

CONVERSOR CC–CC BIDIRECIONAL PUSH-PULL / FLYBACK

Menaouar B. El Kattel¹, Robson Mayer¹, Maicon D. Possamai¹, Sérgio V. G. Oliveira^{1,2}

¹Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Joinville – SC, Brasil

²Universidade Regional de Blumenau - FURB, Blumenau – SC, Brasil

e-mail: berrehilekattel@gmail.com, mayerrobsom@gmail.com, maicon.possamai@edu.udesc.br, sergio_vidal@ieee.org

Resumo – Este artigo apresenta uma nova topologia de conversor CC–CC bidirecional Push-Pull/Flyback que, em ambos os sentidos de operação, são estudados detalhadamente, incluindo a análise teórica e matemática, o ganho estático nos três modos de condução que são modo contínuo, descontínuo e crítico, além de resultados experimentais. O conversor proposto é adequado para o barramento de corrente contínua (CC) em micro-redes onde são aplicados acumuladores de energia e fontes em CC do tipo células de combustível, gerador fotovoltaico e turbina eólica. Permite fluxo bidirecional de energia, elevado ganho de tensão e possibilita a integração desses sistemas a baterias e ultracapacitores que apresentam características de baixa tensão de saída e exigem correntes elevadas com baixa ondulação. A viabilidade deste conversor com isolamento galvânica é demonstrada pelos resultados obtidos por meio de um protótipo com potência nominal no sentido direto de 4 kW e rendimento acima de 90,1 %, e potência de 1,3 kW com rendimento de 84,3 % no sentido inverso do fluxo de potência.

Palavras-chave – Conversor CC–CC bidirecional trifásico, Conversor Flyback, Conversor Push-Pull trifásico, Transformador trifásico em alta frequência.

A BIDIRECTIONAL DC–DC PUSH-PULL / FLYBACK CONVERTER

Abstract – This paper presents a new three-phase Push-Pull/Flyback bidirectional DC–DC converter. These proposed converter is studied in details in both direction of operation, including theoretical and mathematical analysis, the DC voltage gain in the three conduction modes as well as experimental results. The proposed converter is suitable for the DC bus in microgrid applications where energy storage systems and DC sources such as fuel cell, photovoltaic and wind turbine generator are indispensable. The converter allows bidirectional power flow, high voltage gain and enables the integration of these systems with batteries and ultracapacitors that have low output voltage characteristics and require high current with smooth output ripple. The feasibility of this isolated converter is demonstrated by the experimental results obtained by a prototype with nominal power in the direct direction is 4 kW with efficiency above 90.1 % and 1.3 kW with efficiency 84.3 % in the reverse direction.

Artigo submetido em 17/07/2018. Primeira revisão em 27/09/2018. Aceito para publicação em 29/12/2018 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.1.0020>

Keywords – Flyback converter, High-frequency isolation, Three-phase bidirectional DC–DC converter, Three-phase Push-Pull converter.

I. INTRODUÇÃO

Os conversores bidirecionais de energia podem ser classificados em dois tipos principais: os isolados (*Isolated Bidirectional DC-DC Converter* - IBDC) e os não isolados (*Non-isolated Bidirectional DC-DC Converter* - NBDC). Os NBDC são de mais simples implementação em relação aos IBDC e podem alcançar uma melhor eficiência. No entanto, a isolamento galvânica é necessária em muitas aplicações, inclusive por questões de segurança e normas técnicas.

A maioria das aplicações de IBDCs de média potência tem uma estrutura generalizada semelhante à da Figura 1. Esta estrutura é constituída por dois conjuntos de elementos semicondutores controlados ou não controlados (conversor A e B) e por um transformador de alta frequência que é usado principalmente para manter o isolamento galvânico entre duas fontes. Este também é essencial para a adequação de tensão e corrente entre duas fontes em alguns casos.

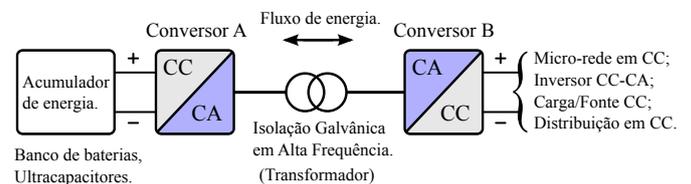


Fig. 1. Estrutura generalizada de um IBDC e sua aplicação.

O estudo e aplicação dos *Bidirectional DC-DC Converters* (BDCs) com transistor para o processamento de baixas potências não é novidade e já vem sendo explorado há várias décadas [1], [2]. No entanto, novas e possíveis aplicações vêm surgindo, e seu estudo vem sendo intensificado [3].

A primeira estrutura do conversor CC-CC trifásico com isolamento galvânico em alta frequência foi apresentado por [4], denominado também de *Dual Active Bridge* (DAB). O conversor é proposto para aplicações industriais, utiliza a técnica de *phase-shift* e um transformador conectado em Y-Y, possibilitando fluxo bidirecional de energia em alta potência [5]. O desenvolvimento de estruturas ressonantes deste conversor também impulsionou diversas pesquisas acadêmicas e industriais [6]–[10], com o principal objetivo de obter melhor eficiência e comutação suave do tipo *Zero-Voltage-Switching/Zero-Current-Switching* (ZVS/ZCS). No entanto, um inconveniente destes tipos de conversores ressonantes são os elevados esforços de corrente nos interruptores, que podem limitar o nível de potência processada e reduzir o rendimento da estrutura [11]. Esta topologia trifásica também é muito

utilizada em diversas aplicações como retificador trifásico com correção do fator de potência e possibilita diferentes conexões do transformador, assim como, a aplicação de filtros na entrada e saída do conversor [12]–[14].

Atualmente, em aplicações onde fontes de baixa tensão e elevada corrente são requeridas, topologias com características de alimentação em corrente e isolamento galvânico, que utilizam transformador trifásico são mais apropriadas e uma alternativa ao clássico conversor DAB trifásico, conforme abordado por [15]–[18]. O conversor possui uma das entradas com características de fonte de corrente e a outra como fonte de tensão, permite aplicar alto ganho de tensão, tem reduzido número de interruptores ativos e um baixo volume de elementos armazenadores de energia (indutor e capacitor) pelo efeito da multiplicação da ondulação de tensão e corrente sobre estes filtros [19].

Outras soluções interessantes são as estruturas trifásicas derivadas do conversor Push-Pull, segundo apresentado em [20], [21]. A característica de entrada desta topologia apresenta o comportamento de um conversor Boost (elevador de tensão) com isolamento em alta frequência, permite a utilização de técnicas de comutação não dissipativas e apresenta circuito de potência simples e robusto [22]–[25]. Com o objetivo de contribuir com esta área, em aplicações que exigem potências acima de dezenas de quilowatts, neste trabalho são apresentadas as análises e a verificação experimental da topologia bidirecional proposta, que apresenta como principal contribuição, a bidirecionalidade de energia da topologia Push-Pull trifásica por meio do indutor acoplado de entrada. Esta abordagem demonstra a robustez e simplicidade do circuito testado e oferece uma solução mais econômica na transferência de potência bidirecional, especialmente para sistemas de armazenamento *stand by* que não são muito exigidos.

II. CONVERSOR PROPOSTO

A topologia proposta neste trabalho, desenvolvida a partir do estudo de um conversor Push-Pull trifásico conduzido em [26], permite fluxo bidirecional de energia entre a entrada e a saída, possibilitando conectar dois barramentos CC distintos em aplicações como micro-redes, por exemplo.

A estrutura proposta, a qual é mostrada na Figura 2, é constituída pelos seguintes dispositivos: um indutor acoplado T_f , um transformador trifásico T_r montado a partir de três transformadores monofásicos de ferrite, dois capacitores (C_1 e C_2), quatro interruptores (S_1 – S_4) e sete diodos (D_1 – D_7).

