

# Análise e Projeto do Conversor *Dual Active Bridge* - Multinível Aplicado em Sistemas de Armazenamento de Energia

Paulo Robson Melo Costa\*, Gustavo Stivanin Azzolin\*, Walter Meneghette dos Santos†, Martin Breus Meier†, Lucas Vizzotto Bellinaso\*, Cassiano Rech\* e Leandro Michels\*

\*Universidade Federal de Santa Maria

Santa Maria, Rio Grande do Sul

†Ecosolys SA

**Resumo**—Esse artigo analisa o conversor multinível bidirecional DAB-NPC, formado por duas pontes inversoras interligadas por um transformador de alta frequência. A topologia de 5 níveis com ponto de neutro grampeado a diodo foi utilizada na ponte de alta tensão, permitindo que as chaves semicondutoras operem com tensão reduzida. A modulação é realizada através de distâncias angulares, permitindo o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC. O controle de potência é realizado através do ângulo de defasagem entre as tensões em cada lado do transformador. Propôs-se a implementação de um filtro LC no lado de baixa tensão para diminuir a oscilação de corrente na bateria. A adição deste filtro torna a operação mais instável e dificulta o projeto de controladores convencionais. Por isso, a potência no conversor foi controlada por meio do controlador LQR. Os resultados obtidos por simulação validaram as estratégias de controle e de projeto adotadas neste trabalho.

**Palavras-chave** – Conversor Bidirecional; *Dual Active Bridge*; Inversor; *Linear Quadratic Regulator*; *Neutral Point Clamped*.

## I. INTRODUÇÃO

Atualmente, sistemas de geração distribuídos, pequenos e renováveis estão cada vez mais presentes na rede elétrica. Sistemas fotovoltaicos estão assumindo um papel importante na integração de fontes renováveis na geração de energia distribuída e 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 [1].

Para o melhor aproveitamento das fontes de energia intermitentes, mantendo a disponibilidade de energia local e auxiliando a rede elétrica a manter alguns índices de qualidade de energia de faixas aceitáveis, faz-se necessária a integração de um sistema de armazenamento de energia.

Os conversores CC-CC bidirecionais são componentes de ímpar importância para a integração das fontes de energia renováveis e sistemas de armazenamento de energia na rede elétrica, vide a necessidade de um conversor CC-CC com elevado ganho de tensão, elevada potência, bidirecionalidade em potência, isolamento galvânica, alta eficiência e alta densidade de potência.

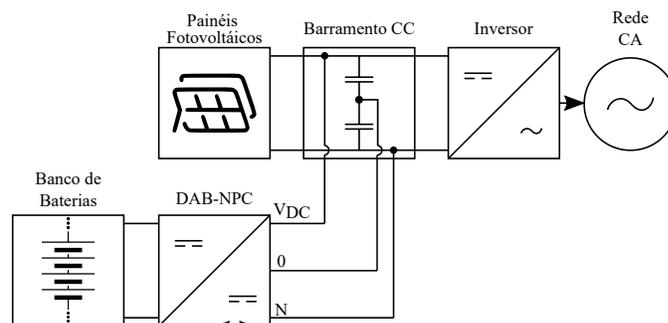


Fig. 1. Sistema de geração distribuída (*on-grid*) utilizando um conversor CC-CC bidirecional para integração do sistema de armazenamento de energia.

Revisando-se a bibliografia, encontram-se análises de diversas topologias de conversores CC-CC bidirecionais como, por exemplo, topologias sem isolamento [2], [3] e variantes de conversores DAB (*Dual Active Bridge*) isolados [4]–[10] com aplicação de conjuntos de baterias à sistemas de potência e mini/microgeração de energia (Fig. 1).

Para escolha da topologia, parâmetros como isolamento, grau de tensão e capacidade de controle são avaliados de acordo com os parâmetros de projeto (vide seção IV).

Com propósito de satisfazer os padrões de segurança *PELV/SELV* e o grande ganho de tensão entre o banco de baterias e o barramento CC, necessita-se a escolha de uma topologia com isolamento (através de um transformador de alta frequência) entre baixa e alta tensão. Além disso, ao se utilizar uma ponte multinível no lado de alta tensão, o conversor pode operar com tensões maiores, quando comparado com o conversor DAB convencional de 2 níveis.

Ainda, utilizando dois braços multiníveis NPC (*Neutral Point Clamped*) é possível aumentar a flexibilidade de controle do balanceamento das tensões do barramento CC, através de inserção/extração de corrente no nó central.

