

# CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO EMPILHADO COM O CONVERSOR ZETA PARA APLICAÇÃO DE ALTO GANHO DE TENSÃO

Antônio M. S. S. Andrade, Luciano Schuch, Hélio Leães Hey, Mário L. da S. Martins  
Universidade Federal de Santa Maria – UFSM, Santa Maria - RS, Brasil  
e-mail: antoniom.spencer@gmail.com

**Resumo** – Este artigo propõe uma abordagem diferente para combinar células de conversores PWM CC-CC em cascata e empilhadas, com o objetivo de proporcionar os benefícios de cada estrutura em um único conversor, com um único estágio de processamento de energia e um único interruptor. Além de apresentar e discutir os conceitos das conexões cascata, empilhada e a combinação de ambos, o artigo ainda propõe novas topologias baseadas nestes conceitos e analisa uma delas. O conversor escolhido para ser estudado neste artigo é denominado Boost-Quadrático-Zeta, tendo como característica elevado ganho de tensão, com melhoria na eficiência, simplicidade no circuito de comando e alta confiabilidade. Como o nome indica, esse conversor é obtido a partir da combinação de dois conversores CC-CC muito conhecidos na literatura, o conversor Zeta isolado e o conversor Boost-Quadrático. Em consequência disto, o conversor proposto apresenta alto ganho de tensão, baixa ondulação da corrente de entrada (característica do conversor Boost-Quadrático) e baixa ondulação da corrente de saída (característica do conversor Zeta isolado). Com o objetivo de verificar o desempenho do conversor proposto um protótipo foi implementado considerando um painel fotovoltaico de 250 W. Resultados experimentais obtidos em laboratório confirmam as análises teóricas.

**Palavras Chave** – Alto Ganho de Tensão, Boost-Quadrático, Conversor CC-CC, Conversor Zeta, Elevador de Tensão.

## QUADRATIC-BOOST WITH STACKED ZETA CONVERTER FOR HIGH VOLTAGE GAIN APPLICATIONS

**Abstract** – This paper proposes a different approach to combine stacked and cascaded configuration of DC/DC PWM converter cells in order to access the benefits of both structures in a single-stage topology with a single active switch. Besides to present and discuss the concepts of cascaded, stacked and the combination of both, the paper also proposes a set of new topologies derived from these concepts. Among them, the proposed Quadratic-Boost-Zeta converter is analyzed. It provides high voltage conversion ratio with improved efficiency, simple driver design and high reliability. As the name implies this

converter is obtained from the combination of two well-known DC/DC converter circuits, the Isolated Zeta converter and the Quadratic-Boost converter. Hence, it presents the combined features of both, i.e., high step-up voltage conversion, low input current ripple (quadratic boost features) and low output current ripple (Zeta feature). Aiming to verify the performance of the presented converter, a laboratory prototype is implemented. Experimental results confirm the theoretical analysis.

**Keywords** – DC/DC converter, High Step-up, Quadratic-boost, Voltage Step-up, Zeta Converter.

### I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, os conversores CC-CC têm atraído para si grande interesse, principalmente em aplicações que envolvem fontes de energias renováveis, tais como a energia eólica, energia fotovoltaica e células combustíveis [1]-[4]. Nessas aplicações, o nível de tensão fornecida pela fonte geradora é normalmente baixo para ser aplicado diretamente a um inversor padrão (em ponte H) conectado diretamente à rede. Nesta situação emprega-se, usualmente, um estágio elevador de tensão que pré-condiciona a energia para níveis de tensão apropriados. Assim, a estrutura do gerador apresenta uma topologia com dois estágios de processamento de energia. Para aplicações de baixa potência, a tensão de entrada do estágio elevador é, normalmente, de apenas algumas dezenas de volts, exigindo que o conversor elevador opere com uma razão cíclica elevada. Nessas situações, as resistências intrínsecas dos componentes do conversor aumentam significativamente, reduzindo a eficiência do conversor e, conseqüentemente, o seu ganho de tensão [5], [6].

Para superar as limitações mencionadas, algumas alternativas para reduzir as perdas em condução têm sido propostas. Dentre elas, o uso de conversores CC-CC em cascata é uma solução simples, uma vez que o ganho de tensão de cada célula é multiplicado um pelo outro, produzindo assim um ganho de tensão maior [7], [8]. Com o objetivo de evitar a necessidade de vários interruptores, pode haver uma integração dos estágios de potência por meio do compartilhamento dos elementos em comum, resultando em topologias com menor número de interruptores, conhecidas como “conversores quadráticos” [9]. Infelizmente, a eficiência de cada célula elevadora também é multiplicada por cada estágio em cascata, reduzindo assim a eficiência do conversor. Essa situação pode ser agravar devido aos seguintes fatores: (i) esforços elevados de corrente no primeiro estágio; e (ii) esforços de tensão no último estágio,

---

Artigo submetido em 04/02/2016. Primeira revisão em 26/03/2016. Aceito para publicação em 19/05/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

usualmente iguais, ou até superiores, a tensão de saída do conversor elevador [10]-[12]. Essa última característica agrava as perdas em condução no interruptor, uma vez que a resistência desses dispositivos seja proporcional a sua tensão de ruptura [13], [14]. Uma alternativa para a associação das células dos conversores cascata é a associação das células empilhadas, onde o ganho de tensão dos conversores é somado, evitando a multiplicação que tem por consequência a redução da eficiência. Este tipo de conexão já é conhecido na literatura como o conversor boost três níveis [15]. As células empilhadas podem dobrar o ganho de tensão, quando o circuito é comparado com uma única célula de um conversor [15], [16]. Porém, o número de interruptores é proporcional ao número de células do arranjo, portanto o custo e a complexidade do conversor aumentam.

A partir dos argumentos discutidos acima, seria vantajoso alcançar as características de ambas as topologias, i.e., a combinação das estruturas empilhadas e cascata, mantendo o alto ganho de tensão, sem penalizar a eficiência do conversor combinado.

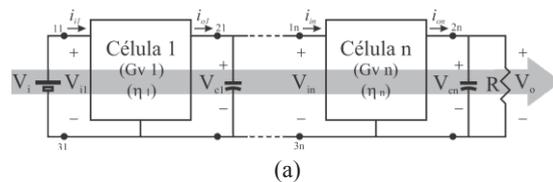
Nesse sentido, o presente trabalho propõe uma abordagem diferente para organizar as células dos conversores CC-CC, na qual uma estrutura de duas células empilhadas é combinada com uma terceira célula em cascata (combinação Tipo 1), ou uma estrutura de duas células em cascata é combinada com uma terceira célula empilhada (combinação Tipo 2).

Para exemplificar e evidenciar os benefícios desta nova abordagem para geração de conversores com alto ganho de tensão, o artigo analisa a combinação Tipo 1 entre um conversor boost-Zeta empilhado em cascata com um conversor boost. Esta topologia, denominada de Conversor Boost-quadrático Zeta é analisada ao longo do trabalho para aplicações de energia solar.

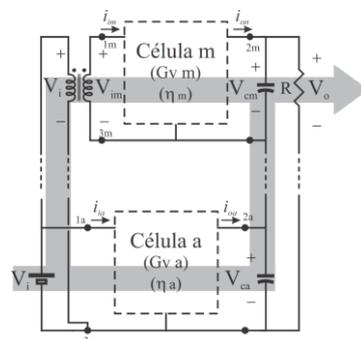
## II. DERIVAÇÃO DE TOPOLOGIAS COMBINADAS COM UM ÚNICO ESTÁGIO

A partir da discussão da seção anterior, são definidos dois tipos de conexões de células de conversores CC-CC, as células em cascata e as células empilhadas (entradas em paralelo e saídas em série), como apresentado na Figura 1(a) e Figura 1(b), respectivamente. Na Figura 1(a), o conversor consiste de múltiplas células PWM (*Pulse Width Modulation*) CC-CC conectadas em cascata. As 'n' células são denominadas 'célula 1', 'célula 2' até 'célula n'. Por outro lado, na Figura 1(b), o conversor consiste em 'm' células PWM CC-CC empilhadas, denominados 'célula a', 'célula b', até a 'célula m', originando assim a configuração empilhada.

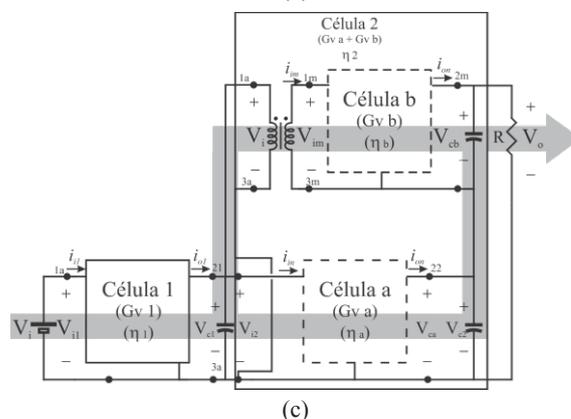
A conexão das células cascata (Figura 1(a)) se caracteriza pela multiplicação do ganho de tensão de cada célula, o que pode ser observado em (1). Infelizmente, uma vez que o fluxo de potência segue um único caminho, da fonte para a carga, a potência total do sistema é processada sucessivamente por cada uma das células 'n'. Em consequência disto, a eficiência da topologia é a multiplicação da eficiência de cada célula, como definido em (2). Portanto a eficiência total tende a diminuir à medida que o número de células aumenta.