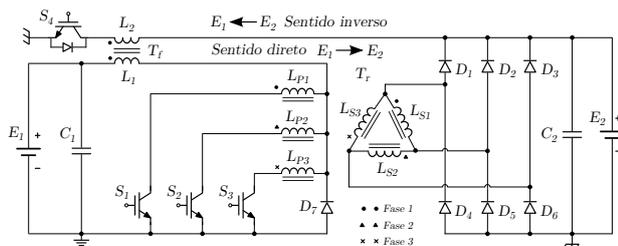


Fig. 2. Conversor CC–CC bidirecional Push-Pull/Flyback proposto.

No sentido direto do fluxo de potência a topologia é elevador/abaixador de tensão. O conversor opera como um

Push-Pull trifásico, onde a tensão de saída idealmente pode variar na faixa de 0 até ∞ , correspondendo à faixa de razão cíclica (D) de $0 \leq D \leq 1$. No entanto, para o sentido inverso do fluxo de potência a topologia é abaixadora de tensão, opera como um clássico conversor Flyback, varia a tensão de saída dentro da faixa de 0 até E_2 , a qual corresponde a faixa de variação da razão cíclica de $0 \leq D \leq 0,5$, aplicada ao interruptor S_4 . O indutor acoplado T_f é responsável pelo armazenamento e transferência de energia procedente da fonte E_1 para a fonte E_2 e vice-versa.

A operação no sentido direto do fluxo de potência ocorre pelo acionamento dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 e depende do valor da razão cíclica, que pode ser dividida em três regiões de operação que são: a primeira região denominada **R1** que compreende a variação da razão cíclica $0 \leq D < 1/3$, a segunda região denominada **R2** que compreende a variação da razão cíclica $1/3 \leq D < 2/3$ e, por fim, a terceira região denominada **R3** delimitada em $2/3 \leq D < 1$. A operação no sentido inverso do fluxo de potência é realizada unicamente pelo acionamento do interruptor S_4 e utilizando os indutores acoplados L_1 e L_2 , onde D é limitada em $0 \leq D < 1/2$.

Na análise e descrição das etapas de funcionamento da topologia proposta, são adotadas as seguintes considerações: 1) O conversor encontra-se operando em regime permanente; 2) Os indutores acoplados são idênticos e possuem fator de acoplamento unitário; 3) O capacitor de saída é suficientemente grande tal que a tensão de saída é considerada constante; 4) Os componentes passivos e ativos são considerados ideais, sem perdas; 5) A frequência de operação dos interruptores é constante com modulação PWM (*Pulse Width Modulation*); 6) Os pulsos de comando dos interruptores S_1 – S_3 estão defasados em 120° ; 7) O domínio da frequência de comutação (f_s) é definido como $f_s = 1/T_s$; 8) A relação de transformação do indutor acoplado T_f é definida como $n_S = 1/n_S' = n_{L2}/n_{L1} = \sqrt{L_2/L_1}$ e do transformador trifásico T_r é definida como $n_T = n_{LS1}/n_{LP1} = \sqrt{L_S/L_P}$, onde n_{L2} e n_{L1} são os números de espiras do indutor acoplado L_2 e L_1 respectivamente, e n_{LS1} , n_{LP1} são o número de espiras do enrolamento secundário L_S e primário L_P do transformador.

III. OPERAÇÃO NO SENTIDO DIRETO

Nesta seção, são apresentados os seguintes tópicos para o modo de condução contínuo (MCC), modo de condução descontínuo (MCD) e modo de condução crítico (MCCr), na região de operação R2: ganho estático; princípios de operação; principais formas de ondas; principais equações do conversor.

A. Análise das Etapas para MCC

A operação do conversor proposto em R2 apresenta seis etapas de operação no MCC, podendo ser vistas na Figura 3 e são descritas em detalhes a seguir.

1ª etapa [$t_0 - t_1$]: Os interruptores S_1 e S_3 estão comandados a conduzir, conforme circuito equivalente ilustrado pela Figura 3.a. A tensão sobre L_1 é $V_{L1} = E_1 - E_2/2n_T$ e a tensão sobre o enrolamento primário L_{P1} de T_r é $E_2/2n_T$, conforme apresentado na Figura 4.a. Conseqüentemente, a corrente que circula pelos diodos D_2 e D_6 é igual a $i_{L1}/2n_T$. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_1 , onde S_3 é comandado a bloquear. Neste instante, a corrente que circula

em S_1 e S_3 é igual à metade da corrente da fonte E_1 .

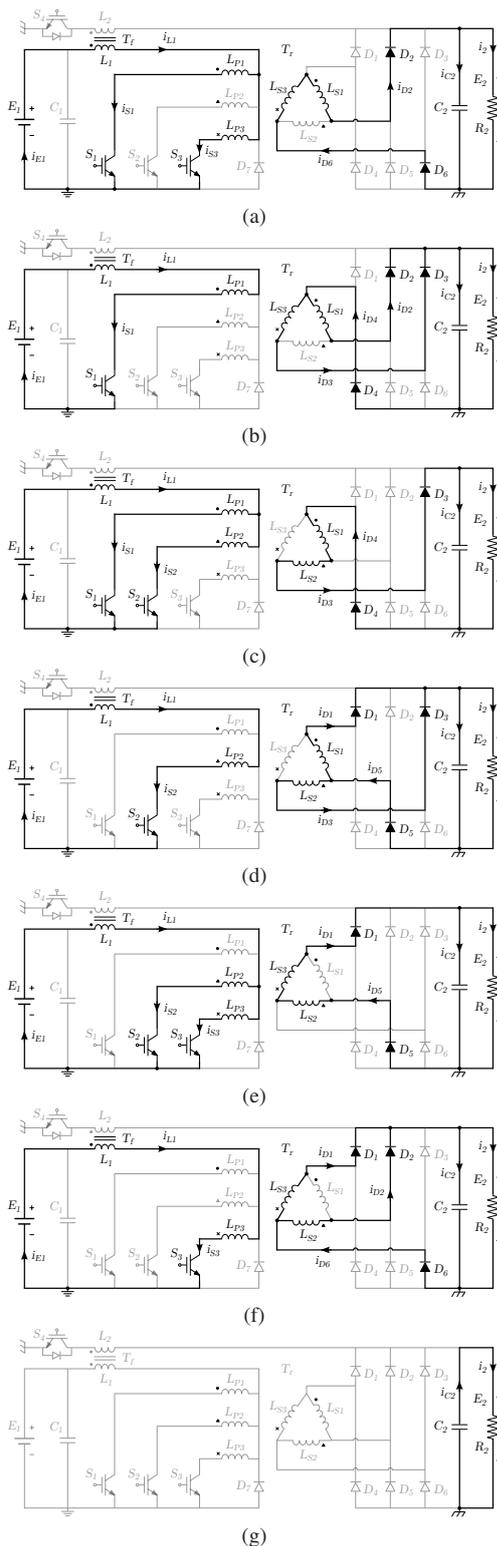


Fig. 3. Circuitos equivalentes das etapas de operação no sentido direto em R2: (a) 1ª etapa, (b) 2ª etapa, (c) 3ª para MCC e 4ª para MCD, (d) 4ª para MCC e 5ª para MCD, (e) 5ª para MCC e 7ª para MCD, (f) 6ª para MCC e 8ª para MCD, e (g) 3ª, 6ª e 9ª para MCD.

2ª etapa $[t_1 - t_2]$: Em t_1 , o interruptor S_3 é comandado a bloquear e a corrente em S_1 fica igual à corrente da fonte E_1 , conforme circuito equivalente ilustrado pela Figura 3.b. A energia que foi armazenada em L_1 é transferida para a

carga através de L_{S1} , D_2 , D_3 e D_4 , conforme apresentado na Figura 4.a. A tensão aplicada aos terminais de L_1 é $V_{L1} = E_1 - E_2/n_T$ e a corrente em D_4 é i_{L1}/n_T . O indutor transfere energia até o instante t_2 , onde S_2 é comandado a conduzir, encerrando esta etapa.

