

Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converter for Vehicle-to-Grid Applications in DC Microgrids

Anderson Vieira
Federal Institution of Science and Technology-IFCE
anderson.vieira@ifce.edu.br

Luan Mazza
Federal Institution of Science and Technology-IFCE
luanmazza@hotmail.com

Fernando Antunes
Federal University of Ceará - UFC
fantunes@dee.ufc.br

Demercil Oliveira Jr
Federal University of Ceará – UFC
demercil@dee.ufc.br

Abstract—This paper covers the application of a Dual-Active-Bridge (DAB) DC-DC Converter in Vehicle-to-Grid (V2G) technology for DC Microgrids. It comprises of a detailed study of the converter's behavior in order to achieve soft-switching in the whole operating range independently of the electric vehicle's battery state-of-charge while also ensuring stability of the Microgrid voltage port regardless of load or generation conditions

Keywords— Dual-Active-Bridge DC-DC Converter, Vehicle-to-Grid, DC Microgrids, Electric Vehicles, Batteries.

I. INTRODUÇÃO

Durante anos, Sistemas Elétricos de Potência ao redor do mundo foram desenvolvidos para suprir uma demanda energética de seus consumidores por meio de grandes usinas geradoras mantidas por combustíveis fósseis. Entretanto, devido a constantes reduções de preços e políticas de desenvolvimento sustentável ganhando ênfase no mundo, existe uma concordância de que em 50 anos, Sistemas Elétricos de Potência serão predominantemente supridos por fontes renováveis de energia [1]. Como apresentado em estatísticas recentes, fontes renováveis de energia têm crescido a uma média anual de 2,2%, levemente superior que o a taxa média de crescimento global do uso de fontes primárias de energia, tendo destaque a energia solar fotovoltaica, com uma taxa média de crescimento anual de 46,2%, de 1990 a 2014 [2] [3].

Caso os números mantenham os mesmos padrões pelos próximos anos, sistemas FV logo representarão uma porção majoritária da geração de energia elétrica, e, sendo naturalmente CC, microrredes CC se tornariam uma maneira atrativa de distribuir energia aos consumidores. Microrredes CC não só garantem benefícios à performance e confiabilidade do sistema de distribuição, como também aumentariam a eficiência global do sistema, já que uma grande fração da carga da sociedade moderna é composta de dispositivos eletrônicos [5]. Tais impactos já foram testados por Data Centers localizados no Laboratório Nacional de Lawrence Berkeley, EUA, onde após migrarem de uma arquitetura 480 V_{CA} para 380 V_{CC}, tiveram uma redução média na sua tarifa de consumo entre 10 e 15% [5].

Com essa previsão em mente, devido à sua natureza intermitente, uma parcela significativa de geração por meio de fontes renováveis na rede aumentaria consideravelmente a complexidade de sistemas de regulação de tensão e frequência, já que corresponder demanda e geração instantânea seriam mais

difíceis. Uma possível solução para tais problemas seria a implementação em massa de sistemas armazenadores de energia, e por isso, Veículos Elétricos (VEs) têm ganhado relevância nessa discussão [6].

Apresentando *market shares* rapidamente crescentes nos últimos anos, VEs representariam uma grande carga aos sistemas elétricos de potência se sua implementação for desorganizada. É estimado que, em 2020, se VEs representarem 25% de todo o mercado de veículos particulares em 13 regiões dos Estados Unidos, seriam necessárias 160 novas usinas geradoras se os usuários conectassem seus veículos para carregar em horários de ponta [6]. Entretanto, com tecnologia *smart-grid*, VEs não só constituiriam uma nova carga ao sistema, mas também como fonte, provendo meios para linearização de demanda e recursos de armazenamento de energia para a rede. Este tipo de implementação de veículos elétricos como recursos distribuídos têm recebido o nome de *vehicle-to-grid* (V2G) [6].

