

MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR DAB APLICADO À CARGA DE BATERIAS

Pablo F. S. Costa, Pedro H. B. Löbler, Ademir Toebe, Leandro Roggia, Luciano Schuch
Universidade Federal de Santa Maria, Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, Santa Maria – RS, Brasil
e-mail: {pablofscosta, phlobler, ademir.eng.eletrica, roggia, schuch.prof}@gmail.com

Resumo – Sistemas fotovoltaicos estão assumindo um papel importante na integração de fontes renováveis na geração de energia. O número de conexões deste tipo de geração tem crescido consideravelmente nos últimos anos, trazendo consigo problemas como variação dos níveis de tensão, corrente, potência e frequência nos pontos com grande número de conexões. Logo, para que se possa manter estes níveis dentro de faixas aceitáveis e por ser uma fonte que possui característica intermitente torna-se necessária a integração de um sistema de armazenamento de energia (baterias, por exemplo) para o melhor aproveitamento da energia gerada. Para a conexão do sistema de geração ao banco de baterias torna-se necessário o uso de um conversor CC-CC com elevado ganho de tensão, bidirecionalidade no fluxo de potência e isolamento galvânica. Neste trabalho, o conversor *Dual Active Bridge* (DAB) com modificação topológica na saída é utilizado para esta aplicação, sendo realizada a modelagem matemática do conversor através de dois métodos: o Modelo Médio Generalizado e a Linearização da Corrente de Saída. Além disso, uma análise comparativa entre os métodos é realizada e o projeto de um controlador de corrente para o DAB é desenvolvido. Por fim, os resultados experimentais são apresentados.

Palavras-Chave – Conversor DAB, Geração Fotovoltaica, Modelagem Matemática.

DAB CONVERTER MODELING AND CONTROL APPLIED TO CHARGING BATTERIES

Abstract – Photovoltaic systems are assuming an important role in the integration of renewable sources in the energy generation. The number of connections of this type of generation has grown considerably in recent years, bringing with it problems such as varying voltage, current, power and frequency levels at points with a large number of connections. Therefore, in order to maintain these levels within acceptable ranges and since it is a source that has an intermittent characteristic, it is necessary to integrate a system of energy storage (batteries, for example) for the best use of the generated energy. For the connection of the generation system to the battery bank it becomes necessary to use a DC-DC converter with high voltage gain, bidirectionality in the power flow and galvanic isolation. In this work, the Dual Active Bridge (DAB) converter with topological modification in the output is used, and the mathematical modeling of the converter is performed through two methods: the generalized average model and the linearization of the output current. In addition, a comparative analysis between the methods is performed and the

design of a current controller for the DAB is developed. Finally, the experimental results are presented.

Keywords – DAB converter, Mathematical Modeling, Photovoltaic Generation.

I. INTRODUÇÃO

Historicamente, a estrutura do Sistema Elétrico de Potência (SEP) pode ser descrita por plantas de geração de energia termoeletrica, uma rede de transmissão e distribuição, e uma carga distribuída bem definida. Os principais centros de carga são normalmente localizados nas proximidades das grandes cidades. Porém, a fim de reduzir os gases do efeito estufa provenientes da geração de energia convencional, a rede elétrica existente passou a incorporar recursos de energia renováveis, as quais são o complemento necessário para a geração de energia tradicional [1].

Desta forma, sistemas de distribuição inteligentes representam uma evolução dos sistemas de distribuição atuais, através da introdução de um conjunto de novas tecnologias e aplicações, a fim de fornecer energia de forma eficiente, confiável, sustentável e economicamente viável [2], [3]. Com isso, espera-se que tecnologias como a geração distribuída utilizando recursos renováveis contribuam para a redução de CO₂ e forneçam energia sustentável aos consumidores [4], [5]. Neste sentido, a conexão de sistemas fotovoltaicos (PV) à rede de distribuição apresenta um crescimento significativo, principalmente em indústrias e residências. A utilização desses sistemas deve ocorrer de forma complementar ao sistema de geração tradicional [6].

Devido a possibilidade de venda de energia, a conexão da geração com o sistema elétrico de potência (SEP) para injeção da energia gerada tem sido proposta para estas instalações. No entanto, devido a sua característica variável e intermitente, a geração fotovoltaica pode trazer consigo problemas de limitações técnicas como a flutuação de tensão e frequência da rede nos pontos com elevado número de conexões. Desta forma as fontes convencionais são obrigadas a operar sobrecarregadas para assegurar o equilíbrio da rede [7].

As incertezas produzidas pelas fontes renováveis têm afetado as decisões de diferentes atividades relacionadas com o funcionamento do SEP. Um dos problemas causados pela intermitência da geração é a necessidade de redução dos picos de demanda, evitando assim a necessidade de atualizações nas fontes geradoras, na transmissão e na distribuição de energia. Uma forma eficaz de alcançar a redução no pico de demanda é a utilização de Sistemas de Armazenamento de Energia (*Energy*

Storage Systems - ESS) [8], no qual a energia elétrica pode ser armazenada durante o período de pico de geração e extraída durante o período de pico de carga ou demanda.

Além do nivelamento da demanda, os ESSs podem ser amplamente utilizados para a estabilidade dinâmica, transitória, manutenção dos níveis de tensão e potência, regular a frequência do sistema, ampliar a capacidade de transmissão e melhorar a qualidade de energia. Todas estas aplicações servem para aumentar a confiabilidade e a estabilidade da rede [8]. Dentre as várias tecnologias de ESSs existentes para os mais variados tipos de aplicações, algumas são mais adequadas para estas aplicações, como as baterias de Li-ion, conforme apresentado em [9].

Assim, com o desenvolvimento de novas tecnologias de armazenamento, aliado ao bom desempenho das tecnologias existentes sua utilização no SEP torna-se interessante para manutenção dos níveis de tensão, potência e frequência entre outros. Além disso, contribui para assegurar a qualidade de energia entregue aos consumidores em pontos de significativa conexão de sistemas PV [10], [11].

Para realizar a conexão entre a geração PV, banco de baterias e o SEP faz-se necessária a utilização de conversores CC-CC com característica bidirecional, isolamento galvânica entre entrada e saída, além de elevado ganho de tensão [12]. Topologias como a do conversor *buck-boost* proposto em [13], conversores *full-bridge* e *push-pull* apresentados em [14] e derivados do conversor *Dual Active Bridge* (DAB) [12] são exemplos de conversores que podem ser utilizados para carga/descarga de baterias, células combustíveis e supercapacitores. Devido ao elevado ganho de tensão, robustez, isolamento galvânica e bidirecionalidade o conversor DAB tem sido estudado e utilizado para aplicações como carregador de baterias.

Entretanto, o conversor DAB apresenta elevada ondulação nas correntes de entrada e saída, como pode ser visto na Figura 1. A ondulação na corrente de saída pode reduzir a vida útil do banco de baterias, o que é prejudicial para o sistema. Logo, neste trabalho um elemento passivo (indutor de saída) é acrescentado na topologia para auxiliar na redução da ondulação da corrente, prolongando assim a vida útil das baterias.

