text{ rad/s} \text{ e } K_c = 4300.$$

Os diagramas de Bode do conversor *buck* no modo tensão e no modo corrente são vistos na Figura 9(a) e na Figura 9(b), respectivamente. A margem de fase do sistema compensado no modo corrente é de  $+34^\circ$ , e para o modo tensão é de  $+20^\circ$ , comprovando a estabilidade dos sistemas. É importante salientar que a margem de fase de  $+20^\circ$  é suficiente para garantir a estabilidade do sistema, pois a dinâmica da carga (banco de baterias) é lenta. Além disso, o efeito do pólo na origem do compensador da corrente média não é visualizado na Figura 9(b), pois a planta possui um zero ( $-1/RC$ ) muito próximo da origem. Outra característica deste

diagrama de Bode é que ele só é válido até a metade da frequência de comutação devido à inclusão do efeito da comutação ( $H_e(s)$ ).

Deve-se destacar que as funções de transferência  $G_1(s)$  e  $G_2(s)$  são válidas apenas para o conversor operando em modo de condução contínua. Porém, como a carga é um banco de baterias, a qual não apresenta variações paramétricas significativas, assim o sistema não entrará em modo de condução descontínua.

O controle da tensão de saída é realizado pela malha de tensão do conversor *boost*, Figura 10, ou pela malha de tensão do conversor pré-regulador, Figura 11. Como o objetivo destas duas malhas de tensão é garantir que a tensão de saída  $V_0$  seja regulada com erro nulo, optou-se por um controlador do tipo proporcional-integral (PI) para ambos conversores.

Na Figura 10,  $C_3(s)$  é o compensador proporcional-integral,  $G_3(s)$  é a planta e  $H_3(s)$  é o ganho do sensor. Estas funções de transferências são dadas por:

$$C_3(s) = K_{PI} \frac{(s + z_{PI})}{s}, \quad (27)$$

$$G_3(s) = A \frac{-\frac{L_{eq}}{R_0} s + \left(1 - \frac{R_{eq}}{R_0}\right)}{L_{eq} C_b s^2 + \left(\frac{L_{eq}}{R_0} + R_{eq} C_b\right) s + \left(1 - \frac{R_{eq}}{R_0}\right)}, \quad (28)$$

onde:

$$A = \frac{V_{bat} R_0}{(R_{eq} + R_0) d^2}, \quad (29)$$

$$L_{eq} = \frac{L_b}{d^2}, \quad (30)$$

$$R_{eq} = \frac{R_s}{d^2}, \quad (31)$$

e

$$d = \frac{V_{bat}}{V_0}. \quad (32)$$

Novamente, deve-se observar que a função de transferência  $G_3(s)$  é válida somente para o modo de condução contínua. Para o conversor projetado na seção IV, onde a ondulação de corrente no indutor  $L_b$  é de 40%, o conversor opera em condução contínua até 20% da potência nominal. Abaixo desta potência o conversor *boost* opera em modo de condução descontínua onde a sua resposta dinâmica fica degradada. Porém, o conversor mantém-se estável.

Como pode ser visto em (28), a função de transferência  $G_3(s)$  apresenta um zero no semi-plano direito do plano  $s$ , conseqüentemente,  $G_3(s)$  é de fase não mínima. Porém, a presença da resistência série  $R_s$  (Figura 8) do banco de baterias e da resistência inerente do indutor *boost* ( $L_b$ ) reduz o efeito do zero no semi-plano direito, possibilitando aumentar a ganho do PI de tal modo que o sistema se mantenha estável com resposta dinâmica semelhante a do conversor pré-regulador.

O compensador de tensão do conversor *boost* é projetado da seguinte forma. O zero,  $z_{PI}$ , é posicionado meia década abaixo do pólo de menor frequência da planta e o ganho,  $K_{PI}$ , é calculado para que a banda passante do sistema

compensado seja três vezes maior que a do sistema original. Deste modo, o sistema compensado apresenta uma boa resposta dinâmica e com uma segura margem de fase. Assim, para a topologia proposta, os valores de  $K_{PI}$  e  $z_{PI}$  são:

$$K_{PI} = 4,7 \text{ e } z_{PI} = 34 \text{ rad/s.}$$

Como a resistência  $R_s$  tem um papel fundamental na estabilidade do conversor, a posição dos pólos do sistema em malha fechada é mostrada na Figura 12, mantendo-se fixo os parâmetros do compensador (projetados para  $R_s$  igual a  $200\text{m}\Omega$ ) e variando  $R_s$  de zero a  $1,5\Omega$ . Nesta figura pode-se visualizar o efeito dessa resistência sobre o sistema, sendo  $55,6\text{m}\Omega$  o valor mínimo para que o sistema ainda seja estável.