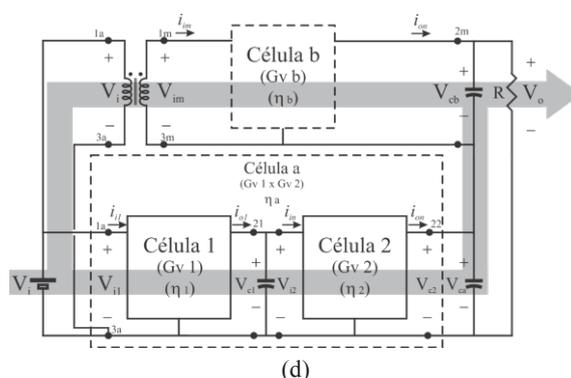
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 1. Diagrama das possíveis conexões para células PWM CC-CC. (a) Conexão de células na configuração cascata; (b) Conexão de células empilhadas; (c) Combinação Tipo 1 (proposta); (d) Combinação Tipo 2 (proposta).

$$G_{VT(casc)} = G_{V1} \times G_{V2} \times \dots \times G_{Vn} \quad (1)$$

$$\eta_{T(casc)} = \eta_1 \times \eta_2 \times \dots \times \eta_n \quad (2)$$

Por outro lado, a conexão das células empilhadas pode ser aditiva ou subtrativa, dependendo da polaridade da tensão de saída de cada célula [17]. Na configuração aditiva (Figura 1(b)), a topologia é caracterizada pela soma do ganho de tensão CC de cada célula, levando a um aumento da relação do ganho de tensão dessa topologia, conforme (3).

Comparado com a conexão cascata, as topologias empilhadas têm um ganho de tensão menor, entretanto, o fluxo de potência é dividido pelas células, aumentando assim a sua eficiência, de acordo com (4). Em outras palavras, a conexão empilhada apresenta maior eficiência.

$$G_{VT(stack)} = G_{V_a} + G_{V_b} + \dots + G_{V_m} \quad (3)$$

$$\eta_{T(stack)} = \frac{k_a \eta_a + k_b \eta_b + \dots + k_m \eta_m}{m} \quad (4)$$

Em (4),  $k_a + k_b + \dots + k_m = 1$  e  $k_i$  ( $i=a,b,\dots,m$ ) é a constante que determina o percentual de potência da  $i$ -ésima célula PWM.

Resumidamente, (5) apresenta as características das estruturas de múltiplas células. Fica evidente que a configuração cascata prevalece pelo ganho de tensão, enquanto que a configuração empilhada prevalece pela eficiência.

$$\begin{aligned} G_{VT(stack)} &< G_{VT(casc)} \\ \eta_{T(stack)} &> \eta_{T(casc)} \end{aligned} \quad (5)$$

Com o objetivo de alcançar essas vantagens, as Figuras 1(c) e 1(d) apresentam diagramas de circuitos constituídos por três células PWM CC-CC onde há a combinação destes dois conceitos.

A Figura 1(c) mostra uma estrutura onde a ‘célula 1’ e a ‘célula 2’ estão conectadas em cascata. Contudo, a ‘célula 2’ já é uma combinação do empilhamento da ‘célula a’ e da ‘célula b’. A topologia resultante apresenta as características de ambas as configurações. Como pode ser visto em (6), o ganho da topologia ainda apresenta a característica do ganho em cascata ( $G_{V1} \times G_{V2}$ ) com a contribuição das células empilhadas ( $G_{V_a} + G_{V_b}$ ). O mesmo princípio pode ser observado em (7), que representa o rendimento da topologia.

$$G_{VT(comb(Stack\_Cas))} = G_{V1} \times (G_{V_a} + G_{V_b}) \quad (6)$$

$$\eta_{T(comb(Stack\_Cas))} = \eta_1 \times \left( \frac{k_a \eta_a + k_b \eta_b}{2} \right) \quad (7)$$

Por outro lado, a Figura 1(d), mostra uma estrutura onde a ‘célula a’ e a ‘célula b’ estão empilhadas. Porém, a ‘célula a’ já é a combinação em cascata da ‘célula 1’ com a ‘célula 2’. Assim, a topologia resultante tem um ganho de tensão que é a combinação da contribuição dos dois conceitos, conforme pode ser visto em (8), onde a contribuição da parcela cascata ( $G_{V1} \times G_{V2}$ ) é somada a parcela da ‘célula b’. Analogamente, o rendimento da topologia também é combinado. A partir das equações fica evidente que o ganho da Figura 1(d) apresenta maior ganho de tensão e melhor distribuição de potência.

$$G_{VT(comb(Cas\_Stack))} = (G_{V1} \times G_{V2}) + G_{V_b} \quad (8)$$

$$\eta_{T(comb(Cas\_Stack))} = \frac{k_a (\eta_1 \times \eta_2) + k_b \eta_b}{2} \quad (9)$$

As equações (6) e (8) mostram o ganho obtido por uma estrutura geral Tipo 1 e Tipo 2, respectivamente. Da mesma

forma que (7) e (9) mostram como são combinadas as eficiências para estas estruturas.

Nas próximas seções serão definidas regras para utilização de células PWM que permitam a combinação dos interruptores destas células, formando estruturas com um único interruptor.

#### A. Definição dos Tipos de Células PWM CC-CC

Nesta seção, as células PWM a serem combinadas são definidas e analisadas. Com o intuito de manter essa análise concisa, as células PWM CC-CC são restritas para os conversores que representam o fluxo de potência da fonte para a carga e fazem o uso de apenas um único interruptor. Na estrutura geral dos conversores CC-CC é assumida como sendo constituída de três partes: (i) a fonte de tensão de entrada ( $V_i$ ); (ii) célula PWM CC-CC; e (iii) a tensão de saída, que consiste na combinação da resistência da carga ( $R$ ) e do capacitor de saída ( $C_o$ ). Assim, a célula PWM do conversor CC-CC pode ser definida como uma combinação de elementos reativos e pares de interruptores, um ativo e um passivo. Para este estudo, a célula PWM CC-CC é ainda separada em ‘célula PWM não-isolada’ (Figura 2(a)) e ‘célula PWM isolada’ (Figura 2(b)), que faz o uso de um transformador ideal para assegurar isolamento galvânica entre primário e secundário (onde a relação de transformação  $N_2/N_1$ ). Além disto, os elementos e os interruptores estão dispostos de tal maneira que a razão cíclica do interruptor ativo tem o controle da tensão de saída ( $V_o$ ).

A célula do conversor PWM CC-CC não-isolado, Figura 2(a), é um arranjo de três terminais ao qual são conectados a fonte (entrada), a carga (saída) e, para alguns conversores, um segundo indutor ( $L_2$ ) e um capacitor ( $C_c$ ). A partir das

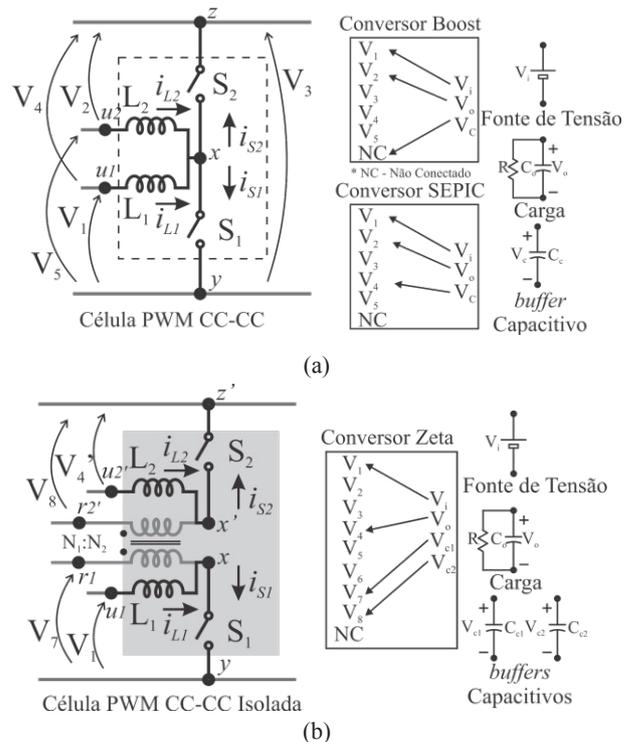


Fig. 2. Diagrama das principais partes de conversores PWM CC-CC. (a) Célula de conversor não-isolado; (b) Célula de conversor isolado.