Este trabalho apresenta a análise e o projeto dos controladores do conversor DAB-NPC, conforme mostrado na Fig. 2. As principais contribuições são:

- 1) Inclusão de um filtro LC para redução da ondulação de

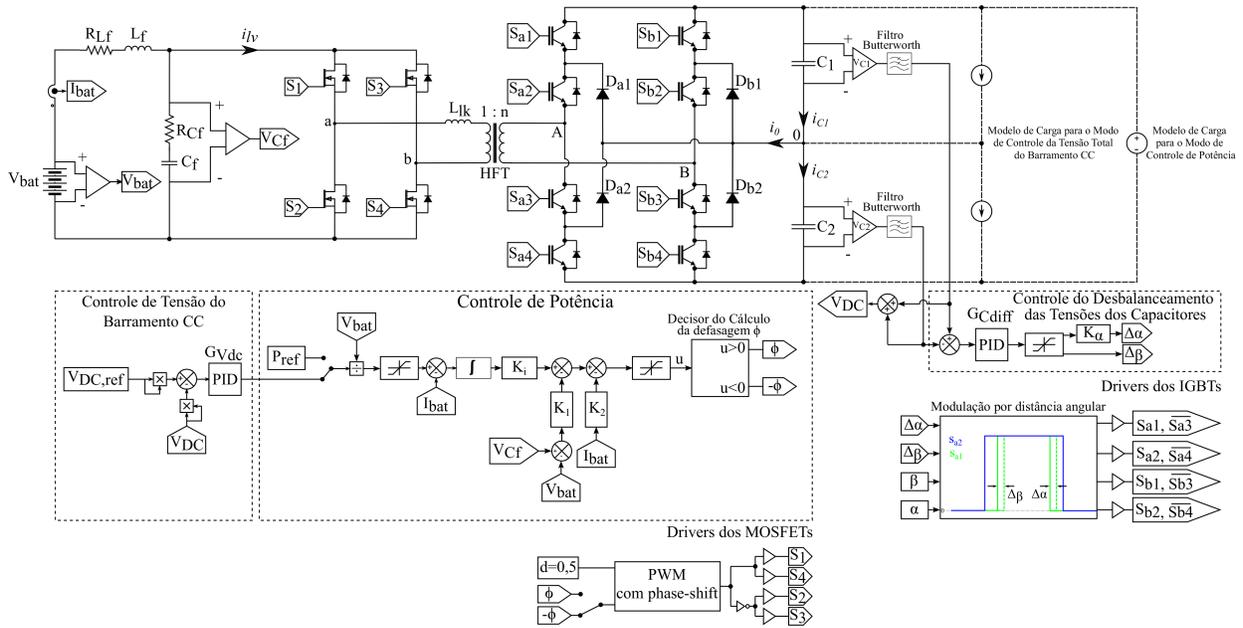


Fig. 2. Circuito do Conversor DAB-NPC com Filtro LC e diagrama do controle proposto.

- corrente na bateria;
- 2) Análise da operação do conversor;
- 3) Proposta de utilização do controlador LQR com ação integral para o controle da corrente da bateria.

## II. DAB-NPC COM FILTRO LC

Em cada ciclo de chaveamento, a ponte de dois braços no lado de baixa tensão é controlada para produzir a tensão quadrada  $v_{ab}$ , como mostrado na Fig. 3. Para  $v_{ab}$  ser uma onda quadrada de 2 níveis, a razão cíclica de  $S_1, S_2, S_3$  e  $S_4$  deve ser de 50%. Ao mesmo tempo, a ponte NPC multinível de alta tensão é controlada para produzir a tensão  $v_{AB}$  de 5 níveis, para isso, os comandos das chaves são definidos em função das distâncias angulares ( $\alpha$  e  $\beta$ ) ao invés de uma razão cíclica. Os ângulos  $\alpha$  e  $\beta$  são medidos simetricamente a partir de 0,  $\pi$  e  $2\pi$ , dentro de um período de chaveamento. A modulação simétrica adotada por meio de  $\alpha$  e  $\beta$  permite a redução da Distorção Harmônica Total (DHT) da tensão sintetizada e o balanceamento da tensão dos capacitores da ponte NPC [11]. O ângulo de *phase-shift*,  $\phi$ , é independente de  $\alpha$  e  $\beta$  e atua como parâmetro para o controle da potência.

