

MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE MODIFICADA APLICADA A UM CONVERSOR DE TRÊS PORTAS EM PONTE COMPLETA

Leone, A. S.¹, Vilela Jr, J. A.¹

¹Universidade Federal do Paraná, Curitiba – PR, Brasil
e-mail: andre.leone@ufpr.br, vilela@eletrica.ufpr.br

Resumo – Este trabalho apresenta uma técnica de Modulação por Deslocamento de Fase Modificada (MDFM) aplicada a um conversor de três portas (CTP). A topologia do CTP é classificada como parcialmente isolada e composta por um inversor em ponte completa *unfolding* integrado com um conversor CC/CC elevador. A Modulação por Deslocamento de Fase (MDF) controla a corrente na saída CA, enquanto o controle do conversor CC-CC depende da MDF e de uma variável de controle denominada D_{fv} . A MDFM é caracterizada por ter a saída CA independente de D_{fv} . Para validar o funcionamento da topologia da ponte completa *unfolding* com a MDFM foram realizadas simulações e, posteriormente, testes experimentais. Os experimentos foram realizados em um protótipo de 200 W e a técnica de modulação proposta foi capaz de controlar o fluxo de energia entre as três portas do conversor.

Palavras-Chave – Conversor de Três Portas, Inversor Ponte Completa *Unfolding*, Modulação por Deslocamento de Fase Modificada.

MODIFIED PHASE-SHIFT MODULATION APPLIED TO A FULL-BRIDGE THREE-PORT CONVERTER

Abstract – This paper presents a Modified Phase-Shift Modulation (MPSM) technique applied to a three-port converter (TPC). The TPC topology is classified as partially isolated and consists of an unfolding full-bridge inverter integrated with a DC/DC boost converter. The phase-shift modulation (PSM) controls the current flow through the AC port, while the DC-DC converter control depends on the PSM and a variable denominated D_{fv} . MPSM is characterized by the AC port being independent of the D_{fv} . To validate of unfolding full-bridge inverter with MPSM was performed by a computing simulation and after that through the experimental results. The experimental tests were carried out on the prototype of 200 W and modulation technique was able to control the energy flow between the three ports of the converter.

Keywords – Modified Phase-Shift Modulation, Three-Port Converter, Unfolding Full-Bridge Inverter.

Manuscript received 04/02/2020; first revision 07/24/2020; accepted for publication 12/28/2020, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.1.0019>

I. INTRODUÇÃO

Os conversores de três portas (CTP) podem ser utilizados na geração distribuída como uma alternativa de conexão entre fontes geradoras de energia, acumuladores e cargas. Os CTPs normalmente são formados pela integração de dois conversores, compartilham componentes e operam de forma conjunta, ou seja, necessitam de técnicas de controle que permitam realizar o gerenciamento do fluxo de energia entre as três portas. Essa integração de conversores normalmente resulta em um sistema eficiente e que permite o uso de acumuladores na geração distribuída, sem a necessidade de um novo conversor. Os elementos de armazenamento de energia podem ser utilizados para minimizar os transitórios da geração distribuída intermitente, alimentar cargas em sistemas ilhados, realizar o deslocamento de carga, entre outras inúmeras aplicações [1]-[2].

Os CTPs são classificados como isolados, não isolados e parcialmente isolados, dependendo do uso de transformadores entre as suas portas [3].

Um exemplo de CTP CC/CC/CC não isolado, denominado *Boost-TPC*, é apresentado em [4], sua topologia utiliza dois conversores elevadores integrados. Em sua estrutura, três interruptores, S_1 , S_2 e S_3 direcionam a potência de duas portas de entrada, uma delas é bidirecional, para a carga. Acionando S_1 e S_2 , o fluxo de energia é da porta de entrada para a porta bidirecional e acionando S_1 e S_3 , o fluxo é da porta bidirecional para a carga. Por último acionando apenas S_1 a porta de entrada é conectada a carga. CTPs que operam com a mesma lógica de controle, mas contêm um conversor abaixador, ao invés de um elevador, são apresentados por [5]-[6]. Um diferencial dessas topologias é o fluxo bidirecional presente na porta com conexão com a carga. Em [7], outra topologia semelhante é apresentada, contendo um conversor elevador de alto ganho para aplicações em microrredes e em redes elétricas inteligentes, apresenta como vantagem a operação com comutação sob tensão nula, do inglês *Zero Voltage Switching* (ZVS), nos interruptores.

Os CTPs CC/CC/CA isolados geralmente utilizam três pontes completas ou meia ponte conectadas através de um transformador. O controle do fluxo de potência entre as portas pode ser realizado pelo ângulo da modulação por deslocamento de fase de cada porta, operando de forma que a energia gerada por uma porta seja absorvida por outra [8]. Outra possível abordagem, com um grau a mais de liberdade, é a inclusão do controle do ângulo de fase entre cada porta [9]. Para aumentar a eficiência dos CTPs isolados é possível incluir circuitos ressonantes em série [10].

CTPs CC/CC/CC parcialmente isolados utilizando ponte completa integrado com conversor abaixador ou elevador são

apresentados em [11]-[12]. O controle do fluxo de potência em uma das portas é realizado pela MDF e na outra porta através da modulação por largura de pulso modificada, essa solução minimiza interferências da MDF no controle da corrente dessa porta. O mesmo princípio de operação é aplicado para os CTPs CC/CC/CC com topologia *Dual Active Bridge* [13]-[14]. Essa topologia tem como vantagem o fluxo bidirecional na porta de conexão com a carga.

Na literatura não foram observados CTPs CC/CC/CA parcialmente isolados com topologia como a que será apresentada neste trabalho e, por consequência, não foram estudadas técnicas de controle com demandas semelhantes. O presente trabalho tem como objetivo a validação da topologia proposta de um CTP CC/CC/CA parcialmente isolado, bem como a validação da MDFM.

A técnica de controle para CTPs CC/CC/CC apresentada em [11]-[12] será expandida no presente trabalho para conversores que possuem uma saída CA, dando origem a MDFM. Essa técnica de controle permite que a corrente na saída inversora seja controlada pela MDF, não sofrendo interferência do controle do conversor CC-CC. Para tanto, o controle MPPT, do inglês *maximum power point tracking*, da corrente no conversor elevador não atua definindo uma razão cíclica específica, mas alternando a razão cíclica entre três valores relativamente distintos, através da variável de controle D_{fv} , com o objetivo que ao longo de alguns ciclos de chaveamento a tensão média aplicada ao indutor do conversor elevador (L_{fv}) produza o controle da corrente desejada nessa porta (V_{fv}). O inconveniente dessa técnica de controle é que para apresentar um *ripple* semelhante, o indutor do conversor elevador (L_{fv}) deve ser 60% maior que o utilizado nos conversores CC-CC com controle clássico.

II. CONVERSOR DE TRÊS PORTAS PROPOSTO

O CTP proposto é classificado como um conversor CC/CC/CA parcialmente isolado. No lado primário do transformador contém uma ponte completa integrada com um conversor elevador e no lado secundário tem-se a saída CA que é formada por dois interruptores operando em 60 Hz, caracterizando a configuração *unfolding*. Conversores com configuração *unfolding* são amplamente utilizados, por conter circuitos com menores perdas para conexão com a rede elétrica [15]-[16].

A Figura 1 apresenta o circuito do CTP proposto. Na primeira porta (P_1) é conectado um painel fotovoltaico (V_{fv}), na segunda (P_2) um banco de baterias (V_{bat}) e na terceira (P_3) a rede elétrica (V_{ca}).

Nessa topologia, a saída inversora apresenta isolamento galvânico, tendo capacidade de elevar a tensão para níveis de conexão com a rede elétrica e, quando utilizando técnicas de modulação adequadas, permite comutação suave de tensão nos interruptores do circuito em ponte completa [17]-[19].

