

# Comparação do fator de esforços de topologias para o conversor de interlink de uma nanorede CC

Tiago Miguel Klein Faistel<sup>†</sup>, Luiz Antonio Correa Lopes<sup>§</sup> e Mário Lúcio da Silva Martins<sup>†</sup>

<sup>†</sup>Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC

Email: tiagofaistel@yahoo.com.br

<sup>§</sup>Concordia University - Montreal, Canadá

Email: lalopes@encs.concordia.ca

Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, Brasil

**Resumo**—Este trabalho apresenta a análise de desempenho dos esforços aplicados aos conversores bidirecionais CC-CC para serem utilizados no interlink entre barramentos de alta e baixa tensão de uma nanorede CC. Nesta análise, os conversores Half-Bridge simétrico com dobrador de corrente, Half-Bridge Assimétrico com dobrador de corrente e Half-Bridge simétrico com retificador em ponte-completa e saída em corrente são avaliados pelo método CSF (do inglês, *Component Stress Factor*). Este método apresenta três índices: fator de esforços nos semicondutores (*SCSF*), nos indutores (*WCSF*) e nos capacitores (*CCSF*), que serão utilizados para determinar o desempenho de cada conversor e definição do melhor ponto de operação.

## I. INTRODUÇÃO

Com o desenvolvimento de aplicações tais como as micro-redes em corrente contínua (CC) [1], os veículos elétricos [2] e os sistemas de armazenamento de energia, há uma crescente necessidade por conversores CC-CC bidirecionais de alta potência e com excelente desempenho estático e dinâmico. O conversor em ponte dupla ativa isolada (DAB), proposto em [3], tem se mostrado um atraente candidato para estas aplicações devido a sua alta densidade de potência, capacidade de comutação suave, fluxo bidirecional de potência e isolamento galvânico. Contudo, em aplicações onde o ganho de tensão precisa ser maior que quatro vezes, o transformador do conversor DAB precisa ser projetado com uma relação de transformação muito elevada, o que normalmente resulta num aumento das indutâncias de dispersão, levando a um aumento das perdas deste dispositivo e da interferência eletromagnética de todo sistema. Para contornar estes problemas, os conversores alimentados em corrente [4], [5] são preferidos devido à suas características estáticas de ganho de tensão maior que a unidade. Adicionalmente, eles provêm entrada contínua de corrente para o lado de baixa tensão, e são frequentemente mais eficientes. A capacidade inerente de elevação de tensão possibilita requisitos mais simplificados no projeto do transformador [6] e maior capacidade para regulagem de tensão [7]. O uso de isolamento galvânica permite ajustar a razão cíclica para o ponto de menor esforço e regular o ganho estático pela relação de espiras. Outras vantagens incluem baixo esforço de corrente RMS nos interruptores e também pode ser alcançada alta eficiência. Dentre os conversores alimentados em corrente pode-se destacar o conversor full-bridge alimentado em corrente (Current Fed Full-bridge, CFFB) [8] e o conversor half-bridge

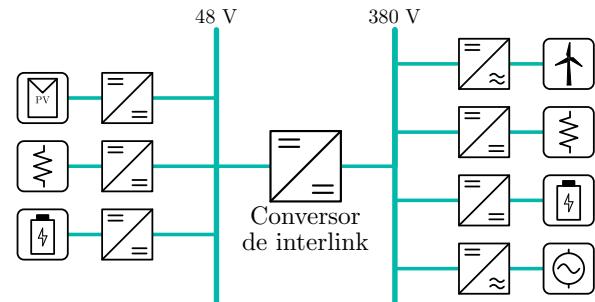


Figura 1. Estrutura simplificada de uma nanorede CC.

alimentado em corrente (CFHB) [9]. O conversor CFHB pode utilizar um circuito retificador com dobrador de tensão em meia-onda [9], [10] ou em onda completa [11].

A representação em diagrama de bloco de um sistema de nanorede, Fig. 1, baseado em dois barramentos sendo um de 48 V para cargas de baixa potência e outro de 380 V para cargas de alta potência. Os módulos fotovoltaicos, cargas CC, bateria, entre outros são conectados ao barramento de baixa potência, no barramento de alta potência pode ser conectado geração eólica, conexão com a rede elétrica, entre esses dois barramentos a um conversor CC-CC bidirecional para fazer o interlink.

Este artigo apresenta uma análise comparativa de três conversores alimentados em corrente para serem utilizados no interlink entre os barramentos de alta e baixa tensão de uma nanorede CC, a saber: (1) Conversor Half-Bridge simétrico com dobrador de corrente (SHBCDR) [9]; (2) Conversor Half-Bridge Assimétrico com dobrador de corrente (AHBCDR) [10], [11]; e (3) Conversor Half-Bridge simétrico com retificador em ponte-completa e saída em corrente (SHBFBR).

## II. Component Stress Factor (CSF)

O CSF é um método analítico usado para avaliar e comparar diferentes topologias de conversores para uma aplicação específica. O método fornece uma estimativa das tensões do conversor e fornece uma medida quantitativa do desempenho do conversor. O método CSF é similar ao *component load factor* (CLF), a diferença nos dois métodos está em como os componentes individuais e totais são calculados [8].