Além disso, para que o conversor DAB possa ser aplicado à carga de um banco de baterias deve-se conhecer o modelo matemático da topologia para o adequado projeto dos controladores. Deste modo, o trabalho apresentará a modelagem matemática do conversor DAB fazendo uso de duas técnicas: Modelo Médio Generalizado e Linearização da Corrente de Saída. Neste novo modelo proposto é levada em consideração a indutância de saída, ao contrário de outros modelos presentes na literatura, de modo a representar de forma fiel comportamento do conversor. Além disso, no trabalho serão apresentados o projeto de um controlador de corrente para o conversor DAB e os resultados experimentais obtidos, comprovando a modelagem realizada.

II. CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Em sistemas fotovoltaicos, conversores CC-CC unidirecionais são utilizados para realizar a interface entre os geradores fotovoltaicos e um barramento CC. A função destes conversores é elevar a tensão do painel fotovoltaico e realizar o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT -

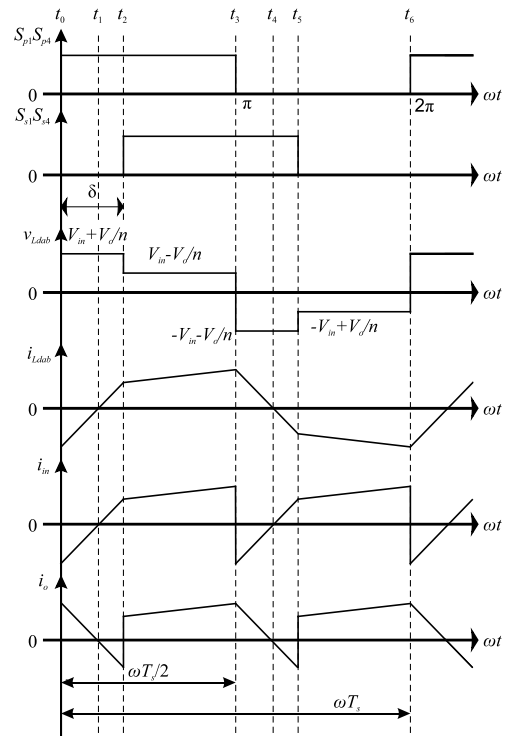


Fig. 1. Formas de onda do conversor DAB com PSM.

Maximum Power Point Tracker). Já os conversores CC-CC bidirecionais são utilizados para carregar ou descarregar as baterias mantendo-se os níveis de tensão do barramento, como pode ser visualizado na Figura 2.

O conversor bidirecional DAB foi originalmente proposto em [15], sendo um conversor CC-CC bidirecional com base em duas pontes ativas interligadas por um transformador de alta frequência, permitindo o fluxo de energia em ambos os sentidos em caso de carga ativa [12]. O conversor DAB típico é ilustrado na Figura 3, o qual além de permitir o fluxo bidirecional proporciona transferência de altas densidades de energia e potência entre entrada e saída. Cada ponte ativa é controlada com ciclo de trabalho constante (50%) para garantir uma forma de onda de tensão quadrada de alta frequência nos terminais do transformador.

Considerando a presença da indutância do transformador e um indutor auxiliar com um valor projetado e conhecido, o fluxo de potência entre as pontes ativas é controlado fazendo

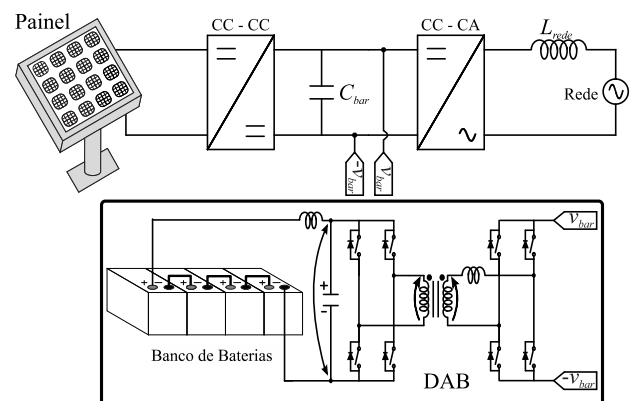


Fig. 2. Sistema PV com conversor DAB.

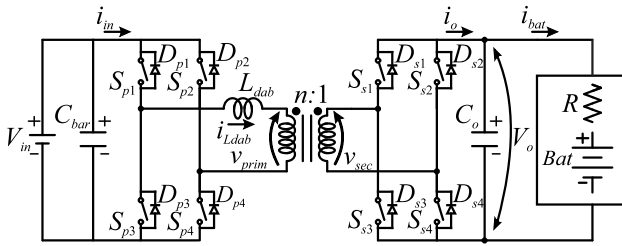


Fig. 3. Conversor bidirecional CC-CC DAB.

uso da Modulação por Defasagem Angular (*Phase Shift Modulation* - PSM). Deste modo, a transferência bidirecional de potência pode ser alcançada. A indutância L_{dab} é o principal elemento de transferência de potência, sendo composta pela indutância de dispersão do transformador e, caso necessário, por um indutor auxiliar conectado em série [12].

A estrutura completa do conversor DAB utilizada no decorrer do trabalho é apresentada na Figura 4, evidenciando o indutor de saída e a carga de saída (baterias). Com o intuito de comprovar a importância do indutor de saída adicionado, a Figura 5 apresenta o seu impacto paramétrico na ondulação da corrente. Salienta-se que os pontos utilizados para elaboração desta figura foram obtidos através de simulações no *software* PSim®. Observa-se que à medida que o valor da indutância aumenta, a ondulação da corrente de saída é reduzida, isto torna-se mais visível quando o capacitor de saída também é reduzido. Na topologia original do conversor DAB, ou seja, sem o indutor de saída, a ondulação de corrente é significativa, em torno de 40 %. Valores reduzidos de ondulação de corrente proporcionam menor estresse nas baterias em relação à temperatura interna e não degradam a sua vida útil, sendo as principais considerações na sua utilização.

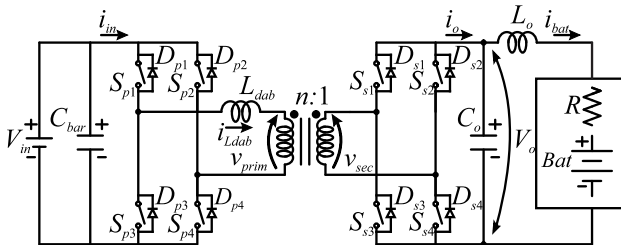


Fig. 4. Conversor bidirecional CC-CC DAB com indutor de saída L_o .

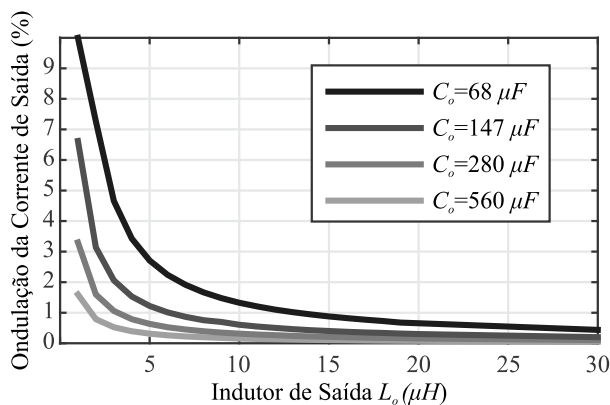


Fig. 5. Ondulação da corrente de saída (baterias) com variação da indutância de saída L_o .

III. MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR DAB

Para a modulação PSM a potência ativa do conversor é uma função do ângulo de defasagem (δ). Desta maneira, o objetivo da modelagem matemática é a obtenção de um modelo de pequenos sinais que represente a relação entre a variação do ângulo de defasagem e a variação da corrente (Δi_{bat}) da bateria. Este modelo será utilizado para o projeto de um sistema de controle em malha fechada para controlar a corrente da bateria. Nesta seção serão apresentados dois métodos de modelagem do conversor DAB, com o objetivo de verificar qual modelo resultante é mais apropriado para a realização do controle de corrente do conversor.

A. Modelo Médio Generalizado

A modelagem matemática do conversor DAB utilizando o Modelo Médio Generalizado foi apresentada em [16], baseando-se no método de modelagem proposto originalmente em [17]. Enquanto o modelo médio considera apenas termos contínuos, o Modelo Médio Generalizado utiliza mais termos na série de *Fourier* das variáveis do sistema, podendo assim representar corretamente o comportamento de sistemas com variáveis que apresentam grandes ondulações.

Para a aplicação do Modelo Médio Generalizado no conversor DAB, o seu circuito deve ser reorganizado de acordo com a Figura 6. As pontes completas são representadas por fontes de tensão que dependem dos valores das tensões de entrada V_{in} e de saída $V_o(\tau)$, e de duas funções de chaveamento $S_1(\tau)$ e $S_2(\tau)$.

As funções $S_1(\tau)$ e $S_2(\tau)$ dependem do estado de chaveamento de cada unidade de ponte completa. Isto é, dependendo do comando dos interruptores, as pontes completas podem fazer com que as tensões do lado primário e secundário do transformador v_{prim} e v_{sec} , respectivamente, tenham valores positivos ou negativos. Sendo assim, as funções de chaveamento $S_1(\tau)$ e $S_2(\tau)$ são definidas por:

$$S_1(\tau) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \tau \leq \frac{T_s}{2} \\ -1, & \frac{T_s}{2} \leq \tau \leq T_s \end{cases} \quad (1)$$

$$S_2(\tau) = \begin{cases} 1, & d\frac{T_s}{2} \leq \tau \leq \frac{T_s}{2} + d\frac{T_s}{2} \\ -1, & \frac{T_s}{2} + d\frac{T_s}{2} \leq \tau \leq T_s \end{cases} \quad (2)$$

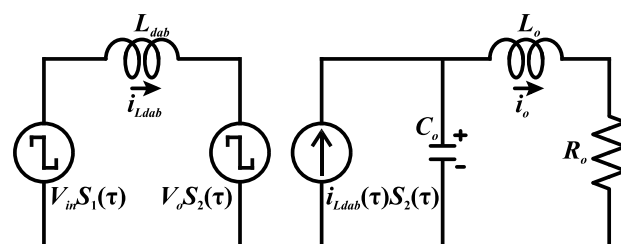


Fig. 6. Circuito equivalente conversor DAB para aplicação do Modelo Médio Generalizado.

onde:

- τ - período onde o interruptor está conduzindo
- T_s - período completo de comutação dos interruptores, e

$$\tau = t - T + s \text{ e } s \in [0, T] \quad (3)$$

e

$$d = \frac{\delta}{\pi}. \quad (4)$$

As equações de estado do conversor DAB são então obtidas a partir da análise do circuito da Figura 6, conforme:

$$\frac{di_{Ldab}(\tau)}{dt} = \frac{V_{in}S_1(\tau)}{L_{dab}} - \frac{V_o(\tau)S_2(\tau)}{L_{dab}} \quad (5)$$

$$\frac{di_o(\tau)}{dt} = \frac{V_o(\tau)}{L_o} - \frac{R_o}{L_o}i_o(\tau) \quad (6)$$

$$\frac{dv_o(\tau)}{dt} = \frac{i_{Ldab}(\tau)S_2(\tau)}{L_o} - \frac{i_{L_o}(\tau)}{L_o}. \quad (7)$$

As equações de estado calculadas são não lineares e variantes no tempo. Através da aplicação da técnica do Modelo Médio Generalizado é possível obter um modelo linear e invariante no tempo a partir das equações de estado.

Isso ocorre através da representação desses estados por mais termos na série de *Fourier*. De acordo com [16], a derivada do k -ésimo coeficiente de *Fourier* de uma variável de estado x é definida conforme a seguinte equação:

$$\frac{d}{dt}\langle x \rangle_k = -jk\omega_s \langle x \rangle_k + \langle f(x,u) \rangle_k. \quad (8)$$

Para a aplicação de (8) em (5)-(7) torna-se necessário calcular o k -ésimo fator do coeficiente do produto de duas variáveis x e y , conforme:

$$\langle xy \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_{k-i} \langle y \rangle_i. \quad (9)$$

Logo, os coeficientes de *Fourier* são compostos por uma parcela real (R) e uma parcela imaginária (I), de acordo com:

$$\langle x \rangle_k = \langle x \rangle_{kR} + j \langle x \rangle_{kI}. \quad (10)$$

A partir da expansão de (9) podem ser definidos os coeficientes 0 e 1 do produto de duas variáveis, conforme as seguintes equações:

$$\langle xy \rangle_0 = \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_0 + 2[\langle x \rangle_{1R} \langle y \rangle_{1R} + \langle x \rangle_{1I} \langle y \rangle_{1I}] \quad (11)$$

$$\langle xy \rangle_{1R} = \langle x \rangle_{1R} \langle y \rangle_0 + \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{1R} \quad (12)$$

$$\langle xy \rangle_{1I} = \langle x \rangle_{1I} \langle y \rangle_0 + \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{1I}. \quad (13)$$

Em [16], é demonstrado que o conversor DAB pode ser modelado a partir do coeficiente $k=1$ da corrente do indutor L_{dab} e

do coeficiente $k=0$ da tensão de saída. Nesta modelagem tem-se ainda a variável de estado da corrente do indutor L_o . Assim, para esta variável de estado serão assumidas pequenas ondulações, ou seja, será utilizado apenas o coeficiente contínuo $k=0$.