O CTP proposto é baseado na topologia do inversor *grid-tie* apresentado por Vilela [20], adicionando-se uma porta à topologia, o inversor passa a ser um CTP. O painel fotovoltaico é conectado a essa nova porta e, junto aos interruptores S_1 e S_2 e o indutor L_{fv} , formam um conversor elevador. Esse conversor é responsável pelo fluxo de potência entre o painel fotovoltaico (V_{fv}) e a bateria (V_{bat}).

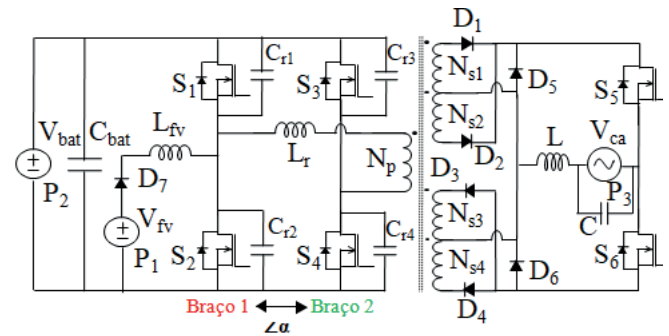


Fig. 1. Circuito do conversor de três portas proposto.

A topologia proposta apresenta a conexão com a rede CA isolada e utilizando apenas dois interruptores controlados para conexão, o que significa um circuito mais seguro e simples de operar. A ponte completa no lado primário permite maior densidade de potência que os conversores com meia ponte, e pode operar com comutação suave.

A modulação do CTP proposto deve prever a operação do fluxo de energia entre as três portas nos modos dupla entrada, dupla saída e uma entrada e uma saída. Na operação no modo dupla entrada, há o deslocamento da energia do painel e da bateria para a carga. No modo dupla saída, o painel fornece energia para a carga e para a bateria, e no modo uma entrada e uma saída, o painel ou a bateria fornece energia à carga (rede CA).

III. MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE MODIFICADA

O conversor de três portas proposto apresenta duas variáveis de controle. A primeira é o ângulo α da modulação por deslocamento de fase que determina a sobreposição entre os interruptores S_1 e S_4 ou S_2 e S_3 . O ângulo α assume valores entre 0 a 1, no qual o valor 1 equivale à condição em que o acionamento dos braços do inversor ponte completa estão defasados de $T_s/2$, e controla a tensão aplicada no primário do transformador, por consequência, a corrente na saída CA.

A segunda variável de controle é a D_{fv} que, com o ângulo α , é responsável pela operação do conversor elevador. A variável D_{fv} atua sobre o tempo de acionamento dos interruptores da ponte completa, em especial definindo qual das três razões cíclicas possíveis o interruptor S_2 deve assumir a cada ciclo de chaveamento, sem interferir na tensão aplicada no primário do transformador.

Em síntese, o controle da corrente da saída CA depende apenas da variável α , enquanto a variável D_{fv} controla o fluxo de potência entre o painel fotovoltaico e a bateria, sendo dependente do valor de α .

A modulação proposta é definida como uma modulação por deslocamento de fase modificada (MDFM), sendo que o uso do termo “modificada” refere-se à alteração do tempo de acionamento dos interruptores, mantendo a sequência de acionamento da MDF tradicional.

O objetivo da MDFM é controlar o fluxo de potência entre as duas portas de entrada, sem interferir no controle da corrente na saída CA. Para que isso ocorra, a variável D_{fv} é utilizada na definição da razão cíclica do interruptor S_2 ,

através do valor instantâneo do ângulo α e do período de operação T_s . Assim, enquanto o ângulo α pode ser alterado linearmente para produzir uma corrente senoidal na saída CA, a razão cíclica do interruptor S_2 apresenta três condições de operação possíveis.

A alteração da razão cíclica do interruptor S_2 ao longo de alguns ciclos de chaveamento, entre os três valores possíveis, possibilita aplicar uma tensão média no indutor do conversor elevador (L_{fv}), de forma a controlar a corrente no painel fotovoltaico. Pode-se dizer que a oscilação entre duas razões cíclicas distintas têm como resultante ao longo de alguns ciclos de chaveamento uma razão cíclica média intermediária, a qual é dependente do número de ciclos que cada razão cíclica foi utilizada no período em estudo.

O algoritmo de MPPT opera em uma frequência bem inferior à de chaveamento e não atua definindo uma razão cíclica, mas alterando a proporção de ciclos com uma determinada razão cíclica em detrimento de outra e, com isso, alterando a “razão cíclica média”.

O algoritmo de MPPT utilizado é da condutância incremental, desenvolvido e proposto por Hussein em 1995 [21]. A tomada de decisão desse algoritmo é realizada através da variação da condutância do sistema.

A primeira condição possível que a variável D_{fv} pode assumir é apresentada na Figura 2. A representação é realizada através dos sinais de comando dos interruptores S_1 a S_4 , as formas de onda da tensão no lado primário do transformador (V_{Np}) e a corrente sobre o indutor L_{fv} (I_{Lfv}). Entre a comutação dos interruptores de um mesmo braço é inserido o tempo morto (t_m). Esse tempo é necessário para não curto-circuitar o braço da ponte completa, e é utilizado na técnica de ZVS.

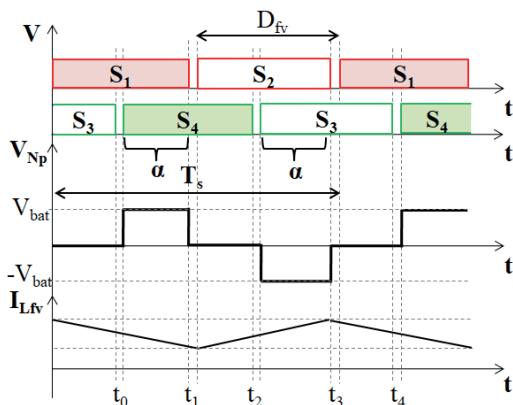


Fig. 2. Primeira condição de operação da variável de controle D_{fv} .

Na Figura 2, o ângulo α representa uma sobreposição de 50% entre os interruptores do braço 1 e do braço 2, e a variável de controle D_{fv} apresenta sua primeira condição, com valor igual à metade do período de operação T_s . O tempo de acionamento de cada interruptor é o mesmo e, por consequência, a razão cíclica do interruptor S_2 é igual a 0,5. Assim, a corrente I_{Lfv} oscila em torno de um valor médio constante, assumindo, hipoteticamente, que o conversor CC/CC está em equilíbrio estático. Portanto, não há alteração no fluxo médio de potência entre o painel fotovoltaico (V_{fv}) e a bateria (V_{bat}).

Na Figura 3 é apresentado o exemplo com a segunda condição de operação, em que a variável D_{fv} tem seu menor

valor, reduzindo a razão cíclica de S_2 . Todavia, o ângulo α permanece com o mesmo valor da primeira condição e não há alteração na tensão aplicada ao primário do transformador e, consequentemente, na saída CA.

Com a redução da razão cíclica de S_2 ocorre a redução no valor médio da corrente I_{Lfv} , assumindo-se que o equilíbrio estático estava sendo obtido nas condições da Figura 2.

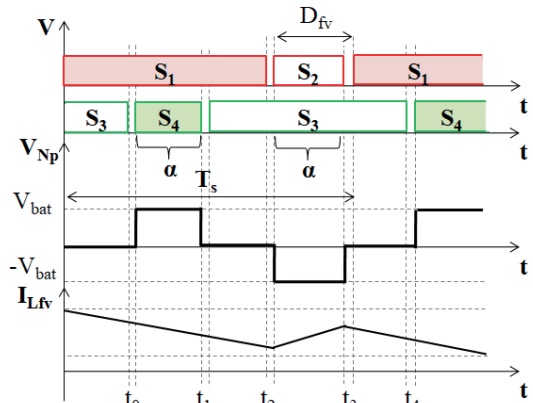


Fig. 3. Segunda condição de operação da variável de controle D_{fv} .

Uma terceira condição é possível, aumentando a variável D_{fv} , como pode ser visto na Figura 4.

