

RETIFICADOR TRIFÁSICO ISOLADO MODULAR COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA BASEADO NO CONVERSOR ZETA OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO

Alan D. Callegaro, Ivo Barbi, Daniel Tobias da Silva Borges, Denizar Cruz Martins

Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica

INEP – Instituto de Eletrônica de Potência, Florianópolis – SC, Brasil

e-mail: alancallegaro@gmail.com, ivobarbi2@gmail.com, danielkobias.sb@gmail.com, denizar.martins@gmail.com

Resumo – Este artigo apresenta a análise e o projeto de um conversor ca-cc trifásico isolado, baseado na associação modular de três conversores cc-cc do tipo Zeta operando no modo de condução descontínuo, com regulação da tensão de saída e transformador de alta frequência. O alto fator de potência de entrada é naturalmente atingido por meio do modo operacional dos módulos, sem o uso de qualquer sensor de corrente ou malha de controle da corrente. Todos os três módulos são controlados simultaneamente através de um único pulso de comando, o qual reduz a complexidade da estratégia de controle. Um circuito *snubber* é incorporado ao conversor para permitir a operação em comutação suave durante o bloqueio do interruptor. Para validar a análise teórica, um protótipo de laboratório de 1,2 kW, 220 V de tensão de entrada, 60 V de tensão de saída, e frequência de chaveamento de 25 kHz, foi construído. Resultados experimentais, com malha de controle da tensão de saída para observação do comportamento dinâmico e de regime permanente do conversor, são apresentados.

Palavras-Chave – Conversor Zeta, Correção do Fator de Potência, Modo de Condução Descontínuo, Retificador Modular, Retificador Trifásico.

THREE-PHASE ISOLATED PFC RECTIFIER BASED ON THE ZETA CONVERTER OPERATING IN DCM

Abstract – This paper presents the analysis and design of a three-phase isolated ac-dc converter based on the three single-phase Zeta dc-dc converter modules operating in discontinuous conduction mode (DCM), with output voltage regulation and high frequency transformer. The input high power factor is naturally attained through the operational mode without the use of current sensors and a current control loop. All modules are simultaneously controlled by one single command pulse, which reduces the complexity of the control strategy. A snubber circuit is added to the converter to allow soft switching operation in the switch turn-off. To validate the theoretical analysis, a prototype of 1.2 kW, 220 V line-to-line input voltage, 60 V output voltage, and 25 kHz switching frequency is presented. Experimental results for the output voltage closed-loop control to investigate the steady state and dynamic behavior of the converter are presented.

Artigo submetido em 19/10/2017. Primeira revisão em 18/12/2017. Aceito para publicação em 22/03/2018 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

Keywords – Discontinuous Conduction Mode, Modular Rectifier, Power Factor Correction, Three-Phase Rectifier, Zeta dc-dc Converter.

I. INTRODUÇÃO

A modernização no uso da energia elétrica demanda uma ampla diversidade tecnológica para o seu adequado processamento. Entende-se por adequado, um processamento de energia eficiente, com níveis de tensão e corrente apropriados a cada aplicação.

As fontes de alimentação de alta potência, em geral, são alimentadas por sistemas trifásicos, com dois estágios de processamento e sentido único para o fluxo de energia. Nos casos mais simples, o primeiro estágio é composto por um retificador a diodo, seguido por um conversor cc-cc.

O emprego de dois estágios tem como principal inconveniente o reduzido rendimento do sistema. Diante disto, iniciou-se na literatura o estudo de retificadores trifásicos isolados modulares de um único estágio.

Dentre os retificadores trifásicos isolados modulares existentes, os quais têm sido intensivamente estudados para aplicações em telecomunicações e carregamento de baterias, [1]-[5], este artigo apresenta uma topologia baseada no conversor cc-cc Zeta, operando no modo de condução descontínuo.

Os parágrafos seguintes discutem algumas das principais topologias existentes na literatura, que apresentam as mesmas características do conversor aqui proposto.

Em relação às unidades trifásicas modulares de um único estágio, o primeiro exemplo são as topologias tipo Buck apresentadas em [6]. Neste caso, a tensão nos terminais do capacitor de entrada é pulsada, e seu valor é proporcional a corrente de linha trifásica. O valor da capacitância deve ser suficientemente pequeno para permitir que o conversor opere no modo de condução descontínuo. A alta frequência é filtrada pelo indutor de entrada. Em geral, a adição de um filtro *LC* neste tipo de topologia resulta em uma corrente de entrada naturalmente senoidal. Entretanto, o fator de potência é ligeiramente penalizado. Nesta referência a estrutura tipo Boost também é descrita.

O segundo exemplo é apresentado em [7]. Nesta situação, a topologia proposta necessita de interruptores de quatro quadrantes (S_1 a S_6) para desempenhar a função do estágio ca-ca. Essa estratégia torna a topologia muito complexa, com uma quantidade excessiva de interruptores no caminho da corrente, comprometendo o rendimento do conjunto.

O retificador trifásico Buck [8], [9] é outra topologia com as mesmas características da estrutura proposta neste trabalho. Neste conversor a isolação em alta frequência é obtida através de um conversor Forward/Flyback, não havendo necessidade de controle dos interruptores no lado cc, e a regulação da tensão de saída é possível para uma larga faixa de variação da carga.

Outra solução interessante é o retificador trifásico Buck-Boost [10]. Este é composto por um único interruptor controlado, operando no modo de condução descontínuo. A razão cíclica é definida pelo controle da malha de tensão de saída. Tendo em vista que o enrolamento primário é dividido em duas partes, o sentido das correntes no secundário é independente das correntes no lado primário, o que permite a associação paralela no lado cc.

Em [11] é introduzido o conversor cc-cc modular do tipo Cúk, aplicado como retificador trifásico. Cada módulo é constituído de uma ponte de diodos associada a um conversor cc-cc Cúk. As características de entrada e saída apresentam um comportamento tipo Boost e Buck, respectivamente. Por conseguinte, este conversor é capaz de operar, tanto como elevador ou como abaixador de tensão. Outra vantagem desta topologia reside na possibilidade de acoplamento entre o indutor de entrada e de saída.

Empregando o mesmo conceito, em [12] o conversor cc-cc modular SEPIC é associado para formar um retificador trifásico. De modo a reduzir as perdas por condução causadas pelo diodo retificador do módulo monofásico, um retificador trifásico isolado com alto fator de potência e sem ponte retificadora, baseados nos conversores SEPIC e Cúk, é proposto em [13].

Em [14] é apresentada a modelagem e o projeto de um retificador trifásico de alto fator de potência baseado no conversor cc-cc Zeta monofásico modular, operando em condução descontínua. Contudo, neste artigo apenas resultados de simulação são apresentados, não fazendo qualquer menção a resultados experimentais e tampouco ao comportamento dinâmico.