Durante qualquer desbalanceamento de tensão nos capacitores da ponte NPC, uma corrente  $i_0$  circula no ponto 0 para os diodos da ponte NPC. Portanto, sendo  $i_{C1}, i_{C2}, i_{Da1}, i_{Da2}, i_{Db1}$  e  $i_{Db2}$  as correntes nos capacitores e nos diodos da ponte NPC, podemos escrever que:

$$i_0 = i_{C1} - i_{C2} \quad (1)$$

$$i_0 = i_{Da1} - i_{Da2} + i_{Db1} - i_{Db2} \quad (2)$$

De acordo com (2), a corrente  $i_0$  pode ser controlada pela manipulação das correntes nos diodos (de  $D_{a1}$  a  $D_{b2}$ ) através dos ângulos  $\alpha$  e  $\beta$ . Considerando, por exemplo, o

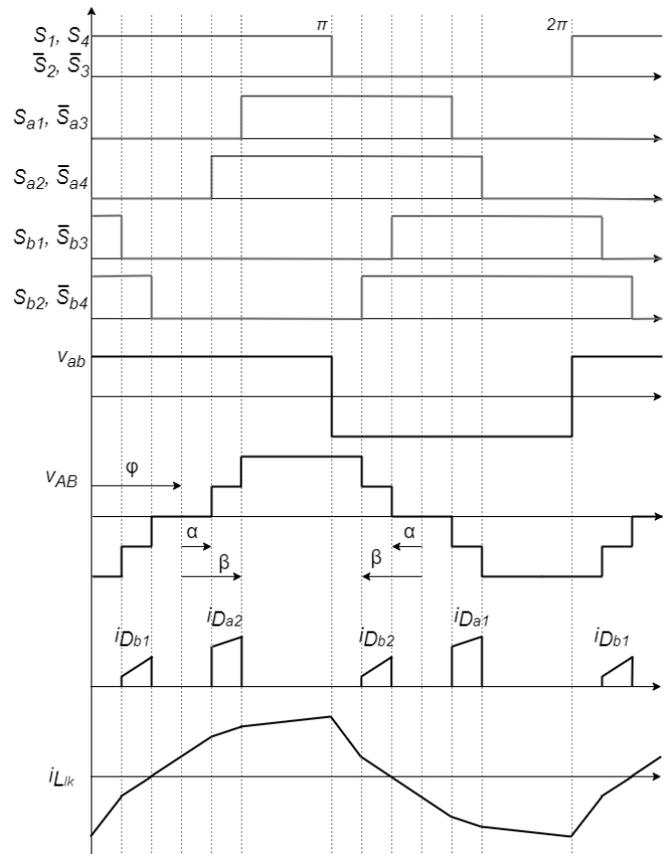


Fig. 3. Principais formas de onda do DAB-NPC.

desbalance em que  $i_{C1} > i_{C2}$ , então os tempos de condução de  $i_{Da1}$  e  $i_{Db1}$  devem ser reduzidos enquanto que os tempos

Tabela I  
ESTRATÉGIA PARA O BALANCEAMENTO DA TENSÃO DOS CAPACITORES  
DA PONTE NPC

Fim	Ação	$S_{a1}, \bar{S}_{a3}$	$S_{a2}, \bar{S}_{a4}$	$\bar{S}_{b1}, S_{b3}$	$\bar{S}_{b2}, S_{b4}$
$i_{C1}$	ligar ( $-\phi$ )	$\beta + \Delta\beta$	-	$\Delta\beta - \beta$	-
↓	desl. ( $-\pi-\phi$ )	$\alpha + \Delta\alpha$	-	$\Delta\alpha - \alpha$	-
$i_{C2}$	ligar ( $-\phi$ )	-	$\alpha - \Delta\alpha$	-	$-\alpha - \Delta\alpha$
↑	desl. ( $-\pi-\phi$ )	-	$\beta - \Delta\beta$	-	$-\beta - \Delta\beta$

de condução de  $i_{Da2}$  e  $i_{Db2}$  devem ser aumentados. Desta forma, o tempo de carregamento de  $C_1$  é reduzido e o tempo de carregamento de  $C_2$  é aumentado, assim a corrente  $i_0$  é regulada para zero e as tensões nos capacitores serão balanceadas. Os tempos de condução dos diodos podem ser modificados por meio de  $\Delta\alpha$  e  $\Delta\beta$  (positivos para  $i_{C1} > i_{C2}$ ) que modificam os instantes de ligamento e desligamento das chaves da ponte NPC de acordo com a Tabela I.