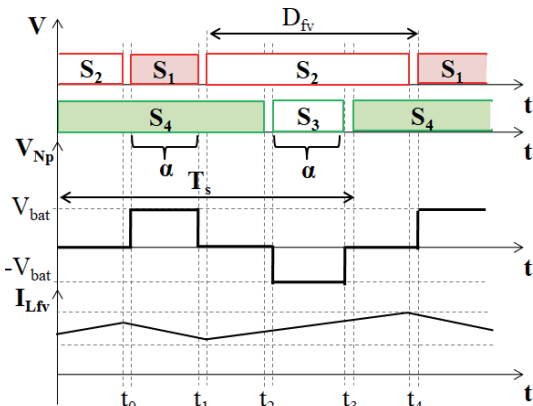


Fig. 4. Terceira condição de operação da variável de controle D_{fv} .

Considerando as mesmas condições dos exemplos anteriores, o aumento do tempo de condução do interruptor S_2 provocou um acréscimo no valor médio da corrente no indutor L_{fv} , mas sem alteração na tensão aplicada ao primário do transformador.

A corrente do painel fotovoltaico circula apenas pelos interruptores S_1 e S_2 da ponte completa. A alteração no tempo de acionamento dos interruptores S_3 e S_4 é realizada para acompanhar S_1 e S_2 respectivamente e, assim, manter o ângulo α e o período T_s sem alterações. Portanto, as três condições de D_{fv} não alteram o período de operação T_s e a tensão aplicada ao primário do transformador.

A Tabela I mostra as equações para cálculo das razões cíclicas possíveis para o interruptor S_2 , em função das três condições da variável de controle D_{fv} e do ângulo α .

TABELA I
Variável de Controle D_{fv}

	Mínimo	Médio	Máximo
D_{fv}	$\frac{1}{2} \cdot T_s \cdot \alpha$	$\frac{1}{2} \cdot T_s$	$\frac{1}{2} \cdot T_s \cdot [1 + ((1 - \alpha) - t_m)]$

IV. OPERAÇÃO DO CONVERSOR DE TRÊS PORTAS

Como exemplo, o modo de operação dupla entrada é detalhado. Nesse modo, a energia na saída CA (P_3) é proveniente da bateria somada à energia produzida pelo painel fotovoltaico, e a técnica de comutação sob tensão nula (ZVS) é apresentada junto ao exemplo.

Para os interruptores do tipo MOSFET, a técnica ZVS consiste em forçar a circulação de corrente pelo diodo em antiparalelo antes do fechamento do interruptor. O diodo em antiparalelo é levado a conduzir após a descarga completa da capacitância parasita dreno-fonte do interruptor. Por fim, a capacitância parasita descarrega através do circuito ressonante formado com a indutância de dispersão do transformador. [17]-[19].

No circuito proposto, a capacitância parasita dreno-fonte do interruptor é identificada como C_r e a Indutância de dispersão do transformador somada a uma indutância externa é denominada de indutância de ressonância (L_r).

Na Figura 5 estão os sinais de comando dos interruptores da ponte completa (G_{S1} a G_{S4}), a tensão (V_{Np}) e a corrente (I_r) no primário do transformador. A tensão no enrolamento do secundário (V_{Ns}) e a corrente e a tensão no indutor do conversor elevador (I_{Lfv} e V_{Lfv}). Também são representadas as correntes e as tensões nos diodos do secundário do transformador, I_{D1} , I_{D2} e V_{D1} a V_{D4} . A relação de transformação é representada por k_t . Por último, estão as correntes e as tensões sobre os interruptores S_1 a S_4 (I_{S1} a I_{S4} e V_{S1} a V_{S4}).

As formas de onda são divididas em dez etapas que são formadas pelos instantes de t_1 a t_{10} . As etapas das transições entre os interruptores de um mesmo braço são inseridas para caracterizar o tempo morto. No exemplo de operação descrito foi considerado o semiciclo positivo da onda senoidal na saída inversora, com o interruptor S_5 conduzindo.

A etapa t_1 - t_2 tem início com a entrada em condução do interruptor S_4 . Com os interruptores S_2 e S_4 conduzindo, não há tensão sendo aplicada no primário do transformador e, por consequência, não há potência sendo transferida da fonte V_{bat} (P_2) para a rede elétrica V_{ca} (P_3). A energia na indutância de ressonância, armazenada na etapa anterior, induz uma corrente de roda livre no lado primário do circuito. Como o interruptor S_2 está aplicando a tensão do painel fotovoltaico no indutor L_{fv} a corrente drenada do painel, representada por I_{Lfv} , está crescendo. A rede elétrica V_{ca} está sendo alimentada pela energia armazenada no indutor L do filtro na saída CA. A Figura 6.a apresenta o circuito nesse intervalo, com as correntes sinalizadas pelas linhas tracejadas.

Na etapa t_2 - t_3 ocorre o tempo morto entre os interruptores do braço 1. Após o bloqueio de S_2 a capacitância parasita C_{r2} é carregada e C_{r1} é descarregada. Esse processo permite que o diodo em antiparalelo de S_1 passe a conduzir. Após a condução do diodo, o interruptor S_1 pode ser acionado com tensão nula em seus terminais, caracterizando a comutação ZVS. Conduzindo o diodo antiparalelo do interruptor S_1 , a corrente sobre o indutor L_{fv} começa a decair de forma linear, mesmo antes do interruptor entrar em condução. Esse transitório pode ser visto na Figura 6.b.

A etapa t_3 - t_4 tem início com a entrada em condução do interruptor S_1 . A corrente no lado primário inverte sua

polaridade e a tensão no primário do transformador apresenta valor igual a V_{bat} . No instante t_4 , a corrente no secundário alcança o valor zero no enrolamento N_{S2} e, com isso, passa a circular exclusivamente por N_{S1} . A tensão no secundário do transformador permanece igual a zero até o momento em que a corrente seja totalmente assumida pelo enrolamento N_{S1} .

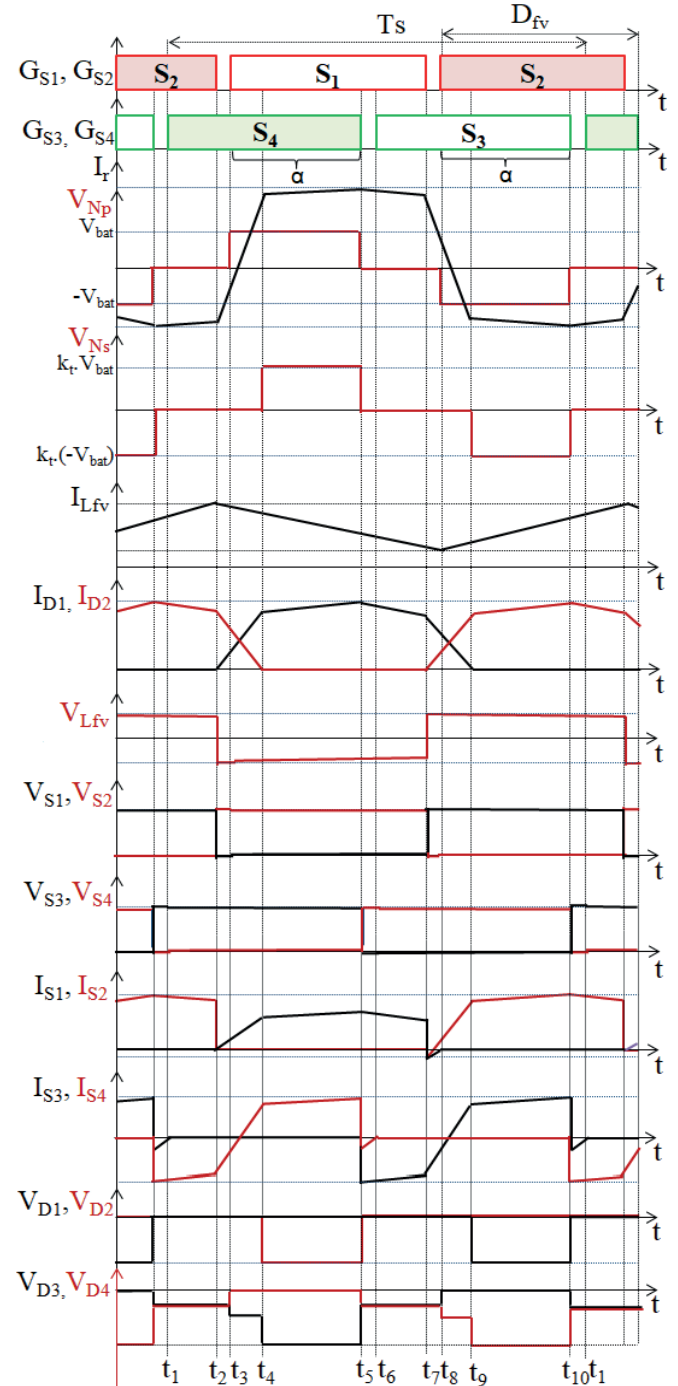


Fig. 5. Formas de onda do modo de operação dupla entrada.