Utilizando-se como base curvas de demandas diárias de dias típicos dos consumidores da unidade federativa do Ceará atendidos pela concessionária Enel Distribuição Ceará e dados de VEs comerciais vendidos atualmente, em uma sociedade onde VEs sejam uma tecnologia estabelecida e que aplicações V2G sejam bastante difundidas, a linearização da curva de demanda em torno do valor médio necessitaria de aproximadamente 60.000 BEVs conectados à rede, considerando que estes utilizem um carregador onboard bidirecional de potência nominal média de 6 kW. Ademais, a taxa de motorização (número de veículos por número de habitantes) das grandes áreas metropolitanas brasileiras tem crescido nos últimos anos. Em junho de 2016, o Brasil apresentava uma frota pouco superior a 50,5 milhões de veículos automóveis com placa [7]. Sendo a população brasileira, estimada em novembro de 2016, cerca de 206 milhões de habitantes, a taxa de motorização média brasileira é aproximadamente 24,5%, ou seja, para cada quatro pessoas existe um veículo automóvel com placa, desconsiderando caminhões, ônibus, motocicletas e outros meios de transporte [8]. Em particular, em junho de 2016, o Ceará apresentava um número total de 1.034.882 automóveis com placa. Logo, 60.000 BEVs representam 5,80% do total, proporção que já foi superada por países como Noruega e Holanda, que em 2015 apresentavam *market shares* de 23,3% e 9,7%, respectivamente [4]. Além de linearizar a curva de carga, aplicações V2G podem operar como

um serviço de regulação adicional, aumentando a robustez e confiabilidade do sistema, e reduzindo custos operacionais das grandes centrais geradoras, efetivamente reduzindo o custo da energia [6].

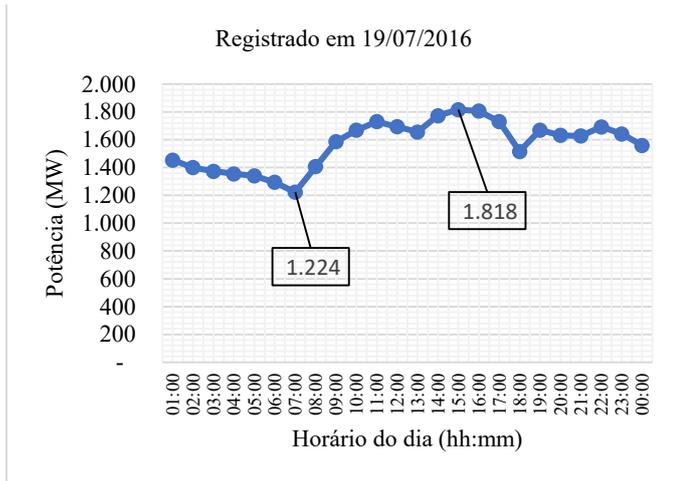


Fig. 1 – Curva de demanda diária dos consumidores atendidos pela Enel Distribuição Ceará.

Esse artigo foca na implementação de um Conversor Dual-Active-Bridge (DAB) Bidirecional em aplicações *vehicle-to-grid* (V2G) em microrredes CC. O conversor proposto deve ser capaz de operar em uma grande faixa de fluxo de potência, provendo energia da bateria para a microrrede e vice-versa, dependendo das condições de demanda/geração desta. Um benefício notável da topologia DAB é a capacidade de operar em comutação suave em toda a faixa de operação. Um algoritmo de controle é proposto para garantir que comutação ZVS (*zero voltage switching*) seja garantida ao mesmo tempo que a estabilidade do terminal de tensão da microrrede é mantida em toda a faixa de operação.

II. ASPECTOS BÁSICOS DO CONVERSOR DAB

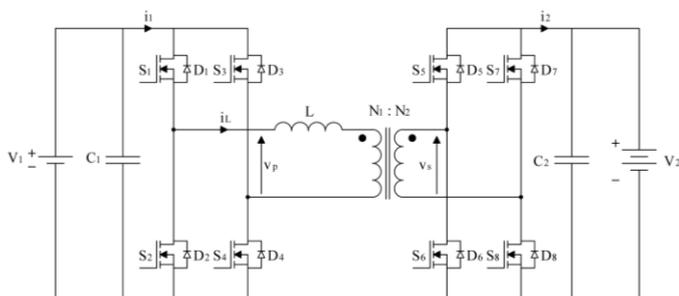


Fig. 2 – Circuito esquemático do conversor DAB.

Originalmente proposto por [9], o conversor DAB, cuja topologia está apresentada na Fig. 1, foi indicado para aplicações com alta densidade de potência e alta eficiência. Ele permite fluxo bidirecional de potência entre seus dois terminais e a possibilidade de operar em comutação suave, minimizando perdas por chaveamento. Estratégias convencionais de modulação do conversor DAB consistem em produzir formas de onda de tensões simétricas de dois níveis nos enrolamentos do transformador [10].