Outra opção possível apresentada na literatura é o retificador trifásico Vienna II [15]. Nesta proposta os interruptores são controlados através da modulação por vetor de espaço, que também é responsável pela magnetização simétrica do transformador.

Com o objetivo de contribuir com esta área de pesquisa, este artigo apresenta a análise e o projeto de um retificador trifásico isolado baseado no conversor cc-cc modular Zeta operando no modo de condução descontínuo. De forma a validar o estudo teórico, e comprovar o desempenho do comportamento dinâmico e em regime permanente do conversor, alguns resultados experimentais, obtidos a partir de um protótipo de laboratório de 1,2 kW (P_o), 220 V de tensão eficaz de linha (V_L), 60 V de tensão de saída (V_o) e 25 kHz de frequência de comutação (f_s), são apresentados.

II. TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia proposta neste trabalho é apresentada na Figura 1. Ela é constituída por três módulos ca-cc isolados, baseados no conversor Zeta operando em condução descontínua. As entradas dos módulos são conectadas em

triângulo (Δ) e as saídas em paralelo. As saídas em paralelo são adequadas para aplicações em baixas tensões e altas correntes, típicas para fontes em telecomunicações e carregadores de baterias.

Esta configuração garante o cancelamento da corrente de baixa frequência (120 Hz) nos indutores de saída, o que reduz os esforços do filtro de tensão de saída e as perdas no capacitor C_o . Ademais, a conexão Δ na entrada reduz sobremaneira a capacitância do capacitor de filtragem, isto porque o capacitor é conectado na entrada de cada ponte de diodos, conforme mostrado na Figura 9 mais adiante. Por conseguinte, a capacitância efetiva, vista pelos terminais de entrada, é multiplicada por 3, através da transformação Δ/Y . O transformador não apenas realiza a isolação galvânica entre entrada/saída, mas também é responsável pela atenuação de tensão na saída do conversor. No entanto, a presença da indutância de dispersão deve ser avaliada com cuidado.

De modo a absorver a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador, um circuito *snubber LC* passivo regenerativo é adicionado ao conversor.

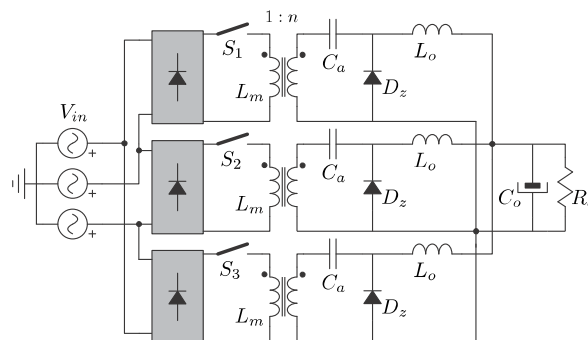


Fig. 1. Topologia proposta.

III. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Como apresentado na Figura 1, a entrada dos módulos de cada conversor é conectada em Δ . Assim, a tensão de linha é aplicada nos terminais de cada ponte de diodos. A ponte de diodos lida com baixas (60 Hz) e altas (25 kHz) frequências. A Figura 2 mostra as tensões de linha (v_{L1} , v_{L2} , v_{L3}), as tensões na saída de cada ponte de diodos (v_{r1} , v_{r2} , v_{r3}), e a configuração topológica de cada ponte de diodos, para um ciclo da rede de alimentação (60 Hz). Portanto, cada módulo é alimentado por uma tensão de linha e cada conversor cc-cc Zeta por uma tensão retificada, onde os esforços máximos de tensão e corrente são verificados para o valor de pico da tensão de linha na entrada dos retificadores.

A Figura 3 ilustra as formas de onda, em baixa frequência, das correntes em L_m , D_z e L_o . Estas formas de onda são defasadas de 120° , devido à fonte trifásica de entrada. Na saída a baixa frequência é cancelada, devido ao fato de os conversores serem conectados em paralelo. Idealmente, admitindo uma rede trifásica equilibrada e desconsiderando as não idealidades do circuito, o capacitor de saída é apenas responsável por filtrar as altas frequências; sendo, portanto, uma capacitância de baixo valor empregada. Entretanto, a rede trifásica apresenta pequenos desbalanceamentos, inerentes ao sistema. Deste modo, uma pequena parcela da

componente de baixa frequência deve ser considerada no dimensionamento do capacitor C_o , cuja metodologia de projeto é apresentada na seção V.

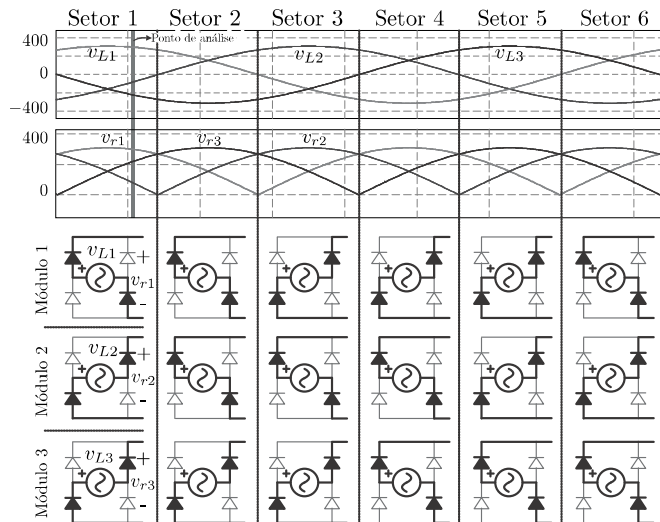


Fig. 2. Tensões de linha, tensões senoidais retificadas na saída de cada módulo, e a configuração topológica de cada ponte de diodos.

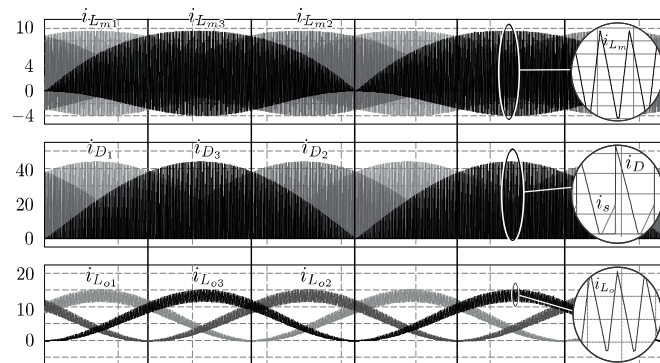


Fig. 3. Forma de onda de corrente em L_m , D_z e L_o .

A. Etapas Topológicas

Dentro de um período de chaveamento a tensão de entrada retificada é considerada constante; logo, o conversor proposto opera basicamente em três etapas topológicas (Figura 4): a de magnetização, a de desmagnetização, e a de corrente constante. O setor 1, ilustrado na Figura 2, foi escolhido para a análise das etapas de operação. Convém destacar, que a análise é equivalente ao conversor Zeta convencional, e a única diferença consiste na quantidade de energia processada por cada módulo.