A 3ª e 5ª etapas são similares à primeira etapa de operação, conforme circuito equivalente ilustrado pelas Figuras 3.c e 3.e, respectivamente. No entanto, a 4ª e 6ª etapas são similares à segunda etapa, com circuito equivalente ilustrado pelas Figuras 3.d e 3.f, respectivamente. A principal diferença entre estas etapas simétricas é a mudança de interruptores que estão em condução e bloqueio. Um período de comutação (T_s) é encerrado no final da sexta etapa no tempo t_6 , onde em t_0 inicia o ciclo novamente.

B. Ganho Estático no MCC para Sentido Direto

A energia armazenada em L_1 durante o intervalo de tempo Δt_1 é transferida para a carga através do mesmo enrolamento durante o intervalo Δt_2 . As formas de ondas teóricas estão ilustradas na Figura 4.a. A expressão que define o ganho estático no MCC para R2 é obtida a partir do cálculo do valor médio da tensão sobre o indutor L_1 , como mostrado abaixo.

$$V_{L1} = \frac{3}{T_s} \int_0^{\Delta t_1} \left(E_1 - \frac{E_2}{2n_T} \right) dt + \frac{3}{T_s} \int_0^{\Delta t_2} \left(E_1 - \frac{E_2}{n_T} \right) dt. \quad (1)$$

Verificando a Figura 4.a, sabe-se que $\Delta t_1 = \Delta t_3 = \Delta t_5$ e que $\Delta t_2 = \Delta t_4 = \Delta t_6$, obtemos (2) em função da razão cíclica e do período de comutação.

$$\Delta t_1 = (3D - 1) \cdot T_s / 3; \quad \Delta t_2 = (2 - 3D) \cdot T_s / 3. \quad (2)$$

Substituindo-se (2) em (1), obtém-se a equação que define o ganho estático do conversor proposto operando no MCC para R2 em (3). Observa-se que o ganho estático obtido é igual a dois terços do ganho estático da topologia desenvolvida em [20] e tem características de elevador de tensão.

$$G_{1MCC} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{2n_T}{3(1-D)}. \quad (3)$$

A partir da equação de tensão aplicada entre os terminais de um indutor, que é proporcional à taxa de variação da corrente que o atravessa e, analisando o comportamento desta corrente na primeira etapa, obtemos:

$$E_1 - \frac{E_2}{2n_T} = 3L_1 \cdot \frac{\Delta I_{E1}}{(3D - 1)T_s}; \quad \implies \quad (\Delta I_{L1} = \Delta I_{E1}). \quad (4)$$

Substituindo (3) em (4), obtém-se (5), que pode ser utilizada para o cálculo da indutância de entrada no MCC para a região R2.

$$L_1 = \frac{E_2}{6n_T \cdot f_s \cdot \Delta I_{E1}} \cdot (2 - 3D)(3D - 1). \quad (5)$$

C. Análise das Etapas para MCD

A operação no MCD ocorre quando a corrente no indutor L_1 é descontínua, ou seja, a corrente em L_1 se anula antes do início do período seguinte, isto é, a cada um terço de período de comutação. O MCD em R2 é composto por nove etapas de operação dentro de um período de comutação, conforme pode ser visto na Figura 4.b.

1ª etapa $[t_0 - t_1]$: Começa em t_0 com S_1 e S_3 em condução, conforme circuito equivalente ilustrado pela Figura 3.a. A

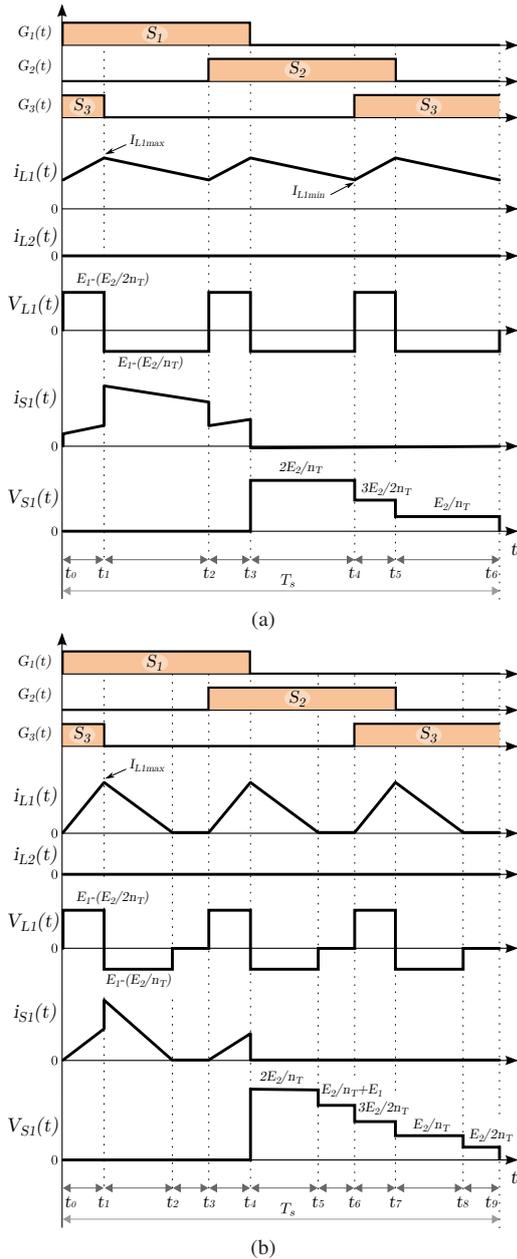


Fig. 4. Formas de onda idealizadas para operação no sentido direto do fluxo de potência em R2: (a) para MCC, e (b) para MCD.

tensão sobre L_1 e L_{P1} é igual a $E_1 - E_2/2n_T$ e $E_2/2n_T$ respectivamente. A corrente que circula pelos diodos D_2 e D_6 é igual a $i_{L1}/2n_T$, pelos interruptores é $i_{L1}/2$. L_1 acumula energia até o instante t_1 em que S_3 é comandado a bloquear. A região de operação é verificada pelas formas de ondas teóricas da Figura 4.b.

2ª etapa [$t_1 - t_2$]: Essa etapa tem início quando S_3 é comandado a bloquear. Toda a energia armazenada em L_1 é transferida para a carga através de L_{S1} , D_2 , D_3 e D_4 , conforme apresentado na Figura 3.b. A tensão sobre L_1 é igual à $E_1 - E_2/n_T$ e a corrente no diodo D_4 é i_{L1}/n_T , conforme pode ser visto na Figura 4.b. A corrente em L_1 decresce linearmente até atingir o valor zero no tempo t_2 .

3ª etapa [$t_2 - t_3$]: Quando a tensão sobre L_1 é igual a zero, neste instante, não há energia no estágio de entrada, e a carga passa a ser alimentada unicamente pelo capacitor de saída C_2 ,

conforme circuito equivalente da Figura 3.g. A corrente em C_2 é igual à corrente de carga i_2 . O final desta etapa ocorre no instante t_3 com o acionamento do interruptor seguinte.

As 4ª e 7ª etapas são similares à primeira etapa de operação, conforme circuito equivalente ilustrado pelas Figuras 3.c e 3.e, respectivamente. As 5ª e 8ª etapas são similares à segunda etapa, com circuito equivalente ilustrado pelas Figuras 3.d e 3.f, respectivamente. Já as 6ª e 9ª etapas são similares à terceira etapa, com circuito equivalente ilustrado na Figura 3.g. Um período de comutação é encerrado no final da nona etapa no tempo t_9 , onde em t_0 inicia o ciclo novamente.

D. Ganho Estático no MCD e MCCr para Sentido Direto

O ganho estático no MCD é obtido através do balanço de energia durante um período de comutação. A energia consumida pela carga e fornecida pela fonte de alimentação deve ser igual ($W_{E1} = W_{R2}$), conforme determinado abaixo:

$$W_{E1} = (3E_1 \cdot I_{L1,max}) \cdot (t_m + t_d) \cdot T_s/2; \quad W_{R2} = E_2 \cdot I_2 \cdot T_s. \quad (6)$$

onde $I_{L1,max}$ é a máxima corrente em L_1 , t_m tempo de magnetização e t_d tempo de desmagnetização da corrente.