O fluxo de potência gerado é função da defasagem angular entre essas duas tensões, sendo definido por:

$$P = \frac{N_1 V_1 V_2}{N_2 2\pi F_s L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) \quad (1)$$

Onde φ é o ângulo de defasagem das tensões em radianos e F_s é a frequência de chaveamento do conversor, em hertz. Embora simples, a estratégia de modulação convencional apresenta algumas desvantagens, como aumento exagerado do fluxo de energia reativa entre os terminais do conversor devido à elevação do valor eficaz da corrente e operação em comutação suave bastante restrita, sendo válida somente para toda a faixa de operação quando o fator de conversão de tensão d é unitário [10] [11] [12]:

$$d = \frac{N_1 V_2}{N_2 V_1} \quad (2)$$

Já que a tensão da bateria depende de seu estado-de-carga, a condição para comutação suave não será sempre satisfeita pela modulação convencional do conversor. Por isso, uma nova metodologia de modulação conhecida como *Phase Shift Plus One Side Modulation* foi proposta em [13] e [14], a qual adicionava uma nova variável: a modulação por largura de pulso de um dos terminais de tensão, criando um terceiro nível (zero) na forma de onda da tensão da mesma ao respectivo enrolamento do transformador. Um método de implementar esta modulação é acrescentando um ângulo de defasagem entre os sinais de comando dos pares de chaves semicondutoras em uma das pontes completas, como ilustrado na Fig. 4.

Por razões convencionais, o ângulo de defasagem entre as tensões alternadas é medido entre o acionamento das chaves S1 e S8. Sendo assim, quatro regiões distintas de operação podem ser determinadas dependendo do intervalo no qual o ângulo de defasagem φ se encontra. As equações que determinam o fluxo de potência em cada região estão descritas na Tabela 1. As curvas de fluxo de potência normalizadas em *p.u.*, como originalmente proposto por [9], para diferentes valores de índices de modulação estão apresentadas na Fig. 3. Valores positivos indicam um fluxo de potência do terminal 1 para o terminal 2 e vice-versa. As curvas e equações são válidas para a modulação de qualquer um dos terminais.

TABELA I. EQUAÇÕES DE FLUXO DE POTÊNCIA EM MODULAÇÃO PSPM.

Região	Fluxo de Potência
$0 \leq \varphi < m\pi$	$P = \frac{V_1 V_2' (2\varphi m\pi - 2\varphi^2 - (m\pi)^2 + m\pi^2)}{4\pi F_s L \pi}$
$m\pi \leq \varphi < \pi$	$P = \frac{V_1 V_2' m(\pi - 2\varphi + m\pi)}{4\pi F_s L}$
$(m-1)\pi \leq \varphi < 0$	$P = \frac{V_1 V_2' m(\pi + 2\varphi - m\pi)}{4\pi F_s L}$
$-\pi \leq \varphi < (m-1)\pi$	$P = \frac{V_1 V_2' (-2\varphi m\pi + 2\varphi^2 - (3m-2)\pi^2 + (m\pi)^2 + 4\pi\varphi)}{4\pi F_s L \pi}$

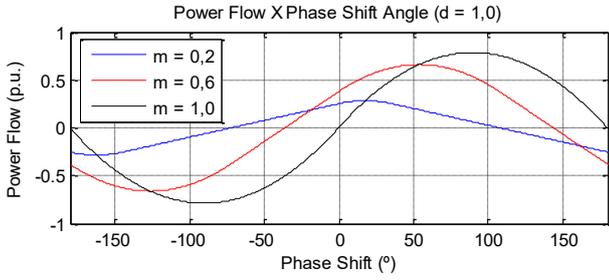


Fig. 3 – Curvas de fluxo de potência para diferentes índices m .

Ao implementar-se modulação por largura de pulso em um dos terminais de tensão do conversor, as novas condições

TABELA II. EQUAÇÕES DA CORRENTE NA INDUTÂNCIA EM CADA INTERVALO DE CONDUÇÃO.