Para o controle do conversor pré-regulador não foi necessário incluir uma malha de corrente interna para garantir um alto fator de potência, pois o conversor pré-regulador opera em modo de condução descontínua e a corrente segue naturalmente a tensão de entrada.

Na Figura 11  $G_d(s)$  é o modelo da planta,  $C_d(s)$  é o compensador PI e  $H_d(s)$  é o ganho do sensor. Estas funções de transferências são dadas por:

$$G_4(s) = V_{in} \frac{\sqrt{\frac{2R_0 T}{L_{bb}} \left(1 - \frac{V_{in}}{V_0}\right)}}{\left(1 - \frac{V_{in}}{V_0}\right) C_b R_0 s + \left(2 - \frac{V_{in}}{V_0}\right)}, \quad (33)$$

$$C_4(s) = K_{PI} \frac{(s + z_{PI})}{s}. \quad (34)$$

O compensador PI do conversor pré-regulador é projetado através das seguintes equações:

$$z_{PI} = \frac{2 - \frac{V_{in}}{V_0}}{\left(1 - \frac{V_{in}}{V_0}\right) R_0 C_b}, \quad (35)$$

$$K_{PI} = \frac{\omega_{cc} V_s \sqrt{\omega_{cc}^2 + z_{PI}^2}}{\sqrt{\omega_{cc}^2 + z_{PI}^2} G H_4}, \quad (36)$$

onde  $\omega_{cc}$  é a frequência angular de “crossover” (rad/s) dada por:

$$\omega_{cc} = 2\pi f_{cc}, \quad (37)$$

$$G = V_i \frac{\sqrt{L_{bb} R_0 T \left(1 - \frac{V_{in}}{V_0}\right)}}{\left(1 - \frac{V_{in}}{V_0}\right) R_0 C_b}. \quad (38)$$

A frequência de corte (crossover),  $f_{cc}$ , usada no projeto do compensador PI é de 12Hz. O aumento desta frequência provoca a elevação da taxa de distorção harmônica (TDH) de corrente e, conseqüentemente, reduz o fator de potência. Definindo que o zero do PI é alocado sobre o pólo da planta, o sistema terá um comportamento de primeira ordem (sem oscilações), com margem de fase de  $+90^\circ$ . Os valores de  $K_{PI}$  e  $z_{PI}$  foram obtidos como:

$$K_{PI} = 3,126 \text{ e } z_{PI} = 14,844 \text{ rad/s.}$$

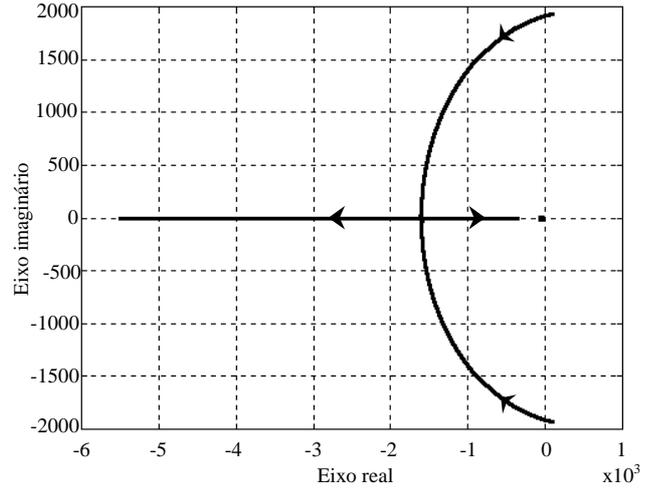


Figura 12. Posição dos pólos do sistema em malha fechada variando  $R_s$ .

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo em malha fechada do conversor proposto foi implementado em laboratório para a verificação do procedimento de projeto, usando os parâmetros obtidos na seção IV. Na Tabela II são apresentados os parâmetros do protótipo implementado.