A primeira etapa tem início quando o interruptor eletrônico S é colocado em condução (Figura 4.a). A energia oriunda da fonte de entrada e do capacitor de acoplamento (C_a) é armazenada nos indutores L_m e L_o , respectivamente. O valor médio da tensão no capacitor C_a é igual à V_o e ambos os indutores são magnetizados através da tensão de linha v_L . Portanto, a indutância equivalente (L_{eq}), vista pela fonte de entrada, é a associação paralela de L_m e L_o ($L_{eq} = L_m // L_o$) [16]. O diodo D_z está bloqueado sob a tensão $n v_L + V_o$, onde $n = N_p/N_s$ representa a relação de espiras do transformador.

Na segunda etapa (Figura 4.b) a energia a partir de L_m e L_o é transferida para o capacitor de acoplamento C_a e para a

carga, respectivamente, através do diodo D_z . A corrente no diodo D_z decresce a partir de seu valor de pico até zero, onde o valor de pico é o valor máximo de corrente no interruptor S da etapa anterior. O diodo D_z se bloqueia quando o valor absoluto de corrente em L_m e L_o se iguala.

A terceira etapa é denominada de etapa de corrente constante, devido que a corrente em ambos os indutores é invariante; assim, não há variação de tensão nos seus terminais. Esta etapa é absolutamente necessária, ela caracteriza o modo de condução descontínuo do conversor.

Conforme mencionado anteriormente, para cada setor da Figura 2, a energia processada por cada módulo não é igual, devido ser a fonte de entrada senoidal. Na presente análise, definida na Figura 2, a tensão máxima de linha retificada é v_{r1} seguida por v_{r3} e v_{r2} em ordem decrescente. Portanto, na terceira etapa, o primeiro diodo a bloquear está no segundo módulo (Figura 4.c), depois no terceiro módulo (Figura 4.d) e finalmente retornando ao primeiro módulo (Figura 4.e).

B. Análise Matemática

A análise do ganho estático do conversor baseia-se no princípio da conservação de energia. Deste modo, todos os componentes foram considerados ideais, e a relação entre a potência de entrada e a de saída é definida por:

$$P_{in,3\phi} = \frac{3}{2} V_{Lmax} \overline{I_{Smax}} = V_o I_o = P_o \quad (1)$$

em que: V_{Lmax} é a tensão máxima de linha, $\overline{I_{Smax}}$ representa o valor médio máximo quase-instantâneo da corrente na chave S na entrada do módulo, e I_o a corrente de carga. Convém salientar, que para que (1) seja satisfeita, as ondulações de V_o e/ou I_o , devem ser consideradas nulas.

A forma de onda teórica da corrente no interruptor S (i_s) está ilustrada na Figura 5, na qual é composta por um trem de pulsos triangulares com valores máximos instantâneos definidos pela tensão de linha retificada.

No domínio da frequência de comutação (fs), o valor médio da corrente no interruptor S é definido por:

$$I_{Smed} = D \frac{I_{Smax}}{2} \quad (2)$$

sendo o valor máximo instantâneo da corrente em S definido como uma função da tensão de linha v_L , dada por:

$$I_{Smax} = D \frac{v_L}{fs L_{eq}} \quad (3)$$

onde $fs = 1/T_s$ e D a razão cíclica de operação do conversor.

Portanto, substituindo a tensão de linha v_L pelo seu valor senoidal, dado por $v_L = V_{Lmax} \text{sen}(\theta)$, obtém-se o valor médio quase instantâneo da corrente no interruptor S como uma função do ângulo θ , dado por:

$$\overline{I_{S(\theta)}} = \left(\frac{D^2 V_{Lmax}}{2 fs L_{eq}} \right) \text{sen}(\theta). \quad (4)$$

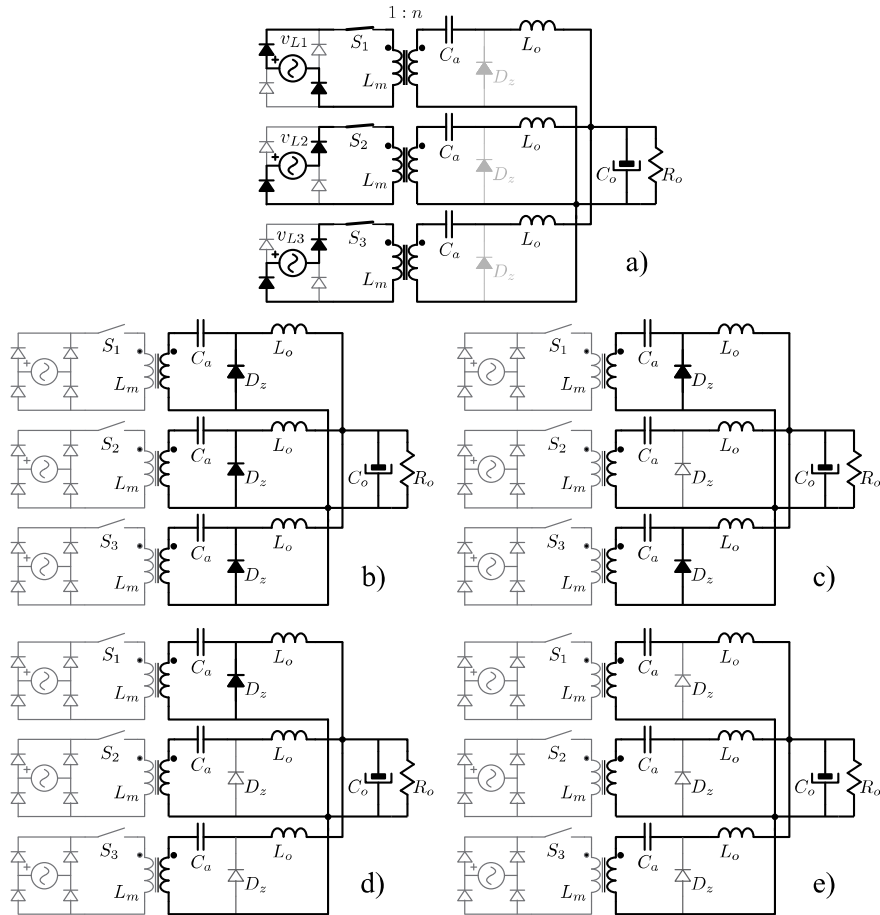


Fig. 4. Etapas topológicas: (a) Primeira etapa; (b) Segunda etapa; (c), (d) e (e) Correspondem à terceira etapa.

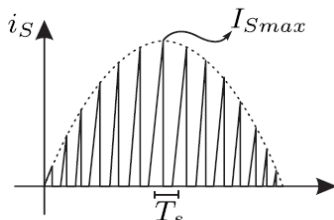


Fig. 5. Forma de onda teórica da corrente no interruptor S.