Região	Intervalo $0 \leq \theta < \varphi$	Intervalo $\varphi \leq \theta < m\pi$	Intervalo $m\pi \leq \theta < \pi$
$0 \leq \varphi < m\pi$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 + V_2')}{\omega L} \theta + i_L(0)$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 - V_2')}{\omega L} (\theta - \varphi) + i_L(\varphi)$	$i_L(\theta) = \frac{-V_2'}{\omega L} (\theta - m\pi) + i_L(m\pi)$
Região	Intervalo $0 \leq \theta < m\pi$	Intervalo $m\pi \leq \theta < \varphi$	Intervalo $\varphi \leq \theta < \pi$
$m\pi \leq \varphi < \pi$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 + V_2')}{\omega L} \theta + i_L(0)$	$i_L(\theta) = \frac{V_2'}{\omega L} (\theta - m\pi) + i_L(m\pi)$	$i_L(\theta) = \frac{-V_2'}{\omega L} (\theta - \varphi) + i_L(\varphi)$
Região	Intervalo $0 \leq \theta < m\pi$	Intervalo $m\pi \leq \theta < \pi + \varphi$	Intervalo $\pi + \varphi \leq \theta < \pi$
$(m-1)\pi \leq \varphi < 0$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 - V_2')}{\omega L} \theta + i_L(0)$	$i_L(\theta) = \frac{-V_2'}{\omega L} (\theta - m\pi) + i_L(m\pi)$	$i_L(\theta) = \frac{V_2'}{\omega L} (\theta - \pi - \varphi) + i_L(\pi + \varphi)$
Região	Intervalo $0 \leq \theta < \pi + \varphi$	Intervalo $\pi + \varphi \leq \theta < m\pi$	Intervalo $m\pi \leq \theta < \pi$
$-\pi \leq \varphi < (m-1)\pi$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 - V_2')}{\omega L} \theta + i_L(0)$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 + V_2')}{\omega L} (\theta - \pi - \varphi) + i_L(\pi + \varphi)$	$i_L(\theta) = \frac{V_2'}{\omega L} (\theta - m\pi) + i_L(m\pi)$

TABELA III. REQUERIMENTOS PARA COMUTAÇÃO SUAVE EM MODULAÇÃO PSPM.

Regiões de Operação	$d \leq 1$		$d > 1$	
	$i_L(\varphi) \geq 0$	$i_L(\pi) \geq 0$	$i_L(\varphi) \geq 0$	$i_L(\pi) \geq 0$
$0 \leq \varphi < m\pi$	$\varphi \geq \frac{\pi(m-d)}{2}$	$\varphi \geq \frac{\pi(d-m)}{2d}$	$\varphi \geq \frac{\pi(1-dm)}{2}$	$\varphi \geq \frac{\pi(dm-1)}{2d}$
$m\pi \leq \varphi < \pi$	$i_L(\varphi) > 0 \forall (m\pi \leq \varphi < \pi)$	$\varphi \geq \frac{\pi(d-m)}{2d}$	$\varphi \geq \frac{\pi(1-dm)}{2}$	$i_L(\varphi) > 0 \forall (m\pi \leq \varphi < \pi)$
$(m-1)\pi \leq \varphi < 0$	$m \leq d$	$\varphi \leq \frac{\pi(m-d)}{2d}$	$\varphi \leq \frac{\pi(dm-1)}{2}$	$m \leq \frac{1}{d}$
$-\pi \leq \varphi < (m-1)\pi$	$\varphi \leq \frac{\pi(m+d-2)}{2}$	$\varphi \leq \frac{\pi(m-d)}{2d}$	$\varphi \leq \frac{\pi(dm-1)}{2}$	$\varphi \leq \frac{\pi(1-2d+dm)}{2d}$