**Tabela II– Parâmetros do protótipo implementado**

Rede pública CA	$V_{in} = 110 \pm 20\% \text{ V } f = 60\text{Hz}$
Tensão de saída	$V_o = 360\text{V}$
Tensão do banco de baterias	$V_{bat} = 48\text{V}$
Potência do pré-regulador	$P_p = 580\text{W } (P_o + P_{bat})$
Potência de saída	$P_o = 500\text{W } (R_o = 259,2\Omega)$
Filtro de entrada	$C_{fm} = 5\mu\text{F}$ $L_{fm} = 375\mu\text{H}$
Frequência do conversor buck	$f_{s1} = 100\text{kHz}$
Frequência do conversor boost	$f_{s2} = 40\text{kHz}$
Frequência do conversor pré-regulador	$f_{s3} = 20\text{kHz}$
Filtro T	$C_f = 1\text{mF}$ $L_f = 1,6\mu\text{H}$ $L_b = 250\mu\text{H}$
Capacitor boost	$C_b = 680\mu\text{F}$
Indutor boost (pré-regulador)	$L_{bb} = 166\mu\text{H}$

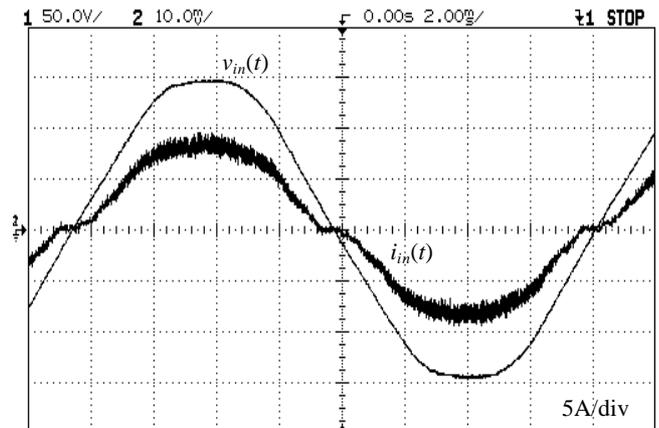


Figura 13. Tensão de entrada e corrente de entrada do conversor pré-regulador (50V/div., 5A/div., 2ms/div.).

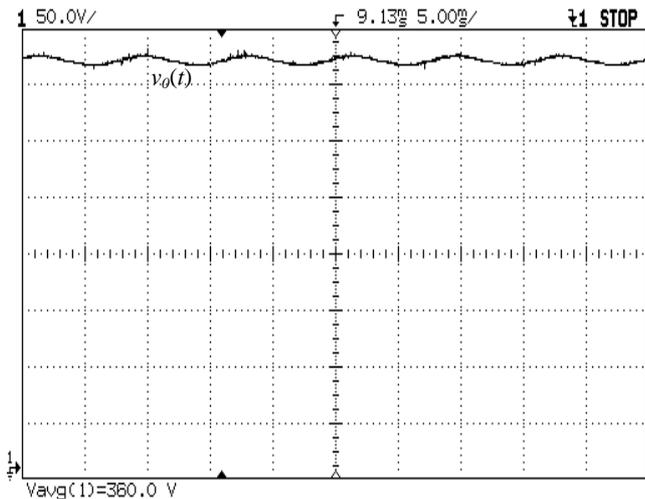


Figura 14. Tensão de saída do conversor pré-regulador (50V/div., 5ms/div.).

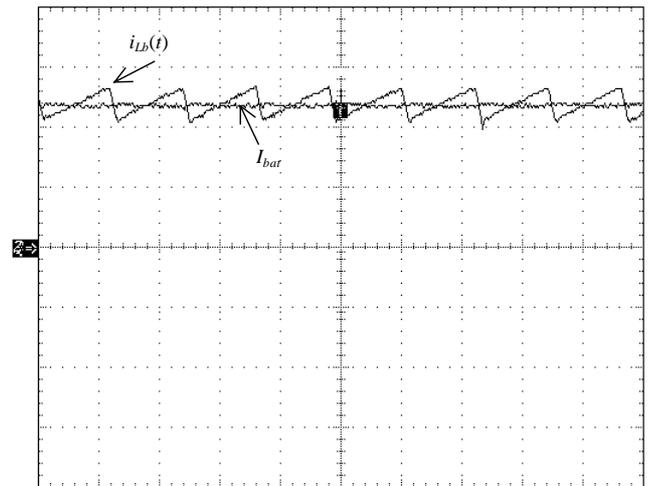


Figura 16. Corrente através dos indutores  $L_b$  e  $L_f$  do conversor *boost* (5A/div., 20µs/div.).