O intervalo t_3 a t_4 é representado na Figura 6.c. Como S_1 está conduzindo, a corrente do indutor do conversor elevador decai linearmente, com isso, a energia do painel fotovoltaico mais a energia do indutor L_{fv} são transferidas para a bateria (P_2). A energia que está sendo transferida para a rede CA (P_3), quando maior que a fornecida pelo painel fotovoltaico (P_1), faz com que a bateria esteja descarregando.

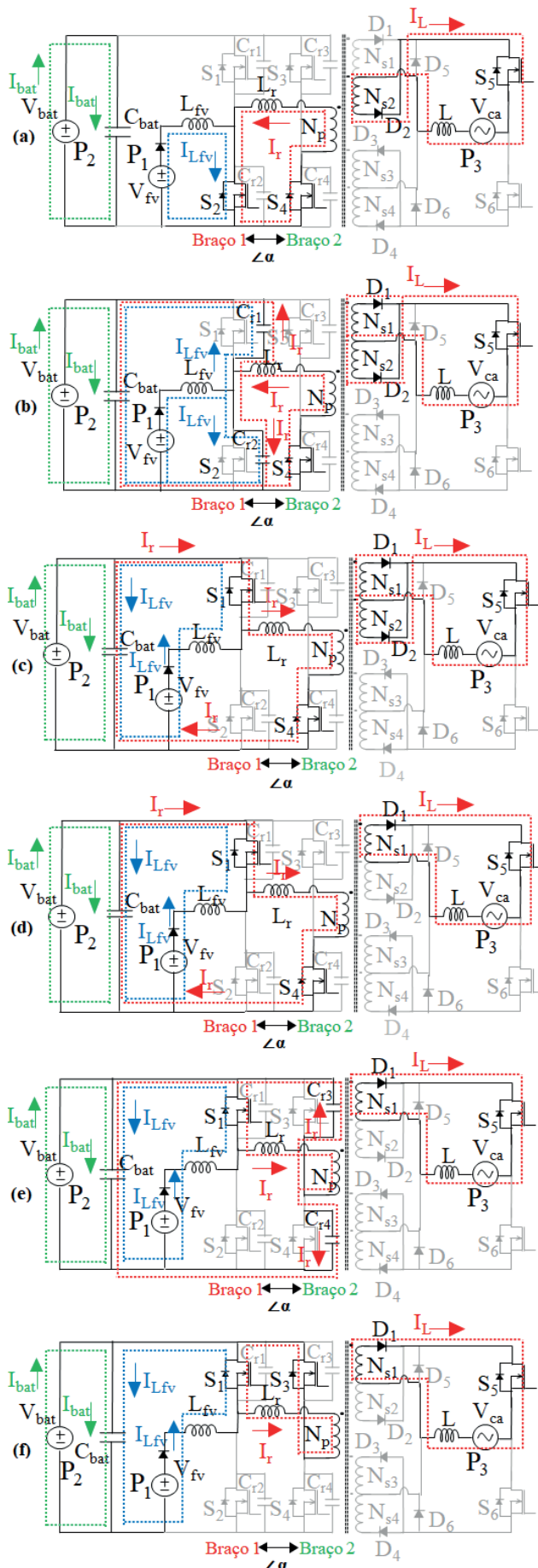


Fig. 6. Operação do CTP com as correntes ativas.

A etapa t_4 - t_5 inicia quando a indutância de dispersão do enrolamento N_{s1} assume a corrente do indutor de filtro da saída CA (I_L). Nesse momento, a tensão aplicada ao enrolamento primário aparece no secundário do transformador. Em decorrência disso, o indutor L passa a armazenar energia e, por consequência, a corrente no secundário do transformador aumenta linearmente. A energia produzida pelo painel fotovoltaico, somando-se à energia armazenada no indutor L_{fv} , continua sendo transferida para o barramento C_{bat} , através do interruptor S_1 . A Figura 6.d apresenta o circuito indicando as partes ativas com a circulação de corrente para esse intervalo.

A etapa t_5 - t_6 , Figura 6.e, representa o tempo morto entre os interruptores do braço 2. O interruptor S_4 é bloqueado, sua capacitância C_{r4} carrega, enquanto C_{r3} descarrega, após polarização do diodo intrínseco, S_3 pode ser acionado com comutação suave ZVS. Como S_1 permanece conduzindo, a energia do painel fotovoltaico e do indutor L_{fv} continua sendo transferida para o barramento C_{bat} .

A etapa t_6 - t_7 é caracterizada pela entrada em condução do interruptor S_3 . Estando S_1 acionado, há uma corrente de roda livre no lado primário do transformador, a qual é mantida pela energia armazenada na indutância de dispersão do primário do transformador (L_r).

Como não há tensão sendo aplicada no primário do transformador, não há potência sendo transferida da bateria (P_2) para a rede CA (P_3). A corrente no secundário também permanece circulando, sendo mantida pela energia armazenada no indutor L , e o conversor elevador continua transferindo energia para o barramento C_{bat} . A Figura 6.f apresenta esse intervalo. O conversor elevador continua transferindo energia para o barramento C_{bat} .

As etapas t_7 - t_8 , t_8 - t_9 e t_9 - t_{10} são semelhantes às etapas t_2 - t_3 , t_3 - t_4 e t_4 - t_5 , respectivamente. A etapa t_{10} - t_{11} representa o tempo morto entre os interruptores do braço 2 e encerra um ciclo de comutação.

A Figura 7 exemplifica a forma de onda da corrente no indutor de filtro de saída (I_L) comparando com a tensão de referência (V_{CA}) que está em fase com a tensão da rede CA. Nessa representação a corrente está sobreposta à tensão, mas as amplitudes têm valores diferentes. Nos quadros ampliados é possível identificar os efeitos da modulação por deslocamento de fase sobre a saída do circuito inversor.

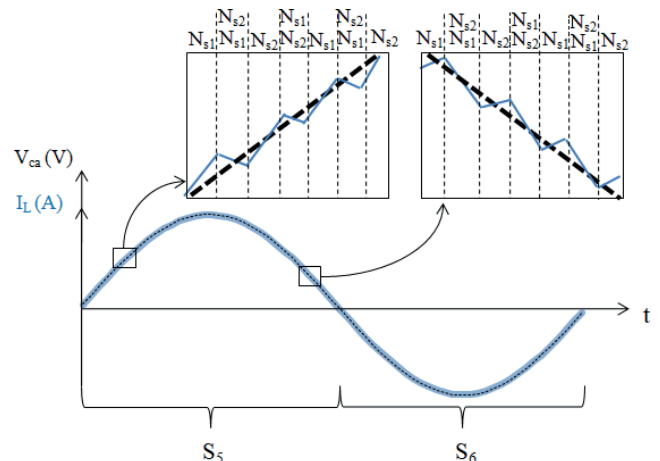


Fig. 7. Corrente senoidal comparada com a tensão de referência.

V. PROJETO DO CONVERSOR DE TRÊS PORTAS

A. Características Elétricas do Conversor de Três Portas

As características elétricas e os valores dos componentes passivos do conversor de três portas proposto encontram-se na Tabela II. Os dados apresentados são utilizados para escolha dos componentes elétricos, na modelagem e no projeto dos magnéticos desse conversor.