O máximo valor em (4) ocorre para um ângulo $\theta = \pi/2$. Assim, o valor médio máximo quase instantâneo da corrente na entrada de cada módulo é obtido por meio de:

$$\overline{I_{Smax}} = \frac{D^2 V_{Lmax}}{2 fs L_{eq}} \quad (5)$$

onde L_{eq} é a associação paralela entre L_m e L_o , definida por:

$$L_{eq} = \frac{L_m L_o n^2}{L_m + L_o n^2} \quad (6)$$

considerando uma relação de transformação n .

Baseado nas análises realizadas, a potência na entrada do conversor pode ser obtida levando (5) em (1), obtendo-se:

$$P_{in,3\phi} = \frac{3 D^2 V_{Lmax}^2}{4 fs L_{eq}} \quad (7)$$

na qual resulta na relação entre as potências de entrada e saída definida por:

$$\frac{3 D^2 V_{Lmax}^2}{4 fs L_{eq}} = V_o I_o \quad (8)$$

De acordo com o desenvolvimento anterior, o ganho do conversor pode ser encontrado através da relação entre a tensão de saída e a de entrada, dada por:

$$G = \frac{n V_o}{V_{Lmax}} \quad (9)$$

Como característica do modo de condução descontínuo, o ganho do conversor depende da corrente de carga e sua expressão é dada por:

$$G = \frac{n V_o}{V_{Lmax}} = \frac{D^2}{\frac{4 fs L_{eq} I_o}{3 n V_{Lmax}}} \quad (10)$$

Definindo a corrente de saída normalizada como:

$$I_o' = \frac{4 fs L_{eq} I_o}{3 n V_{Lmax}} \quad (11)$$

então, o ganho do conversor pode ser reescrito por:

$$G = \frac{D^2}{I_o'} \quad (12)$$

Para ilustrar graficamente a característica de saída do conversor proposto, deve ser definido o limite crítico para a condução descontínua. A condição crítica ocorre quando o ganho do conversor, operando no modo de condução descontínuo, torna-se igual ao ganho no modo contínuo. Portanto, o ganho crítico pode ser definido como:

$$G_{cri} = \frac{D}{1-D} \quad (13)$$

Desta forma, a partir de (13), a razão cíclica crítica é dada por:

$$D_{cri} = \frac{G}{1+G} \quad (14)$$

Levando (14) em (12) obtém-se:

$$I_o' = \frac{G}{(1+G)^2} \quad (15)$$

que representa o limite entre o modo de condução contínuo e descontínuo, como ilustrado na Figura 6.

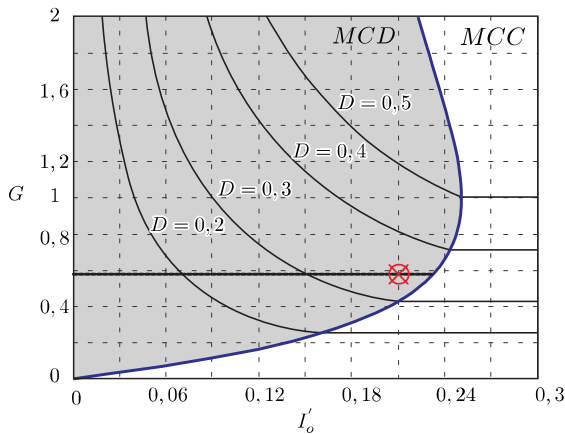


Fig. 6. Característica de saída do conversor proposto.

No ábaco da Figura 6 também está representada a expressão (11) para diferentes valores de razão cíclica. A partir deste ábaco, o ponto de operação do conversor pode ser definido baseado no ganho G do conversor, representado pela linha tracejada na Figura 6.

Tendo sido escolhido o ponto de operação do conversor, a corrente de saída normalizada I_o' é diretamente obtida na abscissa do ábaco (eixo x).

IV. ANÁLISE DO CIRCUITO *SNUBBER*

Além das etapas topológicas descritas anteriormente, o circuito *snubber*, incorporado ao conversor, introduz mais três etapas. É interessante destacar que além de permitir a regeneração de energia este circuito propicia comutações suaves para o interruptor principal. Assim, a operação completa do conversor é discutida na sequência.

1ª Etapa: Esta etapa inicia com a entrada em condução ZCS da chave S , dando início à ressonância entre o capacitor C_{s1} e o indutor L_{s1} (Figura 7), possibilitando a troca de energia entre o capacitor e o indutor. Neste processo a tensão no capacitor é invertida, como mostrado na Figura 8. Na Figura 8 ficam evidentes as condições iniciais e finais de cada etapa.

A energia envolvida nesta etapa é crucial para a manutenção do circuito *snubber*, ela é necessária para a correta operação do conversor. Portanto, a tensão v_{Cs1} é invertida, e o capacitor C_{s1} é capaz de absorver a energia da indutância de dispersão do transformador, no momento do bloqueio do interruptor.

A corrente no capacitor C_{s1} evolui senoidalmente, circulando através do diodo D_{s2} até anular-se completamente. Sua expressão matemática é descrita por:

$$i_{Cs1} = \frac{v_{Cs1}}{\sqrt{L_{s1}/C_{s1}}} \text{sen}(\omega_1 t) \quad (16)$$

em que $\omega_1 = (\sqrt{L_{s1}/C_{s1}})^{-1}$.

2ª Etapa: O bloqueio do diodo D_{s2} dá início à 2ª Etapa. Neste momento o circuito *snubber* fica fora de operação, como mostrado na Figura 7, e os indutores L_m e L_o continuam a absorver energia a partir da fonte de alimentação.

3ª Etapa: Na terceira etapa o interruptor é comandado a bloquear, interrompendo a corrente i_S . A tensão nos terminais da chave S é obtida por:

$$V_S = v_{Cf} - v_{Cs1} \quad (17)$$

A corrente de pico do interruptor S circula pelo diodo D_{s1} , carregando o capacitor C_{s1} negativamente, como mostrado na Figura 8. Esta etapa finaliza quando a tensão v_{Cs1} atinge o valor da tensão v_{Ca} refletida ao lado primário do transformador.

4ª Etapa: O diodo D_z entra em condução com comutação ZCS. De modo ressonante, a energia armazenada na indutância de dispersão é transferida para o capacitor C_{s1} , causando um acréscimo de tensão nos terminais deste capacitor, dado por:

$$\Delta V_{C_{s1}} = I_{Smax} \sqrt{\frac{L_d}{C_{s1}}} \quad (18)$$

em que L_d representa a indutância de dispersão do transformador.