A análise é realizada com base em três componentes separados: fator de esforços dos capacitores ( $CCSF$ ) (1), fator de esforços dos semicondutores ( $SCSF$ ) (2), e o fator de esforços dos enrolamento ( $WCSF$ ) (3).

$$CCSF_i = \frac{1}{W_i} \sum_j W_j \frac{V_{max}^2 I_{rms}^2}{P^2}, \quad (1)$$

$$SCSF_i = \frac{1}{W_i} \sum_j W_j \frac{V_{max}^2 I_{rms}^2}{P^2}, \quad (2)$$

$$WCSF_i = \frac{1}{W_i} \sum_j W_j \frac{V_{max\_med}^2 I_{rms}^2}{P^2}. \quad (3)$$

Os esforços totais sobre os diferentes componentes é calculada separadamente, somando os componentes relativos dos capacitores ( $\sum_i CCSF_i$ ), semicondutores ( $\sum_i SCSF_i$ ) e enrolamentos ( $\sum_i WCSF_i$ ). A inclusão de  $P$  na definição de CSF remove qualquer dependência da potência processada e torna o CSF uma quantidade adimensional.

Os diferentes valores de CSF são calculados com base na tensões dos dispositivos e nas correntes eficazes. Para semicondutores e capacitores, é considerada a tensão máxima que os dispositivos têm que suportar em toda a faixa de operação do conversor. Para os indutores e transformadores, é considerado o valor médio máximo. Todos os valores de CSF são escalonados com a potência processada, tornando o CSF uma quantidade adimensional. As equações para o cálculo de cada CSF é descrita no Apêndice.

### III. CONVERSORES BIDIRECIONAIS

Nessa seção são apresentadas as análise dos conversores CC-CC bidirecionais derivados do meia ponte. Esses conversores podem ser conectados a duas fontes diferentes sendo possível realizar a reversibilidade em corrente. Quando o fluxo de potência for da fonte de baixa tensão ( $V_1$ ) para a fonte de alta tensão ( $V_2$ ) o conversor opera no modo elevador. Quando o fluxo de potência estiver no sentido oposto, o conversor está no modo abaixador de tensão.

#### A. Conversor Half-Bridge simétrico com dobrador de corrente (SHBCDR)

O conversor SHBCDR possui quatro interruptores, três capacitores e dois indutores, este conversor pode operar no modo elevador, quando o fluxo de potencia é no sentido da fonte  $V_1$  para  $V_2$ , desta forma o circuito é de um conversor meia ponte alimentado em corrente com dobrador de tensão, e para o fluxo reverso, quando o conversor opera como um meia ponte alimentado em tensão com dobrador de corrente. A modulação deste conversor é simétrica sendo o sinal de comando  $S_1$  e  $S_2$  idênticos e defasados em  $180^\circ$ . No modo elevador de tensão é definido que  $D = D_1$  e no abaixador  $D = D_3$ . O diagrama de circuito e suas principais formas de onda são mostrados nas Fig. 2 e 3, respectivamente.

#### 1) Modo Elevador ( $0,5 < D_1 < 1$ ):

- Etapa 1 ( $t_0 < t < t_1$ ) e Etapa 3 ( $t_3 < t < t_4$ ): Durante esta etapa, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão acionados, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão magnetizando.
- Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ): Nesta etapa, somente o interruptor  $S_1$  está acionado, o indutor  $L_1$  está magnetizando e o  $L_2$  está desmagnetizando, a corrente do lado de alta tensão circula pelo diodo de corpo do interruptor  $S_3$ .
- Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ): Nesta etapa, somente o interruptor  $S_2$  está acionado, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão desmagnetizando e magnetizando respectivamente, a corrente circula pelo diodo de corpo do interruptor  $S_4$ .

#### 2) Modo Abaixador ( $0 < D_3 < 0,5$ ):

- Etapa 1 ( $t_0 < t < t_1$ ) e Etapa 3 ( $t_3 < t < t_4$ ): Durante esta etapa, os diodos de corpo dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão conduzindo, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão desmagnetizando.
- Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ): Durante esta etapa, somente o interruptor  $S_3$  está acionado, o indutor  $L_1$  está desmagnetizando e o  $L_2$  está magnetizando, a corrente do lado de baixa tensão circula pelo diodo de corpo do interruptor  $S_1$ .
- Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ): Nesta etapa, somente o interruptor  $S_4$  está acionado, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão magnetizando e desmagnetizando respectivamente, a corrente do lado de alta tensão circula pelo diodo de corpo do interruptor  $S_2$ .

3) *Ganho Estático*: O ganho estático do conversor é determinado por (4). Na Figs. 4(a) e (b) pode ser visto ganho estático do conversor SHBCDR para os modos elevador e abaixador para diferentes valores de  $N$ .

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{2N}{1 - D_1}; \quad \frac{V_1}{V_2} = \frac{D_3}{2N}. \quad (4)$$

4) *Cálculo do CSF*: O CSF é calculado para ambos os modos de operação do conversor e as equações resultantes são apresentadas na Tabela I.