Substituindo (8) em (5)-(7) são obtidas as equações do Modelo Médio Generalizado:

$$\frac{d\langle i_{Ldab} \rangle_{1R}}{dt} = \omega_s \langle i_{Ldab} \rangle_{1I} + \frac{V_{in} \langle S_1 \rangle_{1R}}{L_{dab}} - \frac{\langle v_o \rangle_{1R} \langle S_2 \rangle_0}{L_{dab}} - \frac{\langle v_o \rangle_0 \langle S_2 \rangle_{1R}}{L_{dab}} \quad (14)$$

$$\frac{d\langle i_{Ldab} \rangle_{1I}}{dt} = -\omega_s \langle i_{Ldab} \rangle_{1R} + \frac{V_{in} \langle S_1 \rangle_{1I}}{L_{dab}} - \frac{\langle v_o \rangle_{1I} \langle S_2 \rangle_0}{L_{dab}} - \frac{\langle v_o \rangle_0 \langle S_2 \rangle_{1I}}{L_{dab}} \quad (15)$$

$$\frac{d\langle i_o \rangle_0}{dt} = \frac{\langle v_o \rangle_0}{L_o} - \frac{R \langle i_o \rangle_0}{L_o} \quad (16)$$

$$\frac{d\langle v_o \rangle_0}{dt} = \frac{\langle i_{Ldab} \rangle_0 \langle S_2 \rangle_0}{C_o} + 2 \frac{\langle i_{Ldab} \rangle_{1R} \langle S_2 \rangle_{1R}}{C_o} + 2 \frac{\langle i_{Ldab} \rangle_{1I} \langle S_2 \rangle_{1I}}{C_o} - \frac{\langle i_o \rangle_0}{C_o}. \quad (17)$$

Ainda de acordo com [16], os termos referentes às funções de chaveamento são definidas conforme as equações:

$$\langle S_1 \rangle_0 = \langle S_2 \rangle_0 = \langle S_1 \rangle_{1R} \quad (18)$$

$$\langle S_1 \rangle_{1I} = -\frac{2}{\pi} \quad (19)$$

$$\langle S_2 \rangle_{1R} = -\frac{2}{\pi} \text{sen}(d\pi) \quad (20)$$

$$\langle S_2 \rangle_{1I} = -\frac{2}{\pi} \text{cos}(d\pi). \quad (21)$$

Aplicando as simplificações de (18)-(21) nas equações do Modelo Médio Generalizado (14)-(17) obtém-se o modelo de grandes sinais do conversor DAB, conforme:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Ldab_1R} \\ \dot{i}_{Ldab_1I} \\ \dot{i}_{o_0} \\ \dot{v}_{o_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 & \frac{2\text{sen}(d\pi)}{L_{dab}\pi} \\ -\omega_s & 0 & 0 & \frac{2\text{cos}(d\pi)}{L_{dab}\pi} \\ 0 & 0 & -\frac{R_o}{L_o} & \frac{1}{L_o} \\ -\frac{4\text{sen}(d\pi)}{C_o\pi} & -\frac{4\text{cos}(d\pi)}{C_o\pi} & -\frac{1}{C_o} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{Ldab_1R} \\ i_{Ldab_1I} \\ i_{o_0} \\ v_{o_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{V_{in}}{L_{dab}\pi}. \quad (22)$$

O modelo de pequenos sinais é obtido através da aplicação de perturbação nas variáveis de interesse e posterior linearização em torno do ponto de operação. Os sinais de perturbação considerados estão definidos como:

$$\begin{aligned}\Delta i_{L_{dab_1R}} &= \hat{i}_{L_{dab_1R}} + I_{L_{dabR}} \\ \Delta i_{L_{dab_1I}} &= \hat{i}_{L_{dab_1I}} + I_{L_{dabI}} \\ \Delta i_{o_0} &= \hat{i}_{o_0} + I_{o_0} \\ \Delta v_{o_0} &= \hat{v}_{o_0} + V_{o_0} \\ \Delta d &= \hat{d} + D\end{aligned}\quad (23)$$

onde as variáveis maiúsculas correspondem aos valores em regime permanente e as variáveis em Δ são os estados em pequenos sinais.

Os termos em seno e cosseno são linearizados conforme as definições das equações:

$$\text{sen}(\pi d)x = \text{sen}(\pi D)\Delta x + X\pi \cos(\pi D)\Delta d \quad (24)$$

$$\text{cos}(\pi d)x = \text{cos}(\pi D)\Delta x - X\pi \text{sen}(\pi D)\Delta d \quad (25)$$

Na obtenção do modelo de pequenos sinais a entrada V_{in} é desconsiderada, pois o objetivo é obter a relação da variação do ângulo de defasagem com a variação das variáveis de estado, especificamente da corrente de saída. Dessa maneira, o modelo de pequenos sinais para o conversor DAB analisado é definido pela equação:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{L_{dab_1R}} \\ \Delta i_{L_{dab_1I}} \\ \Delta i_{o_0} \\ \Delta V_{o_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 & \frac{2\text{sen}(D\pi)}{L_{dab}\pi} \\ -\omega_s & 0 & 0 & \frac{2\text{cos}(D\pi)}{L_{dab}\pi} \\ 0 & 0 & -\frac{R_o}{L_o} & \frac{1}{L_o} \\ -\frac{4\text{sen}(D\pi)}{C_o\pi} & -\frac{4\text{cos}(D\pi)}{C_o\pi} & -\frac{1}{C_o} & 0 \end{bmatrix} \cdot (26)$$

$$\times \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{dab_1R}} \\ \Delta i_{L_{dab_1I}} \\ \Delta i_{o_0} \\ \Delta V_{o_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2V_{o0}\text{cos}(\pi D)}{L_{dab}} \\ \frac{-2V_{o0}\text{sen}(\pi D)}{L_{dab}} \\ 0 \\ -\frac{4}{C_o}(\text{cos}(\pi D)IL_{dabR} - \text{sen}(\pi D)IL_{dabI}) \end{bmatrix} \Delta d$$

B. Linearização da Corrente de Saída

A partir da equação clássica da potência de saída do conversor DAB pode-se calcular a corrente média de saída antes do capacitor, conforme:

$$I_{odab} = \frac{V_{in}\delta}{2\pi f_s L_{dab}n} \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right) \quad (27)$$

Essa corrente média de saída será utilizada para obter o modelo de pequenos sinais relacionando o ângulo de

defasagem e a corrente na bateria, de modo análogo ao demonstrado em [18].

Inicialmente, torna-se necessário perturbar e linearizar (27), a qual é não linear. Aplicando a perturbação e linearizando, conforme:

$$I_{odab} + \Delta i_{odab}(t) = i_{odab}(\phi) + \Delta\delta(t) \left. \frac{\partial i_{odab}(\delta)}{\partial \delta} \right|_{\delta=\phi} \quad (28)$$

e desconsiderando os termos contínuos é possível calcular:

$$\Delta i_{odab}(t) = \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab}n} \left(1 - \frac{2\delta}{\pi}\right) \Delta\delta(t) \quad (29)$$

que representa a variação da corrente de saída em função do ângulo de defasagem, para um ângulo nominal de linearização ϕ . Sendo I_{odab} a corrente de saída do conversor DAB, Δi_{odab} a variação desta corrente e $\Delta\delta$ a variação do ângulo de defasagem.

A equação (29) pode ser representada por uma fonte de corrente no lado de saída do conversor DAB, conforme a Figura 7. Essa fonte de corrente depende da variação do ângulo de comutação e de uma constante G_i , calculada de acordo com os parâmetros do conversor e do ângulo de linearização.