**TABELA I**  
**Relação entre os Onze Conversores Padrões CC-CC e seus Terminais de Cada Célula**

Células	$V_i$	$V_o$	$C_{e1}$	$C_{e2}$	Condição Especial	Topologia
<b>Não-Isolados</b> (Fig. 2(b))	z-y	z-u <sub>1</sub>	---	---	Não	Buck
	u <sub>1</sub> -y	z-y	---	---	Não	<b>Boost</b>
	u <sub>1</sub> -y	z-u <sub>1</sub>	---	---	Não	<b>Buckboost</b>
	u <sub>1</sub> -y	z-u <sub>2</sub>	z-y	---	Não	Cuk
	u <sub>1</sub> -y	z-u <sub>2</sub>	u <sub>2</sub> -y	---	Não	SEPIC
	u <sub>1</sub> -y	z-u <sub>2</sub>	z-u <sub>1</sub>	---	Não	Zeta
<b>Isolados</b> (Fig. 2(c))	r <sub>1</sub> -y	z-u <sub>2</sub>	---	---	$V_8=V_{xy}$	<b>Forward</b>
	u <sub>1</sub> -y	z-r <sub>2</sub>	---	---	$V_7=V_1$ (r <sub>1</sub> -u <sub>1</sub> )	<b>Flyback</b>
	u <sub>1</sub> -y	z-u <sub>2</sub>	r <sub>1</sub> -y	z-r <sub>2</sub>	Não	Cuk isolado
	u <sub>1</sub> -y	z-u <sub>2</sub>	u <sub>2</sub> '-y	---	$L_2=L_2'/N$	SEPIC isolado
	u <sub>1</sub> -y	z-u <sub>2</sub>	z-r <sub>2</sub>	---	$V_7=V_1$ (r <sub>1</sub> -u <sub>1</sub> )	<b>Zeta isolado</b>

diferentes conexões destes elementos junto a célula PWM (vide Tabela I) são derivados os seis conversores básicos não-isolados, a saber, o conversor buck, boost, buckboost, Cúk, SEPIC e Zeta. De forma análoga, a célula PWM isolada apresenta, além dos terminais, um elemento magnético com dois enrolamentos que serve para proporcionar a isolação galvânica entre os circuitos conectados à ambos. Para célula isolada, podem haver dois capacitores ( $C_{e1}$  e  $C_{e2}$ ), bem como os indutores  $L_1$  e  $L_2$  podem ser rebatidos para o circuito primário ou secundário. As diferentes conexões dos componentes, bem como da fonte e da carga, à célula PWM isolada origina as topologias básicas isoladas (vide Tabela I), a saber, o conversor Forward, Flyback, Cuk, SEPIC e Zeta.

Para tornar as análises que se seguem concisas foram elegidos os conversores não isolados Boost e Buckboost, por sua simplicidade e capacidade de produzir elevação de tensão. De modo semelhante, os conversores Forward, Zeta e Flyback foram escolhidos dentre os conversores isolados.

### B. Células PWM em Cascata

A conexão em cascata é bastante simples e é exemplificada na Figura 3, onde se observa as quatro possíveis combinações dos conversores Boost e Buckboost, derivados da célula PWM não-isolada, conectados em cascata. As características das células em cascata são resumidas na Tabela II. Observa-se que o maior ganho estático é obtido com a estrutura em cascata com duas células Boost, i.e., o conversor Boost-Quadrático.

### C. Células PWM Empilhadas

De acordo com [18], os conversores PWM CC-CC podem ser divididos em três seções, onde os conversores que apresentam as mesmas ou similares seções de entrada podem compartilhá-la. As seções restantes, do meio e da saída, podem ser associadas em série ou paralela. As regras de associação definidas em [18] e a combinação de células de um conversor CC-CC não-isolado e um isolado são mostrados no diagrama da Figura 3. A combinação de uma

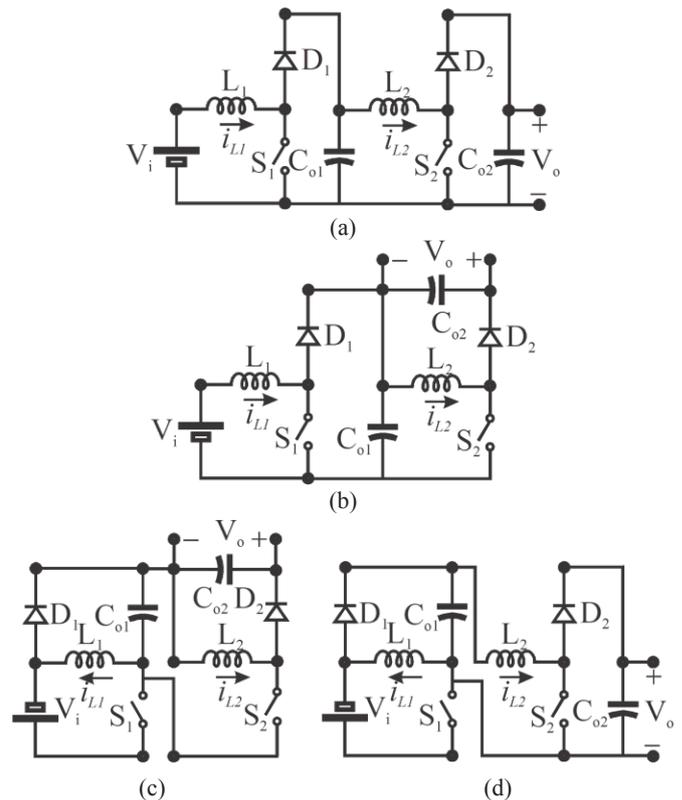


Fig. 3. Células PWM na configuração cascata. (a) Topologia boost<sup>2</sup>; (b) Topologia boost-buckboost; (c) Topologia buckboost<sup>2</sup>; (d) Topologia buckboost-boost.

célula de um conversor de PWM não-isolado (linhas tracejadas, Figura 2(a)) e um isolado (quadrado cinza, Figura 2(b)) é possível, desde que ambas compartilhem parte de seus componentes, Tabela III. Torna-se evidente que os componentes comuns devem incluir a fonte de tensão de entrada e o interruptor ativo. Do mesmo modo, o acoplamento magnético da célula PWM CC-CC isolado (transformador  $N_2/N_1$ ) pode ser acoplado no enrolamento indutor  $L_1$ , conseqüentemente,  $L_1$  passa a ser um indutor acoplado.

Para exemplificar o conceito do compartilhamento da seção de entrada e de células CC-CC empilhadas, tais conceitos são aplicados em três possíveis configurações, onde uma célula de PWM CC-CC de um conversor não-isolado (conversor Boost ou Buckboost) e outra célula de um conversor isolado, (Forward, Zeta ou Flyback) estão

**TABELA II**  
**Características de Duas Células de Conversor PWM na Configuração Cascata com um Único Estágio**

Topologia	Célula 1	Célula 2	Ganho de Tensão
<b>Boost<sup>2</sup></b>	Boost	Boost	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1-D)^2}$
<b>Buckboost<sup>2</sup></b>	Buckboost	Buckboost	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{(1-D)^2}$
<b>Boost-buckboost</b>	Boost	Buckboost	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{(1-D)^2}$
<b>Buckboost-boost</b>	Buckboost	Boost	

Obs.: considera-se que apesar de possuírem dois interruptores independentes, ambos operam com a mesma razão cíclica D.

TABELA III

Requisitos para Conexão de Células PWM Empilhadas

Requisitos		Condições Especiais	Topologia
$V_i$	$V_o$		
$u_1 - y$	$z$ -qualquer	---	Boost ( $V_o: z-y$ )
			Cúk ( $V_o: z-u_{22}$ )
			SEPIC ( $V_o: z-u_{22}$ )
			Buckboost ( $V_o: z-u_1$ )
			Zeta ( $V_o: z-u_2$ )
qualquer - y	$z'$ -qualquer	$V_8 = V_{xy}$	Forward ( $V_i: r_1-y; V_o: z'-u_2'$ )
		$V_7 = V_1$	Flyback ( $V_i: u_1-y; V_o: z'-r_2'$ )
		---	Zeta ( $V_i: u_1-y; V_o: z'-u_2'$ )

formando uma estrutura empilhada, Figura 5.