### III. MODELAGEM DINÂMICA PARA CONTROLE

#### A. Modelo para o controle da potência através da corrente da bateria

No conversor DAB-NPC, a potência é controlada pelo ângulo de *phase-shift*  $\phi$  entre  $v_{ab}$  e  $v_{AB}$ . A indutância de dispersão equivalente do HFT atua como o principal elemento de transferência de energia. A partir da análise da corrente no indutor  $L_{lk}$  em cada uma das etapas de operação, como mostrado na Fig. 3, é possível obter a equação simplificada da potência média que entra na porta de baixa tensão do conversor DAB-NPC como mostrado a seguir [7]:

$$\langle P_{lv} \rangle = \frac{V_{Cf} \cdot V_{DC}}{2\pi f_{sw} \cdot n \cdot L_{lk}} \cdot \phi \cdot \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} - \frac{\alpha^2 + \beta^2}{2\pi|\phi|} \right), \quad (3)$$

onde  $V_{Cf}$  é a tensão na porta de baixa tensão do DAB-NPC e  $V_{DC}$  é a tensão na porta de alta tensão.

Sendo  $\langle i_{lv} \rangle$  a corrente média que entra na porta de baixa tensão do Conversor DAB-NPC e  $\langle P_{lv} \rangle = \langle i_{lv} \rangle \cdot V_{Cf}$ , podemos escrever que:

$$\langle i_{lv} \rangle = \frac{V_{DC}}{2\pi f_{sw} \cdot n \cdot L_{lk}} \cdot \phi \cdot \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} - \frac{\alpha^2 + \beta^2}{2\pi|\phi|} \right) \quad (4)$$

Como pode ser observado em (4), a relação da corrente média  $\langle i_{lv} \rangle$  com o ângulo  $\phi$  não é linear. Aplicando uma pequena perturbação nas variáveis em torno do ponto quiescente de operação, desprezando os termos contínuos e produtos de duas perturbações, obtemos o modelo de pequenos sinais de  $\langle i_{lv} \rangle$ , representado por  $\tilde{i}_{lv}$ , em relação a uma perturbação no ângulo  $\phi$ , representado por  $\tilde{\phi}$ . Essa relação é dada em (5), onde  $\Phi$  é o ângulo de *phase-shift* nominal.

$$\frac{\tilde{i}_{lv}}{\tilde{\phi}} = \frac{V_{DC}}{2\pi f_{sw} \cdot n \cdot L_{lk}} \cdot \left( 1 - \frac{2|\Phi|}{\pi} \right) \quad (5)$$

Considerando a tensão da bateria constante, o circuito em pequenos sinais pode ser representado como mostrado na

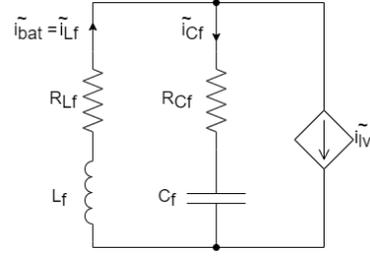


Fig. 4. Circuito equivalente de pequenos sinais do filtro do lado da bateria.

Fig. 4. Da análise do circuito e aplicando a Transformada de Laplace, e substituindo (5), a função de transferência de pequenos sinais da corrente da bateria  $\tilde{i}_{bat}$  em relação a  $\tilde{\phi}$  é obtida em (6).

$$\frac{\tilde{i}_{bat}(s)}{\tilde{\phi}(s)} = \frac{\tilde{i}_{lv}}{\tilde{\phi}} \cdot \frac{1 + sC_f R_{Cf}}{1 + sC_f(R_{Cf} + R_{Lf}) + s^2 C_f L_f} \quad (6)$$

A função de transferência de (6) é especialmente útil para o projeto de controladores do tipo PI ou PID para o controle da corrente média ou potência média do Conversor DAB-NPC. Para a implementação de controladores robustos, como o controlador *Linear Quadratic Regulator* (LQR) com ganho integral, é necessário o modelo em espaço de estados. Ainda tomando o circuito da Fig. 4, podemos escrever:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (7)$$

$$y = C \cdot x + D \cdot u \quad (8)$$

onde

$$x = \begin{bmatrix} \tilde{v}_{Cf} \\ \tilde{i}_{bat} \end{bmatrix}, u = \tilde{i}_{lv}, \quad (9)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_{Cf} + R_{Lf}}{L_f} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f} \\ \frac{R_{Cf}}{L_f} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$C = [ 0 \quad 1 ], D = 0. \quad (11)$$

O modelo em espaço de estados de (7) pode ser utilizado para o projeto de um controlador de retroação de estados, uma vez que as duas variáveis de estados são medidas. A saída desse controlador será a referência da corrente média no lado de baixa tensão do conversor DAB-NPC,  $\langle i_{lv} \rangle^*$ . Resolvendo (4) para  $\phi$  e escrevendo em (12), obtemos a expressão da referência para  $\phi$  ( $\phi^*$ ) a ser utilizada na modulação.