O modelo de pequenos sinais que relaciona a corrente de saída com o ângulo de defasagem pode então ser obtido através da análise do circuito da Figura 7. Assim, a soma das correntes de saída é apresentada em:

$$\hat{i}_o(t) = \hat{i}_{C_o}(t) + \hat{i}_{bat}(t) \quad (30)$$

$$\downarrow \text{Laplace}$$

$$I_o(s) = I_{C_o}(s) + I_{bat}(s)$$

onde a corrente de saída i_o é expressa por:

$$i_o(t) = \delta(t) \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab}n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi}\right) \quad (31)$$

$$\downarrow \text{Laplace}$$

$$I_o(s) = \delta(s) \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab}n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi}\right)$$

A corrente através do capacitor é definida por:

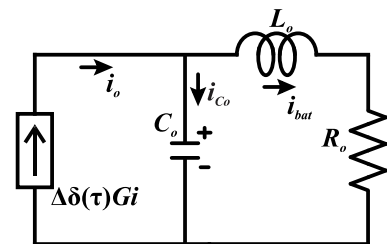


Fig. 7. Circuito equivalente do modelo de Linearização da Corrente de Saída.

$$i_{C_o}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} \xrightarrow{\text{Laplace}} I_{C_o}(s) = sC_o V_o(s). \quad (32)$$

Para determinar a corrente de saída através das baterias, inicialmente utiliza-se a seguinte equação:

$$v_o(t) = R_o i_{bat}(t) + L_o \frac{di_{bat}(t)}{dt}$$

$$\downarrow \text{Laplace}$$

$$V_o(s) = R_o I_{bat}(s) + sL_o I_{bat}(s) \quad (33)$$

Isolando a variável de interesse $I_{bat}(s)$ tem-se:

$$I_{bat}(s) = \frac{V_o(s)}{sL_o + R_o}. \quad (34)$$

Após encontrar as equações para as parcelas da corrente de saída e substituindo (31), (32) e (34) em (30) tem-se a equação final da corrente de saída:

$$\delta(s) \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi}\right) = sC_o V_o(s) + \frac{V_o(s)}{sL_o + R_o}. \quad (35)$$

Para determinar a função de transferência da tensão de saída pelo ângulo de defasagem deve-se isolar as variáveis de interesse, resultando em:

$$\frac{V_o(s)}{\delta(s)} = \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi}\right) \frac{sL_o + R_o}{s^2 L_o C_o + sR_o C_o + 1}. \quad (36)$$

A função de transferência que relaciona a corrente de saída com o ângulo de defasagem pode ser obtida através da análise da corrente I_o do circuito da Figura 7, obtendo-se:

$$\frac{I_o(s)}{\delta(s)} = \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi}\right) \left(\frac{1}{s^2 L_o C_o + sR_o C_o + 1} \right) \quad (37)$$

onde:

- V_{in} - tensão de entrada;
- f_s - frequência de comutação dos interruptores;
- L_{dab} - indutância de transferência de potência;
- ϕ - ângulo de defasagem linearizado;
- L_o - indutância de saída;
- C_o - capacitância de saída;
- R_o - resistência interna das baterias.

IV. CONTROLE DO CONVERSOR DAB

Ambos os modelos obtidos podem ser utilizados para o projeto do controle de corrente. A Figura 8 apresenta o diagrama de bode para os modelos encontrados. Os parâmetros utilizados são mostrados na Tabela I, sendo que o ângulo de defasagem foi substituído por $\phi = 45^\circ$ (máximo ângulo recomendado), a resistência de 5Ω foi definida para alcançar a máxima potência de saída (500 W), a resistência interna e a tensão das baterias foram definidas em 11 m Ω e 48 V,

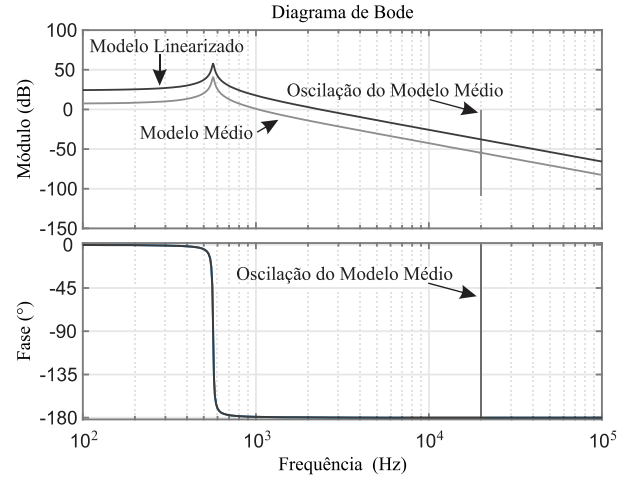


Fig. 8. Diagrama de bode comparativo do Modelo Médio Generalizado e da Linearização da Corrente de Saída.

respectivamente, conforme [19] e o capacitor de saída foi definido de acordo com [20].

$$C_o = 50 \frac{I_{bat}}{V_{bat} f_s}. \quad (38)$$

Através da Figura 8 pode-se perceber que os modelos possuem dinâmicas similares e estão de acordo com a operação do conversor. Entretanto, o Modelo Médio apresenta uma grande oscilação de magnitude e fase na frequência de comutação do conversor. Em virtude dessa característica, por ser um modelo de quarta ordem e por apresentar erro de magnitude, o modelo obtido através do método do Modelo Médio Generalizado não será utilizado para o projeto do controlador. Portanto, o modelo obtido através da Linearização da Corrente Média de Saída será utilizado, com vantagens de possuir ordem reduzida, não apresentar erros de magnitude e não apresenta oscilações na frequência de comutação, dispensando o uso de filtros para atenuação das oscilações.

De modo a comprovar o modelo de corrente resultante da Linearização da Corrente de Saída apresentado anteriormente, simulações com perturbações na tensão de entrada e no ângulo

TABELA I
Parâmetros do Conversor DAB para Simulações e Resultados Experimentais

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (V_{in})	400 V
Tensão nominal da bateria (V_{bat})	48 – 54 V
Corrente nominal das baterias (i_{bat})	10 A
Frequência de comutação	20 kHz
Resistência para potência de 500 W	5 Ω
Resistência interna das baterias	11 m Ω
Indutância (L_{dab})	790,1 μ H
Indutância (L_o)	141,2 μ H
Capacitor de saída (C_o)	560 μ F
Relação de transformação	8/1
Ângulo de defasagem nominal (δ)	20°

de defasagem do conversor DAB foram realizadas. Os parâmetros de simulação são mostrados na Tabela I.

O resultado da corrente de saída da simulação em comparação com o modelo de corrente proposto é apresentado na Figura 9. Foram aplicados três degraus para comprovar o modelo desenvolvido: um degrau de -20 % na tensão de entrada em 40 ms, um degrau de +20 % na tensão de entrada em 80 ms e um degrau de 20 % no ângulo de defasagem em 100 ms. Observa-se que o modelo proposto segue o comportamento simulado do conversor, tanto em regime transitório quanto em regime permanente.

Além do modelo a ser utilizado, outra questão a ser definida antes do projeto do controlador é o ponto de operação para o modelo de pequenos sinais, uma vez que o conversor pode operar dentro de toda a faixa de carga da bateria. Dessa maneira, para cada ângulo de defasagem o modelo apresenta diferentes ganhos na resposta em frequência. Logo, para este projeto o ângulo ϕ foi definido em 20° , o qual é um ângulo próximo do ponto de operação do conversor.