O MOSFET IRF1010 foi utilizado na ponte completa, e para a saída *unfolding* o modelo 11N80C3. O indutor do filtro de saída utilizou um núcleo modelo EE 40/17/12 com um condutor de 29 AWG. Para o indutor do conversor elevador foi utilizado um núcleo EE 55/28/25 com um condutor de 26 AWG. O Transformador foi confeccionado utilizando um núcleo EE 55/28/25 com um condutor de 26 AWG, e apresenta 7 espiras no primário e 42 no secundário.

A operação do conversor de três portas é gerenciada pelo microcontrolador Hercules RM57L da família ARM CORTEX R5F 32 BIT, com dois módulos A/D de 12 bits e sete saídas PWM.

O filtro de saída é projetado através da ondulação da corrente e da tensão aplicada sobre o indutor L e sobre a capacitância C, mesma técnica utilizada para cálculo do indutor L_{fv} , presente no conversor elevador. O projeto físico dos indutores é realizado através da metodologia da constante geométrica K_g . Para o transformador de alta frequência é utilizada a metodologia da constante geométrica K_{gfc} [22].

TABELA II

Características Elétricas do Conversor de Três Portas

Símbolo	Parâmetro	Valor	Un.
P_n	Potência Nominal	200	W
V_{fv}	Tensão de Máx. Pot. Painel Fotovoltaico	32	V
I_{fv}	Corrente de Máx. Pot. Painel Fotovoltaico	8,7	A
P_{fv}	Potência Máxima Painel Fotovoltaico	255	Wp
V_{bat}	Tensão da Bateria	48	V
V_{ca}	Tensão RMS de Saída Inversora	127	V
I_L	Corrente RMS Indutor do Filtro de Saída	1,57	A
I_r	Corrente no Primário do Transformador	9,42	A
k_t	Relação de Transformação	6	V/V
S_x	Corrente Máx. MOSFET IRF1010	75	A
S_x	Tensão Máx. MOSFET IRF1010	60	V
C_r	Capacitância Parasita MOSFET IRF1010	680	pF
S_x	Corrente Máx. MOSFET 11N80C3	11	A
S_x	Tensão Máx. MOSFET 11N80C3	800	V
L_{fv}	Indutor do Conversor Elevador	800	μ H
C	Capacitância do Filtro de Saída	100	nF
L	Indutor Filtro de Saída	1,54	mH
f_s	Frequência de Comutação	100	kHz
μC	Hercules RM57Lx	330	MHz

B. Técnica de Comutação Sob Tensão Nula

A técnica ZVS utiliza a energia armazenada na indutância de ressonância (L_r) para carregar e descarregar a capacitância parasita (C_r) presente no interruptor MOSFET. Com isso, a energia armazenada na indutância L_r deve ser maior que duas vezes a energia armazenada na capacitância parasita [19]. A equação (1) mostra essa condição e contém como uma das variáveis a corrente que circula no primário do transformador, denominada I_r .

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot I_r^2 > C_r \cdot V_{bat}^2. \quad (1)$$

A curva da Figura 8 apresenta os valores da indutância L_r e da corrente I_r em que o ZVS pode ocorrer.

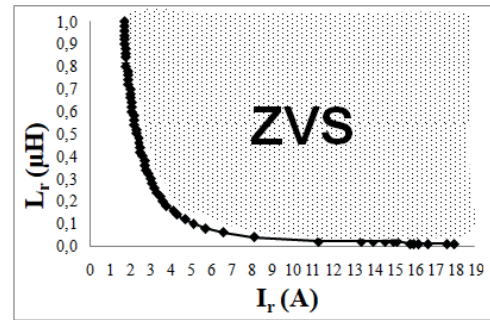


Fig. 8. Indutância de dispersão L_r em relação à corrente no primário do transformador I_r .

No projeto do CTP o valor da indutância de ressonância é escolhido para que em 70% do tempo de operação o conversor alcance a comutação sob tensão nula. Esse valor corresponde a correntes maiores que 3,2 A circulando pelo primário do transformador, com isso, a indutância de projeto é de 0,25 μ H.

C. Malha de Controle

Dentre as muitas possibilidades de utilização da energia armazenada na bateria, optou-se pelo deslocamento de carga para ilustrar uma possível aplicação do CTP. Dessa maneira, a energia do painel fotovoltaico é direcionada para a bateria, e em momentos específicos do dia a energia na bateria é transferida para a rede CA. A Figura 9 apresenta a malha de controle do conversor de três portas para operação de deslocamento de carga.

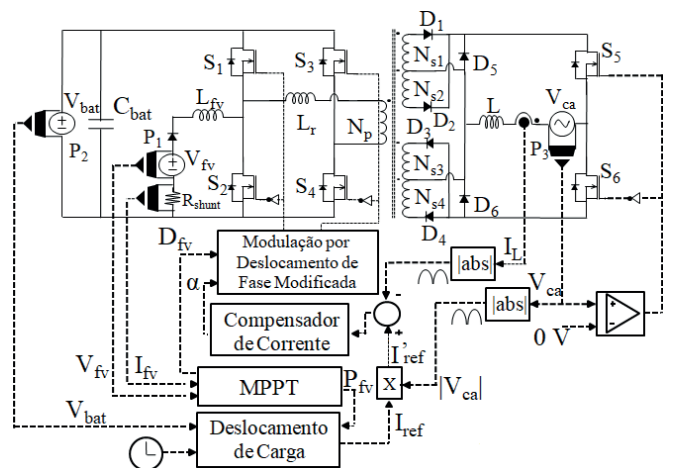


Fig. 9. Malha de controle do conversor de três portas.

O bloco modulação por deslocamento de fase modificada realiza o acionamento dos interruptores S_1 a S_4 , e recebe como sinal de entrada as variáveis de controle α e D_{fv} .

O algoritmo de MPPT tem como sinal de entrada a tensão (V_{fv}) e a corrente do painel fotovoltaico (I_{fv}). Apresenta como saída a variável D_{fv} e a potência do painel (P_{fv}). O objetivo desse bloco é realizar o controle da corrente do painel fotovoltaico através da composição de vários ciclos de comutação. Dessa maneira, se for necessário drenar uma maior corrente do painel fotovoltaico, o valor máximo da

variável D_{fv} permanece por mais ciclos. O contrário também ocorre, caso seja necessário diminuir a corrente drenada do painel, o valor mínimo de D_{fv} permanece por mais ciclos.

O compensador de corrente recebe como entrada o sinal do erro entre o módulo da corrente da saída CA ($|I_L|$) e da referência de corrente (I'_{ref}). O objetivo do compensador de corrente é controlar o ângulo α e, assim, a corrente na saída CA.

O bloco da operação de deslocamento de carga recebe como entrada o sinal de tensão da bateria (V_{bat}), a potência do painel fotovoltaico (P_{fv}) e um relógio. O relógio pode ser utilizado para reduzir custos de tarifas horo-sazonal, permitindo utilizar a energia armazenada nos horários de maior valor da tarifa. Como sinal de saída, o bloco de deslocamento de carga apresenta o sinal I'_{ref} . Esse sinal atua sobre o módulo da tensão de referência $|V_{CA}|$ e, assim, apresenta como resultante I'_{ref} , fechando a malha de controle.

A tensão de referência da rede V_{ca} também é utilizada para acionamento dos interruptores S_5 e S_6 , comparando-se seu valor com zero.

A metodologia utilizada para modelar o circuito do conversor de três portas é através de valores médios instantâneos. Para isso, considera-se a tensão do barramento de corrente contínua (V_{bat}) isenta de ondulações e a tensão da rede constante em um período de comutação.

A modelagem da saída inversora não é afetada pelo conversor elevador, sendo que a variável de controle (α) independe do valor da variável D_{fv} . A equação (2) apresenta a função de transferência da corrente (G_i) para a saída inversora. A metodologia utilizada para modelar o circuito do conversor de três portas é através de valores médios instantâneos [23]. Para isso, considera-se a tensão do barramento de corrente contínua (V_{bat}) isenta de ondulações e a tensão da rede constante em um período de comutação.

