MODELAGEM E CONTROLE DE CORRENTE DO CONVERSOR DAB APLICADO À CARGA DE BATERIAS DE LI-ÍON

PABLO F. S. COSTA, PEDRO H. B. LÖBLER, LEANDRO ROGGIA, LUCIANO SCHUCH.

Universidade Federal de Santa Maria, Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) Santa Maria – RS, Brasil {pablofscosta, phlobler, roggia, schuch.prof}@gmail.com

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 modelling of the converter. 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, Photovoltaic Generation, Mathematical Modelling.

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 isolação 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. 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.

1 Introdução

Historicamente, a estrutura do Sistema Elétrico de Potência (SEP) pode ser descrita por plantas de geração de energia termoelétrica, 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 (Bragard et al. 2010).

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 (Change 2014). 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 (Mizani & Yazdani 2009). Neste sentido, a conexão de sistemas fotovoltaicos (PV) à rede de distribuição apresenta um crescimento significativo, principalmente em indústrias e residências.

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 (Sechilariu et al. 2013).

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) (Karanki et al. 2013), 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 (Karanki et al. 2013). 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-íon, conforme apresentado em (Divya & Østergaard 2009).

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, isolação galvânica entre entrada e saída, além de elevado ganho de tensão (Alonso et al. 2010). Topologias como a do conversor *buck-boost* proposto em (Verma et al. 2012), conversores *full-bridge* e *push-pull* apresentados em (Chen et al. 2000) e derivados do conversor *Dual Active Bridge* (DAB) (Alonso et al. 2010) são exemplos de conversores que podem ser utilizados para carga/descarga de baterias, células combustíveis e supercapacitores. Devido ao elevado ganho de tensão, robustez, isolação 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 (i_{in}) e saída (i_o) , como mostra a 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



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

conversor DAB fazendo uso de duas técnicas: Modelagem Clássica 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 o 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.

2 Conversor Dual Active Bridge (DAB)

Em sistemas fotovoltaicos, conversores CC-CC unidirecionais são utilizados para realizar a interface geradores fotovoltaicos entre 05 е um barramento CC. A função destes conversores é elevar a tensão do painel fotovoltaico e realizar o rastreamento do ponto de máxima potência (Maximum Power Point Tracker - MPPT). 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 (De Doncker et al. 1991), 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 (Alonso et al. 2010). 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.



Figura 2. Sistema PV com conversor DAB.



Figura 3. Conversor bidirecional CC-CC DAB.

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 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 (Alonso et al. 2010).

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. 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.

3 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.



Figura 4. Conversor bidirecional CC-CC DAB com indutor de saída L_{a} .



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.

3.1 Modelo Clássico

Apesar de diferentes modelos matemáticos para o conversor DAB serem apresentados na literatura (Krismer, Kolar, 2009), (Krismer, Florian, 2010), (Qin, Kimball 2012) optou-se por desenvolver um modelo matemático simplificado.

O método do modelo médio é bem definido na literatura (Erickson, 2001); (Middlebrook & Cuk 1976) e será utilizado para a obtenção do modelo de pequenos sinais do conversor DAB clássico e na sequência para a linearização da corrente de saída.

Desta forma os sinais envolvidos no modelo médio equivalente devem ser perturbados e linearizados em torno do ponto de operação. A equação (1) demonstra que o valor médio da variável de interesse (i_{bat}) é a soma entre o valor em regime permanente e uma perturbação.

$$\left\langle i_{bat}(t)\right\rangle_{T_{s}} = I_{bat} + \hat{i}_{bat}(t) \tag{1}$$

Sabe-se que a corrente de saída é função do ângulo de defasagem e da tensão de entrada. Deste modo, utilizando a série de *Taylor* deve-se expandir a equação (2) em torno do ponto de operação. Após a linearização das funções a soma e expansão das correntes de saída podem ser expressas por.

$$\hat{i}_{o} = \hat{i}_{c}(t) + \hat{i}_{R_{bat}}(t)$$
 (2)

Substituindo os termos e realizando a Transformada de Laplace obtém-se a equação (3).

$$V_{in}(s)\frac{\phi}{X_L n} \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) + \phi(s)\frac{V_{in}}{X_L n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi}\right) = sC_o V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_{bat}}$$
(3)

Isolando as variáveis de interesse de (3), torna-se possível obter a função de transferência que relaciona tensão de saída com o ângulo de defasagem.