#### B. Conversor Half-Bridge assimétrico com dobrador de corrente (AHBCDR)

O conversor AHBCDR é muito semelhante ao SHBCDR, sendo que apenas a posição do capacitor  $C_2$  é alterada. A tensão desse capacitor é diferente do  $C_3$ . A modulação desse conversor é assimétrica, isso resulta que os sinais de comando  $S_3$  e  $S_4$  sejam complementares. O diagrama de circuito e as principais formas de onda teóricas do conversor AHBCDR são mostradas nas Fig. 5 e 6, respectivamente.

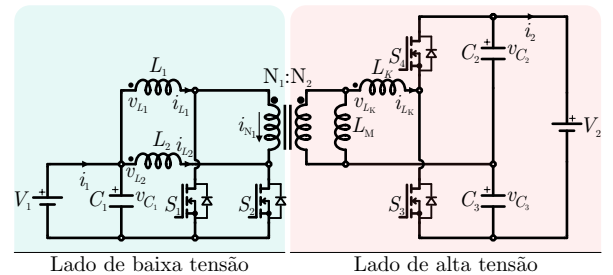


Figura 2. Conversor Half-Bridge simétrico com dobrador de corrente

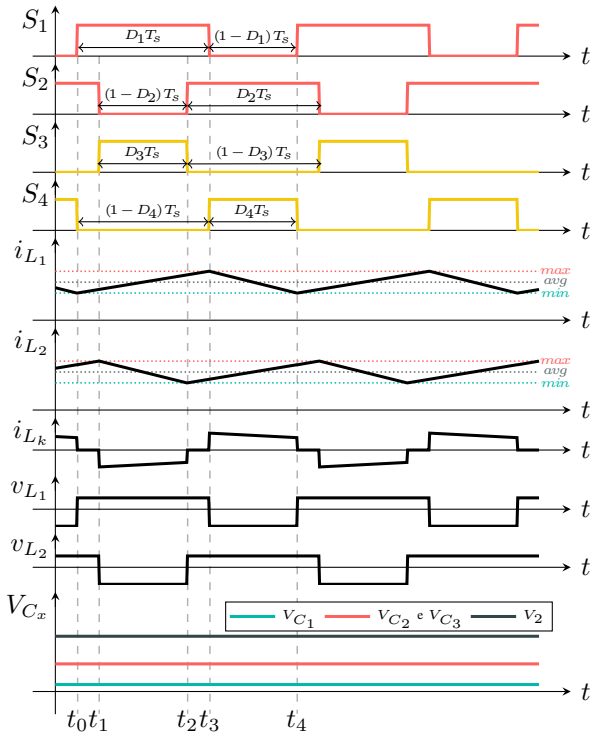


Figura 3. Formas de onda teóricas para o conversor SHBCDR.

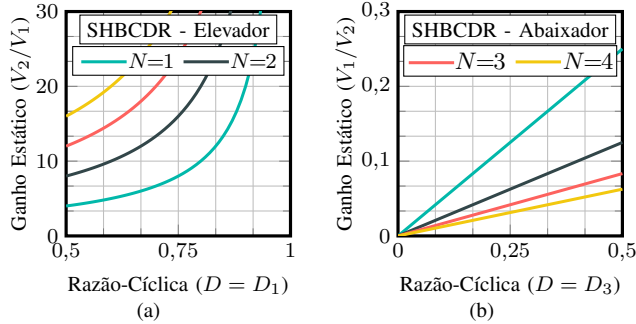


Figura 4. Ganho estático do conversor SHBCDR (a) Modo Elevador. (b) Modo Abaixador.

#### 1) Modo Elevador ( $0 < D < 1$ ):

- Etapa 1 ( $t_0 < t < t_1$ ): Durante esta etapa, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão acionados, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão magnetizando, o diodo de corpo do interruptor  $S_4$  está

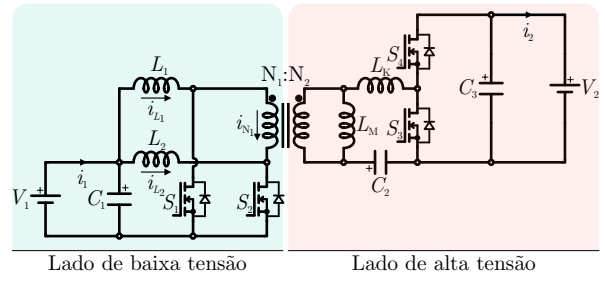


Figura 5. Conversor Half-Bridge assimétrico com dobrador de corrente

conduzido.

- Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ): Nesta etapa, somente o interruptor  $S_1$  está acionado, o indutor  $L_1$  está magnetizando e o  $L_2$  está desmagnetizando.
- Etapa 3 ( $t_3 < t < t_4$ ): Durante esta etapa, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão acionados, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão magnetizando, o diodo de corpo do interruptor  $S_4$  está conduzido.
- Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ): No decorrer desta etapa, somente o interruptor  $S_2$  está acionado, o indutor  $L_1$  está desmagnetizando e o  $L_2$  está magnetizando.