Deste modo, a tensão máxima nos terminais do capacitor *snubber* no final desta etapa é obtida por:

$$V_{C_{s1}max} = nV_{C_{a}min} + \Delta V_{C_{s1}}. \quad (19)$$

Analisando-se na Figura 7, a malha de tensão que envolve o interruptor S , constata-se que sua tensão máxima é igual à soma das tensões nos capacitores C_f e C_{s1} , obtida a partir de:

$$V_{Smax} = V_{C_fmin} + V_{C_{s1}max}. \quad (20)$$

Com base na tensão de bloqueio nominal do interruptor escolhido, define-se o valor de V_{Smax} , onde uma margem de segurança entre 5% a 10% deve ser considerada, uma vez que as não idealidades do circuito não foram incluídas nesta análise. Com o valor de V_{Smax} determina-se a máxima variação de tensão sobre o capacitor C_{s1} ao absorver a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador. Deste modo, tem-se [17]:

$$\Delta V_{C_{s1}max} = V_{Smax} - V_{C_fmin} - nV_{C_{a}min} \quad (21)$$

em que os valores mínimos de tensão em v_{C_f} e v_{C_a} são definidos respectivamente por [17]:

$$V_{C_fmin} = V_{Lmax} - \frac{3I_1 - I_{Smax} D^2}{6C_f f_s} \quad (22)$$

$$V_{C_{a}min} = V_o - \frac{6I_o - I_{Dmax} (1-D)^2}{6C_a f_s}. \quad (23)$$

O passo seguinte consiste em determinar o capacitor *snubber*, de modo a garantir a máxima variação de tensão estabelecida em (21). A energia armazenada na indutância de dispersão e transferida ao capacitor C_{s1} é calculada aplicando-se o conceito da conservação de energia dado por:

$$E_{L_d} = \frac{1}{2} L_d (I_{Smax})^2 = \frac{1}{2} C_{s1} (\Delta V_{C_{s1}max})^2. \quad (24)$$

Portanto, a capacitância necessária para atender a variação de tensão máxima estabelecida em (21) é obtida por:

$$C_{s1} = L_d \left(\frac{I_{Smax}}{\Delta V_{C_{s1}max}} \right)^2. \quad (25)$$

Esta etapa finaliza no instante em que a corrente no capacitor C_{s1} atinge zero e o diodo D_{s1} bloqueia.

5ª Etapa: Nesta etapa o diodo D_z assume toda a corrente de pico do interruptor e o circuito *snubber* permanece fora de operação. A energia armazenada nos elementos magnéticos, L_m e L_o , é transferida para a carga e para o capacitor de saída C_o .

6ª Etapa: Esta etapa caracteriza o modo de condução descontínuo e inicia-se no momento em que as correntes nos indutores L_m e L_o atingem valores iguais em módulo, desmagnetizando os respectivos indutores. A corrente magnetizante i_{Lm} torna-se negativa, bloqueando o diodo D_z .

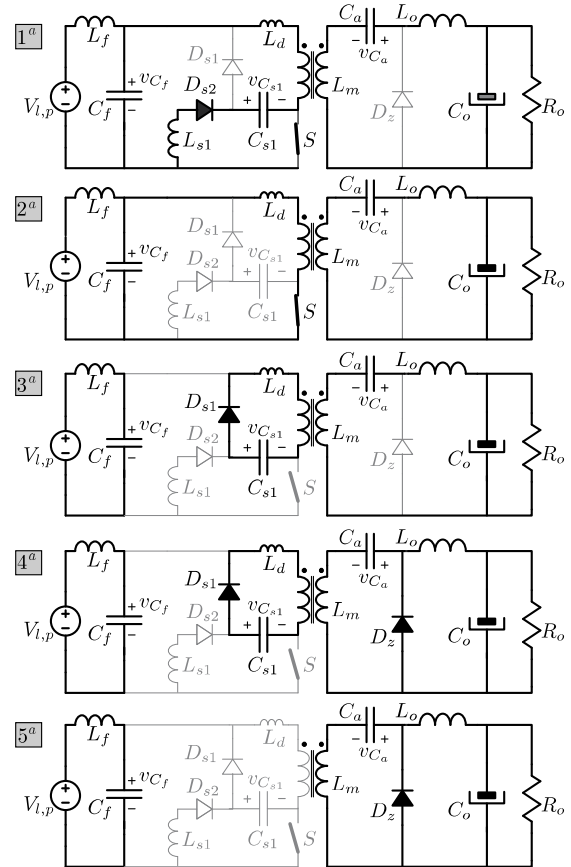


Fig. 7. Etapas topológicas do primeiro módulo Zeta.

V. EXEMPLO DE PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O esquema completo do conversor ca-cc Zeta trifásico é apresentado na Figura 9. A topologia é composta por três módulos monofásicos, onde cada módulo processa 1/3 da potência total do conversor. As especificações do protótipo estão discriminadas na Tabela I. A fonte de entrada está conectada em Δ , proporcionando algumas vantagens como: cancelamento de harmônicos e menor filtro capacitivo, devido à transformação Δ/Y . O filtro LC passa baixa de entrada é necessário para assegurar uma forma de onda senoidal de corrente.

A tensão de saída é monitorada através de um sensor resistivo, cujo sinal resultante é filtrado e condicionado para ser lido por um microcontrolador. Um controlador digital de sinal foi usado para gerar e controlar os sinais de comando PWM com deslocamento de fase (*phase-shift*).

TABELA I
Especificação do Protótipo Trifásico

Tensão eficaz de fase	$V_{Fref} = 127 \text{ V } (\pm 10\%)$
Frequência da rede	$f_R = 60 \text{ Hz}$
Tensão de saída	$V_o = 60 \text{ V}$
Potência de saída	$P_o = 1200 \text{ W}$
Frequência de comutação	$f_s = 25 \text{ kHz}$
Ondulação da tensão de saída	$\Delta V_o = 1\%$
Ondulação de corrente em L_o	$\Delta I_{L_o} = 52\%$

A. Exemplo de Projeto

Considerando as especificações do protótipo, o primeiro elemento a ser projetado é o indutor L_o . De acordo com a primeira etapa, Figura 4.a, o indutor L_o acumula energia proveniente da fonte de entrada. A tensão de entrada é aplicada sobre o indutor L_o e sua corrente cresce. O cenário mais crítico ocorre quando a tensão de entrada atinge o seu valor máximo. Deste modo tem-se que:

$$v_{L_o} = \frac{V_{Lmax}}{n}. \quad (26)$$

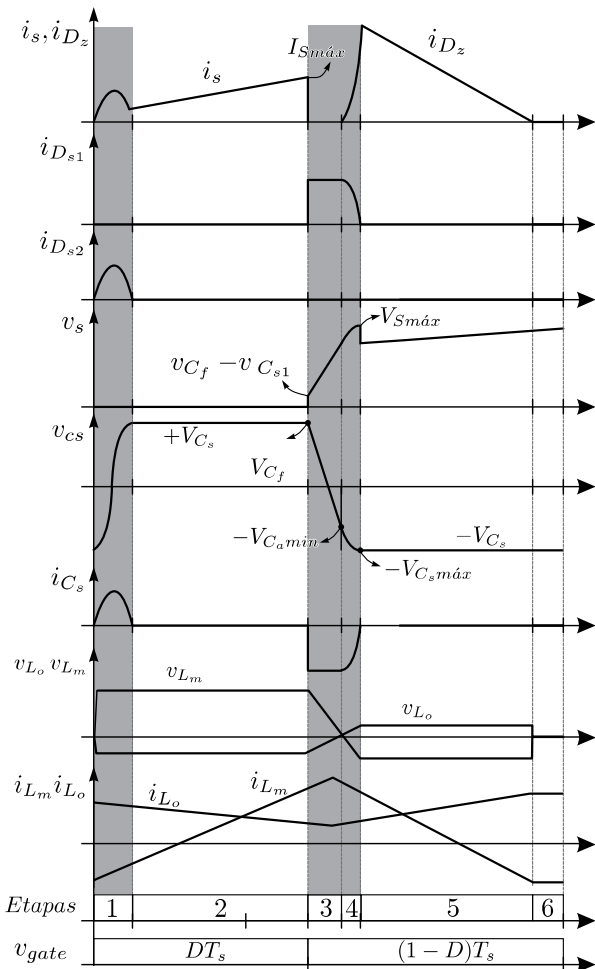


Fig. 8. Formas de onda teóricas incluindo o circuito snubber.

Portanto, a variação de corrente no indutor L_o é definida por:

$$\Delta I_{L_o} = \frac{V_{Lmax} D}{n f_s L_o}. \quad (27)$$

Neste momento, há que se ressaltar, que o ganho estático G , definido em (9), deve ser escolhido o mais próximo possível da unidade [17], devido que nesta condição a sensibilidade do ganho para pequenas variações de razão cíclica é mínima, o que reduz o esforço para controlar a tensão de saída. Além disso, quando se opera em potência nominal, a razão cíclica fica mais próxima de 0,5, e o equilíbrio do esforço de corrente entre o interruptor S e o diodo D_z é alcançado.

A partir das especificações do conversor trifásico apresentadas na Tabela I, percebe-se que a tensão de saída V_o representa, aproximadamente, 1/5 da tensão máxima de linha, cujos valores determinam o ganho estático do conversor. Assim, objetivando tomar G o mais próximo possível do valor unitário, poderia ser cogitado a escolha da relação de espiras n do transformador igual a 5. Todavia, a relação n repercute não só no ganho estático G , mas também na indutância de dispersão L_d do transformador, de modo que quanto maior for n maior será L_d . Ademais, de acordo com (25), o valor da capacitância snubber depende diretamente do valor de L_d , que deve ser tão pequeno quanto possível, para reduzir o tempo de atuação do circuito snubber.

Com base nestas informações, e procurando minimizar todas as contestações técnica levantadas, a relação de espiras do transformador é definida por:

$$n = 3. \quad (28)$$

Levando esta informação em (9) resulta em um ganho estático igual à: $G = 0,578$, como ilustrado na linha tracejada da Figura 6. O ponto de operação do conversor é escolhido ao longo desta linha. Todavia, tal ponto deve estar próximo à curva de condução crítica do conversor [17]. Entretanto, para evitar que o conversor opere no modo de condução contínuo (CCM), uma margem de segurança, a partir da linha de condução crítica, deve ser considerada, devido às não idealidades dos componentes do circuito. Deve-se também considerar, que para variações abruptas de carga o conversor está sujeito à mudança de seu ponto de operação, o que poderia causar instabilidade no sistema e danos aos semicondutores de potência.

Portanto, o ponto de operação do conversor está mostrado na Figura 6, e a partir do eixo horizontal a corrente de saída normalizada é dada por:

$$I_o' = 0,21. \quad (29)$$

Com a determinação de G e I_o' obtém-se, através de (12), a razão cíclica para o ponto de operação escolhido na Figura 6, aplicando:

$$D = \sqrt{G I_o'} = 0,348. \quad (30)$$

Diante dos parâmetros obtidos e a partir de (27) e do percentual de ondulação de corrente definido na Tabela I, o indutor L_o é determinado por:

$$L_o = \frac{V_{Lmax} D}{n f_s \Delta I_{L_o}} = 460 \mu\text{H} \quad (31)$$

em que V_{Lmax} representa a tensão máxima de linha acrescida de 10%, caracterizando a condição mais crítica de operação, de acordo como as especificações da Tabela I.

O próximo passo na metodologia de projeto consiste na determinação da indutância magnetizante L_m do transformador. Isto pode ser realizado através da expressão da indutância equivalente L_{eq} , definida em (6), cujo valor depende da escolha do ponto de operação definido no ábaco da Figura 6.

Por meio de (11) a indutância equivalente (L_{eq}) pode ser calculada, tal como:

$$L_{eq} = \frac{3nV_{Lmax} I_o'}{4f_s I_o} = 294 \mu\text{H}. \quad (32)$$

Com os valores de L_o e L_{eq} definidos, então, através de (6), a indutância magnetizante L_m é determinada por:

$$L_m = \frac{L_o n^2 L_{eq}}{L_o n^2 - L_{eq}} = 320 \mu\text{H}. \quad (33)$$

Ambos os valores de indutância (L_m e L_o) são parâmetros muito importantes, porque eles determinam o modo de condução do conversor. Estes elementos devem ser confeccionados com muito cuidado, para manter o balanço de potência entre os módulos e o adequado cancelamento dos harmônicos.

O capacitor de acoplamento C_a deve ser projetado da mesma forma que no conversor cc-cc Zeta convencional, cuja expressão é dada por [16]:

$$C_a = \frac{n^2 V_o D_1^2}{2 L_m f_s^2 \Delta V_{C_a}} \left(1 + D \frac{L_m}{n^2 L_o} - D_1 \right) = 20 \mu\text{F} \quad (34)$$

onde $D_1 = D/G$ e ΔV_{C_a} é a ondulação de tensão em C_a , definida em 17% de V_o .

Do ponto de vista ideal, se a fonte trifásica de entrada for balanceada e os parâmetros do conversor não sofrerem variações, o capacitor de filtragem na saída é projetado, simplesmente, para atenuar as ondulações de alta frequência. Entretanto, se a fonte trifásica de entrada é desbalanceada uma ondulação de baixa frequência surgirá na tensão de saída, cujo valor é o dobro da frequência da tensão de entrada (120 Hz).