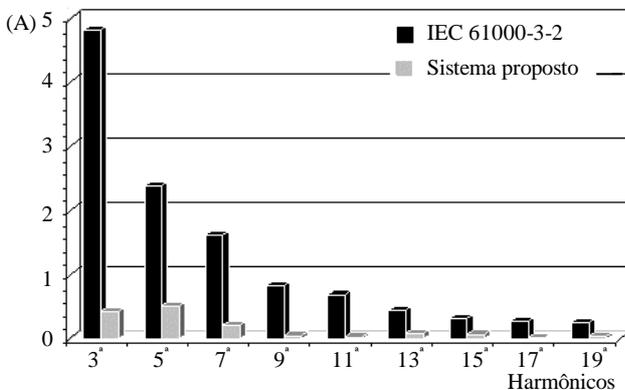


Figura 15. Comparação entre os harmônicos de corrente injetados na rede pelo conversor proposto com os limites da norma IEC 61000-3-2.

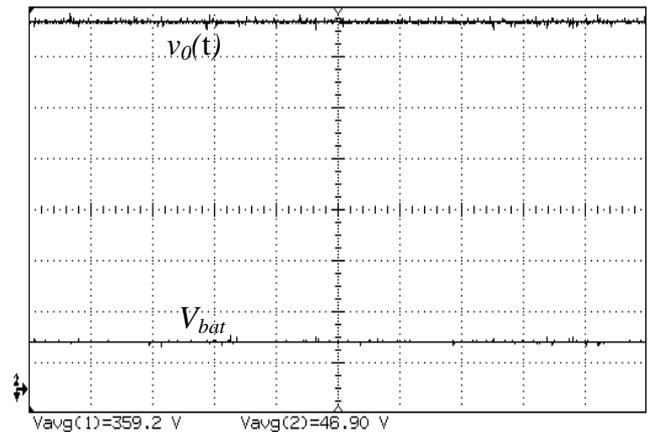


Figura 17. Tensão de saída do conversor *boost* e tensão do banco de baterias (50V/div, 5ms/div).

Na Figura 13 são mostradas as formas de onda da corrente de entrada e da tensão de entrada, apresentando um fator de potência aproximadamente igual a 0,99. Na Figura 14 é apresentada a forma de onda da tensão de saída (barramento CC).

O sistema apresentado na Figura 1 é classificado conforme a norma IEC 61000-3-2 como equipamento classe D. Esta norma estabelece os limites máximos de harmônicos de corrente injetados na rede pública. Assim, na Figura 15 é apresentada uma comparação entre os harmônicos de corrente injetados na rede pelo conversor proposto com os limites que a norma IEC 61000-3-2 estabelece, verificando-se que o sistema em estudo atende a referida norma.

Na Figura 16 e na Figura 17 são apresentados as principais formas de ondas do conversor bidirecional operando como *boost*, ou seja, quando a tensão da rede pública estiver fora dos níveis aceitáveis. Na Figura 16 são apresentadas as formas de ondas das correntes através dos indutores  $L_b$  e  $L_f$ , demonstrando que a corrente drenada das baterias apresenta mínima ondulação. A Figura 17 apresenta a tensão de saída e a tensão do banco de baterias.

Na Figura 18 e na Figura 19 são apresentadas as formas de ondas principais do conversor bidirecional operando como conversor *buck*.

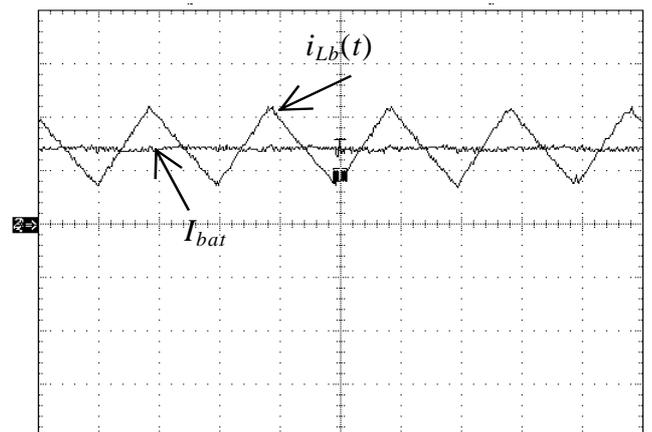


Figura 18. Conversor *buck* no modo corrente: corrente nos indutores  $L_b$  e  $L_f$  (1A/div. e 5µs/div.).

Na Figura 18 são apresentadas as formas de ondas das correntes através dos indutores  $L_b$  e  $L_f$ , confirmando que a corrente de carga (modo corrente) do banco de baterias apresenta baixa ondulação. Na Figura 19 é apresentada a forma de onda da tensão do banco de baterias quando o conversor *buck* opera no modo tensão.