$$\frac{V_o(s)}{\phi(s)} = \frac{V_{in}}{X_L n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi} \right) \frac{R_{bat}}{(sR_{bat}C_o + 1)}$$
(4)

Com a função de transferência da tensão de saída definida, pode-se então obter a função de transferência da corrente de saída, como apresentado em (5).

$$\frac{I_o(s)}{\phi(s)} = \frac{V_{in}}{X_L n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi} \right) \frac{1}{(sR_{bal}C_o + 1)}$$
(5)

onde X_L é a reatância indutiva do indutor auxiliar do lado primário definida por $2\pi f_s L_{dab}$, f_s é a frequência de

chaveamento, n é a relação de transformação do transformador, R_{bat} e C_o são a resistência interna da bateria e o capacitor de saída, respectivamente.

3.2 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 a equação (6). 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 (Santos, 2011).

$$I_{odab} = \frac{V_{in}\delta}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right) \tag{6}$$

onde V_{in} é a tensão de entrada, δ o ângulo de defasagem, f_s a frequência de comutação, L_{dab} a indutância de transferência de energia entre a ponte primária e a secundária e n a relação de transformação do transformador.

Inicialmente, torna-se necessário perturbar e linearizar a equação (6), a qual é não linear. Aplicando a perturbação e linearizando, conforme equação (7) e desconsiderando os termos contínuos é possível calcular a equação (8), 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.

$$I_{odab} + \Delta i_{odab}(t) = i_{odab}(\phi) + \Delta \delta(t) \frac{\partial i_{odab}(\delta)}{\partial \delta} \bigg|_{\delta = \phi}$$
(7)

$$\Delta i_{odab}(t) = \underbrace{\frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{2\delta}{\pi}\right)}_{Gi} \Delta \delta(t)$$
(8)

A equação (8) pode ser representada por uma fonte de corrente no lado de saída do conversor DAB, conforme a Figura 6. 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 6. Assim, a soma das correntes de saída é apresentada em (9).



Figura 6. Circuito equivalente do modelo de Linearização da Corrente de Saída.

$$\hat{i}_o(t) = \hat{i}_{C_o}(t) + \hat{i}_{bat}(t)$$
(9)

Aplicando a Transformada de Laplace (TL) a equação (9), obtém-se,

$$I_{o}(s) = I_{C_{o}}(s) + I_{bat}(s)$$
(10)

onde a corrente de saída io é expressa por:

$$i_o(t) = \delta(t) \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi} \right)$$
(11)

Realizando a TL na equação (11), pode-se expressar a corrente i_o através de,

$$I_o(s) = \delta(s) \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi} \right)$$
(12)

A corrente através do capacitor é definida por:

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt}$$
(13)

A equação (13) pode ser expressa ainda como em (14) após aplicação da TL.

$$I_{C_{o}}(s) = sC_{o}V_{o}(s) \tag{14}$$

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

$$v_o(t) = R_{bat}i_{bat}(t) + L_o \frac{di_{bat}(t)}{dt}$$
(15)

Por fim, a equação (15) deve ser expressa no domínio da frequência, como mostra a equação (16).

$$V_o(s) = R_{bat}I_{bat}(s) + sL_oI_{bat}(s)$$
(16)

Isolando a variável de interesse *I*_{bat}(s) tem-se:

$$I_{bat}(s) = \frac{V_o(s)}{sL_o + R_{bat}}$$
(17)

Após encontrar as equações para as parcelas da corrente de saída e substituindo (12), (14) e (17) em (10) tem-se a equação final da corrente de saída.

$$\delta(\mathbf{s}) \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi} \right) = s C_o V_o(\mathbf{s}) + \frac{V_o(\mathbf{s})}{s L_o + R_{bat}}$$
(18)

Para determinar a Função de Transferência da tensão de saída pelo ângulo de defasagem deve-se isolar as variáveis de interesse, resultando em.

$$\frac{V_o(s)}{\delta(s)} = \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi} \right) \frac{sL_o + R_{bat}}{s^2 L_o C_o + sR_{bat} C_o + 1}$$
(19)

A Função de Transferência que relaciona a corrente de saída com o ângulo de defasagem pode ser obtida através da análise da corrente I_{bat} do circuito da Figura 6, obtendo-se.

$$\frac{I_{bal}(s)}{\delta(s)} = \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{2\phi}{\pi}\right) \left(\frac{1}{s^2 L_o C_o + s R_{bal} C_o + 1}\right) (20)$$

onde V_{in} é a tensão de entrada, f_s é a frequência de comutação dos interruptores, L_{dab} é a indutância de transferência de potência, ϕ é o ângulo de defasagem linearizado, L_o , C_o e R_{bat} são respectivamente a indutância de saída, a capacitância saída e a resistência interna das baterias.