A corrente máxima no indutor é função da tensão de entrada, tensão de saída e da indutância, de acordo com:

$$I_{L1,max} = \frac{E_1 - (E_2/2n_T)}{L_1} \cdot \frac{(3D-1)}{3} T_s. \quad (7)$$

Os tempos de magnetização e desmagnetização do indutor são calculados a seguir.

$$t_m = \frac{3D-1}{3} T_s; \quad t_d = \frac{I_{L1,max} \cdot L_1}{(E_2/n_T) - E_1}. \quad (8)$$

Substituindo (7) e (8) em (6) e igualando o balanço de energia entre a entrada e a saída, após algumas manipulações matemáticas, obtemos o ganho estático do conversor no MCD em (9).

$$G_{1,MCD} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{2n_T \cdot (3D-1)^2 + 12\bar{I}_2 \cdot n_T^2}{(3D-1)^2 + 12\bar{I}_2 \cdot n_T}. \quad (9)$$

A corrente de saída normalizada (\bar{I}_2) é definida como:

$$\bar{I}_2 = \frac{2I_2 \cdot L_1 \cdot f_s}{E_1}. \quad (10)$$

No MCCr, os ganhos estáticos calculados nos modos MCC e MCD são iguais. Portanto, igualando (3) e (9), determina-se a razão cíclica crítica D_{Cr} e à expressão do ganho no MCCr.

$$D_{Cr} = \frac{3 \pm \sqrt{1 - 24n_T \cdot \bar{I}_2}}{6}; \quad G_{1,MCCr} = \frac{4n_T}{3 \pm \sqrt{1 - 24n_T \cdot \bar{I}_2}}. \quad (11)$$

E. Principais Esforços sobre os Elementos no Sentido Direto

Os principais esforços de tensão e corrente que os semicondutores e principais elementos do conversor são submetidos na região R2 e no MCC são descritos a seguir.

A tensão máxima (V_{max}), o valor médio (I_{med}) e eficaz (I_{ef}) da corrente nos interruptores S_1 , S_2 e S_3 são dados por

$$V_{S,max} = \frac{2E_2}{n_T}; \quad I_{S,med} = \frac{2I_2 \cdot n_T}{9(1-D)}; \quad I_{S,ef} = \frac{2I_2 \cdot n_T}{3}. \quad (12)$$

A tensão máxima, o valor médio e eficaz da corrente sobre os diodos do retificador trifásico $D_1 - D_6$ são dados por

$$V_{D_{max}} = E_2; \quad I_{D_{med}} = \frac{I_2}{3}; \quad I_{D_{ef}} = \frac{I_2 \sqrt{3(7-9D)}}{9(1-D)}. \quad (13)$$

O valor eficaz da corrente no indutor de entrada L_1 .

$$I_{L1_{ef}} = \frac{2I_2 \cdot n_T}{3(1-D)}. \quad (14)$$

O valor eficaz da corrente em C_2 .

$$I_{C2} = \frac{I_2 \sqrt{(2-3D)(3D-1)}}{3(1-D)}. \quad (15)$$

IV. OPERAÇÃO NO SENTIDO INVERSO

Nesta seção, serão apresentadas as etapas de operação do conversor no MCC e MCD, as principais formas de ondas teóricas, ganho estático em ambos os modos de operação e principais equações do conversor.

A. Análise das Etapas para MCC

No MCC, o conversor possui duas etapas de operação com comando único aplicado ao interruptor S_4 , para uma modulação PWM convencional, conforme ilustrado na Figura 5.d, que apresenta as formas de ondas idealizadas.

1ª etapa $[t_0 - t_1]$: Nesta etapa, o interruptor S_4 está conduzindo e o diodo D_7 está inversamente polarizado. A fonte de alimentação E_2 fornece energia para a magnetização do enrolamento secundário L_2 do indutor acoplado T_f . A tensão aplicada sobre L_2 é $V_{L2} = E_2$, e a corrente de S_4 é a própria corrente da fonte i_{E2} . Durante este intervalo, o capacitor de saída C_1 alimenta a carga, conforme apresentado pelo circuito equivalente na Figura 5.a.

2ª etapa $[t_1 - t_2]$: Em t_1 , S_4 é comandado a bloquear, polarizando diretamente D_7 . A energia armazenada na etapa anterior em L_2 é agora transferida para a saída por meio de L_1 e D_7 . A tensão de saída refletida para o enrolamento L_2 é $V_{L2} = E_1/n_s'$. O circuito equivalente apresentado na Figura 5.b representa esta etapa que é finalizada em t_2 , onde um período de comutação é encerrado.

B. Ganho Estático no MCC para Sentido Inverso

O ganho estático no MCC é determinado a partir do balanço de fluxo de energia em L_2 dentro de um período de comutação, observando a tensão sobre o indutor ilustrada na Figura 5.d.

A partir dos intervalos de tempo $\Delta t_1 = DT_s$ e $\Delta t_2 = (1-D)T_s$, obtém-se a equação que define o ganho estático do conversor operando no MCC em (16).

$$G_{2MCC} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{D}{n_s' \cdot (1-D)} = \frac{n_s' \cdot D}{1-D}. \quad (16)$$

A partir da equação instantânea da tensão sobre um indutor, obtém-se a indutância necessária para atender a ondulação de corrente desejada, conforme apresentado em (17).

$$L_2 = \frac{E_1(1-D)}{n_s' \cdot \Delta I_{L2} \cdot f_s}. \quad (17)$$

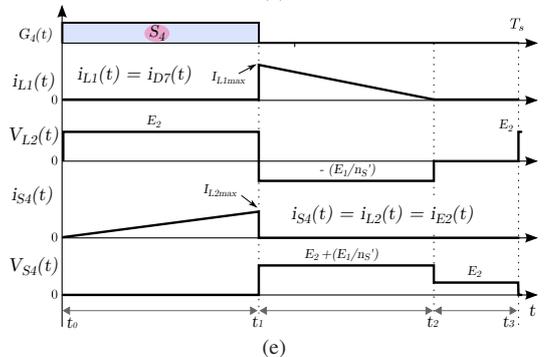
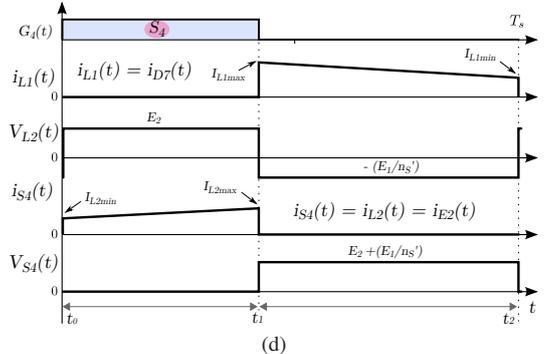
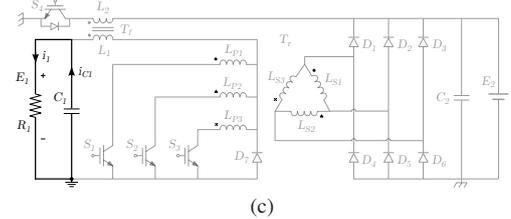
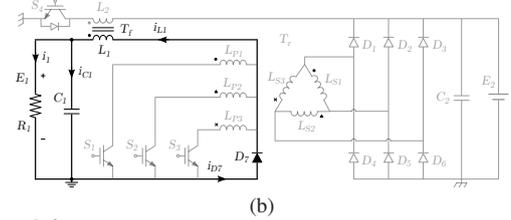
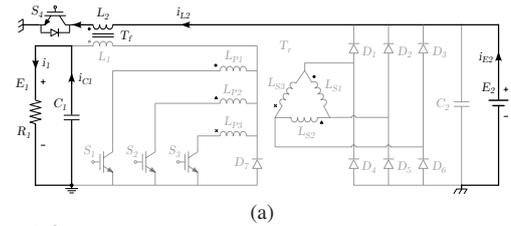


Fig. 5. Circuitos equivalentes e formas de onda idealizadas para o sentido inverso do fluxo de potência: (a) 1ª etapa, (b) 2ª etapa, (c) 3ª para MCD, (d) Formas de onda para MCC, e (e) Formas de onda para MCD.