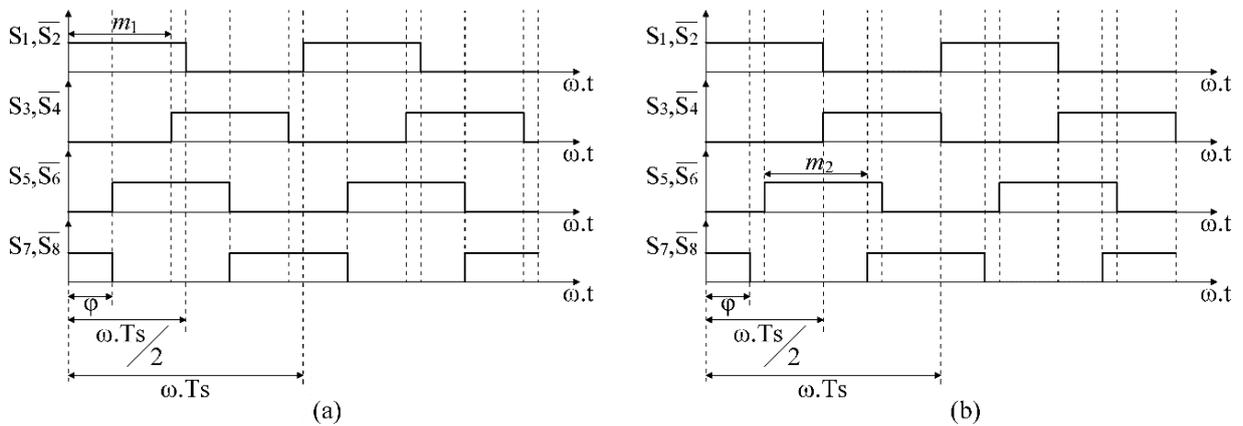


Fig. 4 – Tensões de comando para acionamentos das chaves quando há (a) modulação por largura de pulso no terminal 1 ou (b) modulação por largura de pulso no terminal 2.

necessárias para ocorrer comutação suave são definida conforme a Tabela 3, sendo m o índice de modulação de tensão, variando de 0 a 1. Percebe-se que ao modular-se o terminal com a maior tensão CC (sendo ambos referenciados para o primário do transformador), comutação ZVS pode ser alcançada em toda a faixa de operação independentemente da tensão da bateria. Isso pode ser realizado ao tornar m_1 igual a d quando d for menor que 1 ou tornar m_2 igual a $1/d$ quando d for maior que 1, onde m_1 e m_2 são os índices de modulação dos terminais 1 e 2, respectivamente.

Para controlar completamente o conversor DAB, sua função de transferência precisa ser obtida antes de projetar o sistema de controle. Para tal, a técnica de modelagem harmônica, proposta por [15] e [16] foi utilizada, resultando em um sistema de primeira ordem com múltiplas entradas e uma única saída, como descrito pelas Equações a seguir.

$$\Delta V_2(s) = \frac{B_\varphi}{s-A} \Delta\varphi(s) + \frac{B_I}{s-A} \Delta i_{grid}(s) \quad (3)$$

$$A = -\frac{8}{C_2\pi^2} \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \sum_{n=0}^N \left[\frac{\cos(\theta_z(n))}{(2n+1)^2 |Z(n)|} \right] \quad (4)$$

$$B_\varphi = \frac{8V_1}{C_2\pi^2} \left(\frac{N_p}{N_s}\right) \sum_{n=0}^N \left[\frac{\sin(\theta_z(n) - (2n+1)\bar{\varphi})}{(2n+1) |Z(n)|} \right] \quad (5)$$

$$B_I = -\frac{1}{C_2} \quad (6)$$

Sendo i_{grid} a corrente demandada ou gerada pela microrrede CC, ou até mesmo uma variável de controle para Agregadores administrarem o fluxo de potência na microrrede, como proposto em [6].

III. PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

O objetivo do sistema de controle é manter a tensão da microrrede CC estável em seu valor nominal independente das condições de demanda/geração, ao mesmo tempo em que o conversor opera em comutação suave para toda a faixa de tensão a qual o banco de baterias do VE está sujeito. O diagrama de blocos do sistema de controle está apresentado na Fig. 5, enquanto a Fig. 6 ilustra um esquemático básico do que o sistema proposto é constituído.

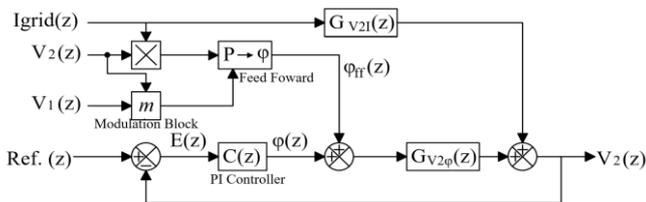


Fig. 5 – Diagrama de blocos do sistema de controle proposto.

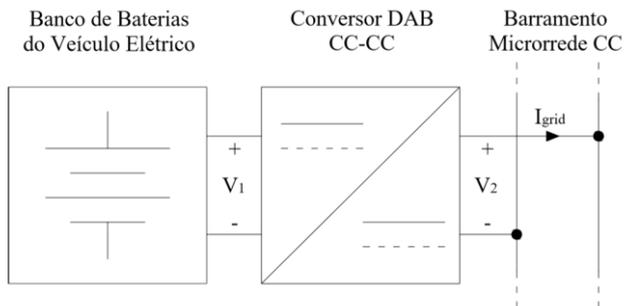


Fig. 6 – Esquemático básico do sistema proposto.