#### 2) Modo Abaixador ( $0 < D < 1$ ):

- Etapa 1 ( $t_0 < t < t_1$ ): Durante esta etapa os interruptor  $S_3$  está acionado, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão desmagnetizando, o diodo de corpo do interruptor  $S_1$  está conduzido.
- Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ): O interruptor  $S_3$  continua está acionado nesta etapa, o indutor  $L_1$  está desmagnetizando e o  $L_2$  está magnetizando, o diodo de corpo do interruptor  $S_1$  continua conduzido.
- Etapa 3 ( $t_3 < t < t_4$ ): Nesta etapa o interruptor  $S_4$  está acionado, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão desmagnetizando, o diodo de corpo do interruptor  $S_2$  está conduzido.
- Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ): No decorrer desta etapa o interruptor  $S_4$  continua acionado, o indutor  $L_1$  está magnetizando e o  $L_2$  está desmagnetizando, o diodo de corpo do interruptor  $S_2$  continua conduzido.

3) Equações do CSF: Na Tabela II é apresentado as equações do CSF para os modos abaixador e elevador.

4) Ganho Estático: O ganho estático do conversor é determinado por (5) considerando que  $d_1$  e  $d_2$  são desprezíveis pois são muito menores que  $D$ . Na Fig. 10(a) e (b) pode ser visto

Tabela I  
EQUAÇÕES DO CSF PARA O CONVERSOR SHBCDR

$D$	$0,5 < D_1 < 1$	$0 < D_3 < 0,5$
CCSF	$3 \left[ \frac{D_1}{2(1-D_1)} \right]$	$3 \left[ \frac{1-D_3}{2D_3} \right]$
SCSF	$4 \left[ \frac{7-6D_1}{2(1-D_1)^2} \right]$	$4 \left[ \frac{1+6D_3}{2D_3^2} \right]$
WCSF	$4 \left[ (1-D_1) + \frac{D_1^2}{2} \right]$	$4 \left[ D_3 + \frac{(1-D_3)^2}{2} \right]$

Tabela II  
EQUAÇÕES DO CSF PARA O CONVERSOR AHBCDR

$D$	$0 < D < 1$
CCSF	$3 \left[ \frac{2D_1(1-D_1)+1}{D_1(1-D_1)} \right]$
SCSF	$4 \left[ \frac{2D_1^2-2D_1+1}{D^2(1-D_1)^2} \right]$
WCSF	$4 \left[ (1-D_1)^4 + 2D_1(1-D_1) + D_1^4 \right]$

ganho estático do conversor AHBCDR.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N}{D(1-D)}; \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{D(1-D)}{N}, \quad (5)$$

C. Conversor Half-Bridge simétrico com retificador em ponte completa e saída em corrente (SHBFBR)

O conversor SHBFBR possui seis interruptores, três capacitores e um indutor, este conversor pode operar no modo elevador, quando o fluxo de potência é no sentido da fonte  $V_1$  para  $V_2$ , desta forma o circuito é de um conversor ponte completa alimentado em corrente com dobrador de tensão, e para o fluxo reverso, quando o conversor opera como um meia ponte alimentado em tensão com retificador ponte completa. A modulação deste conversor é simétrica sendo o sinal de comando  $S_{1,2}$  e  $S_{3,4}$  idênticos e defasados em  $180^\circ$ . No modo elevador é definido que  $D = D_1$  e no abaixador  $D = D_3$ . O

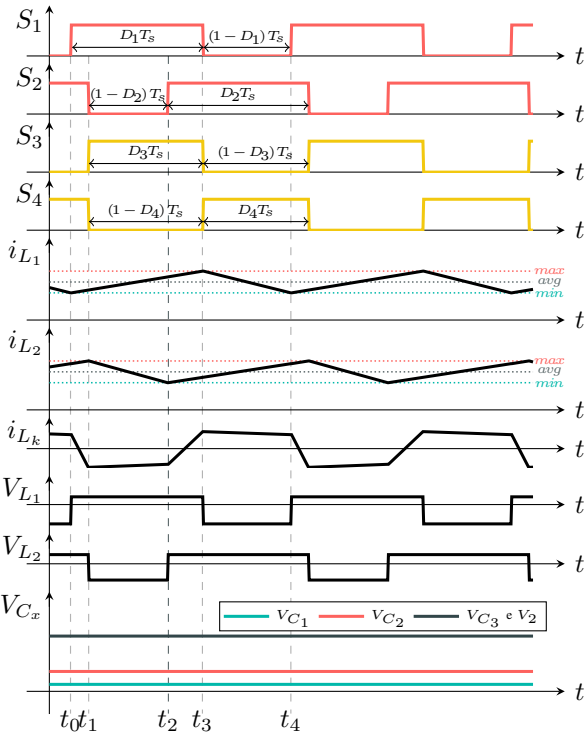


Figura 6. Formas de onda teóricas para o conversor AHBCDR.