$$\phi^* = \left( \pi - \sqrt{\pi^2 - \frac{8\pi^2 f_{sw} n L_{lk} \langle i_{lv} \rangle^*}{V_{DC}}} \right) \div 2 \quad (12)$$

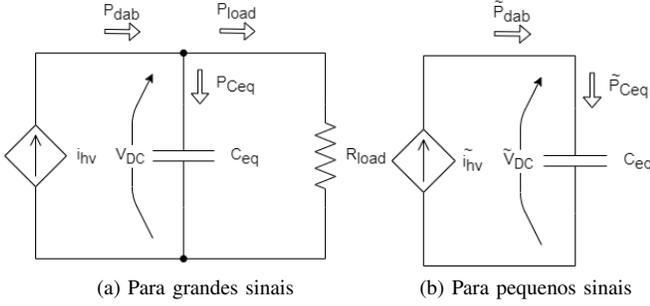


Fig. 5. Circuito equivalente do barramento de alta tensão do DAB-NPC.

### B. Modelo para o controle da tensão

Considera-se  $i_{hv}$  a corrente que sai da ponte NPC antes de chegar ao capacitor  $C_{eq}$  (equivalente à associação série de  $C_1$  e  $C_2$ ) e  $R_{load}$  a carga conectada à porta de alta tensão do DAB-NPC, conforme Fig. 5a. As potências do DAB-NPC, do capacitor e da carga também são evidenciadas na figura. Considerando a carga constante, pode-se obter o circuito para pequenos sinais, como mostrado na Fig. 5b.

Igualando-se as potências  $\tilde{P}_{dab}$  e  $\tilde{P}_{Ceq}$  e aplicando a transformada de Laplace, é obtida a função de transferência para o controle da tensão na porta de alta tensão do DAB-NPC.

$$\frac{\tilde{V}_{DC}^2(s)}{\tilde{P}_{dab}(s)} = \frac{2}{sC_{eq}} \quad (13)$$

Para filtrar frequências indesejadas nas medições das tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , foi projetado um filtro *Butterworth* passa baixas de frequência de corte de 38Hz. A função de transferência do filtro pode ser observada em 14 e deve ser considerada em série, a cada medição, na dinâmica da planta para projeto do controlador.

$$G_{fbw}(s) = \frac{0,00415s^2 + 19,13s + 8,573 \cdot 10^4}{s^2 + 441,9s + 5,681 \cdot 10^4} \cdot \frac{0,00192s^2 + 8,652s + 3,799 \cdot 10^4}{s^2 + 182,5s + 5,845 \cdot 10^4} \quad (14)$$

### C. Modelo para o controle do desbalanceamento dos capacitores

De forma similar a (4), pode-se tomar (3) e escrever que a corrente média que sai da porta de alta tensão do conversor DAB-NPC,  $\langle i_{hv} \rangle$ , é:

$$\langle i_{hv} \rangle = \frac{V_{Cf}}{2\pi f_{sw} \cdot n \cdot L_{lk}} \cdot \phi \cdot \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} - \frac{\alpha^2 + \beta^2}{2\pi |\phi|} \right) \quad (15)$$

Aplicando-se uma perturbação em torno do ponto quiescente de operação, considerando-se apenas a perturbação em  $\beta$  ( $\tilde{\beta}$ ) e na corrente ( $\tilde{i}_{hv}$ ) e desprezando as componentes contínuas, obtemos a relação:

$$\frac{\tilde{i}_{hv}}{\tilde{\beta}} = \frac{V_{Cf}}{2\pi f_{sw} \cdot n \cdot L_{lk}} \cdot \left( -\frac{\beta}{\pi} \right) \quad (16)$$

Tabela II  
PARÂMETROS DO CONVERSOR DAB-NPC DE 6 kW

Descrição	Símbolo	Valor
Potência nominal	$P_o$	6 kW
Tensão nominal da bateria	$V_{bat}$	48 V
Tensão na porta de alta tensão	$V_{DC}$	800 V
Ângulos nominais da modulação	$\alpha, \beta$ e $\Phi$	15°, 30° e 50°
Relação de transformação do HFT	$n$	1:17
Frequência de chaveamento	$f_{sw}$	43,2 kHz
Indutância de dispersão do HFT	$L_{lk}$	0,8 $\mu$ H
Capacitância da ponte NPC	$C_1$ e $C_2$	2000 $\mu$ F
Resistência equivalente à carga nominal	$R_{load}$	107 $\Omega$
Capacitor do filtro LC da bateria	$C_f, R_{Cf}$	383 $\mu$ F, 1 m $\Omega$
Indutor do filtro LC da bateria	$L_f, R_{Lf}$	3,5 $\mu$ H, 1 m $\Omega$