C. Análise das Etapas para MCD

O MCD é composto por três etapas, onde duas são semelhantes à operação no MCC e uma se diferencia devido a anulação da corrente do indutor. Desta forma, as principais formas de onda idealizadas são representadas na Figura 5.e.

1ª etapa $[t_0 - t_1]$: Esta etapa é simétrica à 1ª do MCC. O que difere é a corrente de L_2 , que inicia no tempo t_0 com valor zero, porém o circuito equivalente é ilustrado na Figura 5.a.

2ª etapa $[t_1 - t_2]$: Esta etapa também é simétrica à 2ª do MCC, com circuito equivalente ilustrado na Figura 5.b.

No entanto, a corrente de L_1 é anulada no tempo t_2 , desmagnetizando completamente T_f e encerrando esta etapa.

3ª etapa [$t_2 - t_3$]: Em t_2 , toda a energia armazenada em T_f já foi transferida, e com isso D_7 é bloqueado. Unicamente C_1 passa a alimentar a carga, conforme circuito da Figura 5.c. No instante t_3 , um período de comutação é encerrado.

D. Ganho Estático no MCD e MCCr para Sentido Inverso

Na operação do MCD, a energia fornecida pela fonte de entrada e consumida pela carga deve ser igual.

$$W_{E2} = E_2 \cdot I_{L2_{max}} \cdot D \cdot T_s / 2; \quad W_{R1} = E_1 \cdot I_1 \cdot T_s. \quad (18)$$

A corrente máxima no indutor ($I_{L2_{max}}$) é dada por:

$$I_{L2_{max}} = \Delta I_{L2} = E_2 \cdot D \cdot T_s / L_2. \quad (19)$$

Submetendo (19) em (18) e aplicando o princípio da conservação da energia ($W_{E2} = W_{R1}$), obtém-se o ganho estático no sentido inverso do fluxo de potência para o MCD em (20). A corrente de saída normalizada (\bar{I}_1) agora é definida como:

$$G_{2MCD} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{D^2}{\bar{I}_1}; \quad \bar{I}_1 = \frac{2I_1 \cdot L_2 \cdot f_s}{E_2}. \quad (20)$$

As expressões para a razão cíclica crítica e o ganho estático no MCCr para o sentido inverso do fluxo de potência são obtidas igualando os ganhos (16) e (20), conforme abaixo:

$$D_{Cr} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4n_s' \cdot \bar{I}_1}}{2}; \quad G_{2MCCr} = \frac{(1 \pm \sqrt{1 - 4n_s' \cdot \bar{I}_1})^2}{4\bar{I}_1}. \quad (21)$$

E. Principais Esforços sobre os Elementos no Sentido Inverso

Os principais esforços no MCD e sentido inverso do fluxo de potência são descritos a seguir.

A tensão máxima, valores médio e eficaz da corrente em S_4 são dados por (22), onde $I_{S_{med}} = I_{L2_{med}}$ e $I_{S_{ef}} = I_{L2_{ef}}$.

$$V_{S_{max}} = E_2 + \frac{E_1}{n_s'}; \quad I_{S_{med}} = \frac{E_1 \cdot I_1}{E_2}; \quad I_{S_{ef}} = \frac{E_1 \cdot I_1 \sqrt{D}}{E_2 \cdot D}. \quad (22)$$

A tensão máxima, valores médio e eficaz da corrente em D_7 são dados por (23), onde $I_{D_{med}} = I_{L1_{med}}$ e $I_{D_{ef}} = I_{L1_{ef}}$.

$$V_{D_{max}} = E_1 + E_2 \cdot n_s'; \quad I_{D_{med}} = I_1; \quad I_{D_{ef}} = \sqrt{\frac{E_2 \cdot I_1 \cdot D}{2L_2 \cdot n_s' \cdot f_s}}. \quad (23)$$

O valor eficaz da corrente em C_1 .

$$I_{C1} = I_1 \cdot \sqrt{\frac{E_2 \cdot D}{2I_1 \cdot L_2 \cdot n_s' \cdot f_s} - 1}. \quad (24)$$

V. CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO CONVERSOR

A partir das curvas de ganho estático é possível traçar a característica de saída do conversor proposto. Utilizando as expressões (3), (9) e (11), a característica do conversor em função da corrente de saída normalizada para diferentes valores de razão cíclica, sentido direto do fluxo de potência e região R2 é apresentada na Figura 6.a. As curvas foram obtidas para a relação $n_T = 5$, onde a linha contínua representa o MCCr, fronteira entre os modos contínuo e descontínuo. A área mais ampla no MCD ocorre para $D=0,5$. Além disso,

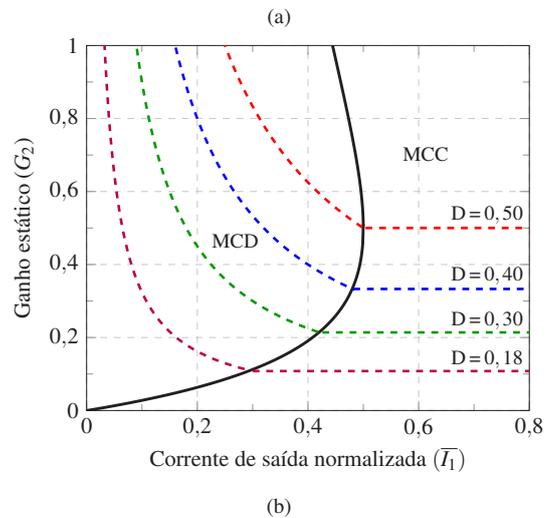
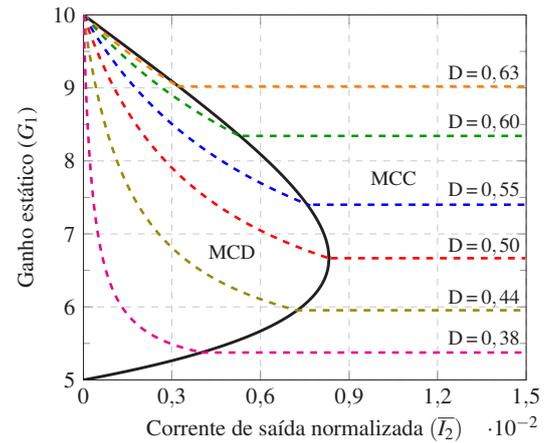


Fig. 6. Característica de saída do conversor proposto: (a) Sentido direto do fluxo de potência, e (b) Sentido inverso do fluxo de potência.

verifica-se que o ganho estático no MCD varia com a corrente de carga, ao contrário do MCC, onde o ganho não é alterado por variações de carga.

Com (16), (20) e (21), foi possível traçar as curvas que representam a característica estática de saída do conversor operando no sentido inverso do fluxo de potência pela Figura 6.b, com a relação $n_s' = 0,5$. Observa-se que o ponto mais crítico entre a fronteira dos modos MCD e MCC, ocorre para $\bar{I}_1 = 0,5$ com $D = 0,45$.