A Figura 4(a) mostra o circuito de um conversor Boost-Forward empilhado. Observa-se que os conversores empilhados compartilham além da fonte de entrada ( $V_i$ ), a indutância  $L_1$ , e o interruptor  $S_1$ . A desmagnetização do núcleo do transformador ocorre pelo primário, por meio da tensão refletida pelo capacitor  $C_{o1}$ , evitando a necessidade de um enrolamento terciário. A Figura 4(b) mostra o circuito de um conversor Boost-Zeta empilhado. Observa-se que o secundário é muito semelhante, diferindo apenas pela troca do diodo  $D_2$  pelo capacitor  $C_1$ . Este capacitor permite a desmagnetização completa do transformador. A Figura 4(c) mostra o conversor Boost-Flyback empilhado. Como pode ser visto o circuito secundário consiste somente do diodo  $D_2$  e do capacitor  $C_{o2}$ . As Figuras 4(d), 4(e) e 4(f) representam os conversores empilhados, Buckboost-Flyback, Buckboost-Forward e Buckboost-Zeta, respectivamente. Observa-se que o circuito primário (célula PWM não-isolada) forma o conversor Buckboost.

As características das células empilhadas para estes seis conversores estão resumidas na Tabela IV. Pode-se observar que a estrutura empilhada do conversor Boost-Flyback e Boost-Zeta são os conversores com o ganho de tensão mais elevado.

D. Combinação de Interruptores para Células PWM em Cascata

Com o objetivo de reduzir a complexidade e o custo associado ao controle de múltiplos interruptores, esta seção apresenta os requisitos necessários para sincronizar todos os interruptores de uma configuração cascata e substituí-los por

TABELA IV

Características das Células de Conversores PWM Empilhados

Topologia	Célula a	Célula b	Ganho de Tensão
Boost-Forward	Boost	Forward	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1+ND-ND^2}{1-D}$
Boost-Flyback	Boost	Flyback	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1+ND}{1-D}$
Boost-Zeta	Boost	Zeta	
Buckboost-Forward	Buckboost	Forward	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D(1+N-D)}{1-D}$
Buckboost-Flyback	Buckboost	Flyback	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D(1+N)}{1-D}$
Buckboost-Zeta	Buckboost	Zeta	

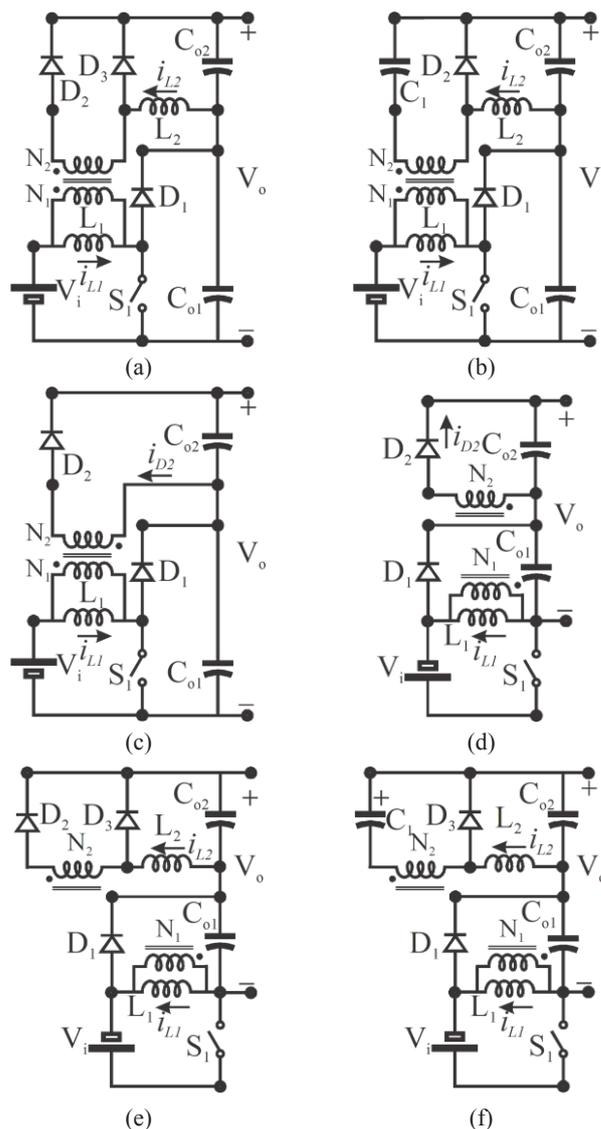


Fig. 4. Células PWM na configuração empilhada. (a) Topologia Boost-Forward; (b) Topologia Boost-Zeta; (c) Topologia Boost-Flyback; (d) Topologia Buckboost-Flyback; (e) Topologia Buckboost-Forward; (f) Topologia Buckboost-Zeta.

um 'interruptor combinado'. Isso pode ser feito somente quando os interruptores operam de forma síncrona e compartilham um nó em comum. Levando em consideração a representação de um interruptor ideal, os seus nós podem ser identificados como polo (p) e o curso (t), tem-se a possibilidade da combinação de dois interruptores (polo simples e curso simples - SPST), que podem ser substituído por um único interruptor composto, conforme pode ser visto na Figura 6. Pode-se observar que os interruptores podem ser integrados e substituídos por seu correspondente, interruptor combinado, sujeito as seguintes restrições: (i) deve ser considerado apenas um único polo ideal, dispositivo unipolar e os interruptores devem compartilhar pelo menos um nó comum (com); e (ii) os interruptores ( $S_1$  e  $S_2$ ) estão em condução/bloqueados de forma síncrona, a topologia derivada com interruptor combinado apresenta o mesmo comportamento com as células conversores PWM DC/DC operando individualmente.

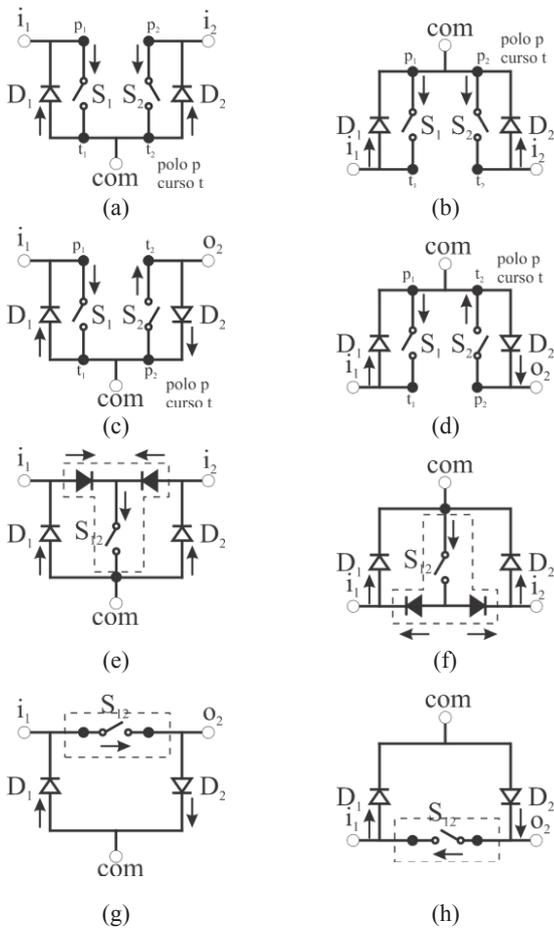


Fig. 5. Interruptores combinados e sincronizados. (a) Sincronismo através do polo t comum; (b) Sincronismo através do polo p comum; (c) Sincronismo através dos polos p e t comum; (d) Sincronismo através do polo p e t comum; (e) Combinação tipo T; (f) Combinação inversa tipo T; (g) Combinação tipo  $\pi$ ; (h) Combinação inversa tipo  $\pi$ .

Todos os interruptores que atendam as condições acima mencionadas devem pertencer a um dos quatro tipos de conexão mostrados na Figura 5 (a) a 5 (d). Do mesmo modo, podem ser concebido interruptores combinados do tipo T (T-CS), T invertido TSS, (IT-CS), interruptor  $\Pi$ -tipo composto ( $\Pi$ -CS) e PISS invertido (III-CS), como mostrado na Figura 5(e) a 5(h), respectivamente.

### E. Células de Conversores PWM Cascata e Empilhada

A Figura 6 mostra dois diagramas que representam a combinação de células PWM cascata e empilhadas empregando um único interruptor (combinação (T-CS), vide Figura 5(a) e 5(e)). Na Figura 6(a) são mostradas as estruturas empilhadas (Boost-Zeta) e em cascata (Boost-Quadrático). A combinação Tipo 1 é vista na Figura 6(a) enquanto que a combinação Tipo 2 é vista na Figura 6(b). Na Tabela V estão resumidas as possíveis combinações para geração de conversores originários da combinação Tipo 1. De modo análogo, a Tabela VI resume as possíveis combinações para geração de conversores originários da combinação Tipo 2. A Figura 7 mostra um comparativo dos ganhos estáticos pela razão cíclica, considerando-se  $N=1$ .