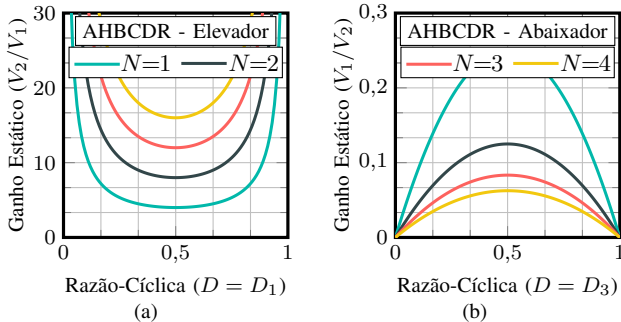


Figura 7. Ganho estático do conversor AHBCDR (a) Modo Elevador. (b) Modo Abaixador.

diagrama de circuito e as principais formas de onda teóricas do conversor de SHBCDR são mostrados nas Fig. 8 e 9, respectivamente.

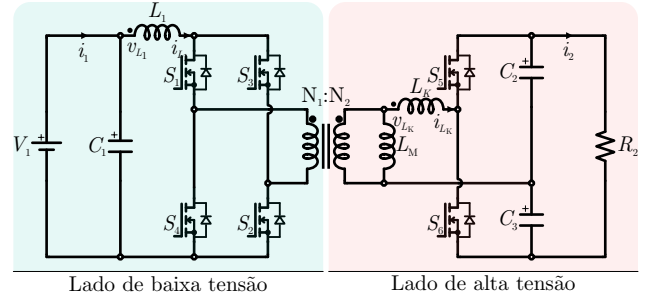


Figura 8. Conversor Half-Bridge Simétrico com retificador em ponte-completa e saída em corrente.

1) Modo Elevador ( $0,5 < D_1 < 1$ ):

- Etapa 1 ( $t_0 < t < t_1$ ) e Etapa 3 ( $t_3 < t < t_4$ ): Durante esta etapa, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão acionados, o indutor  $L_1$  está magnetizando.
- Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ): Nesta etapa, somente o interruptor  $S_1$  está acionado, o indutor  $L_1$  está desmagnetizando, a corrente do lado de alta tensão circula pelo diodo de corpo do interruptor  $S_6$ .
- Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ): Nesta etapa, somente o interruptor  $S_2$  está acionado, o indutor está desmagnetizando, a corrente circula pelo diodo de corpo do interruptor  $S_5$ .

2) Modo Abaixador ( $0 < D_3 < 0,5$ ):

- Etapa 1 ( $t_0 < t < t_1$ ) e Etapa 3 ( $t_3 < t < t_4$ ): Durante esta etapa, os diodos de corpo dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  estão conduzindo, o indutor  $L_1$  está desmagnetizando.
- Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ): Nesta etapa, somente o interruptor  $S_6$  está acionado, o indutor  $L_1$  está magnetizando, a corrente do lado de alta tensão circula pelos diodos de corpo dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .
- Etapa 4 ( $t_3 < t < t_4$ ): Nesta etapa, somente o interruptor  $S_5$  está acionado, o indutor está desmagnetizando, a corrente circula pelos diodos de corpo dos interruptores  $S_3$  e  $S_4$ .

3) Ganho Estático: O ganho estático do conversor é determinado por (6). Na Fig. 10(a) e (b) pode ser visto ganho estático do conversor SHBFBR.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N}{1-D_1}; \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{D_3}{N}, \quad (6)$$

4) Equações do CSF: O CSF é calculado para ambos os modos de operação do conversor e as equações resultantes são apresentadas na Tabela III.

#### IV. ANÁLISE DO CSF PARA AS TOPOLOGIAS CANDIDATAS

As equações de  $CCSF$ ,  $SCSF$  e  $WCSF$  obtidas são plotadas nas Fig. 11(a), (b) e (c), respectivamente. Para  $CCSF$  e  $SCSF$  os menores esforços são encontrados com  $D = 0,5$  para todos os conversores. O conversor AHBCDR possui o menor valor de  $WCSF$  para  $D = 0,5$  e o conversor SHBCDR

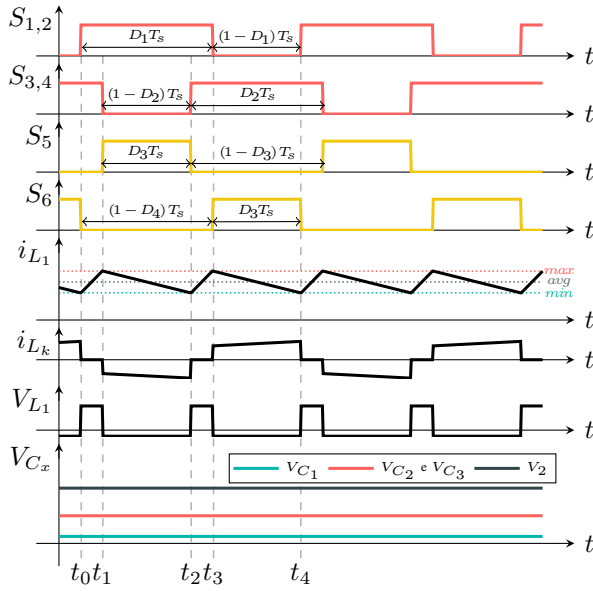


Figura 9. Formas de onda teóricas para o conversor SHBFBR.