A. Projeto do Controlador de Corrente

O projeto do controlador da corrente de saída do conversor DAB foi realizado com base no diagrama de blocos do sistema de controle digital ilustrado na Figura 10. A planta $G_i(w)$ foi obtida de acordo com [21], já incluindo o atraso de implementação, o efeito da conversão ZOH e adotando-se os parâmetros da Tabela I. A frequência de amostragem f_a adotada foi de 20 kHz e o modulador PWM foi levado em consideração na modelagem da planta.

Como parâmetros de desempenho, foram adotados uma margem de fase 60° e uma frequência de cruzamento de ganho de 7 Hz, visto que o processo de carga das baterias possui uma dinâmica lenta. Com a intenção de reduzir o erro em regime permanente, um controlador Proporcional Integral (PI) foi projetado, o qual é definido pela função de transferência no plano w conforme:

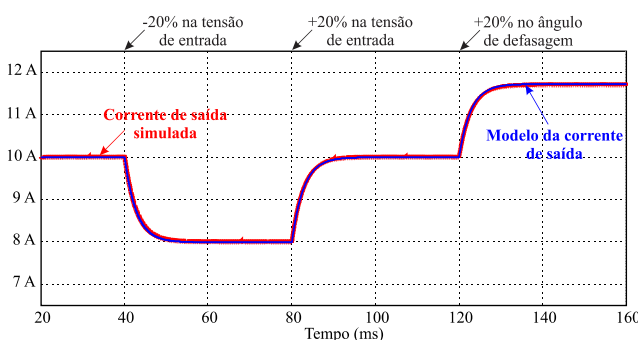


Fig. 9. Modelo da corrente da bateria obtido pela Linearização da Corrente de Saída.

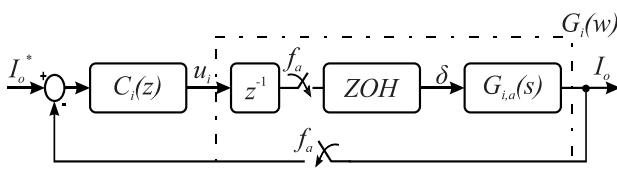


Fig. 10. Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente do conversor DAB.

$$C_i(w) = k_p + \frac{k_i}{w} = 0,031707 \frac{(w+3140)}{w} \quad (39)$$

Aplicando a transformada bilinear inversa é obtida a função de transferência do controlador no domínio z , dada pela equação:

$$C_i(z) = 0,0342 \frac{(z-0,854)}{(z-1)} \quad (40)$$

A implementação digital de uma função de transferência como (40) requer a conversão para equação de diferenças discreta. Dessa forma, o controlador é representado em função da ação de controle e do erro em cada amostra. A equação de diferença discreta para o controlador de corrente $C_i(z)$ é dada por:

$$u[k] = u[k-1] - 0,0342e[k] + 0,02922e[k-1]. \quad (41)$$

O zero adicionado ao PI foi alocado em 500 Hz e o ganho foi ajustado para alcançar as especificações propostas, além de evitar o duplo cruzamento do ganho pela origem. Na Figura 11 é apresentada a resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de corrente do conversor DAB. Percebe-se que as especificações de projeto foram atendidas.

Para comprovar a necessidade de utilizar o modelo da linearização da corrente de saída, o projeto de um controlador PI com um zero alocado em 500 Hz e com frequência de cruzamento (FC) de 10 Hz foi realizado para o referido modelo e para o modelo clássico do conversor DAB. Como pode ser visualizado na Figura 12(b) a frequência de cruzamento não pode ser alcançada com o modelo da linearização da corrente de saída, devido a um pico de ressonância gerado entre o capacitor e o indutor de saída, o qual não é reproduzido pelo modelo clássico. Outro fator possível de ser observado é a margem de ganho em ambos os projetos, a respeito da qual o modelo clássico sugere maior estabilidade com 33,9 dB, porém ao se utilizar o modelo proposto além de não se atingir a FC de 10 Hz, a margem de ganho é de apenas 1,68 dB, fazendo com que o controlador projetado apresente menor estabilidade e maior risco de reproduzir um comportamento não modelado.

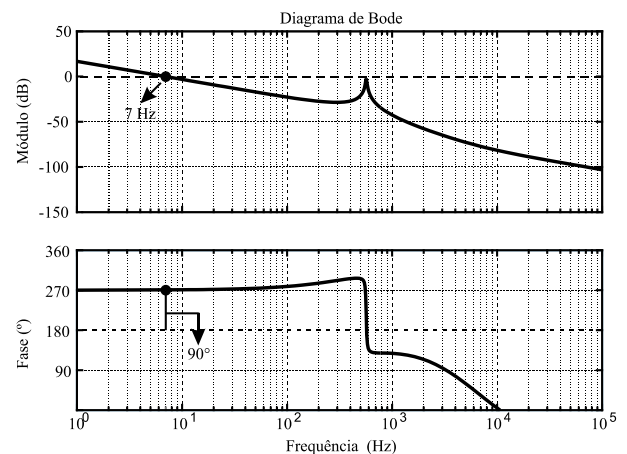


Fig. 11. Resposta em frequência da malha de corrente no plano w após a inserção do controlador.

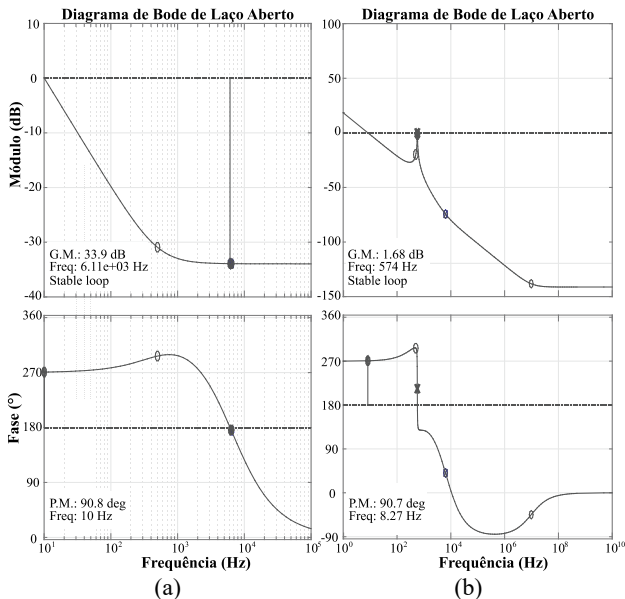


Fig. 12. Diagramas de Bode para projeto de controladores: (a) modelo clássico, (b) modelo proposto.

Ressalta-se que o foco do trabalho consiste no controle de corrente para a carga do banco de baterias, porém, em uma aplicação prática, o método de carga utilizado seria o CC/CV (corrente constante/tensão constante). Neste método mantém-se a corrente constante (10 A) através das baterias até que estas atinjam a tensão de equalização e a partir deste instante o controle de corrente é desabilitado e o controle de tensão passa a operar até que a corrente alcance 0,02 C, encerrando assim o processo de carga.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais do conversor DAB em malha fechada com controle de corrente e com carga resistiva, cujos os parâmetros estão indicados na Tabela I. O controlador foi projetado através do modelo de corrente proposto e implementado digitalmente utilizando o DSP-TMS320F28335 da *Texas Instruments*. O protótipo implementado pode ser visualizado na Figura 13.