Da análise do circuito equivalente da Fig. 5a, obtemos em (17) a relação entre uma perturbação na tensão  $V_{DC}$  e uma perturbação no ângulo  $\beta$ . O mesmo procedimento pode ser repetido para o ângulo  $\alpha$ , e pode-se chegar a conclusão de que o impacto de  $\alpha$  e de  $\beta$  em  $V_{DV}$  é o mesmo, com uma pequena divergência de magnitude.

$$\frac{\tilde{V}_{DC}(s)}{\tilde{\beta}(s)} = \frac{V_{Cf}}{2\pi f_{sw} \cdot n \cdot L_{lk}} \cdot \left( -\frac{\beta}{\pi} \right) \frac{R_{load}}{1 + sC_{eq}R_{load}} \quad (17)$$

A partir da dinâmica definida em (17), é possível controlar a tensão diferencial dos capacitores da ponte NPC por meio de variações em  $\alpha$  e  $\beta$ .

## IV. PROJETO DOS CONTROLADORES

O Conversor DAB-NPC considerado neste trabalho possui potência nominal e parâmetros mostrados na Tabela II. Os controladores projetados a partir desses parâmetros são descritos nas seções seguintes.

Para o controle de potência por meio da corrente bateria  $I_{bat}$ , foi utilizado um controlador LQR com ganho integral. Seguindo a metodologia de [12] e [13], para o projeto do controlador LQR, definem-se as matrizes de projeto R e Q e encontram-se as matrizes expandidas  $\tilde{A}$  e  $\tilde{B}$  no espaço de estados para então calcular os ganhos de retroação de estados e de integração do erro. Os parâmetros desse controlador são mostrados na Tabela III.

Para as outras malhas de controle, foram utilizados controladores clássicos. Para o projeto, seguiu-se a metodologia de [14], definindo-se uma frequência de cruzamento e o avanço de fase desejado através da resposta em frequência do sistema em malha aberta para obtenção do controlador. Os parâmetros e o controlador resultante para a malha de tensão é mostrado na Tabela IV.

O controlador obtido para o desbalanceamento das tensões dos capacitores da ponte NPC é mostrado na Tabela V.

## V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para a validação da estratégia de controle mostrada na Fig. 2 e dos controladores projetados, o Conversor DAB-NPC foi simulado no PSIM. Os principais resultados da simulação são mostrados a seguir.

Tabela III  
PARÂMETROS DO CONTROLADOR LQR DE POTÊNCIA ATRAVÉS DA CORRENTE DA BATERIA

Matrizes de Projeto		
$R$		1
$Q$		$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 10^8 \end{bmatrix}$
Ganhos da Retroação de Estados		
$K_1$		-12,10282
$K_2$		0,67056
Ganho do Integrador do Erro		
$K_i$		$10^4$
Resposta ao Degrau Unitário		
Tempo de subida		300,52 $\mu$ s
Tempo de acomodação		588,28 $\mu$ s
Máximo overshoot		0%

Tabela IV  
PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Parâmetro	Valor
Ações de controle inseridas	PID
Função de transferência do controlador projetado ( $G_{V_{dc}}$ )	$\frac{0,09(s+22,87)(s+6,28)}{s \cdot (s+172,6)}$
Frequência de cruzamento em malha aberta	10,2 Hz
Margem de ganho	1,21 dB
Margem de fase	55°
Resposta ao Degrau Unitário	
Tempo de subida	12,8 ms
Tempo de acomodação	650 ms
Máximo overshoot	44,8%

Tabela V  
PARÂMETROS DO CONTROLADOR DO BALANCEAMENTO DE TENSÃO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO CC

Parâmetro	Valor
Ações de controle inseridas	PID
Função de transferência do controlador projetado ( $G_{C_{diff}}$ )	$\frac{-8,21 \cdot 10^{-2} \cdot (s+22,9) \cdot (s+6,28)}{s \cdot (s+172,6)}$
Frequência de cruzamento em malha aberta	10,2 Hz
Margem de ganho	3,71 dB
Margem de fase	103°
Resposta ao Degrau Unitário	
Tempo de subida	13,3 ms
Tempo de acomodação	463 ms
Máximo overshoot	0%

### A. Controle da corrente da bateria

Primeiramente considerado o conversor no modo de controle da potência através da corrente da bateria. Nesta situação, a tensão na ponte NPC ( $V_{DC}$ ) é mantida constante em 800 V pelo inversor conectado à Rede CA. Assim, o sistema de controle atua apenas na corrente da bateria e no desbalanceamento dos capacitores do NPC. Na Fig. 6 pode-se observar a partida do conversor com uma referência para a potência de 5 kW a ser fornecida pela bateria. No instante de tempo  $t = 0,02$  s, a referência para a potência é invertida, assim, o conversor DAB-NPC passa a atuar carregando a bateria com uma potência de 5 kW.