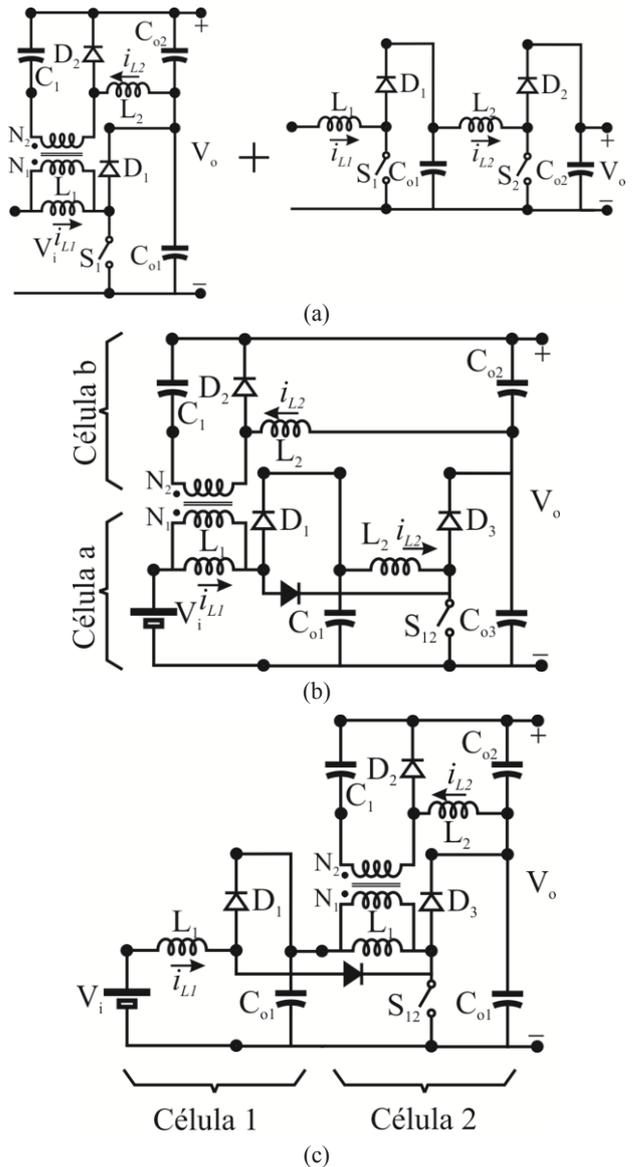


Fig. 6. Combinação de células PWM. (a) Configuração cascata e empilhada; (b) Combinação Tipo 1; (c) Combinação Tipo 2.

Como pode ser visto na Figura 7, o ganho  $M_{10}$  é o maior ganho. Este ganho é obtido pelo conversor Boost-Quadrático-Zeta derivado da combinação Tipo 2, o qual será analisado na seção seguinte.

### III. CONVERSOR BOOST-QUADRÁTICO-ZETA

Para compreender o funcionamento do conversor Boost-Quadrático-Zeta, ilustrado na Figura 6(c), é feita a análise para a operação do mesmo no Modo de Condução Contínua de corrente (MCC).

#### A. Princípio de Operação

Para análise da operação do conversor, as seguintes suposições são feitas para um período de comutação:

- O conversor opera em regime permanente;
- A tensão de entrada é constante;
- A relação de transformação do indutor acoplado é dada por  $N=N_2/N_1$ ;

**TABELA V**  
**Combinação Tipo 1**

Empilhada		Célula b	Ganho de Tensão
Célula a			
Célula 1	Célula 2		
Boost	Boost	Forward	$M_1 = \frac{1+ND(1-D)^2}{(1-D)^2}$
		Flyback	$M_2 = \frac{1+ND(1-D)}{(1-D)^2}$
		Zeta	
Boost	Buckboost	Forward	$M_3 = \frac{D(1+N(1-D)^2)}{(1-D)^2}$
		Flyback	$M_4 = \frac{D(1+N(1-D))}{(1-D)^2}$
		Zeta	
Buckboost	Buckboost	Forward	$M_5 = \frac{D(D+N(1-D)^2)}{(1-D)^2}$
		Flyback	$M_6 = \frac{D(D+N(1-D))}{(1-D)^2}$
		Zeta	
Buckboost	Boost	Forward	$M_7 = \frac{D(1+N(1-D)^2)}{(1-D)^2}$
		Flyback	$M_8 = \frac{D(1+N(1-D))}{(1-D)^2}$
		Zeta	

**TABELA VI**  
**Combinação Tipo 2**

Cascata		Célula b	Ganho de Tensão	
Célula 1	Célula 2			
	(Empilhada)			
Boost	Boost	Forward	$M_9 = \frac{1+ND(1-D)}{(1-D)^2}$	
		Flyback	$M_{10} = \frac{1+ND}{(1-D)^2}$	
		Zeta		
	Buckboost	Forward	$M_{11} = \frac{D(1+N(1-D))}{(1-D)^2}$	
		Flyback	$M_{12} = \frac{D(1+N)}{(1-D)^2}$	
		Zeta		
Buckboost	Buckboost	Forward	$M_{13} = \frac{D^2(1+N(1-D))}{(1-D)^2}$	
		Flyback	$M_{14} = \frac{D^2(1+N)}{(1-D)^2}$	
		Zeta		
	Boost	Forward	$M_{15} = \frac{D^2(1+N(1-D))}{(1-D)^2}$	
		Flyback	$M_{16} = \frac{D(1+N)}{(1-D)^2}$	
		Zeta		

- Os capacitores de saída  $C_{ob}$  e  $C_{oz}$ , e os capacitores de *buffer*  $C_1$  e  $C_z$  são grandes o suficiente para se assumir que as tensões  $V_{ob}$ ,  $V_{oz}$ ,  $V_{C1}$ ,  $V_{Cz}$  e  $V_o$  são todas constantes (sem ondulação);
- Todos os semicondutores são ideais (sem perdas).

Durante um período de comutação, o conversor possui três etapas de operação, cujos diagramas do circuito equivalente são ilustrados na Figura 8. Essas etapas de operação podem ser chamadas de: Primeira Etapa (Etapa de Magnetização dos Indutores); Segunda Etapa (Etapa de Grampeamento); e por fim, Terceira Etapa (Etapa de desmagnetização dos indutores). A Figura 9 mostra as principais formas de onda para estas etapas.

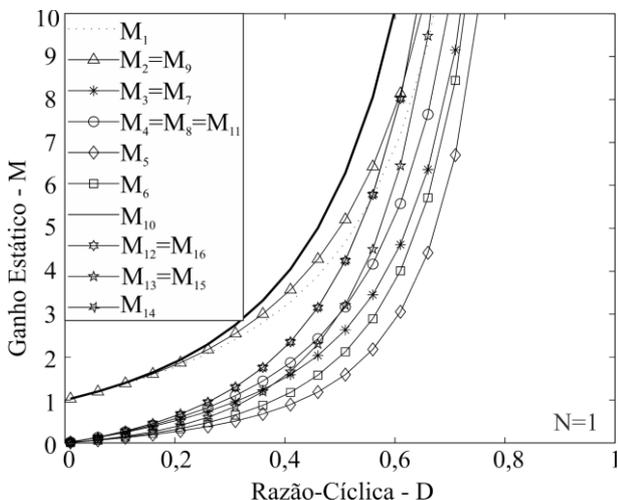


Fig. 7. Ganho estático ( $M_i$ ) pela razão cíclica, considerando-se  $N=1$ .

**Primeira Etapa ou Etapa de Magnetização dos Indutores** - [Figura 8(a);  $t_0 < t < t_1$ ]: No instante  $t_0$ , o interruptor S é acionado. O indutor  $L_1$  é magnetizado com energia da fonte de entrada ( $V_i$ ). A indutância da magnetizante ( $L_m$ ) e o indutor  $L_o$  são magnetizados pelas tensões  $V_{C1}$  e  $NV_{C1}$ , respectivamente. Conseqüentemente, a corrente nos indutores  $i_{L1}$ ,  $i_{Lm}$  e  $i_{Lo}$  cresce linearmente. Durante essa etapa, os capacitores  $C_1$ ,  $C_z$  se descarregam e o capacitor  $C_{oz}$  se carrega.

Essa etapa dura até o bloqueio do interruptor S no instante  $t_1$  (ver Figura 9), onde:

$$t_1 = DT_s \quad (10)$$

**Segunda Etapa ou Etapa de Grampeamento** - [Figura 8(b);  $t_1 < t < t_2$ ]: O interruptor S é bloqueado. Imediatamente, os diodos  $D_z$  e  $D_1$  entram em condução. O diodo  $D_b$  continua reversamente polarizado. O processo de desmagnetização dos indutores  $L_1$ ,  $L_m$  e  $L_o$  inicia. As correntes nestas indutâncias decrescem linearmente.