Inicialmente, o conversor DAB foi testado para um ângulo nominal de 20° em malha aberta, considerando uma carga resistiva de 5 Ω (carga nominal) de saída. Na Figura 14 são mostradas as formas de onda de tensão do lado primário (v_{prim}) e secundário (v_{sec})

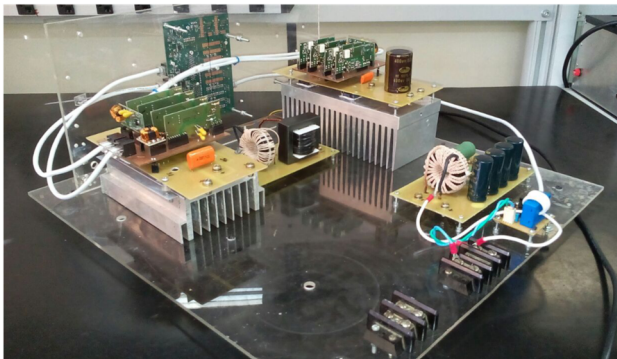


Fig. 13. Protótipo implementado do conversor DAB.

do transformador, além da corrente na indutância de transferência de potência (i_{Ldab}). Na Figura 15 são ilustradas as formas de onda da tensão entre coletor e emissor ($v_{CE\ prim} = 400$ V) do interruptor S_{p1} do lado primário, da tensão entre coletor e emissor ($v_{CE\ sec} = 42$ V) do interruptor S_{s1} do lado secundário e da corrente das baterias (i_{bat}). Nota-se que o ângulo de defasagem imposto ao DAB estabiliza-se em torno de 17,43°, visível através da defasagem entre as tensões do lado primário e secundário.

Na sequência, resultados experimentais em malha fechada com o controlador de corrente projetado foram obtidos. A Figura 16 apresenta as formas de onda da tensão entre coletor e emissor ($v_{CE\ prim}$) do interruptor S_{p1} do lado primário, da tensão entre coletor e emissor ($v_{CE\ sec}$) do interruptor S_{s1} do lado secundário e da corrente das baterias (i_{bat}). Para comprovar o funcionamento do controlador projetado, inicialmente um degrau de +20 % (2 A) da corrente nominal das baterias foi aplicado na referência de corrente e em seguida um degrau de -20 % foi aplicado na referência. Percebe-se que a corrente das baterias aumentou de aproximadamente 8 A para 10 A e posteriormente reduziu novamente para 8 A, o ângulo de defasagem aumentou de 17,36° para 27,84° e em seguida regressou para 17,43°, e a amplitude da tensão do lado secundário do conversor aumentou de 42 V para 54,5 V e na sequência reduziu para 42 V novamente.

Após realizar os degraus na referência de corrente um degrau de -10 % (40 V) foi aplicado na tensão de entrada, como pode ser visualizado na Figura 17. Percebe-se que a corrente das baterias sofre um afundamento, porém o compensador faz com

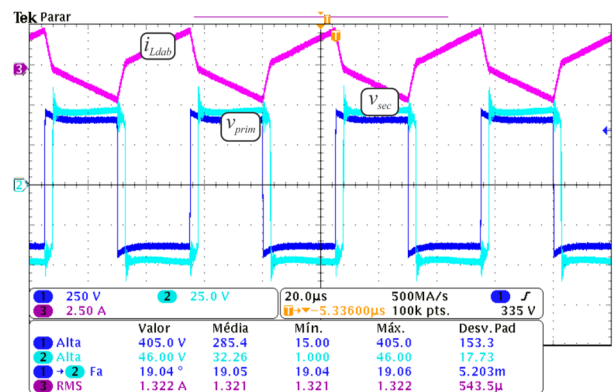


Fig. 14. Tensões do lado primário (v_{prim}) e secundário (v_{sec}) do transformador e corrente na indutância de transferência de potência (i_{Ldab}).

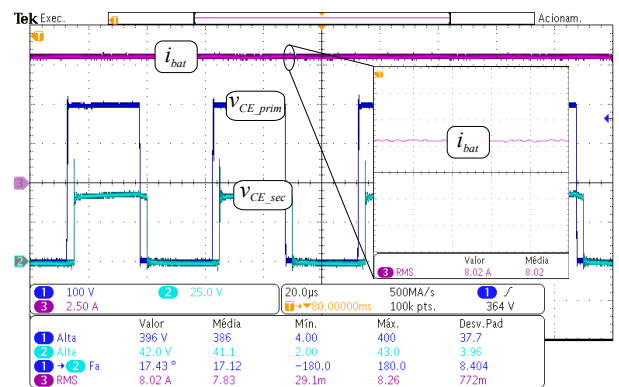


Fig. 15. Tensões sobre interruptor do lado primário ($v_{CE\ prim}$) e secundário ($v_{CE\ sec}$) e corrente das baterias (i_{bat}) em malha aberta.

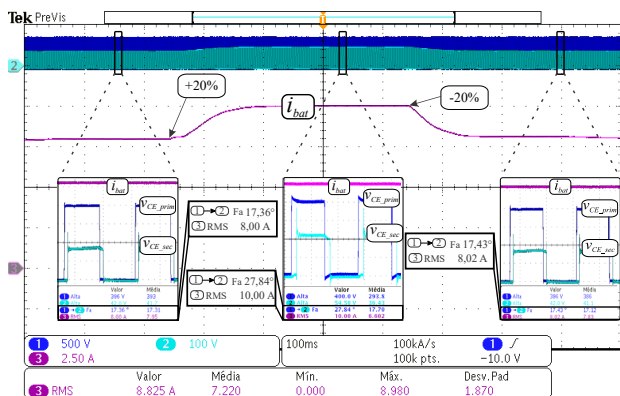


Fig. 16. Tensões sobre interruptor do lado primário (V_{CE_prim}) e secundário (V_{CE_sec}) e corrente das baterias (i_{bat}) com degrau na referência.

que a corrente retorne ao valor de referência (10 A), comprovando assim a resposta do controlador com perturbação na tensão de entrada.

Analisando as formas de ondas apresentadas, observa-se que o controlador de corrente projetado através do modelo proposto atua de maneira satisfatória em regime transitório e permanente, quando mudanças na referência de corrente e perturbações na tensão de entrada são aplicadas.

VI. CONCLUSÕES

Este trabalho desenvolveu uma nova modelagem matemática do conversor DAB com a inclusão de um indutor de saída, aplicado à carga de baterias, através de dois métodos distintos. Ambos os modelos propostos representaram o comportamento do conversor DAB de maneira satisfatória, porém enquanto o método do Modelo Médio Generalizado resultou em uma Função de Transferência de elevada ordem (quarta ordem) com oscilações na fase e módulo na frequência de comutação, o método da Linearização da Corrente de Saída resultou em uma Função de Transferência de segunda ordem e sem oscilações na frequência de comutação. Após a escolha do modelo da Linearização da Corrente de Saída, foi realizado o projeto do controlador de corrente do conversor DAB para o carregamento de um banco de baterias, com frequência de cruzamento de 7 Hz e margem de fase mínima de 60°. Resultados experimentais foram apresentados, através dos quais observou-se que o controlador projetado atuou sobre a corrente das baterias, tanto em regime permanente quanto transitório, quando perturbações na referência de corrente e na tensão de entrada foram aplicadas. A variável controlada convergiu para o seu novo valor comprovando que o controlador atua de maneira satisfatória, sem sobressinais e com resposta de acordo com o esperado. Por fim, reduzida ondulação na forma de onda da corrente de saída foi obtida através da inserção do indutor de saída, atingindo uma importante característica desejada para a carga do banco de baterias.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a CAPES e ao CNPq pelo auxílio financeiro.