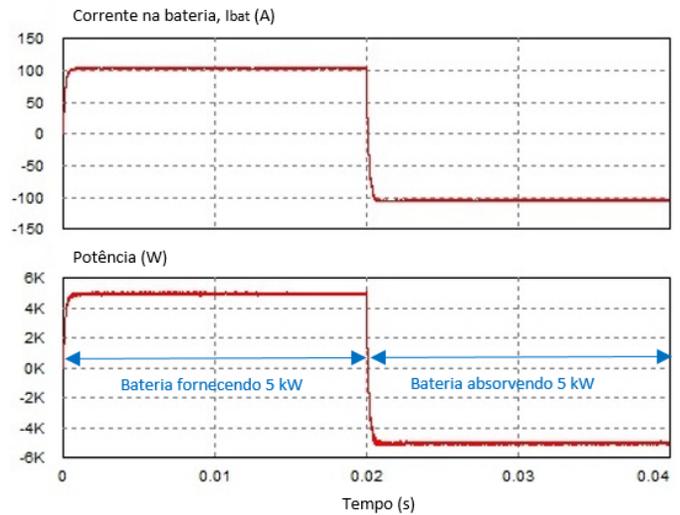


Fig. 6. Resultado de simulação do controle da malha de corrente da bateria.

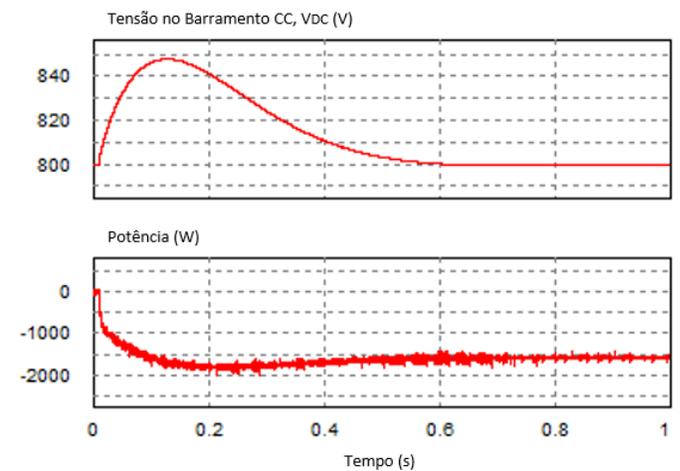


Fig. 7. Resultado de simulação do controle da malha de tensão do Barramento CC.

### B. Controle da tensão total do Barramento CC

Quando o Inversor conectado à Rede CA opera saturado ou quando há falta da Rede CA, o conversor DAB-NPC deve atuar regulando a tensão do Barramento CC, de forma a manter a geração dos Painéis Fotovoltaicos e o suprimentos de algumas cargas essenciais que possam estar conectadas ao Barramento CC ou ao Barramento CA. Na Fig. 7, é mostrado o resultado do controlador de tensão quando a Geração Fotovoltaica fornecia 1,6 kW ao Barramento CC e a conexão com a rede elétrica é perdida. Desta forma, o conversor DAB-NPC assume o controle da tensão do Barramento CC, regulando esta até o valor de 800 V. Também pode ser observada a potência de 1,6 kW com sentido à bateria.

### C. Controle do equilíbrio da tensão do Barramento CC

A Fig. 8 mostra o resultado do controlador do desbalanceamento da tensão dos capacitores do Barramento CC, na ponte

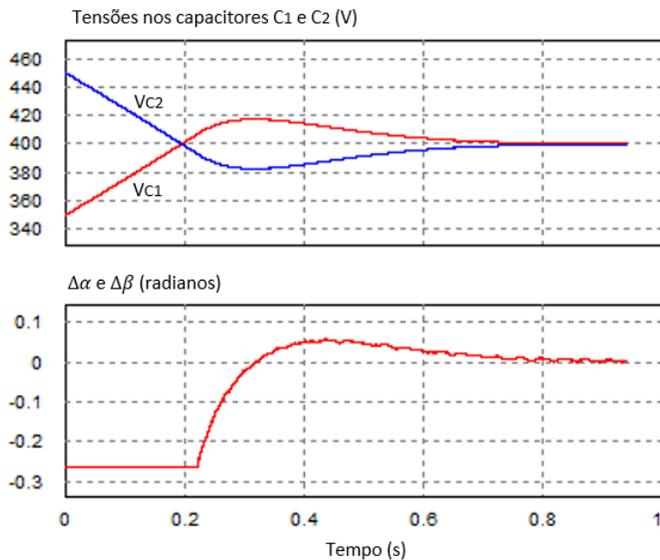


Fig. 8. Resultado de simulação do controle do desbalanceamento da tensão dos capacitores do Barramento CC.