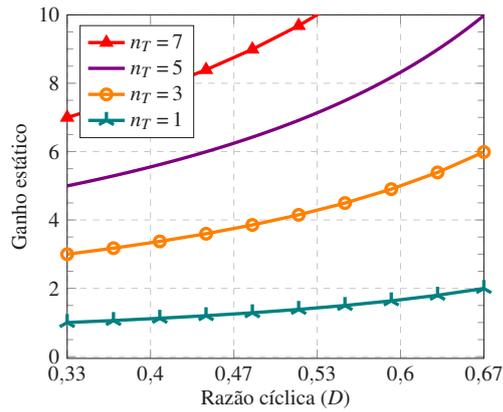
As curvas de ganho estático do conversor proposto em ambos os sentidos do fluxo de potência no MCC são apresentadas na Figura 7.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

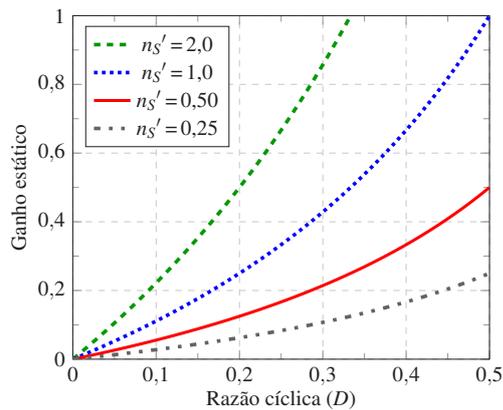
Nesta seção, um exemplo de projeto do conversor proposto é apresentado, onde um protótipo de laboratório foi implementado e ensaiado em malha aberta com as especificações listadas na Tabela I.

O protótipo foi projetado para operar no sentido direto do fluxo de potência em MCC como elevador de tensão, e no sentido inverso do fluxo de potência em MCD como abaixador de tensão. A Figura 8 mostra a foto do protótipo utilizado nos ensaios de bancada, no qual são identificados seus principais componentes.

Na Figura 9 são mostrados os resultados experimentais para



(a)



(b)

Fig. 7. Curvas de ganho estático para diferentes relações de transformação no MCC: (a) Sentido direto do fluxo de potência, e (b) Sentido inverso do fluxo de potência.

TABELA I
Especificação do Protótipo

Parâmetro	Sentido direto	Sentido inverso
Potência de saída	4 kW	1,3 kW
Tensão de saída	450 V	75 V
Tensão de entrada	75 V	450 V
Ondulação tensão saída (ΔV)	1 V	7 V
Ondulação de corrente (ΔI_f)	7 A	35 A
Relação do transformador (n_T)	4,8	-
Relação do indutor (n_S)	2	0,5
Frequência comutação (f_s)	25 kHz	25 kHz
Condição operacional	MCC em R2	MCD

a operação no sentido direto do fluxo de potência, como Push-Pull trifásico, onde a tensão de entrada é 75 V, tensão de saída em 450 V para $D = 0,48$ e potência de aproximadamente 4 kW. Os resultados comprovam que a frequência da ondulação de corrente na entrada e da tensão na saída é três vezes maior que a frequência de comutação, além do ganho estático G_{1MCC} no MCC. O pico de tensão registrado no bloqueio de S_3 atinge o valor de 420 V, e é provocado pela indutância de dispersão do transformador. Esta sobretensão é limitada por um circuito de amortecimento tipo resistor-capacitor-diodo utilizado.

Na Figura 10, são mostrados os resultados experimentais para a operação no sentido inverso do fluxo de potência, como um clássico Flyback, onde a tensão de entrada é 450 V, tensão de saída está em 75 V, $L_2 = 123 \mu\text{H}$, corrente de carga é $I_1 = 17,3 \text{ A}$ para $D = 0,20$ e potência de aproximadamente

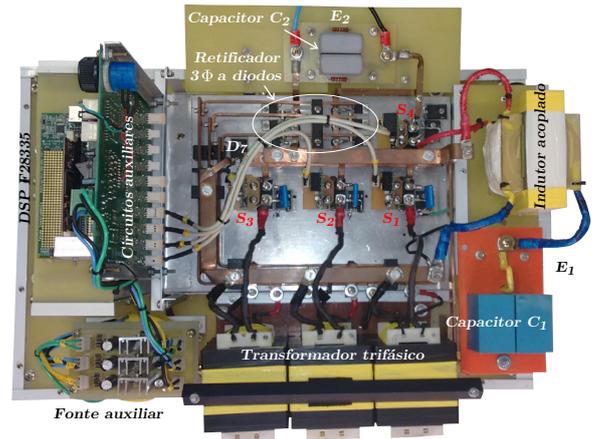


Fig. 8. Fotografia do protótipo de laboratório ensaiado.

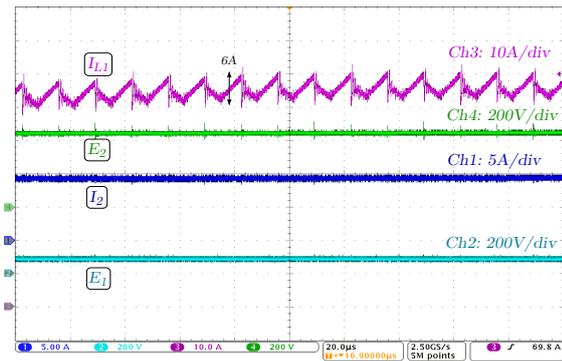
1,3 kW. Os resultados comprovam que o conversor opera no MCD, equação (20), conforme o esperado e apresentado na Figura 10.c. A Figura 10.d comprova que a frequência de ondulação da tensão e corrente sobre o capacitor é a mesma da frequência de comutação. É possível verificar que toda a ondulação de corrente do indutor é absorvida pelo capacitor de filtro da saída (C_1), onde a operação no MCD para elevadas potências, exige capacitores que possam processar elevadas correntes.

A eficiência do conversor proposto foi medida para diferentes condições de carga mantendo as tensões em $E_1 = 75 \text{ V}$ e $E_2 = 450 \text{ V}$ para ambos os sentidos do fluxo de potência, conforme apresentado na Figura 11. No sentido direto do fluxo de potência, curva da Figura 11.a, o valor máximo de rendimento ocorreu para 22 % de carga, onde atingiu uma eficiência de 95,3 %. Em plena carga, a eficiência obtida foi de 90,1 %. Na Figura 11.b, a curva de eficiência obtida no sentido inverso do fluxo de potência, em função de sua potência de saída, pode ser vista. O máximo valor atingido foi de 84,3 %, para a condição de potência nominal. A maior concentração de perdas foi registrada no circuito de grameamento e no diodo de saída.

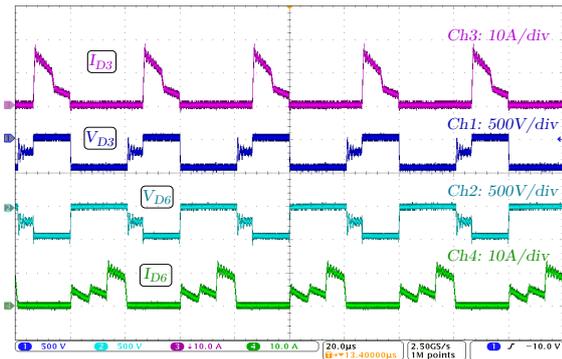
VII. CONCLUSÃO

Neste artigo, foi apresentado um conversor CC-CC bidirecional denominado Push-Pull/Flyback que possui isolamento em alta frequência, podendo conectar barramentos em CC distintos de diferentes tensões, operando como elevador ou abaixador de tensão e permitindo isolamento galvânico entre a fonte e a carga. Uma análise qualitativa e quantitativa foi conduzida para ambos os sentidos do fluxo de potência e verificada por meio de um protótipo ensaiado em malha aberta no laboratório.