O sistema de controle é composto por um controlador digital PI clássico e um controlador *feedforward*, cuja combinação melhora consideravelmente a resposta do conversor a degraus de carga [15] [16]. O controlador PI pode

ser projetado por meio da teoria clássica de controle, enquanto o controlador *feedforward* pode ser implementado por meio de uma tabela verdade. Ao combinar a saída dos controladores, obtêm-se o ângulo de defasagem para obter-se o fluxo de potência necessário entre os terminais do conversor.

O sistema de controle também possui um bloco de modulação, que lê os valores de tensão dos terminais e, ao comparar com valores nominais, calcula os índices de modulação necessários. O bloco de modulação também atualiza a tabela verdade para levar em conta o efeito da modulação m nas curvas de potência. Contudo, como alterações no índice de modulação mudam o ponto de operação do conversor, este bloco deve possuir taxas de amostragem consideravelmente mais lentas que os blocos controladores, já que a atualização constante do índice de modulação pode fazer com que o sistema se torne instável. A Fig. 7 mostra o fluxograma do sistema de controle proposto. Percebe-se como a taxa de atualização do índice de modulação m é, nesta proposta, cinquenta vezes mais lento que a taxa de amostragem do controlador PI digital.

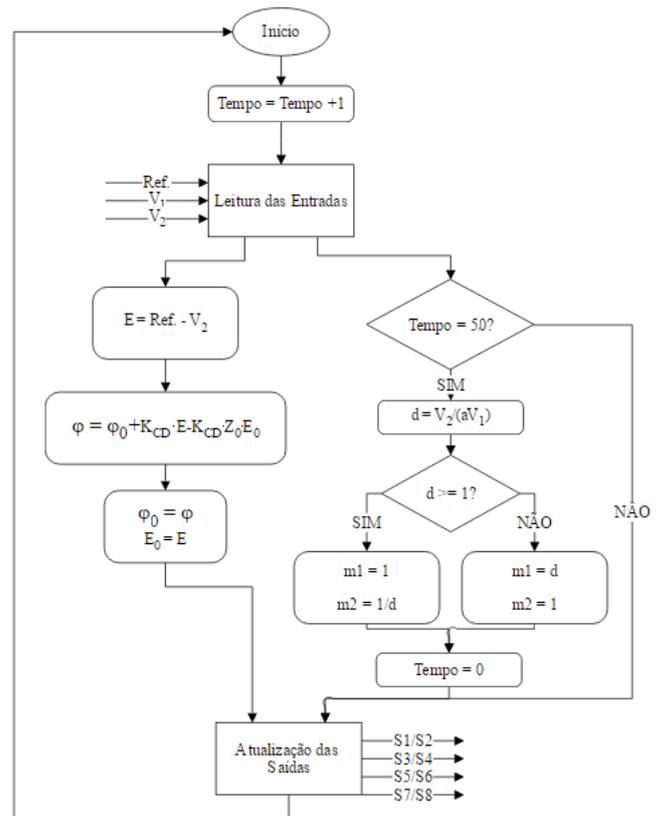


Fig. 7 – Fluxograma do sistema de controle proposto.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O conversor proposto foi projetado para aproveitar-se de sua capacidade de operar em comutação suave em toda a faixa de operação, reduzir fluxo de potência reativa entre os terminais para aumentar eficiência e reduzir os esforços de corrente nos semicondutores, e possuir a menor variação de tensão possível em seus terminais. Suas especificações foram criadas utilizando como base especificações comerciais de

carregadores de bateria de VEs, bancos de baterias de com células íon-lítio e tensões nominais de implementações atuais de microrredes CC, cujos dados foram coletados em [17]. A Tabela 4 apresenta os parâmetros do conversor.

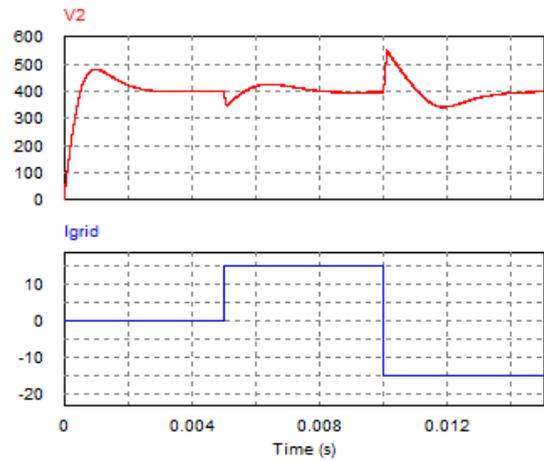
TABELA IV. PARÂMETROS DO CONVERSOR PROPOSTO.

