

Família de Conversores Isolados com Células R^2P^2 e Multiplicador de Tensão para Microgeradores PV

Tiago Miguel Klein Faistel¹, Carlos Henrique Illa Font², António Manuel Santos Spencer Andrade³ e Mário Lúcio da Silva Martins¹

¹ Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria (UFSM) – RS, Brasil

² Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa (UTFPR) – PR, Brasil

³ Universidade Federal de Santa Maria, Cachoeira do Sul (UFSM) – RS, Brasil

e-mail: tiagofaistel@yahoo.com.br, carlos.illa.font@gmail.com, antoniom.spencer@gmail.com, mariolsm@gmail.com

Resumo – Este artigo propõe o desenvolvimento de uma nova família de conversores CC-CC isolados com elevado ganho de tensão para aplicações em sistemas fotovoltaicos. A família de conversores é desenvolvida a partir da associação da célula *reduced redundant power processing* (R^2P^2) e do multiplicador de tensão (V_M) aos conversores isolados Ćuk, SEPIC, Zeta e Flyback, resultando em 12 novos conversores. Com a inserção desses circuitos obtém-se um ganho de tensão elevado, com baixos esforços de tensão nos componentes semicondutores. O algoritmo perturba e observa (P&O) é utilizado para o rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) do módulo fotovoltaico (PV). Para ilustrar as características da família de conversores, o conversor Ćuk R^2P^2 com multiplicador de tensão foi escolhido para análise. Foi avaliado o princípio de operação, ganho estático, modelagem e controle. Resultados experimentais validam as análises teóricas e demonstram que o conversor Ćuk R^2P^2 com multiplicador de tensão é uma excelente alternativa para se obter alto ganho de tensão combinado com isolamento galvânica sem a necessidade de se ter elevada relação de espiras no transformador.

Palavras-chave – Alto Ganho de Tensão, Célula R^2P^2 Conversores CC-CC, Conversores Isolados.

Family of Isolated Converters with Cells R^2P^2 and Voltage Multiplier for PV Micro Generators

Abstract – This paper proposes the development of a new family of isolated DC-DC converter with high voltage gain for applications in photovoltaic systems. The converter family is developed from the association of the reduced redundant power processing (R^2P^2) and voltage multiplier (V_M) cells with the isolated converters Ćuk, SEPIC, Zeta and Flyback, resulting in 12 new converters. With the insertion of these circuits, a high voltage gain is obtained, with low voltage stresses in the semiconductor components. The perturb and observe algorithm (P&O) is used for the maximum power point tracking (MPPT) of the PV module (PV). To illustrate the characteristics of the converter family, the Ćuk R^2P^2 converter with

voltage multiplier was chosen for analysis. The principle of operation, static gain, modelling and control were evaluated theoretically. Experimental results validate the theoretical analysis and demonstrate that the Ćuk R^2P^2 converter with voltage multiplier is an excellent alternative to obtain high voltage gain combined with galvanic isolation without the need of having a high turns ratio in the transformer.

Keywords – DC-DC Converter, High Voltage Gain, Isolated Converters, R^2P^2 Cell.

I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, os sistemas de geração baseados em fontes de energia renováveis estão se desenvolvendo rapidamente. Dentre estas, a energia solar tornou-se a mais popular em todo o mundo. A energia fotovoltaica é aplicada principalmente no carregamento de baterias, no fornecimento de energia à rede elétrica, entre outros. A eficiência dos módulos fotovoltaicos depende de muitos fatores externos, como temperatura, irradiação, sujeira e sombreamento, entre outros. Mudanças climáticas rápidas, como tempo nublado e aumento da temperatura ambiente, podem reduzir a potência de saída dos PVs. A fim de melhorar a eficiência dos sistemas fotovoltaicos, alguns métodos são propostos, entre os quais pode-se destacar a técnica denominada MPPT. Os algoritmos de MPPT têm como objetivo maximizar a potência extraída do módulo PV, obtendo a potência máxima em cada ponto de operação [1]. Por outro lado, o nível de tensão fornecido por essas fontes de energia é geralmente baixo ($< 50 V$). Normalmente são necessários dois estágios de processamento de energia para conectar com a rede elétrica [2]. O primeiro estágio consiste em um conversor CC-CC de alto ganho de tensão, o qual regula a tensão do módulo fotovoltaico, e eleva a tensão do barramento para que seja possível conectar o mesmo a um inversor que fornecerá energia à rede elétrica [3].

Assim, o interesse em conversores CC-CC de alto ganho de tensão aplicado em sistemas de energia fotovoltaica aumentou nos últimos anos [4]. Em contrapartida, muitos países adotaram padrões que exigem aterramento do sistema para sistemas fotovoltaicos ligados à rede elétrica, o que exige isolamento galvânico [5].

Neste caso, o aumento do ganho de tensão nos conversores com isolamento galvânica, pode ocorrer de duas formas: aumentando-se a razão-cíclica (δ) ou a relação de transformação $N = N_2/N_1$. Em contrapartida, o uso de

Artigo submetido em 16/01/2019. Primeira revisão em 09/04/2019. Aceito para publicação em 31/07/2019 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.3.0004>

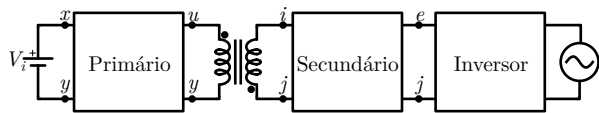


Fig. 1. Conversor módulo integrado (MIC).

transformadores com alta relação de transformação acaba resultando em valores elevados de indutância de dispersão, o que pode causar ressonâncias nos instantes de bloqueio dos transistores e sobretensão nos mesmos. Esta sobretensão faz com que seja necessário o sobredimensionamento dos semicondutores ou a inclusão de circuitos grampeadores. Outra possibilidade para elevar o ganho de tensão é com o aumento da razão-cíclica (δ). No entanto, devido aos efeitos causados pelos elementos parasitas, os valores práticos de δ possuem um limite máximo em torno de 0,8 ou 0,9, dependendo da potência do conversor [6]. Para superar essas limitações, foram propostas na literatura muitas técnicas para obter altos ganhos de tensão com baixos valores de razão-cíclica e relações de transformação com valor próximo a unidade. Dentre estas técnicas têm-se o uso de indutores acoplados [7], [8], multiplicadores de tensão [9], [10], indutores chaveados [11], capacitores chaveados [12] e conversores em cascata e empilhados [13]. No entanto, esse benefício normalmente é obtido com a adição de um número elevado de componentes e, conseqüentemente, com um aumento significativo de custo. Desta forma, uma alternativa mais simples e bem estabelecida foi proposta em [14]. Este conversor consiste na ligação em cascata de um conversor *Buck-Boost* ao conversor *Boost*. No entanto, esse conversor possui dois interruptores ativos, o que pode ser visto como uma desvantagem. Por outro lado, caso os interruptores sejam sincronizados, os mesmos podem ser integrados [15]. Considerando que o conversor *Boost* de um único interruptor não pode fornecer isolamento galvânica, essa técnica pode ser aplicada em outras topologias com isolamento, como nos conversores *Ćuk*, *SEPIC*, *Zeta* e *Flyback*.

Circuitos multiplicadores de tensão vêm sendo utilizados de diferentes maneiras em conversores CC-CC, sendo que a mais comum é a substituição do retificador de saída por um diodo-capacitor (V_M). Assim, altos níveis de tensão podem ser alcançados elevando o número de células multiplicadoras [9], [16].