Os valores de projeto das variáveis, presentes na equação (2), estão na Tabela II.

$$G_i(s) = \frac{V_{bat} \cdot k_t}{L \cdot s} \quad (2)$$

O compensador de corrente é projetado conforme a metodologia apresentada por Venable [24]. A frequência de corte e a margem de fase de projeto são 5 kHz e 30° respectivamente. O resultado para o compensador de corrente é a equação (3).

$$G_c(s) = \frac{2,811 \cdot s + 3,843 \cdot 10^4}{1,287 \cdot 10^{-5} \cdot s^2 + s} \quad (3)$$

A resposta em frequência do controle de malha aberta da saída inversora é apresentada na Figura 10. Com base na figura é possível observar que o projeto do compensador alcançou os parâmetros especificados.

VI. SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Inicialmente, a validação do projeto do CTP proposto é realizada em ambiente de simulação. O experimento desenvolvido deve confirmar a resposta da saída senoidal mesmo com a mudança de radiação do painel fotovoltaico. A

mudança de radiação aplicada ao painel faz com que a variável de controle D_{fv} seja constantemente modificada para drenar a corrente de máxima potência.

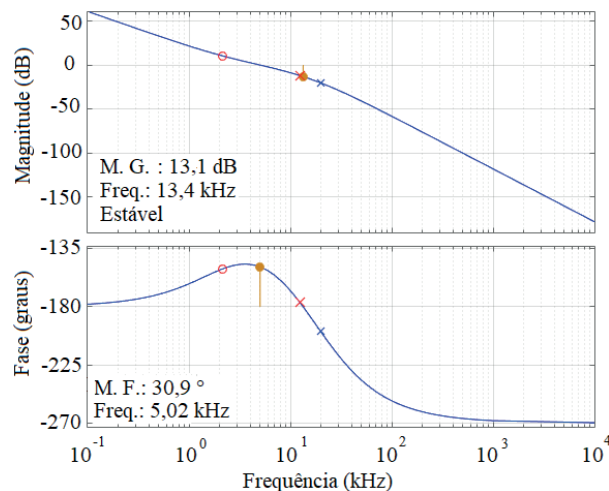


Fig. 10. Diagrama de Bode malha de controle da saída inversora.

O painel fotovoltaico é conectado na fonte V_{fv} (P_1) e sua modelagem é realizada através do modelo PV-MLU255HC do fabricante Mitsubishi Electric [25]. Na porta P_2 é conectada uma fonte bidirecional constante de 48 V, representando uma bateria. Na saída P_3 é conectada uma fonte de 127 V e 60 Hz.

A curva de potência do painel fotovoltaico, utilizada no experimento, pode ser vista na Figura 11, o período representado é de 32 ms.

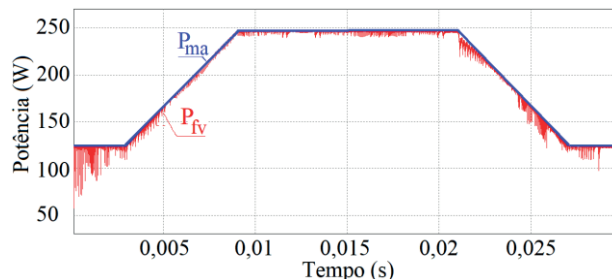


Fig. 11. Forma de onda da potência teórica do painel fotovoltaico (P_{ma}) e da potência real fornecida durante simulação (P_{fv}).

A máxima potência do painel no ponto de operação é denominada por P_{ma} e a potência extraída do painel por P_{fv} . No intervalo apresentado, o valor médio da potência P_{ma} foi de 198 W e da potência P_{fv} foi de 196 W.

A Figura 12 é adquirida no mesmo experimento para confirmar que, com a alteração da radiação solar sobre o painel e, conseqüentemente, da variável de controle D_{fv} , a corrente senoidal de saída não sofre interferências. Nessa figura, as formas de onda da corrente injetada pelo CTP e da tensão da rede são apresentadas.

A potência injetada à rede CA é de 200 W e a corrente é multiplicada por vinte para ajuste de escala no gráfico. Observa-se que a corrente e a tensão estão em fase, não apresentando distorções na amplitude e na frequência.

No início do experimento, foi aplicado ao painel fotovoltaico uma radiação solar de 500 W/m², gerando uma potência de saída no valor de 120 W. Em seguida o valor da

radiação cresce em rampa e atinge 1000 W/m², com potência de saída de 245 W. Por último retorna para 500 W/m².

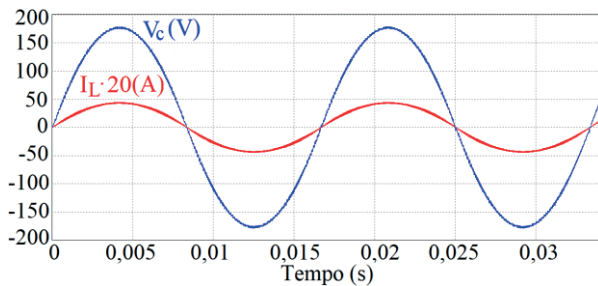


Fig. 12. Corrente sobre o filtro de saída e tensão da rede.

No momento em que o painel fotovoltaico está fornecendo 120 W, o CTP está operando no modo dupla entrada e a bateria complementa a potência que foi injetada na rede. Quando o painel fotovoltaico está fornecendo a potência de 245 W, o CTP está operando no modo dupla saída. Nessa condição, a potência do painel fotovoltaico supre a potência na saída CA e o excedente carrega a bateria.

Após validação da técnica de controle via simulação, um protótipo de 200 W foi construído para realizar os testes experimentais. Na Figura 13 está o protótipo do CTP proposto. Suas medidas são de 200 mm por 200 mm.

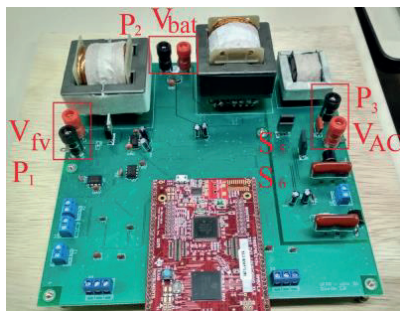


Fig. 13. Protótipo do conversor de três portas proposto.

O primeiro experimento utilizando o protótipo tem como objetivo validar a MDFM, para isso, a tensão no primário do transformador deverá permanecer inalterada mesmo com a mudança da razão cíclica dos interruptores. Para realizar esse ensaio, na porta de saída V_{CA} (P_3) foi conectada uma resistência, e em V_{bat} (P_2) foi utilizada uma fonte de tensão com 48 V. As mudanças da variável D_{fv} (mínima, média e máxima) foram determinadas via programação do microcontrolador, assim, a condição da variável de controle D_{fv} altera a cada dois ciclos, simulando uma mudança do ponto de operação do painel fotovoltaico.

A Figura 14 apresenta as formas de onda da corrente do indutor L_{fv} (I_{Lfv}) e das tensões nos interruptores S_2 , S_4 e sobre o primário do transformador (V_{Np}). A operação da variável D_{fv} está alterando a razão cíclica dos interruptores entre a máxima e a média. A curva da corrente I_{Lfv} apresentada contém somente o sinal CA que está oscilando em torno de um nível CC de 8,7 A.