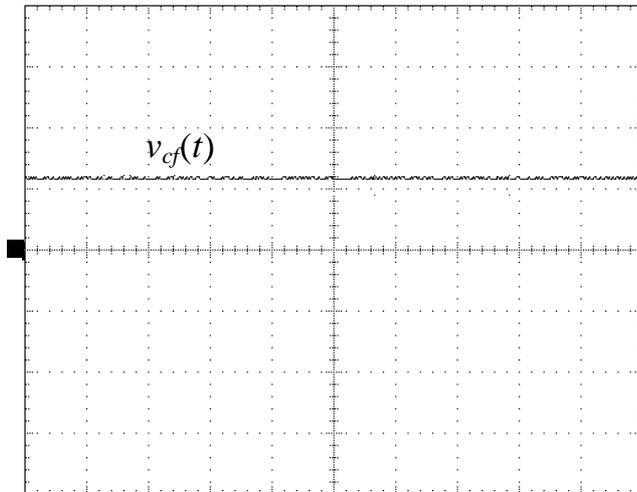


Figura 19. Conversor *buck* no modo tensão: tensão de flutuação (50V/div. e 5ms/div.).

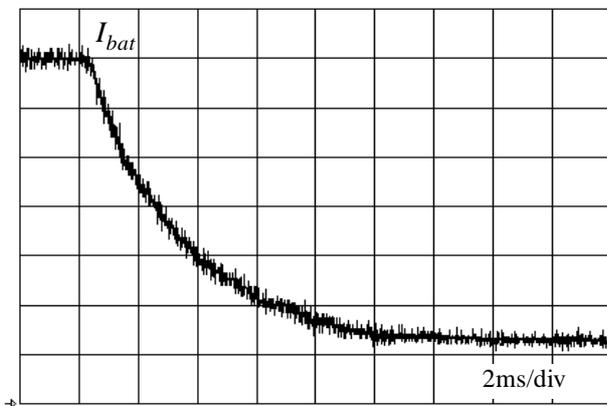


Figura 20. Conversor bidirecional operando como buck: transição do modo corrente para o modo tensão (0,2A/div.).

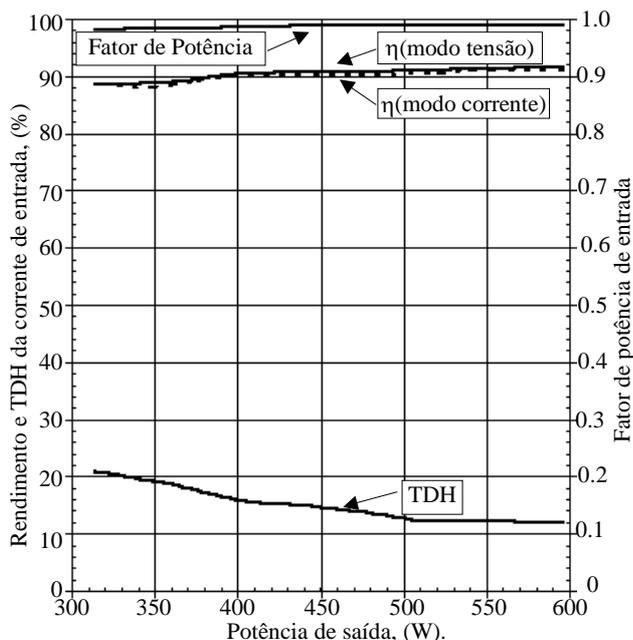


Figura 21. Rendimento, TDH da corrente de entrada e fator de potência da topologia proposta ( $V_{in} = 110V$ ,  $V_o = 360V$  e  $V_{bat} = 55V$ ).

A transição da malha de corrente para a malha de tensão é vista na Figura 20 onde se observa que esta transição ocorre sem oscilações de forma suave.

O rendimento, a taxa de distorção harmônica e o fator de potência do conversor proposto em função da potência de saída do conversor são apresentados na Figura 21, sendo possível verificar que o rendimento, a TDH e o fator de potência foram, respectivamente, de 91,4%, 12% e 0,99, para carga máxima.

## VII. CONCLUSÕES

O conversor bidirecional usado neste artigo pode ser facilmente adaptado para operar com diversos sistemas ininterruptos de energia. Com a utilização da metodologia de projeto proposta, o conversor bidirecional garante as especificações de projeto sem penalizar o volume do conversor. Com a apropriada escolha da frequência de comutação dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , no qual o interruptor de maior potência opera com menor frequência e vice-versa, é possível obter uma redução nas perdas por comutação do conversor.

Outra importante característica do conversor bidirecional é a grande flexibilidade na escolha da tensão do banco de baterias, que torna possível reduzir o número de baterias que o compõe para a mesma autonomia, reduzindo a custo do banco das baterias.