A partir dos conceitos discutidos acima, o presente estudo propõe uma nova família de conversores CC-CC, no qual a célula R^2P^2 é associada ao circuito do lado primário do transformador e uma célula multiplicadora de tensão é associada ao circuito do lado secundário do transformador. Sendo assim, este artigo está organizado de maneira que a seção II explica em detalhes o funcionamento das células, e a família de conversores propostos que são obtidos através da associação das células. Na seção III é realizada a análise e modelagem do conversor *Ćuk* R^2P^2 Isolado com V_M . A seção IV apresenta o projeto do controlador de tensão e para finalizar, a seção V e VI apresentam os resultados experimentais e a conclusão deste estudo.

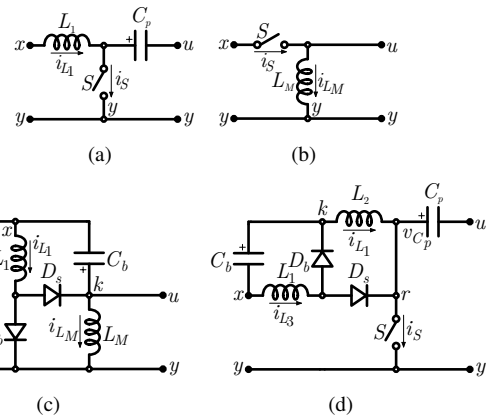


Fig. 2. Diagrama equivalente para o circuito do lado primário do transformador dos conversores propostos. (a) Conversores *Ćuk* e *SEPIC*. (b) Conversores *Flyback* e *Zeta*. (c) Conversores *Flyback* e *Zeta* com célula R^2P^2 . (d) Conversores *Ćuk* e *SEPIC* com célula R^2P^2 .

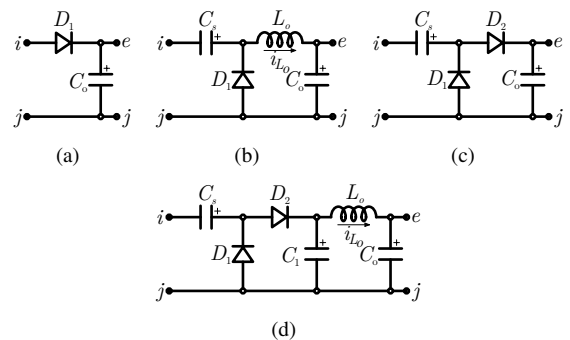


Fig. 3. Diagrama equivalente para o circuito do lado secundário do transformador dos conversores propostos. (a) Conversores *Flyback* e *SEPIC*. (b) Conversores *Ćuk* e *Zeta*. (c) Conversores *SEPIC* e *Flyback* com célula (V_M). (d) Conversores *Zeta* e *Ćuk* com célula (V_M).

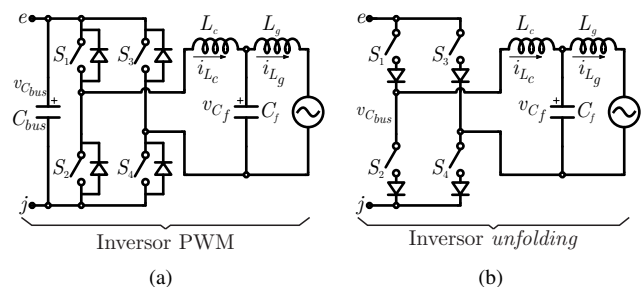


Fig. 4. Inversores (a) Inversor *PWM*. (b) Inversor *unfolding*.

II. ANÁLISE DA FAMÍLIA DE CONVERSORES

A Figura 1 mostra o circuito de um conversor módulo integrado. A partir deste circuito, as células do lado primário (Figura 2), as células do lado secundário (Figura 3) e os circuitos dos inversores (Figura 4) podem ser combinados criando novas topologias para microgeradores PV que são apresentadas na Tabela I. Pode-se observar que os conversores que utilizam a célula V_M precisam associar este circuito a um retificador, o que requer que o inversor utilizado necessariamente controle a corrente injetada na rede e, desta

TABELA I
Combinações de Conversores CC-CC Isolados e Inversores para Microgeradores PV.

Primário	Secundário	Inversor	Conversor CC-CC
Fig. 2(d)	Fig. 3(b)	Fig. 4(a) e (b)	Ćuk R^2P^2 Isolado
Fig. 2(a)	Fig. 3(d)	Fig. 4(a)	Ćuk Isolado com V_M
Fig. 2(d)	Fig. 3(d)	Fig. 4(a)	Ćuk R^2P^2 Isolado com V_M
Fig. 2(d)	Fig. 3(a)	Fig. 4(a) e (b)	SEPIC R^2P^2 Isolado
Fig. 2(a)	Fig. 3(c)	Fig. 4(a)	SEPIC Isolado com V_M
Fig. 2(d)	Fig. 3(c)	Fig. 4(a)	SEPIC R^2P^2 Isolado com V_M
Fig. 2(c)	Fig. 3(b)	Fig. 4(a) e (b)	Zeta R^2P^2 Isolado
Fig. 2(b)	Fig. 3(d)	Fig. 4(a)	Zeta Isolado com V_M
Fig. 2(c)	Fig. 3(d)	Fig. 4(a)	Zeta R^2P^2 Isolado com V_M
Fig. 2(c)	Fig. 3(a)	Fig. 4(a) e (b)	Flyback R^2P^2 Isolado
Fig. 2(b)	Fig. 3(c)	Fig. 4(a)	Flyback Isolado com V_M
Fig. 2(c)	Fig. 3(c)	Fig. 4(a)	Flyback R^2P^2 Isolado com V_M

forma deva ser um inversor PWM. Por outro lado, quando a célula V_M não é empregada, o inversor *unfolding* pode ser usado como uma opção para reduzir as perdas em comutação no estágio inversor. Porém, deve-se ressaltar que uma componente de corrente no dobro da frequência da rede atravessará o transformador, o que tem impacto direto no aumento do volume do transformador. A Tabela I mostra a obtenção de 12 conversores para Microgeradores PV. Entretanto este trabalho terá foco somente no conversor CC-CC. As topologias Ćuk, SEPIC, Zeta e Flyback tem o ganho estático definido como,

$$M_C(\delta) = \frac{N\delta}{1-\delta}. \quad (1)$$

A. Análise das Células R^2P^2 e V_M

As duas células utilizadas são apresentadas na Figura 5, a célula R^2P^2 pode ser vista na Figura 5.a, essa célula é constituída por dois indutores L_1 e L_2 , dois diodos D_b e D_s , e um capacitor C_b . A célula possui dois estados topológicos, dessa maneira, quando a tensão ($v_{xr} > 0$), ou seja, ($v_{xr} = v_{xy}$), a tensão no indutor L_1 é ($v_{xy} + v_{C_b}$) e indutor L_3 é (V_{xy}). Portanto o diodo D_b está reversamente polarizado, enquanto o diodo D_s está conduzindo. No entanto, quando a tensão ($v_{xr} < 0$), ou seja ($v_{xr} = v_{xy} - v_{ry}$), e o indutor L_1 fornece energia para C_b , o diodo D_b está conduzindo, enquanto D_s esta reversamente polarizado. Ao associar esta célula nos conversores propostos, a parcela de ganho (2) é multiplicada pelo ganho do conversor.

$$M_1(\delta) = \frac{V_{ry}}{V_{xy}} = \frac{1}{1-\delta}. \quad (2)$$

A célula multiplicadora de tensão é constituída por dois capacitores C_s e C_m e dois diodos D_c e D_m , como mostrado na Figura 5.b. A célula possui dois estados topológicos, logo,

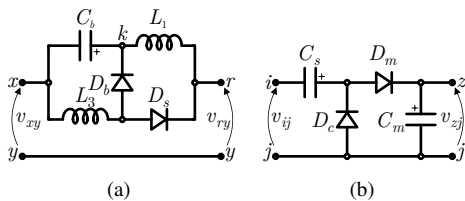


Fig. 5. Células de alto ganho de tensão (a) Célula R^2P^2 (b) Célula V_M .