Essa etapa termina quando o diodo  $D_b$  entra em condução. A transição da Segunda Etapa para a Terceira etapa acontece quando a tensão na magnetizante e do indutor refletida  $L_o$  forem iguais. Portanto, tensão de saída  $V_{ob}$ , que é quatro vezes maior que a tensão de entrada.

$$t_2 - t_1 = \Delta_2 T_s, \quad \Delta_2 = \frac{L_o (I_{L_o(max)} - I_{L_o(t_2)})}{V_{oz}} \quad (11)$$

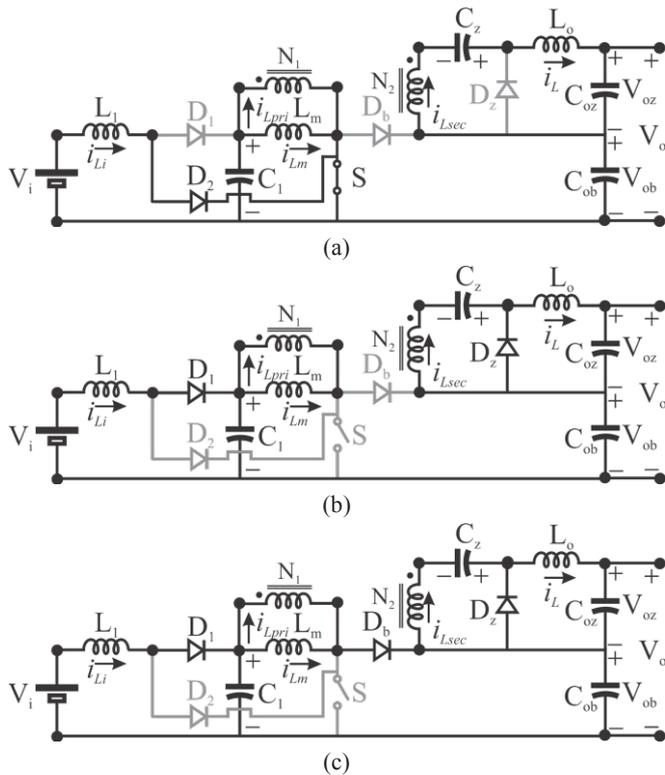


Fig. 8. Diagrama das etapas de operação do conversor Boost-Quadrático-Zeta. (a) Primeira Etapa; (b) Segunda Etapa; (c) Terceira Etapa.

**Terceira Etapa ou Etapa de Desmagnetização** - [Figura 8(c);  $t_2 < t < T_s$ ]: Essa etapa inicia quando o diodo  $D_b$  entra em condução. A desmagnetização dos indutores  $L_1$ ,  $L_m$  e  $L_o$  prossegue nesta etapa. A etapa finda quando o interruptor  $S$  entra em condução.

$$T_s - t_2 = (1 - (\Delta_2 + D))T_s. \quad (12)$$

### B. Análise dos Esforços de Tensão e Corrente

Baseado no princípio de operação, o estresse de corrente e tensão do conversor Boost-Quadrático-Zeta podem ser obtidos. Na Tabela VII, são apresentados os máximos esforços de corrente e tensão nos semicondutores do conversor Boost-Quadrático-Zeta e do conversor Boost-Quadrático, avaliado comparativamente. Como podem ser vistos, os esforços nos semicondutores do conversor Boost-Quadrático-Zeta são menores que os esforços do Boost-Quadrático.

## IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com a finalidade de validar o funcionamento do conversor Boost-Quadrático-Zeta operando no CCM, um protótipo foi construído (vide Figura 10). Para reproduzir as condições de funcionamento (Tabela VIII), foi utilizada uma fonte de Agilent E4360A para emular o comportamento de um módulo fotovoltaico. As condições de carga foram obtidas por meio de uma carga eletrônica RBL488. Os parâmetros do conversor são dados na Tabela IX.

As principais formas de onda são dadas na Figura 11. A Figura 11(a) ilustra a tensão de saída do conversor ( $V_o = 240$

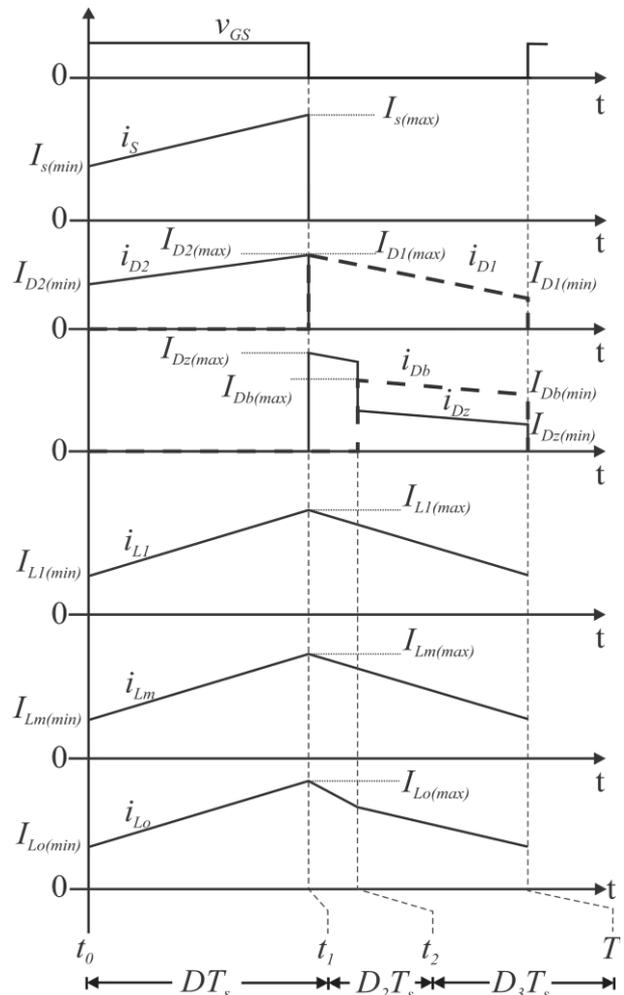


Fig. 9. Principais formas de onda do conversor Boost-Quadrático-Zeta.

V), que é oito vezes maior que a tensão de entrada ( $V_i = 30$  V). Cujo resultado é a soma da combinação das tensões de saída dos conversores cascata e empilhado  $V_{ob} = 120$  V e  $V_{oz} = 120$  V, respectivamente.

Na Figura 11(b) é possível observar a relação do ganho da seção do conversor Boost-Quadrático:  $V_{ob} = 120$  V, e a tensão nos capacitores *buffers*  $V_{C1} = 60$  V e  $V_{Cz} = 120$  V. Como pode ser visto o ganho de tensão da primeira célula do conversor Boost-Quadrático é duas vezes a tensão de entrada ( $V_{C1} = 60$  V), enquanto que a segunda célula apresenta um ganho quatro vezes maior que a tensão de entrada ( $V_{ob} = 120$  V). E a tensão capacitor *buffers*  $C_z$  ( $V_{Cz} = 120$  V) é igual a

**TABELA VII**  
**Esforços de Corrente e Tensão**

	Boost-Quadrático	Boost-Quadrático-Zeta
Interruptor S	$V_o$	$V_{ob}$
Diodo 1	$i_{L1} + i_{Lm}$	$i_{L1} + i_{Lm}$
Diodo 2	$V_o - V_{C1}$	$V_{ob} - V_{C1}$
Diodo $D_b$	$i_{L1(max)}$	$i_{L1(max)} + i_{pri(max)}$
Diodo $D_z$	-	$V_{oz} + N V_{C1}$
		$i_{Lo(max)} + i_{sec(max)}$

$V_o > V_{ob}$  e  $V_o > V_{oz}$

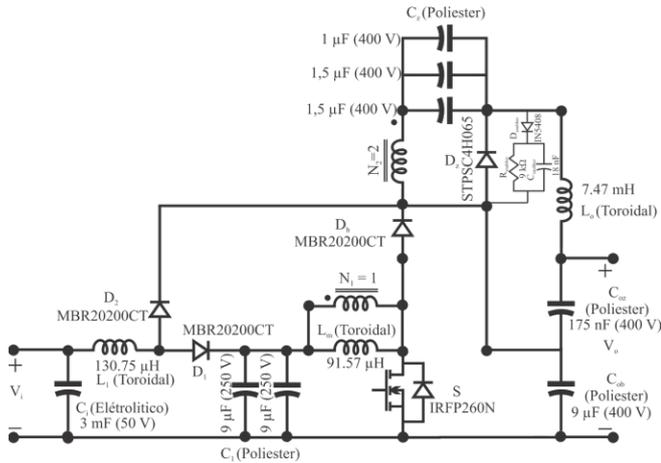


Fig. 10. Diagrama do protótipo implementado em laboratório.