Na tentativa de contabilizar esta não idealidade, assumir-se-á uma variação de tensão $\Delta V_{in} = \pm 10\%$ na tensão nominal de entrada, cujo pior caso está descrito em:

$$v_{in} = \begin{cases} V_{Fmax} (1 - \Delta V_{in}) \text{sen}(\omega t) \\ V_{Fmax} (1 + \Delta V_{in}) \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{Fmax} (1 + \Delta V_{in}) \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (35)$$

Deste modo, a expressão da potência trifásica de entrada levará a uma parcela constante adicionada a uma oscilante de potência, tal como definida em [17]:

$$P_{in3\phi} = \underbrace{\frac{V_{Fmax} I_{Fmax}}{2} (3 + \Delta V_{in})}_{P_{dc}} + \underbrace{\Delta V_{in} V_{Fmax} I_{Fmax} \cos(2\omega t)}_{P_{ac}}. \quad (36)$$

Em (36) a parcela oscilante é o resultado de uma ondulação de tensão em baixa frequência.

Com o objetivo de projetar o capacitor do filtro de saída (C_o), o circuito da Figura 10 deve ser considerado.

Assim, a potência de saída é dada por:

$$P_o = v_o i_{L_o} = v_o (i_o + i_{C_o}) = v_o \left(\frac{v_o}{R_o} + C_o \frac{dv_o}{dt} \right). \quad (37)$$

Com a finalidade de linearizar (37) em torno do ponto de operação, uma perturbação de pequeno sinal, definida por:

$$v_o = V_o + \hat{v}_o \quad (38)$$

é aplicada na tensão de saída, resultando em:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} + \frac{2V_o \hat{v}_o}{R_o} + C_o V_o \frac{d\hat{v}_o}{dt}. \quad (39)$$

A relação entre a potência oscilante de entrada e saída, considerando apenas os termos de 1ª ordem, é dada por:

$$\Delta V_{in} V_{Fmax} I_{Fmax} \cos(2\omega t) = \frac{2V_o \hat{v}_o}{R_o} + C_o V_o \frac{d\hat{v}_o}{dt}. \quad (40)$$

A solução particular para esta equação diferencial é obtida por:

$$v_{op} = \frac{\Delta V_{in} V_o \sqrt{1 + (\omega C_o R_o)^2}}{3 [1 + (\omega C_o R_o)^2]} \text{sen}[2(\omega t + \phi)] \quad (41)$$

onde:

$$\phi = \arctan\left(\frac{1}{\omega C_o R_o}\right). \quad (42)$$

A equação (41) representa a oscilação de tensão em torno do valor nominal da tensão de saída. O valor máximo é usado para definir o percentual de oscilação em torno de V_o . Assim, o capacitor de filtro de saída é dado por:

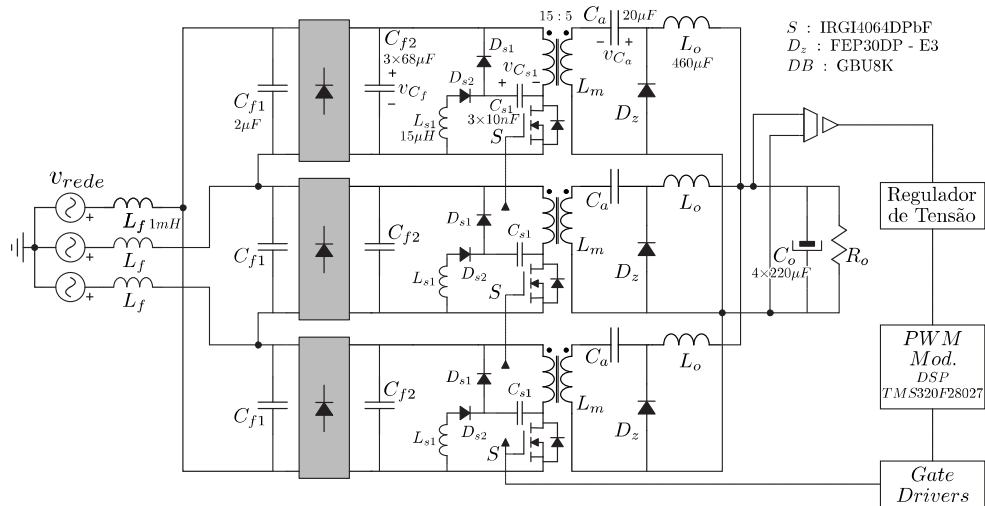


Fig. 9. Conversor ca-cc Zeta trifásico completo.

$$C_o = \frac{\sqrt{\Delta V_{in}^2 - 9\Delta V_o}}{3\omega R_o \Delta V_o} \quad (43)$$

onde: $\Delta V_o = 1\%$ de V_o .

O projeto do filtro de entrada L_f C_f segue os procedimentos convencionais e está apresentado em [17].

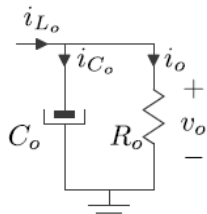


Fig. 10. Análise do filtro de saída.

B. Resultados Experimentais

A Figura 9 mostra a topologia completa do conversor com os seus respectivos valores de componentes, incluindo o filtro de entrada de modo diferencial [17]. A Figura 11 ilustra o protótipo implementado.

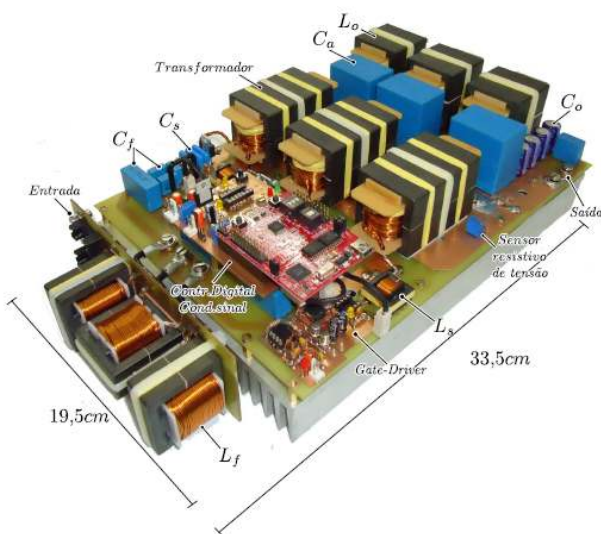


Fig. 11. Protótipo implementado.

Para testar o comportamento dinâmico do conversor e o controle da tensão de saída, uma carga com variações por degrau foi providenciada. Na Figura 12 está representada a performance das correntes trifásicas de entrada e da tensão de saída para uma variação de carga de 100% a 50%. As correntes trifásicas de entrada atingem o regime permanente em um ciclo da rede, enquanto que a tensão de saída apresenta uma ondulação máxima de aproximadamente 0,6 V, atingindo o regime permanente em menos de um período de ciclo de rede.