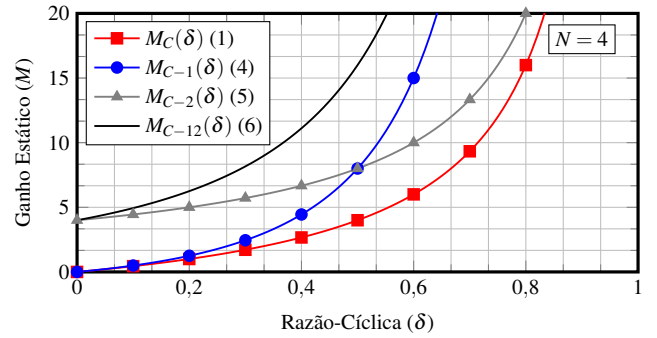


Fig. 6. Ganho estático da família de conversores isolados.

quando a tensão ($v_{iz} > 0$), o diodo D_m está conduzindo, o diodo D_c está reversamente polarizado. Desta maneira, o capacitor C_m é carregado a partir da soma das tensões v_{ij} e v_{C_s} , ou seja, ($v_{C_m} = v_{ij} + v_{C_s}$). Por outro lado, quando ($v_{ij} < 0$) o capacitor C_m é carregado a partir da soma das tensões v_{iz} , isto é ($v_{C_m} = v_{iz}$), a parcela de ganho (3) é multiplicada com o ganho dos conversores propostos:

$$M_2(\delta) = \frac{V_{zj}}{V_{ij}} = \frac{1}{\delta}. \quad (3)$$

B. Ganho Estático dos Conversores com as Células R^2P^2 e V_M

A partir das células apresentadas, três combinações são possíveis e o ganho estático para cada combinação é descrito abaixo.

A combinação da célula R^2P^2 com o conversor CC-CC isolado resulta em:

$$M_{C-1}(\delta) = M_C(\delta) \times M_1(\delta) = \frac{N\delta}{(1-\delta)^2}. \quad (4)$$

A combinação da célula V_M com o conversor CC-CC isolado obtém-se:

$$M_{C-2}(\delta) = M_C(\delta) \times M_2(\delta) = \frac{N}{1-\delta}. \quad (5)$$

Finalmente, a combinação da célula R^2P^2 e da célula V_M com conversor CC-CC isolado resulta em:

$$M_{C-12}(\delta) = M_C(\delta) \times M_1(\delta) \times M_2(\delta) = \frac{N}{(1-\delta)^2}. \quad (6)$$

Na Figura 6 é mostrado o ganho estático da família de conversores propostos com as combinações das células para $N = 4$. Como pode ser visto, o conversor que emprega as duas células tem o maior ganho estático. Deve-se ressaltar que estes valores de ganho estático são válidos para qualquer um dos conversores CC-CC mencionados, a saber, os conversores Ćuk, SEPIC, Zeta e Flyback. Nas próximas seções o conversor Ćuk será usado como estudo de caso.

O conversor Ćuk isolado mostrado na Figura 7.a, fornece uma baixa ondulação de corrente de entrada com auxílio do indutor L_1 . Além disso, o conversor produz uma baixa ondulação de corrente na saída com a presença de um filtro formado pelo indutor L_2 e o capacitor C_o [17]. Na Tabela II o conversor Ćuk R^2P^2 isolado com V_M é comparado com dois conversores encontrados na literatura, para o ponto de operação escolhido os conversores [8], [10] apresentam razão-cíclica elevada, sendo que o conversor [8] é limitado a $D = 0,5$ por utilizar célula qZ-Source. O *component stress factor* (CSF) é calculado conforme apresentado em [18], onde SCSF

TABELA II
Comparação de Desempenho

	Conversores		
	[10]	[8]	Ćuk R^2P^2 isolado com V_M
$M(\delta) = \frac{V_o}{V_i}$	$\frac{N}{1-\delta}$	$\frac{N\delta(1-\delta)}{1-2\delta}$	$\frac{N}{(1-\delta)^2}$
No. de interruptores	1	1	1
No. de diodos	2	3	4
No. de indutores	2	3	3
No. capacitores	4	4	6
δ para $M=10,69; N=1$	0,91	0,49	0,69
SCSF	36	618	74
WCSF	3	200	11
CCSF	22	103	54

representa o estresse dos semicondutores, WCSF corresponde aos enrolamentos e CCSF aos capacitores. A partir destas vantagens, o conversor Ćuk foi escolhido para análise e modelagem que serão apresentados na próxima seção.

III. ANÁLISE E MODELAGEM DO CONVERSOR ĆUK R^2P^2 ISOLADO COM V_M

O circuito do conversor usado para derivar os modelos é apresentado na Figura 7.b. Como pode ser visto o circuito é obtido após refletir os componentes do lado secundário do transformador para o lado primário. A relação de espiras do transformador, resistência de saída, tensão de saída e indutância da saída são definidas por

$$N = \frac{N_2}{N_1}, V_o' = \frac{V_o}{N}, R' = \frac{R}{N^2}, L_2' = L_2 N^2. \quad (7)$$

As capacitâncias C_o', C_m'

$$C_o' = \frac{C_o}{N^2}, C_m' = \frac{C_m}{N^2}. \quad (8)$$

A associação dos capacitores C_p e C_s pode ser feita por

$$C_{ps} = \frac{C_p C_s N^2}{C_p + C_s N^2}. \quad (9)$$

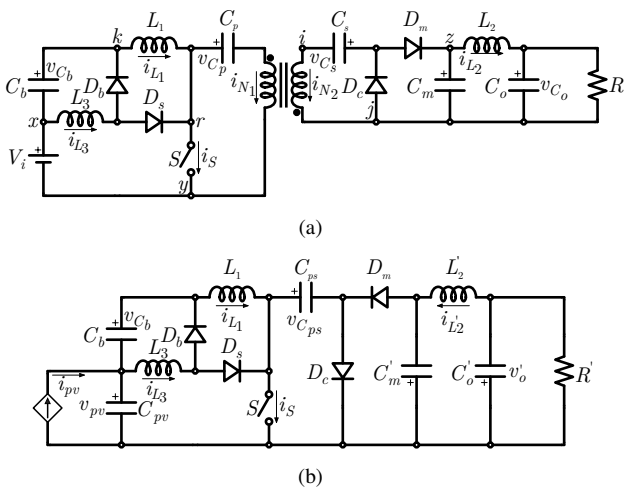


Fig. 7. (a) Circuito do conversor Ćuk R^2P^2 isolado com V_M (b) Circuito equivalente do conversor Ćuk com V_M com componentes refletidos para o primário.

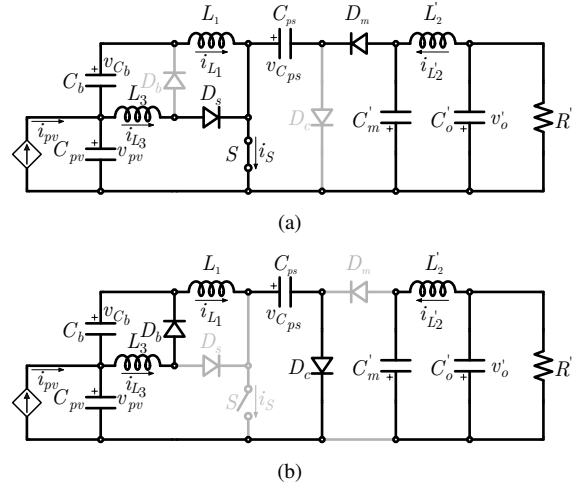


Fig. 8. Circuito equivalente das etapas de operação do conversor Ćuk R^2P^2 isolado com V_M . (a) Estado topológico 1. (b) Estado topológico 2.