4 Controle do Conversor DAB

Ambos os modelos obtidos podem ser utilizados para o projeto do controle de corrente. A Figura 7 apresenta o diagrama de bode para os modelos encontrados. Os parâmetros utilizados foram os mostrados na Tabela I, sendo que o ângulo de defasagem foi substituído por $\phi = 45^{\circ}$ (máximo ângulo recomendado), a resistência de 5 Ω 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, respectivamente, conforme (Mukai et al. 2012).

Através da Figura 7 pode-se perceber que os modelos possuem dinâmicas distintas, porém estão de acordo com a operação do conversor para cada tipo saída, tradicional e com filtro L, respectivamente. Entretanto, o Modelo Clássico não apresenta o pico de ressonância gerado entre o capacitor e a indutância de saída. Em virtude dessa característica o modelo clássico não será utilizado para o projeto dos controladores. Portanto, o modelo obtido através da Linearização da Corrente Média de Saída será utilizado, por representar de forma fidedigna o comportamento do conversor com a inserção do indutor de saída.

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 de defasagem do conversor DAB foram realizadas. Os



Figura 7. Comparativo entre o modelo clássico e o modelo da linearização da corrente de saída.

Tabela 1. Parâmetros do conversor DAB para
simulações e resultados experimentais.

Parâmetro	Valor	
Tensão de entrada (V_{in})	400 V	
Tensão nominal da bateria (V _{bat})	$48-54 \mathrm{V}$	
Corrente nominal das baterias (ibat)	10 A	
Frequência de comutação	20 kHz	
Resistência para potência de 500 W	5 Ω	
Resistência interna das baterias	11 mΩ	
Indutância (L _{dab})	790,1 μH	
Indutância (L _o)	141,2 μH	
Capacitor de saída (C_o)	560 µF	
Relação de transformação	8/1	
Ângulo de defasagem nominal (δ)	20°	



da Corrente de Saída.

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 8. Foram aplicados três degraus para comprovar o modelo desenvolvido: um degrau de -20 % na tensão de entrada em 40 ms, um degrau de 420 % na tensão de entrada em 60 ms e um degrau de 20 % no ângulo de defasagem em 80 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.

4.1 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 9. A planta $G_i(w)$ foi obtida de acordo com (Ogata 1995), 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.

$$C_i(w) = k_p + \frac{k_i}{w} = 0,031707 \frac{(w+3140)}{w}$$
 (21)

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

$$C_i(z) = 0,0342 \frac{(z-0,854)}{(z-1)}$$
(22)

A implementação digital de uma função de transferência como a da equação (22) 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:

$$u[k] = u[k-1] - 0.0342e[k] + 0.02922e[k-1]$$
(23)

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 gráfico do ganho pela origem. Na Figura 10 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 200 Hz e com frequência de cruzamento (FC) de 570 Hz foi realizado para o referido modelo e para o modelo clássico do conversor DAB. Na Figura 11 são apresentados dois resultados de simulação para os



Figura 10. Resposta em frequência da malha de corrente no plano *w* após a inserção do controlador.



Figura 11. Controladores de corrente projetados de acordo com os modelos: (a) Modelo Proposto e (b) Modelo Clássico

controladores projetados, onde é possível perceber que o controlador com base no modelo clássico não consegue manter a corrente em torno da referência, já o controlador projetado pelo modelo proposto responde de maneira satisfatória aos degraus impostos na referência, comprovando sua aplicabilidade.

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.

5 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*



Figura 9. Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente do conversor DAB.



Figura 12. Protótipo implementado do conversor DAB.



Figura 13. Tensões do lado primário (v_{prim}) e secundário (v_{sec}) do transformador e corrente na indutância de transferência de potência ($i_{I,dab}$).

Instruments. O protótipo implementado pode ser visualizado na Figura 12.

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 13 são mostradas as formas de onda de tensão do lado primário (v_{prim}) e secundário (v_{sec}) do transformador, além da corrente na indutância de transferência de potência (i_{Ldab}).