A Figura 11(c) mostra os esforços de tensão no interruptor ( $V_s$ ), onde  $V_s$  é igual a tensão de saída da célula cascata (conversor Boost-Quadrático)  $V_s = 120V$ , nesse caso é a metade da tensão de saída ( $V_o = 240V$ ). Também, na Figura 11(c), pode ser visto a tensão no diodo  $D_z$  ( $V_{Dz}$ ), onde a tensão  $V_{Dz}$  é igual a  $240 V$  e a tensão do diodo  $D_b$  ( $V_{Db}$ ), que é igual a tensão a tensão da seção de saída do conversor Boost-Quadrático ( $V_{Db} = 120 V$ ). Como pode ser visto os esforços de tensão nos semicondutores do conversor são menores ou iguais à sua tensão de saída, o que não acontece para os conversores Boost-Quadrático e Zeta isolado.

Seguindo com a análise dos esforços de tensão na Figura 11(d) observa-se que a tensão nos diodos  $D_1$  ( $V_{D1}$ ) e  $D_2$  ( $V_{D2}$ ), que são iguais a  $60 V$ , ambos iguais a tensão do capacitor  $C_1$  ( $V_{C1}$ ), da primeira célula do conversor Boost-Quadrático, quatro vezes menor que a tensão de saída.

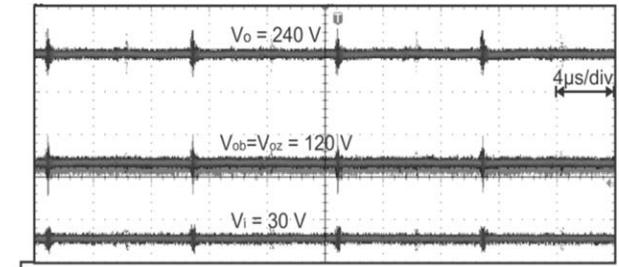
Por fim, a Figura 11(e) apresenta a corrente no indutor  $L_1$  ( $i_{L1}$ ) que é igual a corrente de entrada do conversor. A corrente no primário do indutor acoplado ( $i_{Lm} + i_{N1}$ ), a corrente no secundário do indutor acoplado ( $i_{N2}$ ), como pode

TABELA VIII  
Parâmetros de Operação

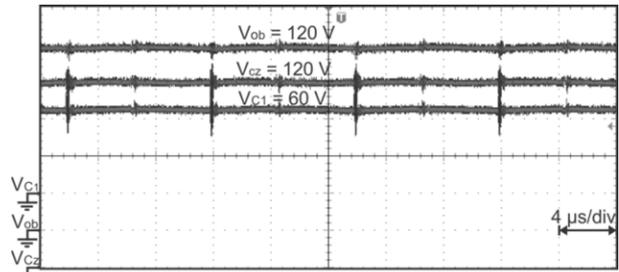
Símbolo	Conversor Boost-Quadrático-Zeta	
	Descrição	Valores
$P_i$	Potência de Entrada	250 W
$V_i$	Tensão de Entrada	30 V
$V_o$	Tensão de Saída	240 V
D	Razão Cíclica	0,5
M	Ganho Estático	8
$f_s$	Frequência de Chaveamento	100 kHz

TABELA IX  
Parâmetros do Protótipo

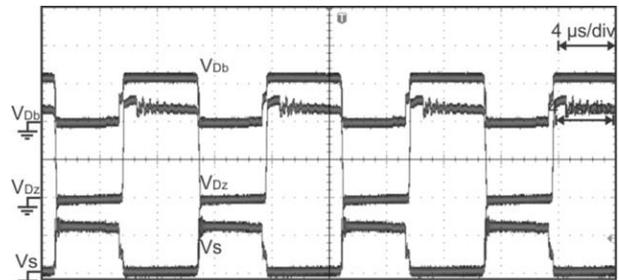
Símbolo	Conversor Boost-Quadrático-Zeta	
	Descrição	Valores
N	N	2
$L_1$	Indutor $L_1$	130,75 $\mu$ H
$L_m$	Indutor $L_m$	91,57 $\mu$ H
$L_o$	Indutor $L_o$	7,47 mH
$C_1$	Capacitor $C_1$	15,98 $\mu$ F (poliéster)
$C_z$	Capacitor $C_z$	3,5 $\mu$ F (poliéster)
$C_{ob}$	Capacitor $C_{ob}$	7,96 $\mu$ F (poliéster)
$C_{oz}$	Capacitor $C_{oz}$	175 nF (poliéster)
S	Interruptor	IRFP260N (200 V/50 A)
$D_1, D_2, D_b$	Diodo	MBR20200CT (200 V/20 A)
$D_z$	Diodo	STPSC4H065 (600 V/4 A)



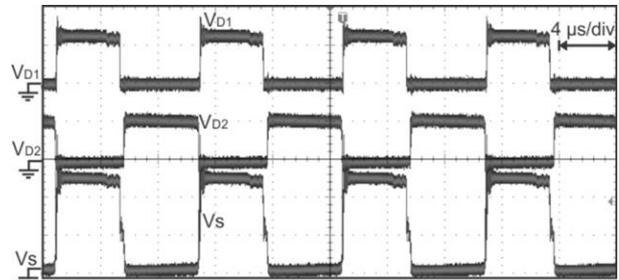
(a)



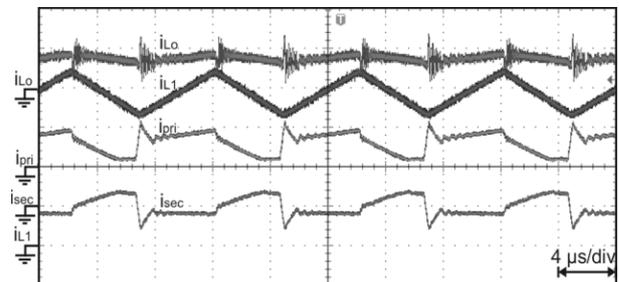
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 11. Formas de onda dos resultados experimentais. (a)  $V_o=V_{ob}=V_{oz}=V_i$ : 50 V/div; (b)  $V_{ob}$ : 25 V/div;  $V_{Cz}$ : 25V/div;  $V_{C1}$ : 25 V/div; (c)  $V_s$ : 100V/div;  $V_{Dz}$ : 100 V/div;  $V_{Db}$ : 100 V/div; (d)  $V_s$ : 50 V/div;  $V_{D1}$ : 50 V/div;  $V_{D2}$ : 50 V/div;  $i_{sec}$ : 2.5 A/div;  $i_{pri}$ : 5 A/div;  $i_{L1}$ : 2 A /div;  $i_{Lo}$ : 1 A/div.

ser visto a corrente no primário do indutor acoplado é o reflexo da corrente no secundário, dada pela relação de

transformação  $N = 2$ . Por fim, a corrente no indutor  $L_o$  ( $i_{L_o}$ ), que é a corrente de saída do conversor.

A Figura 12 apresenta a curva do ganho estático teórica (ideal) e experimental em função da razão cíclica. Conforme apresentado anteriormente, o ganho estático real segue a curva teórica. Isso porque a curva teórica não leva em consideração as perdas e a dispersão do indutor acoplado.

A Figura 13 apresenta as curvas experimentais de eficiência do conversor Boost-Quadrático e do conversor Boost-Quadrático-Zeta em função da corrente de carga obtidas pelo medidor de potência Yokogawa WT1800. Pode-se observar que a eficiência do conversor Boost-Quadrático-Zeta é sempre superior a do conversor Boost-Quadrático em toda faixa de carga, o que confirma que a combinação de células PWM proposta proporciona um aumento da eficiência do conversor.

## V. CONCLUSÃO

Este artigo apresenta uma análise do conversor CC-CC elevador de tensão denominado Boost-Quadrático-Zeta. Esse conversor é uma combinação de configurações de células PWM CC-CC empilhado e cascata, tendo como principal objetivo alcançar benefícios de cada estrutura em um único conversor com um único interruptor, ou seja, apresentar um melhor compromisso entre ganho de tensão e eficiência.

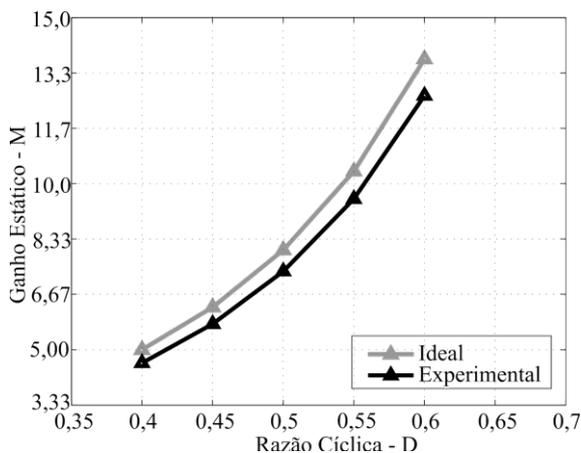


Fig. 12. Comparação entre o ganho estático ideal e experimental em função da razão cíclica, para  $N = 2$ ,  $V_i = 30$  V,  $f_s = 100$  kHz.