A. Princípio da Operação

O conversor Ćuk R^2P^2 isolado com V_M possui dois estados topológicos em um período de comutação. Na Figura 9 podem ser visualizadas as principais formas de onda do conversor. Desta forma para realizar a análise em regime permanente, as seguintes considerações são feitas:

- todos os dispositivos de potência são ideais, no capacitor (C_{ps}) foi considerado a resistência série equivalente (r);
- o transformador é modelado idealmente, sem indutância de dispersão (L_K), sendo um transformador ideal, com a relação de espiras igual a $N = N_2/N_1$;
- todos os capacitores são grandes o suficiente para considerar a tensão em seus terminais constante durante todo o intervalo T_s ;
- os componentes que estão em cinza estão desativados.
- considerando a aproximação de *small ripple*, v_{C_m} e i_{L_3} são constantes.

Para a análise a seguir considera-se que o conversor opera em modo de Condução Contínua de Corrente (CCM). Neste modo de operação, o conversor apresenta dois estado topológicos, o estado topológico 1 (Figura 8.a), quando a chave encontra-se em condução e o estado topológico 2 (Figura 8.b), quando a chave encontra-se em bloqueio.

1) Estado topológico 1, Figura 9, ($t_0 < t < t_1$): as correntes nos indutores L_1, L_2 e L_3 são definidas, respectivamente, por

$$i_{L_3}(t) = \frac{V_i}{L_3} t + i_{L_3}(t_0), \quad (10)$$

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_i + V_{C_b}}{L_1} t + i_{L_1}(t_0), \quad (11)$$

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_{C_m}' - V_o'}{L_2'} t + i_{L_2}'(t_0). \quad (12)$$

A corrente no interruptor S e nos diodos D_c', D_s, D_b e D_m'

são definidas respectivamente como,

$$i_S(t) = i_{L_3}(t) + i_{L_1}(t) + i_{C_p}(t), \quad (13)$$

$$i'_{D_c}(t) = i_{D_b}(t) = 0. \quad (14)$$

$$i_{D_s}(t) = i_{L_3}(t). \quad (15)$$

$$i'_{D_m}(t) = i'_{L_2}(t) + i'_{C_m}(t). \quad (16)$$

As tensões nos diodos D_c e D_b são

$$v'_{D_c}(t) = -V'_{C_m}. \quad (17)$$

$$v_{D_b}(t) = -V_i - V_{C_b}. \quad (18)$$

2) Estado topológico 2, Figura 9, ($t_1 < t < T_s$): As correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são definidas, respectivamente, por

$$i_{L_3}(t) = -\frac{V_{C_1}}{L_3}t + i_{L_3}(t_1). \quad (19)$$

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_i + V_{C_b} - V_{C_p} - \frac{V_{C_s}}{N}}{L_2}t + i_{L_1}(t_1). \quad (20)$$

$$i'_{L_2}(t) = \frac{V'_{C_m} - V'_o}{L'_2}t + i_{L_2}(t_0). \quad (21)$$

A corrente no interruptor S e nos diodos D'_c , D_s , D_b e D'_m são definidas respectivamente como,

$$i'_{D_c}(t) = i_{L_1}(t). \quad (22)$$

$$i_{D_s}(t) = i'_{D_m}(t) = 0. \quad (23)$$

$$i_{D_b}(t) = i_{L_3}(t). \quad (24)$$

A tensão no interruptor S é

$$v_S(t) = V_{C_{ps}}. \quad (25)$$

As tensões nos diodos D_s e D_m são iguais a

$$v_{D_s}(t) = V_i + V_{C_b} - V_{C_{ps}}. \quad (26)$$

$$v'_{D_m}(t) = -V'_{C_m}. \quad (27)$$

3) Valores máximo e mínimo de corrente nos indutores: os valores máximos e mínimos de corrente dos indutores são definidas pelas seguintes equações, observa-se que o valor mínimo ocorre no instante $t = t_0$ e o valor máximo ocorre no instante $t = \Delta T_s$.

$$i_{L_1}(t_0) = (1 - \delta)I_{pv} - \frac{V_i \delta T_s}{2L_1(1 - \delta)}, \quad (28)$$

$$i_{L_2}(t_0) = I_o, \quad (29)$$

$$i_{L_3}(t_0) = I_{pv} - \frac{V_i \delta T_s}{2L_3}, \quad (30)$$

$$i_{L_1}(\Delta T_s) = \frac{V_i \delta T_s}{L_1(1 - \delta)} + i_{L_1}(t_0), \quad (31)$$

$$i_{L_2}(\Delta T_s) = I_o, \quad (32)$$

$$i_{L_3}(\Delta T_s) = \frac{V_i \delta T_s}{L_3} + i_{L_3}(t_0). \quad (33)$$

4) Análise do ganho de tensão: as equações de tensão em regime permanente são definidas por

$$V_{C_b} = \frac{\delta V_i}{1 - \delta}, \quad (34)$$

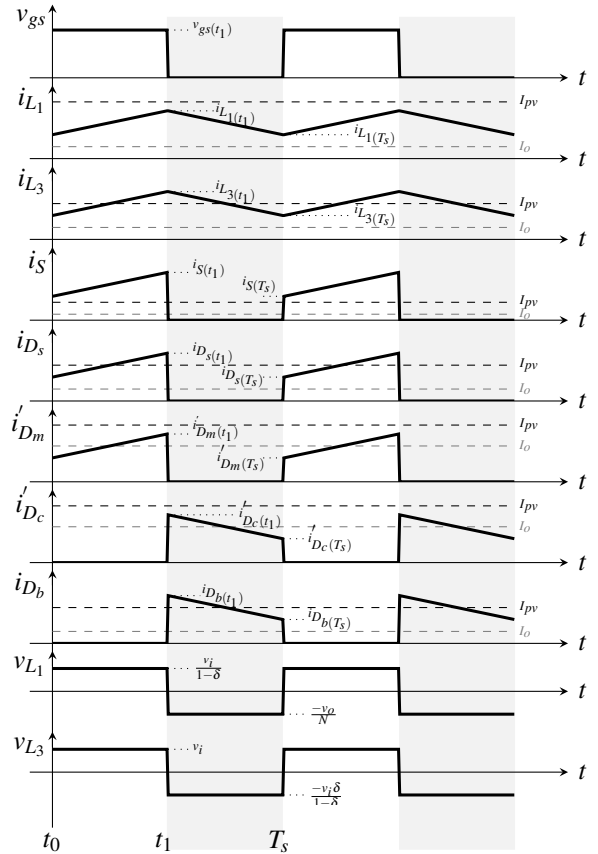


Fig. 9. Principais formas de onda do conversor Ćuk R^2P^2 isolado com V_M .

$$V_{C_o} = V_{C_m} = \frac{NV_i}{(1 - \delta)^2}, \quad (35)$$

$$V_{C_{ps}} = \frac{V_i}{(1 - \delta)^2}, \quad (36)$$

$$V_{C_{pv}} = V_i. \quad (37)$$

O ganho estático de tensão do conversor é obtido aplicando-se o balanço dos volts-segundos nos indutores L_1 , L_2 e L_3 , o qual é zero em um período de comutação.

$$\int_0^{\delta T_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t) + v_{L_3}(t)) dt + \dots \quad (38)$$

$$\dots + \int_{\delta T_s}^{T_s} (v_{L_1}(t) + v_{L_2}(t) + v_{L_3}(t)) dt = 0,$$

onde

$$\int_0^{\delta T_s} v_{L_1}(t) dt = (V_i + V_{C_b}) \delta T_s,$$

$$\int_{\delta T_s}^{T_s} v_{L_1}(t) dt = (V_i + V_{C_b} - V_{C_{ps}}) (1 - \delta) T_s,$$

$$\int_0^{\delta T_s} v_{L_2}(t) dt = (V_{C_m} - V_{C_o}) \delta T_s,$$

$$\int_{\delta T_s}^{T_s} v_{L_2}(t) dt = (V_{C_m} - V_o) (1 - \delta) T_s,$$

$$\int_0^{\delta T_s} v_{L_3}(t) dt = V_i \delta T_s,$$

$$\int_{\delta T_s}^{T_s} v_{L_3}(t) dt = -V_{C_b} (1 - \delta) T_s,$$

Resolvendo a equação (38) para V_o/V_i , o ganho estático é

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{N}{(1-D)^2}. \quad (39)$$

B. Equações de Espaço de Estados

O comportamento dinâmico dos circuitos pode ser analisado usando o modelo médio para modelar conversores CC-CC de alta frequência [14]. Com o propósito de controlar as tensões de entrada e fazer MPPT, é necessário obter as funções de transferência que relacionam a tensão de entrada $v_{pv}(t)$ com a corrente $i_{pv}(t)$ e a δ . Os estados do sistema serão a tensão dos capacitores e as correntes dos indutores.