NPC. Inicialmente, as tensões dos capacitores são diferentes (450 V e 350 V), após a atuação do controlador na modulação do conversor por meio de  $\Delta\alpha$  e  $\Delta\beta$ , as tensões se igualam em 400 V.

## VI. CONCLUSÃO

Uma topologia de conversor multinível bidirecional DAB-NPC, formado por duas pontes inversoras (CC-CA e CA-CC) interligadas por um transformador de alta frequência (HFT - *High Frequency Transformer*) com filtro no lado da bateria foi apresentada, projetada e verificada através de simulação. Uma proposta de controle de potência utilizando o controlador LQR com ganho integral foi apresentada. A implementação deste controlador no controle da corrente da bateria permitiu uma resposta rápida e sem oscilações, mesmo com a inserção do filtro LC. Os controladores projetados foram validados por meio de simulação, onde vários testes foram executados. Características como alto ganho de tensão, bidirecionalidade em potência, alta densidade de potência e isolamento galvânica, tornam o conversor DAB-NPC como uma opção viável para aplicação em inversores.

## REFERÊNCIAS

[1] M. Bragard, N. Soltau, S. Thomas e 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*, v. 25, n. 12, pp. 3049–3056, 2010.

[2] L. V. Bellinaso, "Controle Digital Aplicado a Um Sistema Fotovoltaico Multistring Autônomo," Universidade Federal de Santa Maria, 2011. endereço: <http://repositorio.ufsm.br/handle/1/15796>.

[3] —, "Inversores fotovoltaicos conectados à rede com armazenamento de energia – classificação, recomendações técnicas e gerenciamento," tese de dout., Universidade Federal de Santa Maria, 2017, p. 323. endereço: <http://repositorio.ufsm.br/handle/1/13314>.

[4] A. P. Galbiatti, "Estudo e Implementação do Conversor DAB-NPC Monofásico Aplicável a Transformadores De Estado Sólido," Universidade Federal de Santa Catarina, 2019. endereço: <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/206425>.

[5] T. Vargas, S. Soares Queiroz, G. Sebastião da Silva e C. Rech, "Controllability Study of Dual-Active Bridge Converter in Cascaded Converter Structures," *Eletrônica de Potência*, v. 24, n. 1, pp. 18–26, 2019, ISSN: 14148862. DOI: 10.18618/rep.2019.1.0012. endereço: <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.1.0012>.

[6] P. F. S. Costa, "Modelagem e Controle do Conversor DAB para Interface entre Banco de Baterias e Sistema Elétrico de Potência," Universidade Federal de Santa Maria, 2017. endereço: <http://repositorio.ufsm.br/handle/1/18910>.

[7] M. A. Moonem, C. L. Pechacek, R. Hernandez e H. Krishnaswami, "Analysis of a multilevel dual active bridge (ML-DAB) DC-DC converter using symmetric modulation," *Electronics*, v. 4, n. 2, pp. 239–260, 2015, ISSN: 20799292. DOI: 10.3390/electronics4020239.

[8] S. B. Karanki e D. Xu, "Voltage droop control of dual active bridge for integrating battery energy storage to utility grid," *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014*, pp. 2227–2232, 2014. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6953700.

[9] A. Kirsten, "Metodologia de Projeto e Otimização do Conversor DAB Aplicado a Transformadores de Estado Sólido," tese de dout., Universidade Federal de Santa Maria, 2014, p. 236.

[10] L. Schuch, "Sistema CA/CC com um Conversor PWM Bidirecional para Interface entre o Barramento CC e o Banco de Baterias," Universidade Federal de Santa Maria, 2001.

[11] A. Filbà-Martínez, S. Busquets-Monge e J. Bordonau, "Modulation and capacitor voltage balancing control of a three-level NPC dual-active-bridge DC-DC converter," em *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 6251–6256. DOI: 10.1109/IECON.2013.6700163.

[12] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 4th. USA: Prentice Hall PTR, 2001, ISBN: 0130609072.

[13] S. Skogestad e I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley Sons, Inc., 2005, ISBN: 0470011688.

[14] R. W. Erickson e D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2ed. Springer, 2001.