Além do mais, com a utilização do filtro T e o método de carga apropriado (IU), o banco de baterias é carregado e descarregado com baixo nível de ondulação de alta frequência e sem ondulação de baixa frequência (120Hz), maximizando a vida útil e a capacidade do banco de baterias. O bom desempenho do sistema proposto foi demonstrado através de um protótipo de 580W.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] B. Essig, G. Braun, "Selecting Batteries for Uninterruptible Power Supply Systems", *IEEE APEC Conference Proceedings*, pp. 642-645, 1991.
- [2] J. Ripley, M.T. Ansari, J. Dehn, "Battery Chargers and Batteries for DC and AC Back-Up Power Systems", *IEEE IAS Petroleum and Chemical Industry Conference* pp. 139-144, 2001.
- [3] T. Suntio, "A Novel Method to Ensure Full Recharge of a VRLA Battery String", *IEEE INTELEC Record*, pp. 755-760, 2000.
- [4] W. Fischer, *Stationary Lead-Acid Batteries An Introductory Hand Book*, Germany, Hoppecke batterien, 1994.
- [5] D. G. Vutetakis, H. Wu, "The effect of Charge Rate and Depth of Discharge on the Cycle Life of Sealed Lead-Acid Aircraft Batteries", *IEEE 35th International Power Sources Symposium*, pp. 103-105, 1992.
- [6] P. Bartholomeus, M. Le, "Battery Charger with High Quality Input Waveforms", *ISIE Record*, pp. 574-579, 1995.
- [7] I. Barbi, E. V. Kassick, "A Low Cost High Power Factor Resonant Mode Battery Charger", *IEEE APEC Conference Proceedings*, pp. 543-548, 1993.

- [8] J. A. O'Connor, "Simple Switchmode Lead-Acid Battery Charger", *Unirode Application Note*, pp. 10-260 – 10-268, 1995-96.
- [9] L. Schuch, "Sistema CA/CC com um Conversor Bidirecional para interface entre o barramento CC e o Banco de Baterias", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, jul. 2001.
- [10] R.F. Nelson, M.A. Kepros, "AC ripple effects on VRLA batteries in float applications", in *IEEE Battery Conference on Applications and Advances*, pp. 281-289, 1999.
- [11] I. Barbi, "Projeto de Fontes Chaveadas", Publicação Interna, UFSC-EEL-INEP, Florianópolis-SC, 1990.
- [12] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, *Power electronics: Converters, applications, and design*. IEEE Press, 2nd edition, 1995.
- [13] A. Pietkiewicz, D. Tollik, "Snubber circuit and MOSFET paralleling considerations for high power boost-based power-factor correctors", *IEEE INTELEC Conference*, pp. 41 –45, 1995.
- [14] J. Sum, R. M. Bass, "Modeling and Practical Design Issues for Average Current Control", *IEEE APEC Conference Proceedings*, pp. 980-986, , 1999.
- [15] Z. M. Salamch, M. A. Casacca, W. A. Lynch, "A Mathematical Model for Lead-Acid Batteries", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 7, no 1, pp. 93-97, march 1992.
- [16] R. B. Ridley, "A New, Continuous-Time Model For Current-Mode Control" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no 2, pp. 271-278, april 1991.
- [17] International Electrotechnical Commission, "ICE 61000-3-2: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3: Limits – Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions", 2º ed, 2000.

## APÊNDICE A EQUACIONAMENTO MATEMÁTICO DO CONVERSOR BUCK

Neste apêndice serão apresentadas as equações do conversor bidirecional operando como *buck* (carregador de baterias). Por motivos de simplificação, o barramento CC e o banco de baterias foram substituídos por fontes de tensão ideais,  $V_i$  e  $V_{bat}$ , respectivamente. Na Figura 22, encontram-se os circuitos equivalentes das etapas 1 e 2.

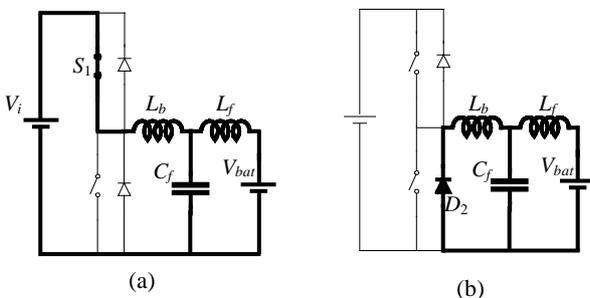


Figura 22. Circuitos equivalentes das etapas de operação presentes no conversor *buck*: (a) Etapa 1; (b) Etapa 2.