• **Estado topológico 1** ($0 \leq t < \delta T_s$, Figura 8.a): as equações dinâmicas que representam a variação de corrente nos indutores (L_1, L_2 e L_3) são, respectivamente:

$$L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = v_{pv}(t) + v_{C_b}(t), \quad (40)$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}'(t)}{dt} = -v_{C_o}'(t) + v_{C_m}'(t). \quad (41)$$

$$L_3 \frac{di_{L_3}(t)}{dt} = v_{pv}(t), \quad (42)$$

Durante este estado topológico as equações dinâmicas que representam a variação de tensão nos capacitores $C_{pv}, C_b, C_p, C_s, C_m$, e C_o são, respectivamente:

$$C_b \frac{dv_{C_b}(t)}{dt} = -i_{L_1}(t), \quad (43)$$

$$C_m \frac{dv_{C_m}'(t)}{dt} = -i_{L_2}'(t) - \frac{v_{C_m}'(t) - v_{C_{ps}}(t)}{r}, \quad (44)$$

$$C_{ps} \frac{dv_{C_{ps}}(t)}{dt} = \frac{v_{C_m}'(t) - v_{C_{ps}}(t)}{r}, \quad (45)$$

$$C_{pv} \frac{dv_{pv}(t)}{dt} = i_{pv}(t) - i_{L_1}(t), \quad (46)$$

$$C_o \frac{dv_{C_o}'(t)}{dt} = i_{L_2}'(t) - \frac{v_{C_o}'(t)}{R'}. \quad (47)$$

As variáveis de estados do conversor são a corrente nos indutores e as tensões dos capacitores, portanto

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{L_1}(t) & i_{L_2}'(t) & i_{L_3}(t) & v_{C_b}(t) & v_{C_m}'(t) \dots \\ \dots & v_{C_{ps}}(t) & v_{pv}(t) & v_{C_o}'(t) \end{bmatrix}. \quad (48)$$

A corrente $i_{pv}(t)$ é uma fonte independente. O vetor de entrada é $\mathbf{u}(t) = [I_{pv}]$. O vetor de saída é definido como $\mathbf{y}(t) = [v_{pv}]$. Portanto (40) - (47) podem ser reescritas como

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t), \quad (49)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t),$$

onde

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2' & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_m' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{ps} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{pv} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_o' \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & -\frac{1}{r} & \frac{1}{r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{r} & -\frac{1}{r} & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/R' \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]^T,$$

$$\mathbf{H}_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0], \mathbf{E}_1 = 0.$$

• **Estado topológico 2:** ($\delta T_s \leq t < T_s$, Figura 8.b): as equações dinâmicas que representam a variação de corrente nos indutores (L_1, L_2 e L_3) são, respectivamente:

$$L_1 \frac{di_{L_2}(t)}{dt} = v_{pv}(t) + v_{C_b}(t) - v_{C_{ps}}(t) - i_{L_1}(t)r, \quad (50)$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}'(t)}{dt} = -v_{C_o}'(t) + v_{C_m}'(t), \quad (51)$$

$$L_3 \frac{di_{L_3}(t)}{dt} = v_{C_b}(t). \quad (52)$$

Durante este estado topológico as equações dinâmicas que representam a variação de tensão nos capacitores $C_{pv}, C_b, C_p, C_s, C_m$, e C_o são, respectivamente:

$$C_b \frac{dv_{C_b}(t)}{dt} = i_{L_3}(t) - i_{L_1}(t), \quad (53)$$

$$C_m \frac{dv_{C_m}'(t)}{dt} = -i_{L_2}'(t), \quad (54)$$

$$C_{ps} \frac{dv_{C_{ps}}(t)}{dt} = i_{L_1}(t), \quad (55)$$

$$C_{pv} \frac{dv_{C_{pv}}(t)}{dt} = i_{pv}(t) - i_{L_1}(t), \quad (56)$$

$$C_o \frac{dv_{C_o}'(t)}{dt} = i_{L_2}'(t) - \frac{v_{C_o}'(t)}{R'}. \quad (57)$$

As equações (52) - (57) podem ser reescritas como

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t), \quad (58)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t), \quad (59)$$

onde

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -r & 0 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R'} \end{bmatrix}, \quad (60)$$

e $\mathbf{B}_2 = \mathbf{B}_1, \mathbf{H}_2 = \mathbf{H}_1$ e $\mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_1$.

C. Equações de Equilíbrio do Espaço de Estados

Assumindo que as frequências naturais do conversor e as frequências das perturbações na entrada do conversor, são mais lentas que a frequência de comutação, o vetor de estado de equilíbrio pode ser descrito como

$$\mathbf{X} = [I_{L_1} \quad I'_{L_2} \quad I_{L_3} \quad V_{C_b} \quad V'_{C_m} \quad V_{C_{ps}} \quad V_{C_{pv}} \quad V'_{C_o}]^T. \quad (61)$$

O vetor de equilíbrio de saída é definido como $\mathbf{Y} = [V_{pv}]$, o sistema de matrizes é definido por (62). O vetor de entrada é $\mathbf{U} = [I_{pv}]$, sendo \mathbf{X} os valores em regime permanente. Portanto,

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}, \\ \mathbf{Y} &= (-\mathbf{H}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U}, \end{aligned} \quad (62)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1\delta + \mathbf{A}_2(1-\delta), \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1\delta + \mathbf{B}_2(1-\delta), \\ \mathbf{H} &= \mathbf{H}_1\delta + \mathbf{H}_2(1-\delta), \\ \mathbf{E} &= \mathbf{E}_1\delta + \mathbf{E}_2(1-\delta). \end{aligned}$$

D. Modelo CA de Pequenos Sinais

As equações do modelo linear CA, são definidas pela equação (63), onde $\hat{\mathbf{u}}_p(t) = [\hat{\mathbf{u}}(t) \quad \hat{d}(t)]^T$. Desta forma $\hat{\mathbf{u}}(t)$ e $\hat{d}(t)$ são pequenas perturbações no vetor de entrada e na razão-cíclica. Por outro lado, $\hat{\mathbf{x}}(t)$ e $\hat{\mathbf{y}}(t)$ são as pequenas perturbações resultantes nos vetores de estado e de saída. Desta maneira, o modelo linear é obtido assumindo que os sinais perturbados são muito menores que seus valores em regime permanente.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} &= \mathbf{A}_p^{\text{ccm}}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p^{\text{ccm}}\hat{\mathbf{u}}_p(t), \\ \hat{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{H}_p^{\text{ccm}}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p^{\text{ccm}}\hat{\mathbf{u}}_p(t). \end{aligned} \quad (63)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_p &= \mathbf{K}^{-1}\mathbf{A}, \\ \mathbf{B}_p &= \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{B} \quad (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_1)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}], \\ \mathbf{H}_p &= \mathbf{H}, \\ \mathbf{E}_p &= [\mathbf{E} \quad (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}]. \end{aligned}$$

De maneira a encontrar as funções de transferência do conversor, a transformada de Laplace é aplicada em (63), o que resulta em (64), que pode ser reescrito como (65).