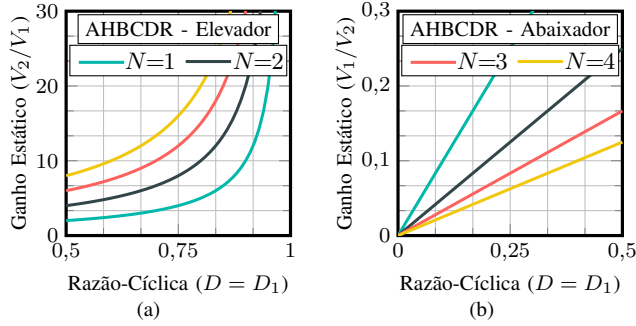


Figura 10. Ganho estático do conversor SHBFBR (a) Modo Elevador. (b) Modo Abaixador.

Tabela III  
EQUAÇÕES DO CSF PARA O CONVERSOR SHBFBR

$D$	$0,5 < D_1 < 1$	$0 < D_3 < 0,5$
CCSF	$3 \left[ \frac{D_1}{2(1-D_1)} \right]$	$3 \left[ \frac{1-D_3}{2D_3} \right]$
SCSF	$6 \left[ \frac{11-10D_1}{4(1-D_1)^2} \right]$	$6 \left[ \frac{1+6D_3}{2D_3^2} \right]$
WCSF	$3[(1-D_1) + (1-2D_1)^2]$	$3[D_3 + (1-2D_3)^2]$

possui o maior valor para  $D = 0,5$ . O conversor SHBFBR possui os maiores valores de  $WCSF$  para  $D = 0,5$  e  $D = 1$ .

Para valores de  $D$  próximos a  $0,5$  ambos os conversores possuem menores esforços nos semicondutores e capacitores. Desta forma, para avaliar os esforços dos conversores para um determinado ponto de operação o valor de  $D$  foi mantido fixo em  $0,55$  e a relação de transformação  $N$  é calculada para  $M = 7,92$  ( $48 \text{ V}/380 \text{ V}$ ). A partir da Fig. 12, pode-se observar que o conversor AHBCDR possui os maiores valores valores de  $WCSF$  e  $SCSF$  e possui o menor valor de  $SCSF$ , o conversor SHBCDR tem os valores  $CCSF$  e

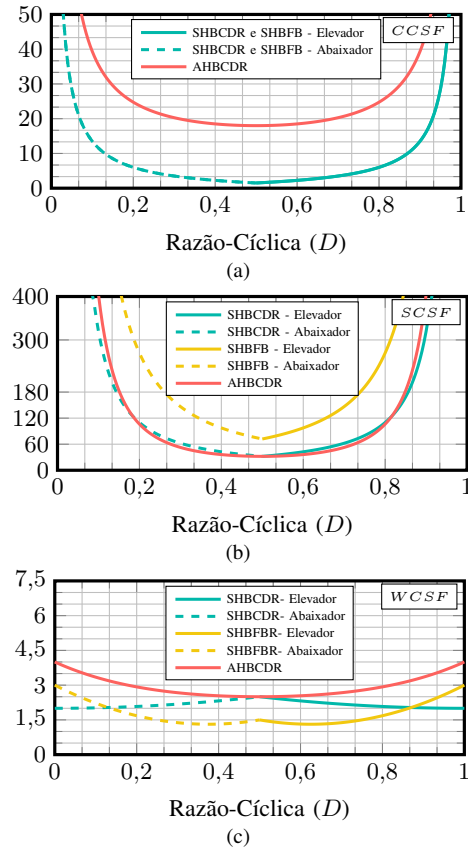


Figura 11. Análise do CSF para os conversores SHBCDR, AHBCDR e SHBFBR (a)  $CCSF$ . (b)  $SCSF$ . (c)  $WCSF$ .

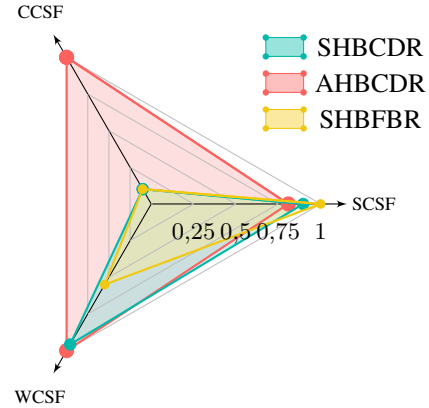


Figura 12. Comparação normalizada do  $CCSF$ ,  $SCSF$  e  $WCSF$  dos conversores para  $D = 0,55$ ,  $M = 380/48$  e  $P_o = 2 \text{ kW}$ .