A. Etapa 1 ( $t_0-t_1$ ):  $S_1$  em condução.

As condições iniciais para este etapa são:

$$i_{Lb}(t_0)=I_{Lb1}, i_{Lf}(t_0)=I_{Lf1} \text{ e } v_{Cf}(t_0)=V_{Cf1}$$

$$v_{Cf}(t) = A_1[L_f V_i + L_b V_{bat} +$$

$$(V_{Cf1}(L_b + L_f) - L_f V_i - L_b V_{bat})\cos(\omega t) +$$

$$L_f L_b \omega (I_{Lb1} - I_{Lf1})\text{sen}(\omega t)], \quad (39)$$

$$i_{Lb}(t) = A_1[(V_i - V_{bat})t + I_{Lf1}L_f +$$

$$I_{Lb1}L_b + L_f (I_{Lb1} - I_{Lf1})\cos(\omega t) +$$

$$A_1 C_f L_f \omega (V_i L_f + V_{bat} L_b - V_{Cf1}(L_f + L_b))\text{sen}(\omega t)],$$

$$i_{Lf}(t) = A_1[(V_i - V_{bat})t + I_{Lf1}L_f + I_{Lb1}L_b +$$

$$L_f (I_{Lb1}C_f L_b (\omega^2 - 1) + I_{Lf1}(C_f L_b \omega^2 - 1))\cos(\omega t) +$$

$$A_1 C_f L_b \omega (-V_i L_f - V_{bat} L_b + V_{Cf1}(L_f + L_b))\text{sen}(\omega t)],$$

sendo:

$$\omega = \sqrt{\frac{L_b + L_f}{L_f L_b C_f}}, \quad (42)$$

$$A_1 = \frac{1}{L_b + L_f}. \quad (43)$$

B. Etapa 2 ( $t_1-t_2$ ):  $S_1$  bloqueada.

As condições iniciais para este etapa são:

$$i_{Lb}(t_1)=I_{Lb2}, i_{Lf}(t_1)=I_{Lf2} \text{ e } v_{Cf}(t_1)=V_{Cf2}$$

$$v_{Cf}(t) = A_1 L_b V_{bat} +$$

$$(V_{Cf2} - A_1 L_b V_{bat})\cos(\omega t) +$$

$$A_1 L_f L_b \omega I_{Lb2} - I_{Lf2})\text{sen}(\omega t), \quad (44)$$

$$i_{Lb}(t) = A_1[-V_{bat}t + I_{Lf2}L_f + I_{Lb2}L_b +$$

$$L_f (I_{Lb2} - I_{Lf2})\cos(\omega t) +$$

$$A_1 C_f L_f \omega (V_{bat} L_b - V_{Cf2}(L_f + L_b))\text{sen}(\omega t)],$$

$$i_{Lf}(t) = A_1[-V_{bat}t + I_{Lf2}L_f + I_{Lb2}L_b -$$

$$L_f (I_{Lb1}C_f L_b (\omega^2 - 1) + I_{Lf1}(1 - C_f L_b \omega^2))\cos(\omega t) -$$

$$A_1 C_f L_b \omega (V_{bat} L_b - V_{Cf2}(L_f + L_b))\text{sen}(\omega t)]$$

## APÊNDICE B LÓGICA DE TOMADA DE DECISÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Neste apêndice será apresentado o algoritmo de tomada de decisão do circuito de controle, como mostra a Figura 23. Através das variáveis  $v_{in}(t)$  e  $v_{Cf}(t)$  o circuito define qual dos quatro modos de operação irá atuar no controle do circuito de potência.

O método adotado para realizar o *soft-start* do conversor pré-regulador, limitando assim a corrente de partida do mesmo, foi a inclusão de um resistor em série com indutor o *boost*, juntamente com um interruptor em paralelo com este resistor [12].