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{H}_p^{\text{ccm}}(s\mathbf{I}_{8 \times 8} - \mathbf{A}_p)^{-1}\mathbf{B}_p^{\text{ccm}}\hat{\mathbf{u}}_p(s), \quad (64)$$

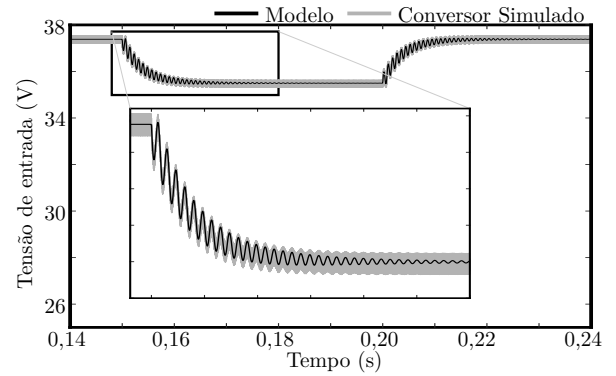
$$[\hat{v}_{pv}(s)] = [G_{v_{pv},d}^{\text{ccm}}(s) \quad G_{v_{pv},i_{pv}}^{\text{ccm}}(s)] [\hat{i}_{pv}(s) \quad \hat{d}(s)]. \quad (65)$$

E. Validação dos Modelos

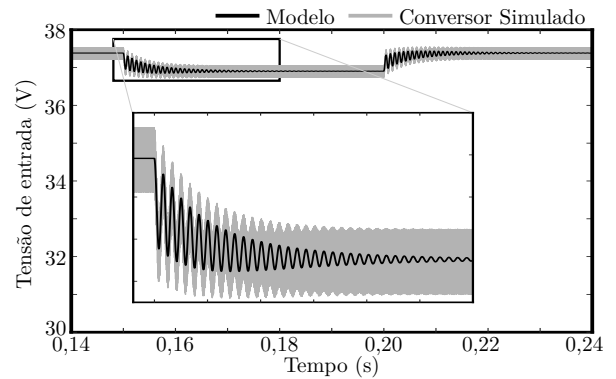
A fim de validar os modelos obtidos, o conversor $\text{Ćuk } R^2P^2$ isolado com V_M operando em CCM é simulado com os parâmetros especificados na Tabela III. As formas de onda obtidas do modelo são comparadas aos resultados obtidos em simulação como pode ser visto na Figura 10. Desta forma, a função de transferência de $v_{pv}(s)/d(s)$ e $v_{pv}(s)/i_{pv}(s)$ são definidas por

$$G_{v_{pv},d} = \frac{a_7s^7 + a_6s^6 + \dots + a_1s + a_0}{s^8 + b_7s^7 + b_6s^6 + \dots + s^2 + b_1s + b_0}, \quad (66)$$

$$G_{v_{pv},i_{pv}} = \frac{c_7s^7 + c_6s^6 + \dots + s^2 + c_1s + c_0}{s^8 + b_7s^7 + b_6s^6 + \dots + b_1s + b_0}. \quad (67)$$



(a)



(b)

Fig. 10. Tensão de entrada na operação CCM sob perturbações. (a) 5% na corrente i_{pv} . (b) 0,5% na razão-cíclica.

onde, $a_0 = -4,22 \times 10^{36}$, $a_1 = -6,50 \times 10^{33}$, $a_2 = -1,03 \times 10^{29}$, $a_3 = -2,00 \times 10^{25}$, $a_4 = -2,79 \times 10^{20}$, $a_5 = -2,96 \times 10^{15}$, $a_6 = -3,19 \times 10^{10}$, $a_7 = -6,52 \times 10^4$, $b_0 = 1,7 \times 10^{34}$, $b_1 = 6,17 \times 10^{31}$, $b_2 = 7,97 \times 10^{26}$, $b_3 = 1,29 \times 10^{24}$, $b_4 = 5,81 \times 10^{18}$, $b_5 = 3,42 \times 10^{15}$, $b_6 = 9,98 \times 10^9$, $b_7 = 4,00 \times 10^5$, $c_0 = -1,20 \times 10^{35}$, $c_1 = 7,06 \times 10^{30}$, $c_2 = 1,38 \times 10^{28}$, $c_3 = 6,52 \times 10^{22}$, $c_4 = 4,15 \times 10^{19}$, $c_5 = 1,21 \times 10^{14}$, $c_6 = 4,88 \times 10^9$, $c_7 = 1,22 \times 10^4$.

Desta maneira, a perturbação na tensão de entrada sob uma perturbação de 5% na corrente de entrada é mostrada na Figura 10.a. Por conseguinte, uma perturbação de 0,5% na razão-cíclica é mostrada na Figura 10.b. Como pode ser visto,

TABELA III
Parâmetros e Componentes do Protótipo

Símbolo	Parâmetro	Valor
P_i	Potência de entrada	200 W
V_{pv}	Tensão de entrada	37,4 V
V_o	Tensão de saída	400 V
M	Ganho estático	10,695
f_s	Frequência	50 kHz
S	Interruptor	IRFP4668 (200 V, 130 A)
N	Trafo	22:88 Núcleo Nanocristalino
L_1, L_2^*, L_3^*	Indutores	440, 220, 104 μH
L_2^*	Indutor	50 mH
C_b^*, C_p, C_{pv}	Capacitores	18, 27, 82 μF
C_s, C_o, C_m^*	Capacitores	18, 0,68, 2,2 μF
D_b^*, D_s^*	Diodos	MBR20200CT (200 V)
D_c, D_m^*	Diodos	C4D20120A (1200 V)
D_g^*, C_g^*, R_g^{**}	Grampeador	BYV26E, 42nF, 50k Ω

* Componentes somente do conversor $\text{Ćuk } R^2P^2$ isolado com V_M .

** Componentes somente do conversor Ćuk isolado.

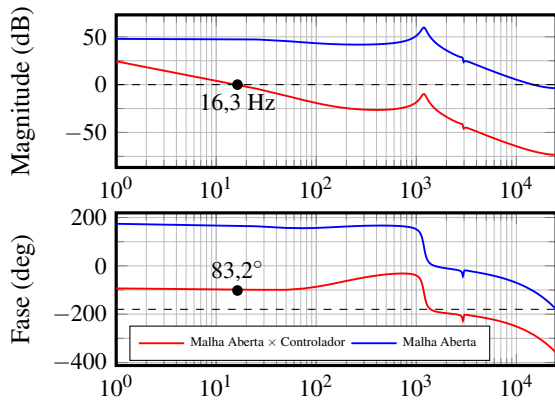


Fig. 11. Diagrama de Bode.

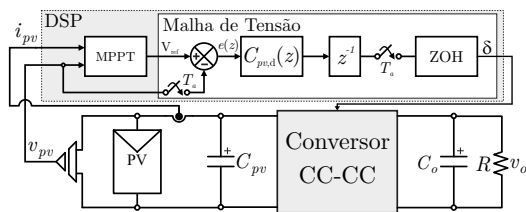


Fig. 12. Sistema de controle.

os modelos dinâmicos e estáticos rastreiam com precisão as formas de onda do conversor, validando assim os modelos.