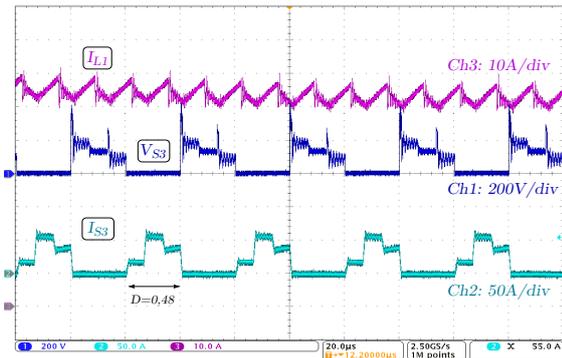
Os resultados experimentais apresentados validam o princípio de operação, projeto e dimensionamento do conversor, bem como demonstram as principais vantagens da estrutura, que são: reduzido número de interruptores ativos para obter a bidirecionalidade, reduzindo volume, simplicidade estrutural que reduz custo, baixa complexidade de construção e implementação, robustez, requer somente a clássica modulação PWM e permite a aplicação de elevados ganhos de tensão em função da utilização do transformador trifásico e indutor acoplado. A aplicação do indutor acoplado



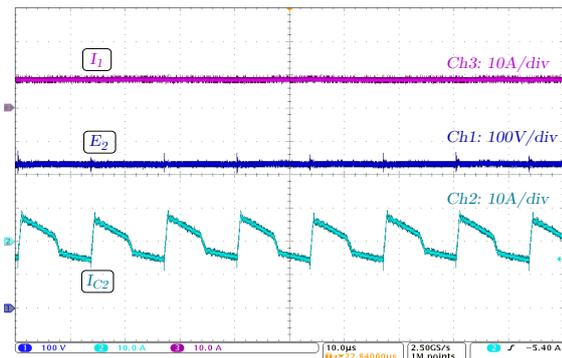
(a)



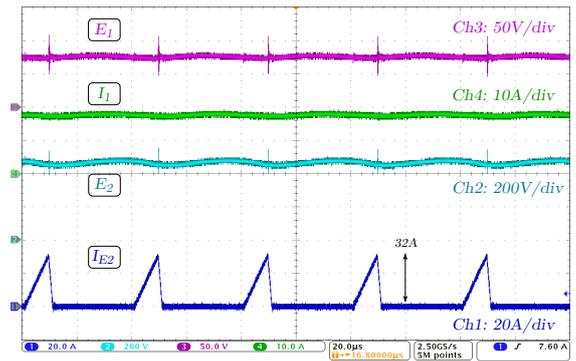
(b)



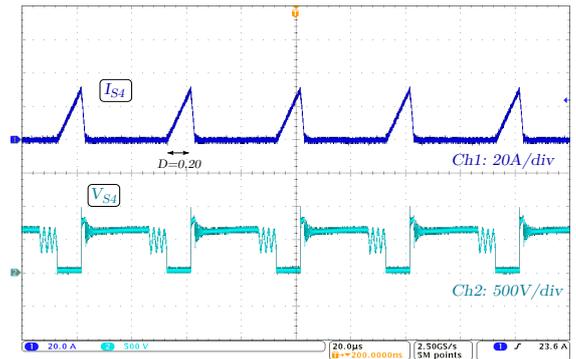
(c)



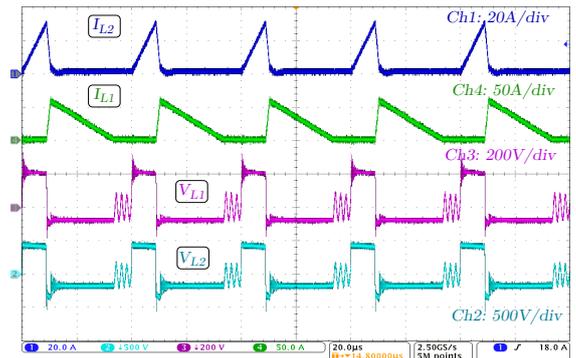
(d)



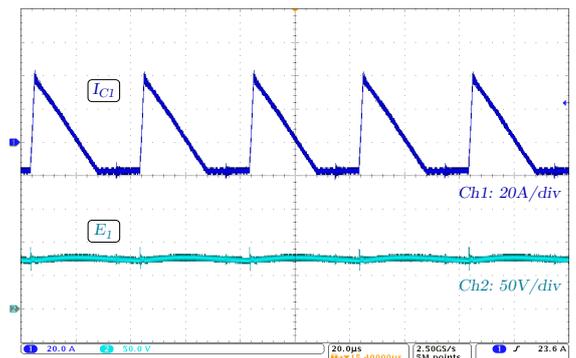
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 9. Sentido Direto do fluxo de potência: (a) Ch1: corrente de saída I_2 , Ch2: tensão da entrada E_1 , Ch3: corrente da fonte I_{E1} , Ch4: tensão de saída E_2 , (b) Ch1: tensão sobre D_3 , Ch2: tensão sobre D_6 , Ch3: corrente de D_3 , Ch4: corrente de D_6 , (c) Ch1: tensão sobre S_3 , Ch2: corrente em S_3 , Ch3: corrente de L_1 , e (d) Ch1: tensão no capacitor C_2 , Ch2: corrente de C_2 , Ch3: corrente na carga I_2 .

Fig. 10. Sentido Inverso do fluxo de potência: (a) Ch1: corrente na fonte E_2 , Ch2: tensão da fonte E_2 , Ch3: tensão de saída E_1 , Ch4: corrente na carga R_1 , (b) Ch1: corrente em S_4 , Ch2: tensão sobre S_4 , (c) Ch1: corrente em L_2 , Ch2: tensão sobre L_2 , Ch3: tensão sobre L_1 , Ch4: corrente em L_1 , e (d) Ch1: corrente em C_1 , Ch2: tensão de saída E_1 .

na entrada do Push-Pull, demonstrou a robustez e simplicidade do circuito, assim como, oferece uma solução econômica

para sistemas de armazenamento de energia do tipo *stand by*. Entretanto, para evitar a utilização de um volumoso capacitor

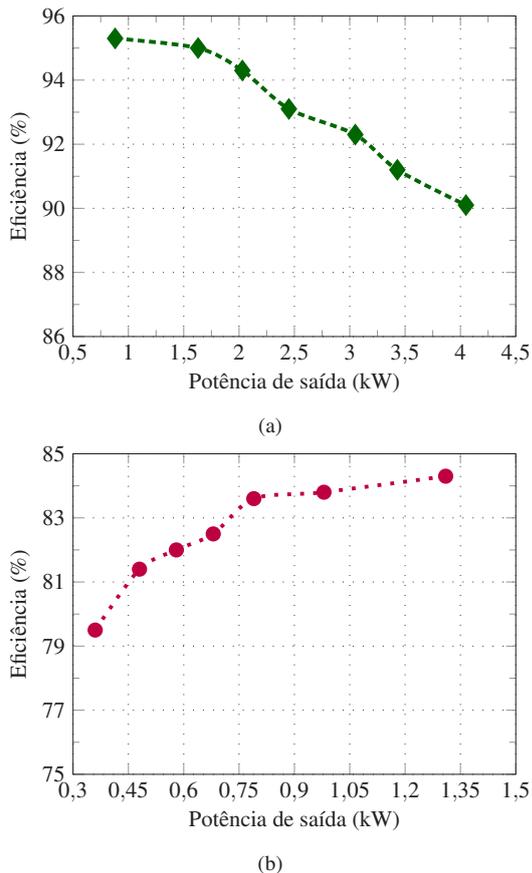


Fig. 11. Curva de rendimento do conversor proposto: (a) Sentido direto do fluxo de potência $E_1 \Rightarrow E_2$, e (b) Sentido inverso do fluxo de potência $E_1 \Leftarrow E_2$.

e elemento magnético que impacte no tamanho e eficiência do conversor, a energia transferida pelo sentido inverso do fluxo de potência é limitada em aproximadamente um terço do sentido direto.

A proposta se apresenta mais adequada para aplicações que exijam altas correntes de saída com baixa ondulação, baixas tensões de entrada e elevadas tensões de saída, em aplicações de média e alta potência. Estas características são particularmente desejáveis em algumas aplicações, como carregadores de baterias ou ultracapacitores em micro-redes, e em fontes de alimentação bidirecionais que não necessitam da mesma capacidade de processamento de potência em ambos os sentidos.