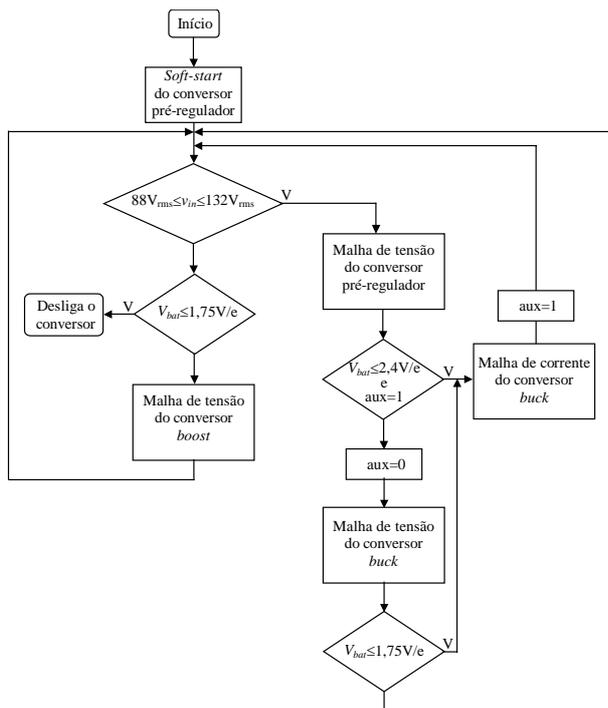


Figura 23. Circuito de tomada de decisão.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Luciano Schuch**, nascido 27/07/1974 em Santa Maria – RS - Brasil. Formou-se em Engenharia Elétrica (1999) e obteve título de mestre (2001) pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é estudante de doutorado na mesma universidade. É membro da SOBRAEP e IEEE-PELS. Suas áreas de interesse compreendem Técnicas de Comutação Suave, Pré-reguladores, Fontes Interruptas de Energia, Acumuladores de Energia e Controle Discreto.

**Cassiano Rech**, nasceu em Carazinho, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1977. Formou-se em Eng. Elétrica e obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1999 e 2001, respectivamente. Atualmente é estudante de doutorado na mesma universidade. Suas áreas de interesse incluem técnicas de controle digital aplicadas em conversores estáticos de potência, fontes ininterruptas de energia e conversores multiníveis. Atualmente, é membro da SOBRAEP, IEEE-PELS e IEEE-IAS.

**Hélio L. Hey**, nasceu em Santa Maria - Rio Grande do Sul, em 29 de Julho de 1961. Formou-se em Eng. Elétrica pela Univ. Católica de Pelotas, Pelotas - RS, em 1985. Obteve os títulos de Mestre e Doutor em Eng. Elétrica pela Univ. Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC em 1987 e 1991, respectivamente. Entre 1989 e 1993, atuou como professor na Univ. Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG. Desde 1994, pertence ao Depto. de Eletrônica e Computação da Univ. Federal de Santa Maria, Santa Maria-RS, onde é

professor titular e atualmente é o coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Sua área de interesse compreende análise, projeto e aplicações de conversores estáticos de alto desempenho, fontes de alimentação chaveadas e conversores estáticos para correção de fator de potência. É membro da SOBRAEP, SBA e IEEE.

**Hilton A. Gründling**, nasceu em Santa Maria - RS, Brasil, em 1954. Formou-se em Eng. Eletrônica na Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre - RS, Brasil, em 1977, obteve o título de Mestre em Eng. Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, Brasil, em 1980, e o título de Doutor em Ciência pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos - SP, Brasil, em 1995. Desde 1980, pertence ao Depto. de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria - RS, onde é professor titular. Sua área de interesse compreende análise, projeto e aplicações de controle de sistemas, controle discreto e controle adaptativo robusto por modelo de referência. Atualmente é membro da SBA, SOBRAEP e IEEE.

**Humberto Pinheiro**, recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Santa Maria em 1983 e o grau de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1987. Em 1990 realizou um curso de Controle Automático no Japão. Em 1999 recebeu o grau de doutor em Eng. Elétrica da Concordia University, Montreal, Canada. Dentre os seus assuntos de interesse estão: Controle Discreto de Conversores Estáticos, Fontes Ininterruptas de Energia, Geração Eólica.

**José R. Pinheiro**, nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, em 1958. Recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, e os graus de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 1981, 1984, e 1994, respectivamente. Atualmente, o Dr. Pinheiro é Professor Titular do Departamento de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria, onde atua desde 1985. Em 1987, foi um dos fundadores e atualmente é coordenador do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Foi o coordenador de Programa Técnico do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), em 1999, e do Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC), em 2000. Em 2001 e 2002, ele realizou Pós-doutorado na área de Sistemas Distribuídos de Energia, no Center for Power Electronics Systems (CPES), da Virginia Polytechnic Institute and State University (Virginia Tech), Blacksburg, USA. Suas principais linhas de pesquisas incluem Sistemas Híbridos de conversão estática de energia, Sistemas de alimentação de alta frequência, Técnicas de compensação e correção do fator de potência, modelagem e controle de conversores estáticos. Dr. Pinheiro é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, da Sociedade Brasileira de Automática, e de Sociedades da IEEE.