Parâmetros	Valores
Frequência de Chaveamento	$F_s = 100 \text{ kHz}$
Tensão do Terminal 1	$V_1 = 300 \sim 420 \text{ V}$ (360 V nominal)
Tensão do Terminal 2	$V_2 = 400 \text{ V}$
Indutância	$L = 16,875 \mu\text{H}$
Relação de espiras do transformador	$a = \frac{N_s}{N_p} = 1,11$
Potência nominal	$P = 6000 \text{ W}$
Capacitâncias de filtro	$C_1 = 27 \mu\text{F}, C_2 = 20 \mu\text{F}$

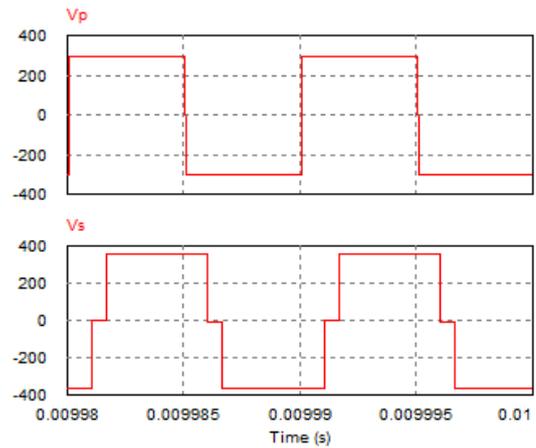
Resultados de simulação no software PSIM® apresentados na Fig. 8 demonstram que o conversor é capaz de estabelecer um fluxo bidirecional de potência independentemente do estado de carga do banco de baterias. O status de geração/demanda do barramento da microrrede CC é determinado pelo módulo e sentido da corrente i_{Grid} . Valores positivos indicando que o barramento CC está consumindo potência das baterias e negativos indicando que o barramento CC está entregando potência às baterias. O sistema de controle corrige o ângulo de defasagem adequadamente para o fluxo de potência requerido para que a tensão da microrrede seja estável, ao mesmo tempo que os índices de modulação sejam ajustados para satisfazer condições de comutação suave. Respostas obtidas demonstram que mudanças críticas do tipo degrau não foram capazes de desestabilizar o sistema, entendendo-se como mudança crítica uma alteração instantânea no sentido do fluxo de potência em seu valor nominal conforme especificado para o conversor, com a bateria em seu menor estado de carga.

Verificou-se que, ao ocorrer mudanças abruptas de geração/demanda por parte da microrrede CC, o conversor é capaz de estabilizar a tensão da mesma e corrigi-la com erro de regime permanente nulo. Contudo, os comportamentos dinâmicos dessas mudanças são caracterizados por sobressinais ou afundamentos de tensão, que são mais evidentes quando a bateria encontra-se com tensão inferior a nominal de projeto. Possíveis soluções para minimizar os efeitos dessas perturbações seria aumentar a capacitância de filtro da saída, sintonizando o controlador adequadamente, ou simplesmente evitando que VEs com baterias quase descarregadas fossem capazes de utilizar a tecnologia V2G. Outra possibilidade de solução seria a implementação de um controlador adaptativo, visto que o controlador tem sua performance prejudicada quando a bateria não encontra-se nas suas condições nominais em que o controlador foi projetado.

Sugestões de melhoria para o presente sistema envolvem um algoritmo de monitoramento e controle de carga para o banco de baterias do veículo elétrico, assim como a verificação da operação simultânea de vários conversores DAB em um barramento de uma única Microrrede CC.



(a)



(b)

Fig. 8 – Resultados de simulação em condições críticas de operação (Bateria em estado de carga mínimo e variação máxima do tipo degrau de fluxo de potência. $V_1 = 300 \text{ V}$). (a) Resposta da tensão da Microrrede à mudanças críticas de fluxo de potência do tipo degrau.

(b) Formas de onda de tensão dos enrolamentos primário e secundário do transformador. Modulação por largura de pulso no terminal 2.