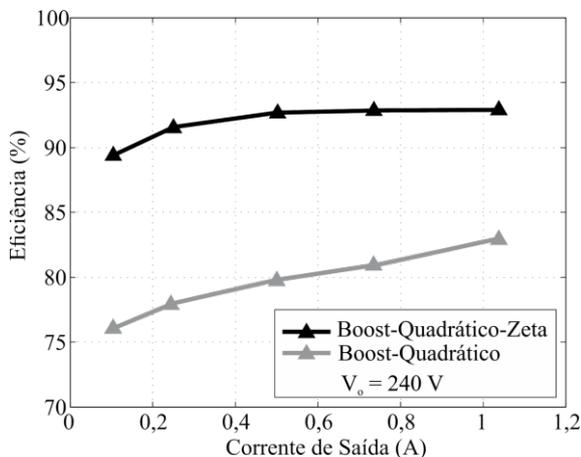


Fig. 13. Rendimento para os conversores Boost-Quadrático e Boost-Quadrático-Zeta para  $V_o = 240$  V.

Para avaliar o conceito proposto o mesmo foi aplicado na combinação de três conversores conhecido na literatura, o conversor Zeta isolado e dois conversores Boost. O ganho estático, o princípio de operação do conversor foram analisados. Resultados experimentais do conversor Boost-Quadrático-Zeta mostram que o mesmo consegue proporcionar ganho estático compatível ao do conversor Boost-Quadrático com eficiência superior, comprovando a proposta deste artigo.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de expressar a sua gratidão ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico pelo suporte financeiro nos projetos 481612/2012-2 e 309748/2012-7.

## REFERÊNCIAS

- [1] X. Z. Gao, Z. X. Hou, Z. Guo, X. Q. Chen, "Reviews of methods to extract and store energy for solar-powered aircraft," *Elsevier Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 44, pp. 96–108, Abril 2015.
- [2] M. F. de Melo, W. Vizzotto, A. L. Kirsten, M. A. Dalla Costa, J. Garcia, "Conversor Flyback Bidirecional Conectado à Rede Elétrica Aplicado a um Sistema de Microgeração Distribuída e Iluminação Pública", *Eletrônica de Potência*, v. 20, n.1, p. 59-67, Dezembro 2014/Feveiro. 2015.
- [3] S. Vighetti, J. Ferrieux e Y. Lembeze, "Optimization and Design of a Cascaded DC/DC Converter Devoted to Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n. 4, pp. 2018-2027, Abril 2012.
- [4] S.-M. Chen, T. J. Liang, L. S. Yang e J. F. Chen, "A Cascaded High Step-Up DC-DC Converter With Single Switch for Microsource Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n. 4, pp. 1146-1153, Abril 2011.
- [5] G. Mukul, R. K. Singh, "Coupled inductor boost converter with enhanced ESR filter capacitor for DC microgrid applications," in *Proc. Of ICIT*, pp. 963-968, 2015.
- [6] H. S. H. Chung, W. T. Yan, A. K. T. Sung, "Active cancellation of capacitor ESR and ESL effects for improving converter transient and steady-state response," in *Proc. Of ECCE*, pp. 723-730, 2009.
- [7] C. H. G. dos Santos, P. F. D.-Garcia, S. I. Seleme Jr, A. P. Magalhães, "Cascaded Cell String Current Diverter For Improvement Of Photovoltaic Solar Array Under Partial Shading Problems" *Eletrônica de Potência*, v. 20, n. 3, p. 272-282, Junho/Agosto. 2015.
- [8] Y. M. Ye, K. W. E. Cheng, "Quadratic boost converter with low buffer capacitor stress," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 5, pp. 1162-1170, Maio 2014.
- [9] D. Maksimovic, S. Cuk, "Switching converters with wide DC conversion range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 151-157, Janeiro 1991.
- [10] T. J. Liang, H. H. Liang, S. M. Chen, J. F. Chen; L. S. Yang, "Analysis, Design, and Implementation of a

- Bidirectional Double-Boost DC-DC Converter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3955-3962, Novembro/Dezembro 2014.
- [11] X. Hu, C. Gong, “A High Voltage Gain DC-DC Converter Integrating Coupled-Inductor and Diode-Capacitor Techniques,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 789-800, Fevereiro 2014.
- [12] M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. G. Romaneli, R. Gules, “Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 871-887, March 2008
- [13] J. D. Navamani, M. L. Veena, A. Lavanya, K. Vijayakumar, “Efficiency comparison of quadratic boost DC-DC converter in CCM and DCM,” in Proc. Of ICECS, pp. 1156-1161, 2015.
- [14] L. S. Vilefort, F. V. R. da Silva, E. A. A. Coelho, L. C. de Freitas, J. B. V. Jr, “Conversor boost quadrático srzvs-qrc pwm,” *Eletrônica de Potência*, vol. 17, pp. 393-400, Fevereiro 2012.
- [15] J. B. R. F. Cabral, S. V. G. Oliveira, Y. R. de Novaes, “Conversor C.C.-C.C. Boost Quadrático para Aplicação em Fontes Alternativas”, *Eletrônica de Potência*, vol. 18, n.3, pp.1064-1072, Junho/Agosto 2013.
- [16] Y. J. A. Alcazar, D. de S. Oliveira, F. L. Tofoli, R. P. T. Bascope, “DC-DC Nonisolated Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4438-4449, Outubro 2013
- [17] K. B; Park, G. W. Moon, M. J. Youn, “Nonisolated High Step-Up Stacked Converter Based on Boost-Integrated Isolated Converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 2, pp. 577-587, Fevereiro 2011.
- [18] A. M. S. S. Andrade, J. R. Dreher, M. L. da S Martins, “High step-up integrated DC-DC converters: Methodology of synthesis and analysis,” in Proc. Of COBEP, pp. 50-57, 2013.

## ANEXO

Como foi mencionado anteriormente, um protótipo do conversor Boost-Quadrático foi construído (vide Figura 14), com o objetivo de comparar o conversor Boost-Quadrático-Zeta e do conversor Boost-Quadrático da eficiência do conversor.

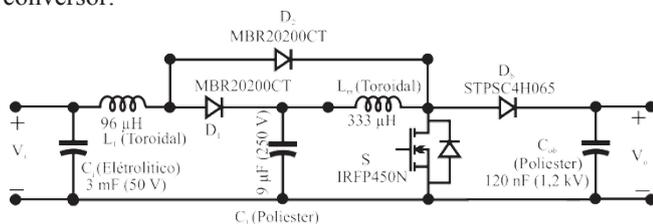


Fig. 14. Diagrama do protótipo do conversor Boost-Quadrático implementado em laboratório.

**Antonio Manuel Santos Spencer Andrade** nasceu em 1989, Ribeira Grande, Cabo Verde. Recebeu o título de Engenheiro de Controle e Automação pela UCS em 2012, concluiu mestrado em Eletrônica de Potência pela Universidade Federal de Santa Maria (GEPOC – UFSM). Atualmente é aluno de Doutorado na mesma Instituição. Áreas de Interesse: Processamento de energia fotovoltaico; Conversores de alto ganho de tensão e microinversores. É membro da SOBRAEP e da IEEE.

**Luciano Schuch** recebeu o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela UFSM (2007). Atualmente é diretor do Centro de Tecnologia (CT) e professor do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da UFSM. Atua no desenvolvimento de conversores de alto desempenho, sistemas fotovoltaicos, geração distribuída, integração de sistemas e fontes ininterruptas de energia.

**Hélio Leães Hey** nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, em 1961. Recebeu o título de Engenheiro da Universidade Católica de Pelotas em 1985, e de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Santa Catarina, Brasil, em 1987 e 1991, respectivamente. De 1989 a 1993 esteve com a Universidade Federal de Uberlândia. Desde 1994, ele está com a Universidade Federal de Santa Maria, onde é Professor Titular. De 1995 a 1999, foi Editor da Revista Eletrônica de Potência. De 2005 a 2006 fez estágio Pós-doutoral na Universidade de Oviedo, Espanha. Seus interesses incluem: conversores de alto-desempenho, processamento parcial de energia, conversores aplicados a fontes renováveis.

**Mário Lúcio da Silva Martins** nasceu em 1976, em Palmeira das Missões, RS, Brasil. Recebeu os títulos de Engenheiro, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Brasil, em 1999, 2002 e 2008, respectivamente. De 2006 até 2012, atuou como pesquisador na Universidade Federal de Paraná, Pato Branco, Brasil. Desde 2012, faz parte do Departamento de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse são UPS, SMPS, inversores PV, carregadores de bateria de alto desempenho, reguladores chaveados em CI, e energias renováveis. É membro da SOBRAEP e algumas sociedades da IEEE.