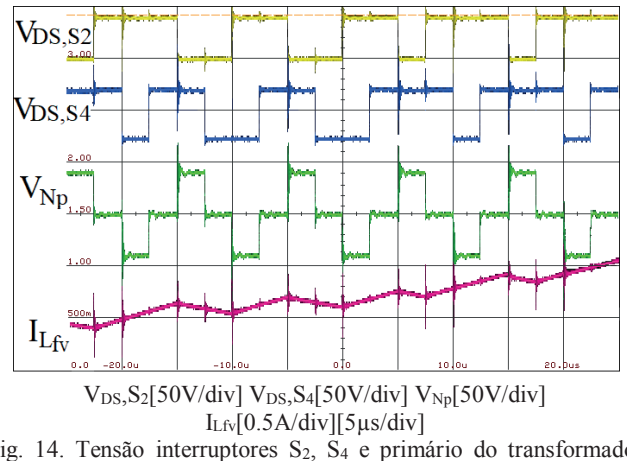


Fig. 14. Tensão interruptores S_2 , S_4 e primário do transformador (V_{Np}), corrente indutor L_{fv} (I_{Lfv}), condição média e máxima de D_{fv} .

Para demonstrar a condição em que a razão cíclica mínima e média é utilizada, a Figura 15 é apresentada. De forma semelhante ao exemplo anterior, a tensão no primário do transformador não é alterada.

Na Figura 14 ocorre o crescimento da corrente no indutor do conversor elevador (I_{Lfv}), enquanto decresce no resultado da Figura 15, pois o interruptor S_2 permanece menos tempo acionado.

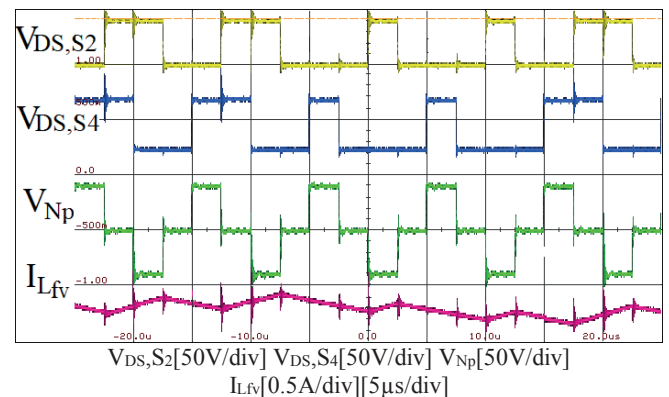


Fig. 15. Tensão interruptores S_2 , S_4 e primário do transformador (V_{Np}), corrente indutor L_{fv} (I_{Lfv}), condição média e mínima de D_{fv} .

A operação do CTP entre as três condições possíveis de D_{fv} e a quantidade de ciclos de chaveamento que permanece em cada uma delas define uma “razão cíclica média” e, por consequência, a corrente que será drenada do painel fotovoltaico.

Para verificar o funcionamento da técnica de comutação, na condição de tensão nula (ZVS), são observadas as formas de onda no momento da comutação dos interruptores S_1 e S_2 . A Figura 16 apresenta essa condição através das formas de onda da tensão sobre os interruptores (V_{DS}) e a tensão de comando (V_{GS}).

Os sinais de comando nas portas (V_{GS}) somente são aplicados após a tensão sobre os interruptores (V_{DS}) chegar a zero, caracterizando a operação com comutação sob tensão nula (ZVS). O tempo morto foi ajustado para 75 ns.

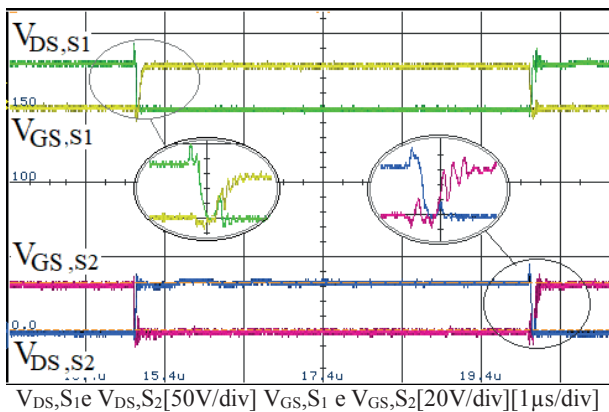


Fig. 16. Tensão no primeiro braço da ponte completa sobre o drenofonte (V_{DS}) e sobre a porta-fonte (V_{GS}) dos interruptores S_1 e S_2 .

Na Figura 17 estão as formas de onda da tensão e da corrente na saída CA (P_3), conectada a uma resistência.

A potência que está sendo fornecida na saída CA (P_3) é de 175 W. Devido às interferências eletromagnéticas, essa foi a potência máxima aplicada ao protótipo durante os experimentos. Na Figura 17 pode ser visualizado que a tensão e a corrente estão praticamente em fase, evidenciando que os interruptores S_5 e S_6 estão operando adequadamente.

A Figura 18 apresenta a distorção harmônica total (DHT) da corrente na saída CA para diferentes valores de potência. A máxima DHT foi de 9,95%, entende-se que esse crescimento da distorção é ocasionado pela interferência eletromagnética.

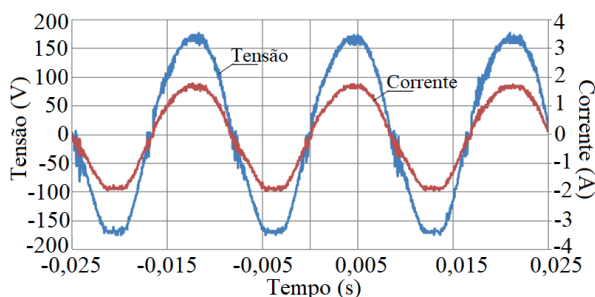


Fig. 17. Corrente sobre o filtro de saída e tensão na saída CA (P_3).

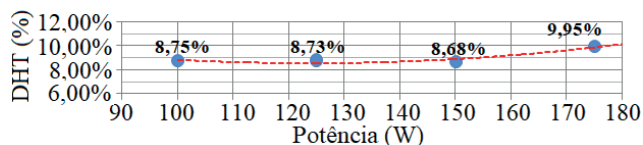


Fig. 18. DHT da corrente na saída CA em cada ponto de operação.

Na Figura 19 podem ser visualizadas as curvas de eficiência do inversor em ponte completa *unfolding* entre as portas P_2 e P_3 , do conversor CC/CC elevador entre as portas P_1 e P_2 , e dos dois estágios de conversão de energia entre as portas P_1 e P_3 . Esta última curva de eficiência foi obtida considerando que o banco de baterias (P_2) não está armazenando ou fornecendo energia, ou seja, a energia na saída CA (P_3) é proveniente do sistema fotovoltaico (P_1) e, para tanto, precisa passar pelo conversor CC/CC e, na sequência, pelo inversor em ponte completa. Os valores foram obtidos utilizando o analisador de potência WT5000 da Yokogawa, medindo a potência nas três portas simultaneamente.

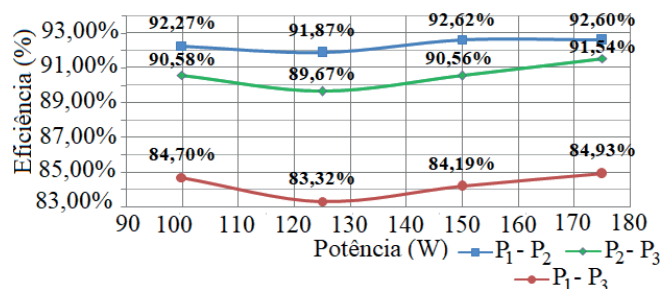


Fig. 19. Eficiência do CTP nas três etapas de processamento de energia.

A eficiência máxima obtida, para o inversor em ponte completa *unfolding* (P_2 - P_3) foi de 91,54%, com 175 W de potência, apresentando uma tendência de aumento da eficiência para potências maiores. Para a etapa do conversor CC/CC elevador (P_1 - P_2), a maior eficiência foi de 92,62%. Enquanto durante a etapa de processamento entre as portas P_1 - P_3 , a melhor eficiência obtida, após os dois estágios de conversão, foi de 84,93%.

As perdas teóricas do CTP são apresentadas na Figura 20. As maiores perdas estão nos componentes que fazem parte do circuito inversor, P_2 - P_3 , e isso se reflete no rendimento apresentado na Figura 19. As Perdas no indutor do conversor elevador (L_{fv}), junto ao diodo D_7 , também justificam o rendimento do circuito do conversor elevador CC/CC, P_1 - P_2 .