V. CONCLUSÃO

A implementação de tecnologia *vehicle-to-grid* pode reduzir consideravelmente o impacto que veículos elétricos causariam na infraestrutura do sistema elétrico de potência, ao mesmo tempo que melhorariam sua resiliência, autonomia, confiabilidade e qualidade por meio da agregação de sistemas armazenadores de energia à rede. Percebeu-se que o conversor DAB é um bom candidato para tais operações, por conta de sua robustez em aplicações de média e alta potência, transição suave de fluxo de potência, esquema de controle simples e capacidade de comutação suave.

Um conversor CC-CC bidirecional de 6 kW para conectar um banco de baterias de 360 V e uma microrrede de 400 V foram validados por simulação. Verificou-se que o sistema era completamente estável, independente do estado de carga da bateria, contudo apresentava sobressinais e afundamentos de tensão consideráveis. A minimização desses efeitos pode ser

alcançada através da implementação de filtros capacitivos mais robustos com controladores adequados.

Sugestões para melhorias futuras do projeto abordado nesse artigo envolvem o melhor detalhamento e especificação do comportamento das baterias dos VEs, assim como controladores e monitoradores de seus respectivos *status*, o design de um controlador que não seja fixo somente a um ponto de projeto, a verificação de vários sistemas operando ao mesmo tempo em uma microrrede CC e a validação prática por meio de protótipos.

REFERÊNCIAS

- [1] L. Freris, D. Infield. *Renewable Energy in Power Systems*. 1 ed. United Kingdom: John Wiley and Sons, Ltd, 2009.
- [2] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY – IEA. *Key World Energy Statistics*. 2016
- [3] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY – IEA. *Key Renewable Trends*. 2016.
- [4] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY – IEA. *Global EV Outlook*. 2016.
- [5] B. R. Blasi. *DC Microgrids: Review and Applications*. Department of Architectural Engineering and Construction Science, College of Engineering, Kansas State University, Manhattan, 2013.
- [6] C. Guille, G. Gross. “A conceptual framework for the Vehicle-to-Grid (V2G) implementation.” *Elsevier Energy Policy*, Urbana, v.37; p. 4379-4390, 2009.
- [7] DEPARTAMENTO NACIONAL DE TRÂNSITO – DENATRAN. *Frota de veículos, por tipo e com placa, segundo as Grandes Regiões e Unidades da Federação - JUN/2016*. 2016.
- [8] INSTITUTO BRASILEIRO DE GEOGRAFIA E ESTATÍSTICA – IBGE. *Projeção da população do Brasil e das Unidades da Federação*. Disponível em: <http://www.ibge.gov.br/apps/populacao/projecao/>. Acesso em: 01/11/2016.
- [9] 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 Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, Jan./Feb. 1991.
- [10] G. G. Oggier, R. Leidhold, G. O. García; A. Oliva; J. C. Balda; F. Barlow. “Extending the ZVS operating range of dual active bridge high-power dc–dc converters.” *IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC) 2006*, pp. 2471–2477, 2006.
- [11] W. M. dos Santos. *Estudo e Implementação do Conversor TAB (Triple Active Bridge) Aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos*. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [12] W. W. A. G. Silva. *Estudo e Implementação de um Conversor Bidirecional como Interface na Regulação de Tensão em Barramento CC e Carregamento de Baterias em um Sistema Nanorrede*. 2013. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2013.
- [13] G. G. Oggier, G. O. García, A. R. Oliva. “Switching control strategy to minimize Dual Active Bridge converter losses.” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1826–1838, 2009.
- [14] G. G. Oggier, G. O. García, A. R. Oliva. “Modulation strategy to operate the Dual Active Bridge dc-dc converter under soft switching in the whole operating range.” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1228–1236, 2011.
- [15] D. S. Segaran. *Dynamic Modelling and Control of Dual Active Bridge Bi-directional DC-DC Converters for Smart Grid Applications*. 2013. Thesis (Ph.D. in Electrical and Computer Engineering) – School of Electrical and Computer Engineering, RMIT University, Melbourne, 2013.
- [16] D. Segaran, D. G. Holmes, B. P. McGrath. “Enhanced load step response for a bidirectional dc-dc converter.” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 371–379, 2013.
- [17] A. S. Vieira. *Conversor DAB para aplicações vehicle-to-grid em microrredes CC*. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2016.