$WCSF$  menores que o do AHBCDR, entrando possui mais esforços nos semicondutores. O conversor SHBFBR possui o menor valor de  $WCSF$ , e  $CCSF$  igual ao do conversor SHBCDR, contudo possui o maior valor de  $SCSF$ .

## V. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma análise do fator de tensão do componente (CSF) para os conversores bidirecionais baseados no circuito meia ponte para serem utilizados entre o barramento

de alta (380 V) e baixa (48 V) tensão de uma nanorrede CC. A análise se concentra em determinar o melhor ponto de operação para os conversores, uma vez que é exigido um alto ganho de tensão com potência elevada. A análise demonstra que o SHBFBR tem os menores valores de  $CCSF$  e  $WCSF$ , no entanto, possui o maior valor de  $SCSF$ . O  $CCSF$  do conversor AHBCDR aumenta rapidamente para valores de  $D$  diferentes de 0,5. Entretanto esse conversor apresentou o menor valor de  $SCSF$  para o ponto de operação determinado.

#### AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001 e do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída - CNPq processo no. 465640/2014-1, 423405/2018-7, 425155/2018-8, 308776/2018-6; CAPES 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1.

#### REFERÊNCIAS

- [1] W. Chunxue, H. Mingming, H. Changbin, P. Zhengguo, and Z. Jinghua, "Research on characteristics of bidirectional clc dc-dc transformer used in dc microgrid," *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 18, pp. 5351–5354, 2019.
- [2] L. Xue, Z. Shen, D. Boroyevich, P. Mattavelli, and D. Diaz, "Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 7299–7307, Dec 2015.

- [3] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and 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, pp. 63–73, Jan 1991.
- [4] Q. Wu, Q. Wang, J. Xu, H. Li, and L. Xiao, "A high-efficiency step-up current-fed push-pull quasi-resonant converter with fewer components for fuel cell application," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, pp. 6639–6648, Aug 2017.
- [5] A. Blinov, R. Kosenko, A. Chub, and D. Vinnikov, "Bidirectional soft-switching dc-dc converter for battery energy storage systems," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 12, pp. 2000–2009, 2018.
- [6] W. Song and B. Lehman, "Current-fed dual-bridge dc ndash;dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007.
- [7] X. Sun, X. Wu, Y. Shen, X. Li, and Z. Lu, "A current-fed isolated bidirectional dc-dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 6882–6895, Sep. 2017.
- [8] R. Pittini, M. C. Mira, Z. Zhang, A. Knott, and M. A. E. Andersen, "Analysis and comparison based on component stress factor of dual active bridge and isolated full bridge boost converters for bidirectional fuel cells systems," pp. 1026–1031, Nov 2014.
- [9] T. Liang and J. Lee, "Novel high-conversion-ratio high-efficiency isolated bidirectional dc-dc converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 4492–4503, July 2015.
- [10] J. Kwon and B. Kwon, "High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 108–115, Jan 2009.
- [11] Y. Cui, F. Yang, L. M. Tolbert, D. J. Costinett, F. Wang, and B. J. Blalock, "Load-dependent soft-switching method of half-bridge current doubler for high-voltage point-of-load converter in data center power supplies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, April 2017.

#### APÊNDICE

As equações para cálculo dos esforços são obtidas a partir das formas de onda considerando o *small-ripple* e são mostrada na Tabela IV, onde  $I_1 = P/V_1$ .