Em resumo, os resultados obtidos experimentalmente foram satisfatórios, onde para ambos os sentidos do fluxo de potência e condição de potência nominal, conclui-se que o projeto do conversor não foi otimizado para obtenção da máxima eficiência, já que concentrou-se na comprovação dos conceitos gerados na proposta da topologia. Portanto, a aplicação de semicondutores de última geração, otimização dos elementos magnéticos e a utilização de técnicas de grampeamento não dissipativas podem elevar significativamente o rendimento da estrutura.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem aos programas de pós-graduação em engenharia elétrica da UDESC e da FURB, bem como, ao auxílio financeiro da CAPES e do PROMOP-UDESC.

REFERÊNCIAS

- [1] H. Matsuo, K. Harada, “New dc-dc converters with an energy storage reactor”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 13, no. 5, pp. 1211–1213, Sep. 1977.
- [2] X. Ma, “High-performance PWM frequency changers”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, no. 2, pp. 267–280, March 1986.
- [3] R. Mayer, A. Péres, S. V. G. Oliveira, “Conversor cc-cc multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 20, no. 3, pp. 311–321, Jun./Ago. 2015.
- [4] R. W. De Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala, “A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, Jan./Feb. 1991.
- [5] A. Chub, R. Kosenko, A. Blinov, “A three-phase full soft-switching current-fed naturally clamped DC-DC converter for high-power energy storage applications”, in *IEEE Intelligent Energy and Power Systems*, pp. 1–5, June 2016.
- [6] A. Prasad, P. Ziogas, S. Manias, “A three-phase resonant PWM DC-DC converter”, in *Power Electronics Specialists Conf.*, pp. 463–473, June 1991.
- [7] R. Mirzahassemi, F. Tahami, “A phase-shift three-phase bidirectional series resonant dc/dc converter”, in *IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1137–1143, Nov. 2011.
- [8] N. Soltau, S. P. Engel, H. Stage, R. W. De Doncker, “Compensation of asymmetric transformers in high-power DC-DC converters”, in *ECCE Asia Downunder*, pp. 1084–1090, June 2013.
- [9] F.-M. Ni, T.-L. Lee, “Implementation of a bidirectional three-phase dual-active-bridge DC converter for electric vehicle applications”, in *Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, pp. 271–276, Nov. 2013.
- [10] F.-M. Ni, T.-L. Lee, “Implementation of a bidirectional three-phase dual-active-bridge DC converter with hybrid modulation for electric vehicle applications”, in *Intelligent Green Building and Smart Grid*, pp. 1–4, 2014.
- [11] S. Bal, A. K. Rathore, D. Srinivasan, “Modular Snubberless Bidirectional Soft-Switching Current-Fed Dual 6-Pack (CFD6P) DC/DC Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 519–523, Feb. 2015.
- [12] N. Soltau, H. Stage, R. W. De Doncker, O. Apeldoorn, “Development and demonstration of a medium-voltage high-power DC-DC converter for DC distribution systems”, in *IEEE Power Electronics for Distributed Generation Systems*, pp. 1–8, June 2014.
- [13] N. H. Baars, J. Everts, H. Huisman, J. L. Duarte, E. A. Lomonova, “A 80-kW isolated DC-DC converter for railway applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6639–6647, Dec. 2015.

- [14] A. Prasad, P. D. Ziogas, S. Manias, “Analysis and design of a three-phase offline DC-DC converter with high-frequency isolation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 4, pp. 824–832, Jul./Aug. 1992.
- [15] M. Xu, J. Zhou, F. C. Lee, “A current-tripler dc/dc converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 693–700, May 2004.
- [16] S. V. G. Oliveira, I. Barbi, “A three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high-frequency transformer for DC renewable power source applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3567–3580, Aug. 2011.
- [17] H. Cha, J. Choi, W. Kim, V. Blasko, “A new bi-directional three-phase interleaved isolated converter with active clamp”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1766–1772, Feb. 2009.
- [18] Z. Wang, H. Li, “A soft switching three-phase current-fed bidirectional DC-DC converter with high efficiency over a wide input voltage range”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 669–684, Feb. 2012.
- [19] K. Jin, C. Liu, “A Novel PWM High Voltage Conversion Ratio Bidirectional Three-Phase DC/DC Converter With Y- Δ Connected Transformer”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 81–88, Jan. 2016.
- [20] M. Kwon, J. Park, S. Choi, “A Bidirectional Three-Phase Push-Pull Converter With Dual Asymmetrical PWM Method”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 1887–1895, March 2016.
- [21] S. Bal, A. K. Rathore, D. Srinivasan, “Naturally clamped snubberless soft-switching bidirectional current-fed three-phase push-pull DC/DC converter for dc microgrid application”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp. 1577–1587, March/April 2016.
- [22] E. V. De Souza, I. Barbi, “Bidirectional current-fed flyback-push-pull DC-DC converter”, in *IEEE Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 8–13, Sept. 2011.
- [23] G. Chen, Y. Deng, H. Peng, X. He, Y. Wang, “An optimized modulation method for full-bridge/push-pull bi-directional DC-DC converter with wide-range ZVS and reduced spike voltage”, in *IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1247–1253, Nov. 2014.
- [24] P. Xuwei, A. K. Rathore, “Current-fed soft-switching push-pull front-end converter-based bidirectional inverter for residential photovoltaic power system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 6041–6051, Nov. 2014.
- [25] H. M. Oliveira Filho, G. N. Costa, A. D. Santos, D. S. Oliveira, “A soft switching current fed bidirectional isolated three-phase DC-DC converter”, in *Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, Nov. 2017.
- [26] M. B. El Kattel, R. Mayer, S. V. G. Oliveira, Y. R. de Novaes, A. Péres, “Three-phase flyback/current-fed push-pull dc-dc converter with y- Δ connected

transformer”, in *IEEE Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference*, pp. 1–6, Nov./Dec. 2015.

DADOS BIOGRÁFICOS

Menaouar Berrehil El Kattel nascido em Terga/Ain Temouchent (Argélia), em 02/05/1978 é engenheiro eletricitista (2003) pelo Université Djillali liabes sidi bel abbès (Argélia), mestre em Engenharia Elétrica (2013) pela Universidade Regional de Blumenau e doutor em Engenharia Elétrica (2018) pela Universidade do Estado de Santa Catarina. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência e compreendem: conversores cc-cc unidirecionais e bidirecionais, conversores aplicados aos veículos elétricos e a energias renováveis.

Robson Mayer nascido em Saudades/SC, em 1985, é engenheiro eletricitista (2010) pelo Centro Universitário de Jaraguá do Sul e mestre (2014) pela Universidade Regional de Blumenau. Atualmente é aluno do doutorado pela Universidade do Estado de Santa Catarina UDESC - Joinville. Sua área de interesse é a eletrônica de potência e compreende: conversores cc-cc/ca-cc bidirecionais e processamento de energia elétrica em aplicações de veículos elétricos/híbridos, em sistemas embarcados e energias renováveis. Msc. Mayer é membro da SOBRAEP.

Maicon Douglas Possamai nascido em Joinville/SC, em 02/02/1996 é acadêmico do curso de engenharia elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina e bolsista de iniciação científica do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica - nPEE. Suas áreas de interesse são em eletrônica de potência e compreendem: conversores cc-cc bidirecionais, qualidade e processamento de energia elétrica, energias renováveis, conversores aplicados à veículos elétricos de tração e estações de carga. É membro da SOBRAEP.

Sérgio Vidal Garcia Oliveira nasceu em Lages, SC, Brasil, em 1974. Graduado em engenharia elétrica pela Universidade Regional de Blumenau (FURB) em 1999 e, Mestre e Doutor em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2001 e 2006, respectivamente. É professor de eletrônica de potência e acionamentos elétricos na Universidade Regional de Blumenau (FURB) desde 2004 e, desde 2012, professor de eletrônica aplicada e projeto de conversores estáticos na Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Seus tópicos de interesse são: integrated motor drives, solid-state transformers, distributed generation systems, cybersecurity on power electronics and electric traction systems. Dr. Oliveira é membro da SOBRAEP - Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência. SBA - Sociedade Brasileira de Automação. IES - Industrial Electronics Society. PELS - Power Electronics Society e PES - Power & Energy Society.