Na sequência, resultados experimentais em malha fechada com o controlador de corrente projetado foram obtidos. A Figura 14 apresenta as formas de onda da tensão entre coletor e emissor (VCE prim) do interruptor S_{p1} do lado primário, da tensão entre coletor e emissor (vcE sec) do interruptor Ss1 do lado secundário e da corrente das baterias (ibat). 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 15. Percebe-se que a corrente das baterias sofre um



Figura 14. Tensões sobre interruptor do lado primário (v_{CE_prim}) e secundário (v_{CE_sec}) e corrente das baterias (i_{bat}) com degrau na referência.



Figura 15. Tensão de entrada (V_{in}), corrente nas baterias (i_{bat}) e tensão de saída (v_o).

afundamento, porém o compensador faz com 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.

6 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. Onde o método da Linearização da Corrente de Saída resultou em uma Função de Transferência de segunda ordem, sem oscilações e representando de maneira fiel o comportamento da saída do conversor, inclusive apresentando a ressonância entre $C_o e L_o$, a qual é importante para o projeto do controlador. Outro fator que deve ser levado em consideração para a escolha entre os modelos são os parâmetros para o projeto dos controladores, tendo em vista que controladores projetados com o modelo clássico se tornam instáveis para certas faixas de operação.

Logo, para o projeto do controlador de corrente de saída do conversor DAB para o carregamento de um banco de baterias foi utilizado o modelo da Linearização da Corrente de Saída. Para o controlador projetado definiu-se uma 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 gostariam de agradecer ao CNPq, CAPES e FAPERGS. Este trabalho é fomentado pelo Governo Brasileiro através do programa PROEX, PRPGP/UFSM, INCT-GD, CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo 23038.000776/2017-54 e FAPERGS processo 17/2551-0000517-1.

Referências Bibliográficas

- Alonso, A. R., Sebastian, J. and Lamar, D. G. 2010. An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC / DC conversion. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. pp.1129–1135.
- Bragard, M., Soltau, N., Thomas, S., De Doncker, R. W. et al., 2010. The balance of renewable sources and user demands in grids: Power electronics for modular battery energy storage systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(12), pp.3049–3056.
- Change, D. of E.& C., 2014. Smart Grid Vision and Routemap. *Report Number: URN 14D / 056*, (February).
- Chen, G., Lee, Y., Xu, D. Wang, Y. 2000. A Novel Soft-Switching and Low-Conduction-Loss Bidirectional DC-DC Converter. In Proceedings International Power Electronics and Motion Control. pp. 1166–1171.
- Divya, K.C. and Østergaard, J., 2009. Battery energy storage technology for power systems-An overview. *Electric Power Systems Research*, 79(4), pp.511–520.
- De Doncker, R.W., Divan, D.M. and Kheraluwala, M.H., 1991. A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density dc/dc Converter for High-Power Applications. *IEEE Transactions on*

Industry Applications, 27(1), pp.63–73.

- Ericckson, R. W. 2001. Fundamentals of power electronics. Norwell, Mass: Kluwer Academic.
- Karanki, S.B., Xu, D., Venkatesh, B., Singh, B.N. 2013. Optimal location of battery energy storage systems in power distribution network for integrating renewable energy sources. In *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. pp. 4553–4558.
- Krismer, F. 2010. Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies. 2010. 443 f. Technische Universität Wien, Austria.
- Krismer, F. and Kolar, J. W. 2009. Accurate Small-Signal Model for the Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 12, p. 2756–2768.
- Middlebrook, R. and Cuk, S., 1976. A general unified approach to modelling switchingconverter power stages. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp.18–34.
- Mizani, S. and Yazdani, A., 2009. Design and operation of a remote microgrid. *IECON Proceedings* (*Industrial Electronics Conference*), (2), pp.4299–4304.
- Mukai, D., Kobayashi, K., Kurahashi, T., Matsueda, N. 2012. Development of Large Highperformance Lithium-ion Batteries for Power Storage and Industrial Use. *Mitsubishi Heavy Industries Technical Review*, 49(1), pp.6–11.
- Ogata, K., 1995. Discrete Time Control Systems., p.760.
- Qin, H. and Kimball, J.W., 2012. Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(4), pp.2078–2084.
- Santos, W.M. dos, 2011. Estudo e Implementação do Conversor TAB (Triple Active Bridge) Aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos.
- Sechilariu, M., Wang, B. and Locment, F., 2013. Building integrated photovoltaic system with energy storage and smart grid communication. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 60(4), pp.1607–1618.
- Verma, A.K., Singh, B. and Shahani, D.T., 2012. 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*, 4(1), pp.46–54.