IV. PROJETO DO CONTROLADOR

A fim de adotar as diretrizes de projeto em frequência, é utilizada a metodologia de projeto no plano w utilizando a ferramenta *SISO Desing Tool* do MATLAB[®]. Os passos são: obtenção de $T(s)$ (Plano contínuo); obtenção de $T(z)$ incluído o efeito de ZOH (Plano discreto); obtenção de $T(w)$ incluindo (z^{-1}) (Plano contínuo), e por fim é obtido o controlador discreto $C(z)$. O controle de tensão do conversor Ćuk R^2P^2 isolado com V_M é realizado através de um controlador proporcional integral (PI) que garante um erro nulo em regime permanente para de entradas do tipo degrau. Através da análise verificou-se que uma frequência de cruzamento de $\omega_c = 16,3$ Hz e uma margem de fase de $PM = 83,2^\circ$, garantem um bom desempenho em termos de velocidade transitória, estabilidade e regime permanente. O controlador projetado é

$$C_{pv,d}(z) = \frac{-33,45 \times 10^{-5}z + 32,61 \times 10^{-5}}{z - 1}. \quad (68)$$

O diagrama de Bode mostrado na Figura 11 mostra as respostas de frequência da função de transferência $v_{pv}(s)/d(s)$ e a resposta correspondente à implementação do controlador de tensão.

O conversor é conectado a saída de emulador PV e sua saída conectada a um link CC, como mostrado na Figura 12. O algoritmo P&O é escolhido para realizar o MPPT. A tensão de saída dos painéis fotovoltaicos, denotada como v_{pv} , é comparada com uma tensão de referência V_{ref} que é fornecida pelo algoritmo. Assim, a malha controla a potência extraída do PV faz com que a tensão v_{pv} a siga a referência v_{ref} .

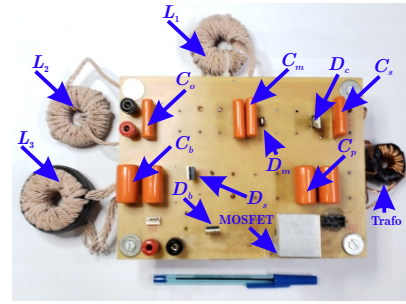
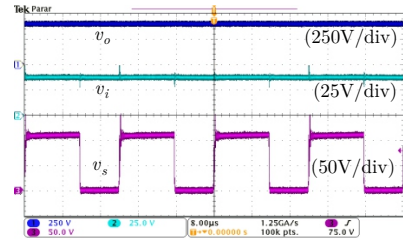
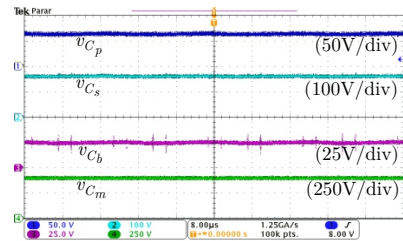


Fig. 13. Fotografia do protótipo do conversor Ćuk R^2P^2 isolado com V_M .



(a)



(b)

Fig. 14. Formas de onda experimentais (Escala de tempo: 8μ s/div). (a) Tensões de entrada, saída e V_S . (b) Tensão nos capacitores.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de validar o estudo, um protótipo do conversor Ćuk R^2P^2 isolado com V_M e do conversor Ćuk isolado ambos de 200 W foram montados com as especificações fornecidas na Tabela III. O controle discreto é implementado no DSP TMS320F28335 Texas Instruments[®], gerando a tensão de *gate-source*. Os equipamentos de medição incluem o osciloscópio Tektronix[®] DPO3034 e o analisador de potência Yokogawa[®] WT1800. Na Figura 13 é apresentada uma fotografia do conversor Ćuk R^2P^2 isolado com V_M . Na Figura 14.a pode ser visto as tensões de saída, entrada e do interruptor V_S . A Figura 14.b mostra as tensões nos capacitores C_p , C_s , C_b e C_m sendo os valores médios medidos iguais a 66 V, 167,1 V, 25,37 V e 398 V respectivamente. Na Figura 15.a mostra o sinal de controle PWM nos terminais de porta-fonte MOSFET, i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} , sendo os valores médios medidos iguais a 3,26 A, 0,49 A e 5,22 A respectivamente.

Figura 15.b mostra o sinal de controle PWM nos terminais de porta-fonte MOSFET, formas de onda de corrente do primário do transformador i_{N1} e corrente do secundário de transformador i_{N2} , sendo os valores RMS medidos iguais a 4,27 A e 1,14 A respectivamente.

O desempenho dinâmico do conversor em malha fechada é avaliado aplicado um degrau nas variáveis. Na Figura 16.a

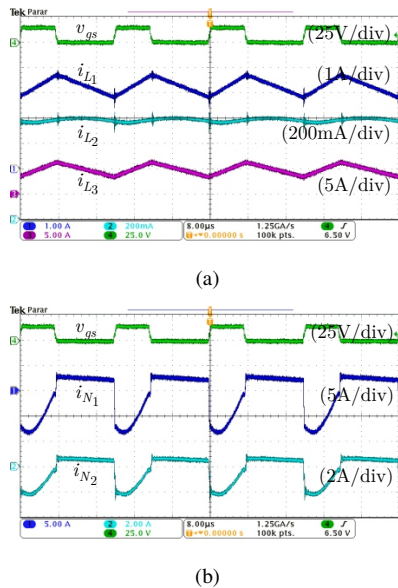


Fig. 15. Formas de onda experimentais das correntes. (a) Indutores (Escala de tempo: $8\mu\text{s/div}$). (b) Corrente no primário e secundário do transformador (Escala de tempo: $8\mu\text{s/div}$).

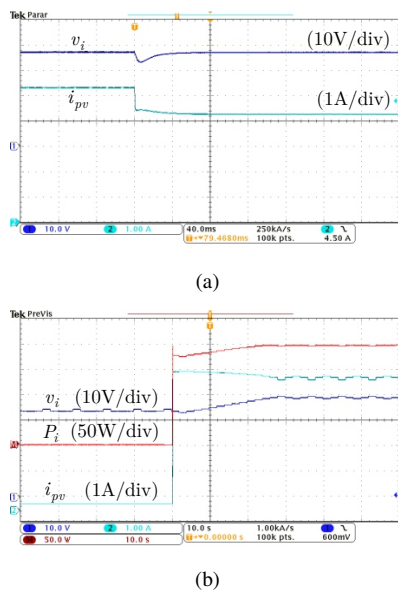


Fig. 16. Degrau de irradiação. (a) 1000 W/m^2 para 800 W/m^2 (Escala de tempo: 40ms/div). (b) 50 W/m^2 para 1000 W/m^2 (Escala de tempo: 10s/div).

são apresentados os resultados experimentais da tensão de entrada para um degrau de irradiação de 1000 W/m^2 para 800 W/m^2 . Como pode ser visto, a tensão de entrada tem um bom desempenho ao degrau. Na Figura 16.b é dado um degrau de irradiação de 50 W/m^2 para 1000 W/m^2 , onde o conversor está realizando o MPPT.

A análise do rendimento do conversor $\hat{C}uk\ R^2P^2$ isolado com V_M

e o conversor $\hat{C}uk$ isolado é mostrada na Figura 17. Desta forma, pode se ver que conversor $\hat{C}uk\ R^2P^2$ isolado com V_M possui uma eficiência melhor do que o conversor $\hat{C}uk$ isolado para todas as faixas da irradiação, atingindo o valor máximo de $93,83\%$ para irradiação de 600 W/m^2 . Com o

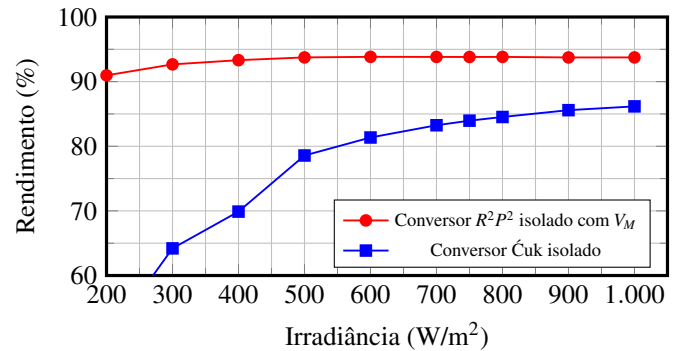


Fig. 17. Curva de rendimento experimental.

objetivo de utilizar o conversor em aplicações fotovoltaicas, a ponderação europeia obteve eficiência $\eta_{eu} = 92,63\%$ e a ponderação californiana atingiu $\eta_{cec} = 93,24\%$.