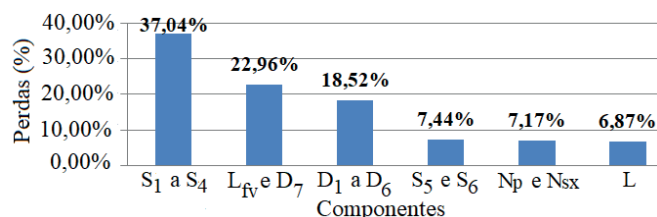


Fig. 20. Perdas elétricas teóricas nos componentes do CTP.

VI. CONCLUSÕES

A MDFM, aplicada ao CTP proposto, foi capaz de produzir uma corrente senoidal na saída CA e, ao mesmo tempo, gerenciar o fluxo de energia entre o painel fotovoltaico e a bateria. A independência da saída CA (P_3) da operação do conversor CC/CC elevador possibilitou utilizar a MDF para controle da corrente na saída inversora (P_3), sem a necessidade de modificação da técnica de controle.

Durante os transitórios da radiação solar, a corrente senoidal na saída inversora permaneceu sem sofrer interferências. O controle MPPT para extração de máxima potência do painel fotovoltaico, alternando a razão cíclica entre três valores relativamente distintos, através da variável de controle D_{fv} , se mostrou efetivo em simulação, por extrair uma potência do painel fotovoltaico muito próxima da máxima potência, mesmo durante os transitórios.

A topologia proposta para o CTP foi capaz de operar com comutação sob tensão nula (ZVS) nos interruptores do inversor em ponte completa.

AGRADECIMENTO

Os autores agradecem ao apoio financeiro do Projeto PD 2866-0470/2017, projeto este regulamentado pela ANEEL e desenvolvido no âmbito do programa de PD da Companhia Paranaense de Energia, COPEL DIS.

REFERÊNCIAS

- [1] Federal Ministry For Economic “Affairs and Energy, Funding Initiative for Energy Storage, 2016”. Disponível em: <https://www.bmwi.de/Redaktion/EN/Artikel/Energy/funding-programmes-forenergystorage.html>. Acesso em 31 de mar. 2020.
- [2] U.S. Energy Information Administration, “Hawaii State Profile and Energy Estimate, 2016”, Disponível em: <http://www.eia.gov/state/analysis.cfm?sid=HI>. Acesso em: 31 de mar. 2020.
- [3] N. Zhang, D. Sutanto e K. M. Muttaqi, “A review of Topologies of Three-port DC-DC Converters for the Integration of Renewable Energy and Energy Storage System,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol.56, pp. 388-401, 2016.
- [4] H. Zhu, D. Zhang, B. Zhang, e Z. Zhou, “A Nonisolated Three-Port DC-DC Converter and Three-Domain Control Method for PV-Battery Power Systems”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 28, n° 7, July 2013.
- [5] H. WU, K. Sun, S. Ding, Y. Xing, “Topology Derivation of Noninsolated Three-Port DC-DC Converters from DIC and DOC” *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 28, n° 7, July 2013.
- [6] T. Cheng, “Topology Derivation and Development of Non-Isolated Three-port Converters for DC Microgrids”, A thesis submitted in fulfillment of the requirements for the degree of Master of *Philosophy. School of Electrical and Information Engineering*, The University of Sydney, March 2017.
- [7] P. P. Praça, D. B. S. Alves, D. S. Oliveira Junior, L. C. S. Mazza, L. H. S. C. Barreto, “Conversor CC-CC bidirecional de três portas, estágio único e alto ganho de tensão para aplicações em sistemas fotovoltaicos”, *Eletrônica de Potência*, vol. 22, n° 3, pp. 258-268, Set. 2017.
- [8] J. L. Duarte, M. Hendrix e M. G. Simões, “Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 22, n° 2, March 2007.
- [9] C. Zhao, S. D. Round e J. W. Kolar, “An Isolated Three Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 23, n° 5, September 2008.
- [10] H. Krishnaswami e N. Mohan, “Three-Port Series-Resonant DC DC Converter to Interface Renewable Energy Sources With Bidirectional Load and Energy Storage Ports”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 24, n° 10, October 2009.
- [11] W. Li, J. Xiao, Y. Zhao e X. Xe, “PWM Plus Phase Angle Shift (PPAS) Control Scheme for Combined Multiport DCDC Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 3, March 2012.
- [12] Z. Zhang e M. A. E. Andersen, “Interleaved Boost-Half-Bridge Dual-Input DC-DC Converter with a PWM plus Phase-Shift Control for Fuel Cell Applications”, *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, 2013.
- [13] Z. Wang e H. Li, “An Integrated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter for PV Application on a DC Distribution System”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 10, pp. 4612-4624, Oct. 2013.
- [14] R. N. M. Oliveira, L. C. S. Mazza, H. M. Oliveira Filho and D. d. S. Oliveira, “A Three-Port Isolated Three-Phase Current-Fed DC-DC Converter Feasible to PV and Storage Energy System Connection on a DC Distribution Grid”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n° 5, pp. 4910-4919, Sept.-Oct. 2019.
- [15] Z. Qian, O. Adbel-Rahamn, H. Hu e I. Batarseh, “An Integrated Three-port Inverter for Stand-alone PV Applications” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE Electronic ISBN: 978-1-4244-5287-3*.
- [16] J. Zeng, W. Qiao, C. Wei e L. Qu, “A Soft-switched Three-port Single-stage Inverter for Photovoltaic-Battery Systems”, *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE, Electronic ISSN: 2329-3748*.
- [17] B. Y. Chen e Y.S. Lai, “Switching Control Technique of Phase-Shift-Controlled Full-Bridge Converter to Improve Efficiency Under Light-Load and Standby Conditions Without Additional Auxiliary Components”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 25, n° 4, April 2010.
- [18] G. Hua. F. C. Lee, M. M. Jovanovic, “An Improved Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter Using a Saturable Inductor”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 8, n° 4, October 1993.
- [19] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, B. H. Cho “Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge-Voltage-Switched PWM Converter”. *IEEE APEC 90*, 275-284
- [20] J. A. Vilela Junior.; G. M. Repp. “Inversores Isolados com Transformador em Alta Frequência Utilizando o Conversor Direto (FORWARD) e Outras Topologias”. Patente: Privilégio de Inovação. Número de Registro: BR1020160216680, *Instituto Nacional da Propriedade Industrial INPI*. Depósito: 21/06/2016.
- [21] K. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, M. Osakada, “Maximum Photovoltaic Power Tracking: An Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions, Generation” *Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 142, n° 1, p. 59-64, 1995. ISSN 1350-2360

- [22] R. W. Erickson, D. Maksimovic, “*Fundamentals of Power Electronics*”, Second Edition, Ed. Kluwer Academics Publishers., New York, USA, 2001
- [23] D. Lindeke, “Projeto de um Filtro Ativo Paralelo de 1kVA Usando Técnicas de Controle Analógico e Digital”. Dissertação submetida para a obtenção de grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, fevereiro de 2003.
- [24] H. D. Venable “The k-factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis”, *Proceedings of Powercon 10*, 1983, San Diego, USA
- [25] Mitsubishi Electric Photovoltaic Panel “Datasheet PV-MLU2555HC” Disponível em: https://www.mitsubishi-electricsolar.com/images/uploads/documents/specs/MLU_spec_sheet_250W_255W.pdf. Acesso em: 30 Ago. 2019.

DADOS BIOGRÁFICOS

André de Souza Leone, é engenheiro eletricista (2007), mestre (2019) em Engenharia Elétrica e atualmente doutorando em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Paraná. Suas áreas de interesse são conversores estáticos e geração distribuída.

João Américo Vilela Jr., Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (2007), mestre e graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (2003/2000). É professor da Universidade Federal do Paraná desde 2011. Atualmente seu escopo de pesquisa volta-se para o desenvolvimento de dispositivos de eletrônica de potência para geração distribuída e microrredes.