Tabela IV  
EQUAÇÕES PARA O CÁLCULO DO CSF

Modo $D$	SHBCDR		AHBCDR	SHBFBR	
	Elevador $0,5 < D_1 < 1$	Abaixador $0 < D_3 < 0,5$	Elevador/Abaixador $0 < D_1 < 1$	Elevador $0,5 < D_1 < 1$	Abaixador $0 < D_3 < 0,5$
$I_{S1,rms}$	$\sqrt{\frac{(3-2D_1)I_1^2}{4}}$	$\sqrt{\frac{(2D_3+1)I_1^2}{4}}$	$\sqrt{D_1 I_1^2}$	$\sqrt{\frac{(3-2D_1)I_1^2}{4}}$	$\sqrt{\frac{(2D_3+1)I_1^2}{4}}$
$I_{S2,rms}$	$\sqrt{\frac{(3-2D_1)I_1^2}{4}}$	$\sqrt{\frac{(2D_3+1)I_1^2}{4}}$	$\sqrt{(1-D_1) I_1^2}$	$\sqrt{\frac{(3-2D_1)I_1^2}{4}}$	$\sqrt{\frac{(2D_3+1)I_1^2}{4}}$
$I_{S3,rms}$	$\sqrt{\frac{(1-D_1)I_1^2}{4N^2}}$	$\sqrt{\frac{D_3 I_1^2}{4N^2}}$	$\sqrt{\frac{D_1(1-D_1)^2 I_1^2}{N^2}}$	$\sqrt{\frac{(3-2D_1)I_1^2}{4}}$	$\sqrt{\frac{(2D_3+1)I_1^2}{4}}$
$I_{S4,rms}$	$\sqrt{\frac{(1-D_1)I_1^2}{4N^2}}$	$\sqrt{\frac{D_3 I_1^2}{4N^2}}$	$\sqrt{\frac{D_1^2(1-D_1)I_1^2}{N^2}}$	$\sqrt{\frac{(3-2D_1)I_1^2}{4}}$	$\sqrt{\frac{(2D_3+1)I_1^2}{4}}$
$I_{S5,6,rms}$	—	—	—	$\sqrt{\frac{(1-D_1)I_1^2}{N^2}}$	$\sqrt{\frac{D_3 I_1^2}{N^2}}$
$V_{S1,max}$	$\frac{V_1}{(1-D_1)}$	$\frac{V_1}{D_3}$	$\frac{V_1}{(1-D_1)}$	$\frac{V_1}{2(1-D_1)}$	$\frac{V_1}{2D_3}$
$V_{S2,max}$	$\frac{V_1}{(1-D_1)}$	$\frac{V_1}{D_3}$	—	$\frac{V_1}{2(1-D_1)}$	$\frac{V_1}{2D_3}$
$V_{S3,max}$	$\frac{V_1}{1-D_1}$	$\frac{2NV_1}{D_3}$	$\frac{V_1}{D_1}$	$\frac{V_1}{2(1-D_1)}$	$\frac{V_1}{2D_3}$
$V_{S4,max}$	$\frac{2NV_1}{1-D_1}$	$\frac{2NV_1}{D_3}$	$\frac{V_1 N}{D_1(1-D_1)}$	$\frac{V_1}{2(1-D_1)}$	$\frac{V_1}{2D_3}$
$V_{S5,6,max}$	—	—	—	$\frac{NV_1}{(1-D_1)}$	$\frac{NV_1}{D_3}$
$I_{L1,rms}$	$\frac{I_1}{2}$	$\frac{I_1}{2}$	$D_1 I_1$	$I_1$	$I_1$
$I_{L2,rms}$	$\frac{I_1}{2}$	$\frac{I_1}{2}$	$(1-D_1) I_1$	—	—
$V_{L1,max\_med}$	$D_1 V_1$	$(1-D_3) V_1$	$D_1 V_1$	$(1-2D_1) V_1$	$(2D_3-1) V_1$
$V_{L2,max\_med}$	$D_1 V_1$	$(1-D_3) V_1$	$(1-D_1) V_1$	—	—
$I_{N1,rms}$	$\sqrt{\frac{I_1^2(1-D_1)}{2}}$	$\sqrt{\frac{D_3 I_1^2}{2}}$	$\sqrt{D_1(1-D_1) I_1^2}$	$\sqrt{2} \sqrt{(1-D_1) I_1^2}$	$\sqrt{2} \sqrt{D_3 I_1^2}$
$I_{N2,rms}$	$\sqrt{\frac{I_1^2(1-D)}{2N^2}}$	$\sqrt{\frac{D_3 I_1^2}{2N^2}}$	$\sqrt{\frac{D_1(1-D_1)I_1^2}{N^2}}$	$\sqrt{2} \sqrt{\frac{(1-D_1)I_1^2}{N^2}}$	$\sqrt{2} \sqrt{\frac{D_3 I_1^2}{N^2}}$
$V_{N1a,max\_med}$	$V_1$	$V_1$	$V_1$	$\frac{V_1}{2}$	$\frac{V_1}{2}$
$V_{N2,max\_med}$	$NV_1$	$NV_1$	$NV_1$	$\frac{NV_1}{2}$	$\frac{NV_1}{2}$
$V_{C2,max}$	$\frac{NV_1}{(1-D_1)}$	$\frac{NV_1}{D_3}$	$\frac{NV_1}{D_1}$	$\frac{NV_1}{2(1-D_1)}$	$\frac{NV_1}{2D_3}$
$V_{C3,max}$	$\frac{NV_1}{(1-D_1)}$	$\frac{NV_1}{D_3}$	$\frac{NV_1}{D_1(1-D_1)}$	$\frac{NV_1}{2(1-D_1)}$	$\frac{NV_1}{2D_3}$
$I_{C2,rms}$	$\sqrt{\frac{D_1 P^2(1-D_1)}{(2NV_1)^2}}$	$\sqrt{\frac{D_3 P^2(1-D_3)}{(2NV_1)^2}}$	$\sqrt{\frac{D_1 P^2(1-D_1)}{(NV_1)^2}}$	$\sqrt{\frac{D_1 P^2(1-D_1)}{(NV_1)^2}}$	$\sqrt{\frac{D_3 P^2(1-D_3)}{(NV_1)^2}}$
$I_{C3,rms}$	$\sqrt{\frac{D_1 P^2(1-D_1)}{(2NV_1)^2}}$	$\sqrt{\frac{D_3 P^2(1-D_3)}{(2NV_1)^2}}$	$\sqrt{\frac{D_1^3 P^2(1-D_1)}{(NV_1)^2}}$	$\sqrt{\frac{D_1 P^2(1-D_1)}{(NV_1)^2}}$	$\sqrt{\frac{D_3 P^2(1-D_3)}{(NV_1)^2}}$