VI. CONCLUSÃO

Este artigo propôs e apresentou uma nova família de conversores CC-CC isolados com elevado ganho de tensão para aplicações em sistemas fotovoltaicos. Os 12 novos conversores são obtidos a partir dos conversores isolados $\hat{C}uk$, SEPIC, Zeta e Flyback aos quais são adicionados uma célula *Reduced Redundant Power Processing* (R^2P^2) e uma célula multiplicadora de tensão (V_M) sendo que a primeira é associada ao circuito do lado primário do transformador do conversor e a última é associada ao lado secundário deste. Com a inserção desses circuitos demonstra-se a obtenção de valores elevados de ganho de tensão, com baixos esforços de tensão nos componentes semicondutores. O conversor $\hat{C}uk\ R^2P^2$ com célula V_M foi analisado, projetado e modelado em espaço de estados a fim de se investigar as vantagens dos novos conversores propostos. Um protótipo do conversor $\hat{C}uk\ R^2P^2$ isolado com célula V_M com tensão de entrada de $37,4\text{ V}$, tensão de saída de 400 V e potência nominal de 200 W foi implementado. Os resultados de laboratório utilizam o algoritmo perturba e observa (P&O) para o rastreamento do ponto de máxima potência (Maximum Power Point Tracking - MPPT) do módulo fotovoltaico (PV). Os resultados apresentaram bom desempenho, mantendo a tensão no nível em que a transferência de potência é máxima. A ponderação europeia foi obtido eficiência de $\eta_{eu} = 92,63\%$ e na ponderação californiana foi alcançado a eficiência de $\eta_{cec} = 93,24\%$.

AGRADECIMENTOS

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

REFERÊNCIAS

- [1] A. Safari, S. Mekhilef, "Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT

- With Direct Control Method Using Cuk Converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, p. 1154–1161, April 2011, doi:10.1109/TIE.2010.2048834.
- [2] Q. Li, P. Wolfs, “A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, p. 1320–1333, May 2008, doi:10.1109/TPEL.2008.920883.
- [3] H. Liu, F. Li, J. Ai, “A Novel High Step-Up Dual Switches Converter With Coupled Inductor and Voltage Multiplier Cell for a Renewable Energy System”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, p. 4974–4983, July 2016.
- [4] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, B. Lehman, “Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, p. 9143–9178, Dec 2017, doi:10.1109/TPEL.2017.2652318.
- [5] S. A. Singh, G. Carli, N. A. Azeez, S. S. Williamson, “Modeling, Design, Control, and Implementation of a Modified Z-Source Integrated PV/Grid/EV DC Charger/Inverter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 6, p. 5213–5220, June 2018, doi:10.1109/TIE.2017.2784396.
- [6] M. Zhu, F. L. Luo, “Implementing of Developed Voltage Lift Technique on SEPIC, Ćuk and Double-Output DC-DC Converters”, p. 674–681, May 2007, doi:10.1109/ICIEA.2007.4318492.
- [7] Q. Zhao, F. Tao, F. C. Lee, “A front-end DC/DC converter for network server applications”, vol. 3, p. 1535–1539 vol. 3, June 2001, doi:10.1109/PESC.2001.954337.
- [8] Y. Sillapawicharn, “An isolated snubberless single-switched boost converter for high step-up conversion applications”, in *13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, p. 1–4, June 2016, doi:10.1109/ECTICon.2016.7561466.
- [9] A. M. S. S. Andrade, E. Mattos, L. Schuch, H. L. Hey, M. L. da S. Martins, “Synthesis and Comparative Analysis of Very High Step-Up DC-DC Converters Adopting Coupled-Inductor and Voltage Multiplier Cells”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, p. 5880–5897, July 2018, doi:10.1109/TPEL.2017.2742900.
- [10] M. Kim, S. Choi, “A Fully Soft-Switched Single Switch Isolated DC-DC Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, p. 4883–4890, Sep. 2015, doi:10.1109/TPEL.2014.2363830.
- [11] X. Zhu, B. Zhang, D. Qiu, “Enhanced boost quasi-Z-source inverters with active switched-inductor boost network”, *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 11, p. 1774–1787, 2018, doi:10.1049/iet-pel.2017.0844.
- [12] B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici, “Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, no. 2, p. 687–696, March 2008, doi:10.1109/TCSI.2008.916403.
- [13] A. M. S. S. Andrade, L. S. H. L. Hey, M. L. da S. Martins, “Comparative Evaluation of Single Switch High-Voltage Step-Up Topologies Based on Boost and Zeta PWM Cells”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, p. 2322–2334, March 2018, doi:10.1109/TIE.2017.2745467.
- [14] J. A. Morales-Saldana, R. Loera-Palomo, E. Palacios-Hernandez, J. L. Gonzalez-Martinez, “Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with R²P²”, *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 1, p. 11–22, January 2014, doi:10.1049/iet-pel.2012.0749.
- [15] Tsai-Fu Wu, Te-Hung Yu, “Off-line applications with single-stage converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, p. 638–647, Oct 1997, doi:10.1109/41.633461.
- [16] M. Zhu, F. L. Luo, “Voltage-lift-type Ćuk converters: topology and analysis”, *IET Power Electronics*, vol. 2, no. 2, p. 178–191, March 2009, doi:10.1049/iet-pel:20070023.
- [17] A. M. S. S. Andrade, H. L. Hey, M. L. d. S. Martins, “Non-pulsating input and output current Ćuk, SEPIC, Zeta and Forward converters for high-voltage step-up applications”, *Electronics Letters*, vol. 53, no. 18, p. 1276–1277, 2017, doi:10.1049/el.2017.1303.
- [18] E. Wittenbreder, “Topology selection by the numbers - Part one”, vol. 32, p. 32–36, 03 2006.

DADOS BIOGRÁFICOS

Tiago M. K. Faistel, nasceu em Ijuí, RS, Brasil, em 1992. É engenheiro eletricista (2015) pela Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUÍ), Mestre (2018), pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é aluno de Doutorado na UFSM. Suas principais áreas de interesse são: conversores CC-CC e energias renováveis.

Carlos H. I. Font, nasceu em Erval Grande, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1976. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre em Engenharia Elétrica e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 2001, 2003 e 2009, respectivamente. É Professor Associado na Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Ponta Grossa, Brasil. Suas áreas de interesse incluem correção do fator de potência, retificadores com elevado fator de potência, conversores estáticos para energia eólica e fotovoltaica de pequeno porte e sistemas de armazenamento com baterias. Prof. Carlos é Membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP), Member do IEEE Power Electronics Society e IEEE Industrial Electronics Society

Antonio M. S. S. Andrade, nasceu em Ribeira Grande, Cabo Verde, em 1989. Possui graduação em Engenharia de Controle e Automação pela Universidade de Caxias do Sul

(2012), mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, nos anos 2015 e 2018, respectivamente. Atualmente é professor do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria - Campus Cachoeira do Sul.

Mário L. S. Martins, nasceu em Palmeira das Missões, RS, Brasil, em 1976. É engenheiro eletricitista (1999), mestre (2002) e doutor (2008) pela Universidade Federal de Santa Maria. De 2006 a 2012 foi professor da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Em 2012, juntou-se ao Departamento de Eletrônica e Ciência da computação da Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é professor Adjunto IV e docente permanente no PPGEE/UFSM. Suas áreas de interesse incluem SMPS, UPS, inversores fotovoltaicos e energias renováveis. Dr. Martins é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e sociedades IEEE.