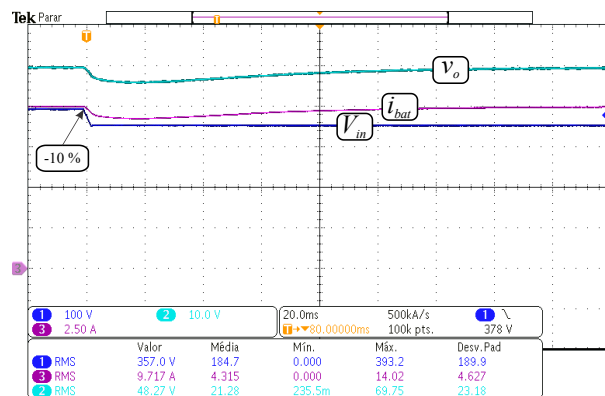


Fig. 17. Tensão de entrada (V_{in}), corrente nas baterias (i_{bat}) e tensão de saída (v_o).

REFERÊNCIAS

- [1] M. Bragard, N. Soltau, S. Thomas, R. W. De Doncker, "The balance of renewable sources and user demands in grids: Power electronics for modular battery energy storage systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n.º. 12, pp. 3049–3056, Outubro 2010.
- [2] Department of Energy & Climate Change, "Smart Grid Vision and Routemap," *Rep. Number URN 14D/056*, 2014.
- [3] F. Careri, C. Genesi, P. Marannino, M. Montagna, S. Rossi, I. Siviero, "Generation expansion planning in the age of green economy," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 26, n.º. 4, pp. 2214–2223, Fevereiro 2011.
- [4] S. Mizani, A. Yazdani, "Design and operation of a remote microgrid," in *Proc. of Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 4299–4304, 2009.
- [5] C. Bustos, D. Watts, H. Ren, "MicroGrid operation and design optimization with synthetic wins and solar resources," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 10, n.º. 2, pp. 1550–1562, Abril 2012.
- [6] A. McEvoy, T. Markvart, L. Castañer, *Practical Handbook of Fundamentals and Applications*, Oxford, 2ª Edição, 2012.
- [7] M. Sechilariu, B. Wang, F. Locment, "Building integrated photovoltaic system with energy storage and smart grid communication," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n.º. 4, pp. 1607–1618, Outubro 2012.
- [8] S. B. Karanki, D. Xu, B. Venkatesh, B. N. Singh, "Optimal location of battery energy storage systems in power distribution network for integrating renewable energy sources," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 4553–4558, 2013.
- [9] K. C. Divya, J. Østergaard, "Battery energy storage technology for power systems-An overview," *Electric Power Systems Research*, vol. 79, n.º. 4, pp. 511–520, Abril 2009.
- [10] H. L. Ferreira, R. Garde, G. Fulli, W. Kling, J. P. Lopes, "Characterisation of electrical energy storage technologies," *Energy*, vol. 53, pp. 288–298, Maio 2013.
- [11] H. Ibrahim, A. Ilinca, J. Perron, "Energy storage systems-Characteristics and comparisons," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 12, n.º. 5, pp. 1221–1250, Junho 2008.
- [12] A. Rodriguez, J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando, A. Vazquez, "An overall study of a Dual

- Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion,” in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.*, pp. 1129–1135, 2010.
- [13] A. K. Verma, B. Singh, D. T. Shahani, “Grid to vehicle and vehicle to grid energy transfer using single-phase half bridge boost AC-DC converter and bidirectional DC-DC converter,” *International Journal of Engineering, Science and Technology*, vol. 4, nº. 1, pp. 46-54, 2012.
- [14] G. Chen, Y. Lee, D. Xu, Y. Wang, “A Novel Soft-Switching and Low-Conduction-Loss Bidirectional DC-DC Converter,” in *Proc. International Power Electronics and Motion Control*, pp. 1166–1171, 2000.
- [15] R. W. De Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala, “A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density dc/dc Converter for High-Power Applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, nº. 1, pp. 63–73, Janeiro/Fevereiro 1991.
- [16] H. Qin, J. W. Kimball, “Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, nº. 4, pp. 2078–2084, Agosto 2011.
- [17] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, G. C. Verghese, “Generalized averaging method for power conversion circuits,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, nº. 2, pp. 251-259, Abril 1991.
- [18] W. M. dos Santos, *Estudo e Implementação do Conversor TAB (Triple Active Bridge) Aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos*. Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, Brasil, 2011.
- [19] D. Mukai, K. Kobayashi, T. Kurahashi, and N. Matsueda, “Development of Large High-performance Lithium-ion Batteries for Power Storage and Industrial Use,” *Mitsubishi Heavy Industries Technical Review*, vol. 49, nº. 1, pp. 6–11, 2012.
- [20] N. Schibli, *Symmetrical multilevel converters with two quadrants DC-DC feeding*. Tese de Doutorado, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne, Suíça, 2000.
- [21] K. Ogata, *Discrete Time Control Systems*, Prentice Hall, 2ª Edição, 1995.

Pablo Fernando Soardi Costa é engenheiro eletricitista pela UNIJUÍ (2015) e mestre em engenharia elétrica (2017) pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é aluno de Doutorado na UFSM. Áreas de Interesse: Processamento de energia, conversores estáticos de potência, conversores de alto ganho de tensão, elementos de armazenamento de energia, sistemas de microrredes entre outros.

Pedro Henrique Bulegon Löbler nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, no ano de 1998. É graduando do curso de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Maria. Áreas de interesse: eletrônica de potência, conversores estáticos de potência, elementos de armazenamento de energia, sistemas de microrredes entre outros.

Ademir Toebe é engenheiro eletricitista pela UFSM (2016). Atualmente é aluno de Mestrado na UFSM. Áreas de Interesse: Sistemas modulares, paralelismo de inversores e comunicação de dados para aplicações de controle em tempo real.

Leandro Roggia é engenheiro eletricitista (2008), mestre em engenharia elétrica (2009) e doutor em engenharia elétrica (2013) pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). De 2010 a 2013 foi professor no Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Sul e desde 2013 é professor na UFSM. Suas áreas de interesse incluem eletrônica de potência, conversores estáticos de potência, elementos de armazenamento de energia, sistemas de microrredes, fontes de geração distribuída, entre outros.

Luciano Schuch recebeu o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela UFSM (2007). Atualmente é diretor do Centro de Tecnologia (CT) e professor do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da UFSM. Atua no desenvolvimento de conversores de alto desempenho, sistemas fotovoltaicos, geração distribuída, integração de sistemas, técnicas de comutação suave e fontes ininterruptas de energia.