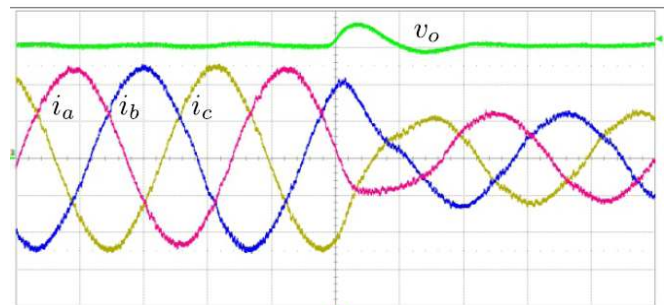


Fig. 12. Variação de carga de 100% a 50%. Correntes de entrada: 2 A/div.; tensão de saída: 1 V/div.

Já o desempenho do conversor para uma variação de carga de 50% a 100% é apresentado na Figura 13. Neste caso, durante um quarto de ciclo da corrente de entrada, a tensão de saída oscila abaixo do seu valor nominal. A razão dessa oscilação reside no fato das correntes de entrada não serem controladas. Assim, a energia transferida da entrada para a saída se processa de forma lenta. Há que se ressaltar que o projeto do capacitor de filtragem na saída foi baseado unicamente na atenuação da frequência de comutação, tendo em vista que a fonte trifásica de entrada foi digitalmente controlada e balanceada. Em condições reais na prática, e dependendo da aplicação, o projeto do capacitor de filtragem na saída deve ser baseado na atenuação de baixa frequência (120 Hz) ou no *hold up time*. Em [17] é apresentada uma análise detalhada do projeto do regulador da tensão de saída.

A tensão e a corrente por fase na entrada do conversor estão representadas na Figura 14. Percebe-se que a forma de onda da corrente segue o formato da tensão. A distorção

harmônica total para a modulação convencional (todos os moduladores em fase) foi de 2,071%, e com a modulação *phase-shift* foi de 1,718% para a condição de potência nominal. A comparação da amplitude de corrente por ordem harmônica é apresentada na Figura 15. Observa-se que apenas as harmônicas de 5^a, 35^a e 37^a ordens são maiores na modulação *phase-shift*.

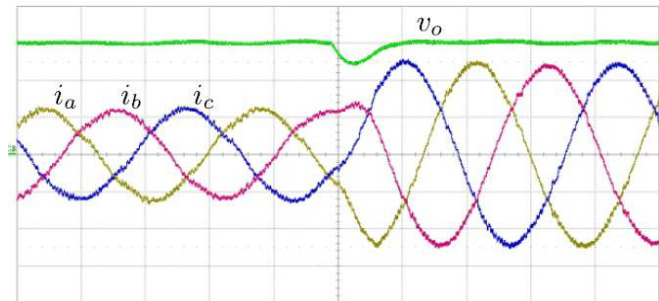


Fig. 13. Variação de carga de 50% a 100%. Correntes de entrada: 2 A/div.; tensão de saída: 1 V/div.

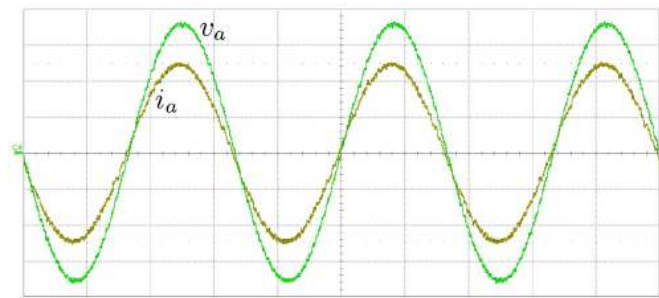


Fig. 14. Formas de onda da tensão e da corrente por fase na entrada do conversor. Escalas: 2 A/div., 50 V/div. e 5 ms/div.

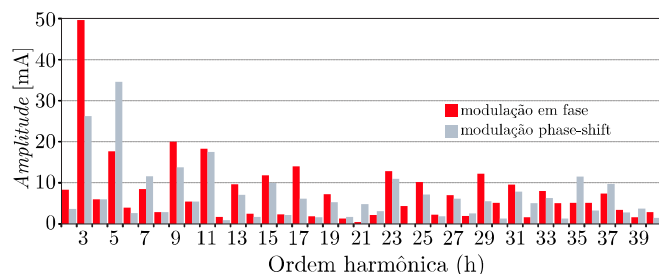


Fig. 15. Comparação da amplitude de corrente por ordem harmônica entre as modulações convencional e *phase-shift* na potência de 1200 W.

A Figura 16 mostra a corrente e a tensão sobre o interruptor *S*, para um período de comutação. Verifica-se que o comportamento das formas de onda é o mesmo já descrito na análise teórica. Convém mencionar, que o circuito *snubber*, além de limitar o valor máximo de tensão (575,5 V) sobre o interruptor eletrônico, também provoca comutação suave durante o bloqueio do mencionado interruptor, como detalhado nas formas de onda teóricas. Estes são benefícios importantes quando comparados com o grampeamento *RC* dissipativo, refletindo-se sobre o desempenho no rendimento do conversor.

O rendimento do conversor em função da potência de saída é apresentado na Figura 17. O máximo valor atingido

foi de 92,8%, para a condição de potência nominal. A maior concentração de perdas foi registrada nos transformadores e indutores, que utilizam núcleos de ferrite da Thornton [18]. A Figura 18 mostra a variação do fator de potência em função da potência de saída.

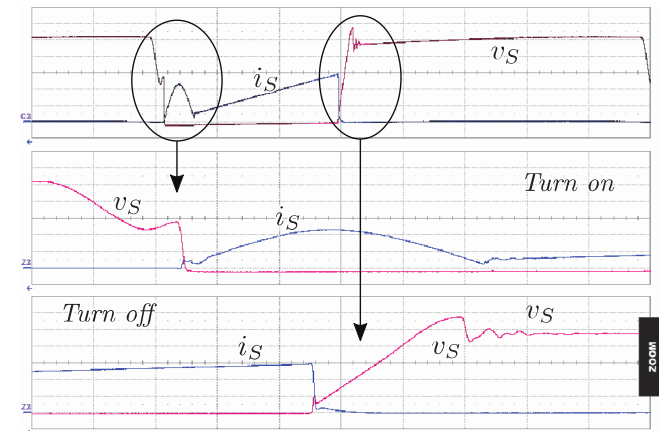


Fig. 16. Detalhes das formas de onda de tensão e corrente sobre o interruptor *S* durante sua entrada em condução e bloqueio.

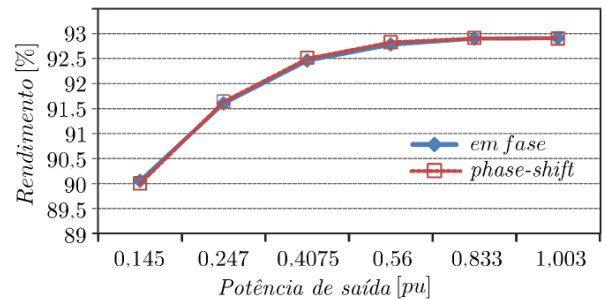


Fig. 17. Rendimento do conversor em função da potência de saída.

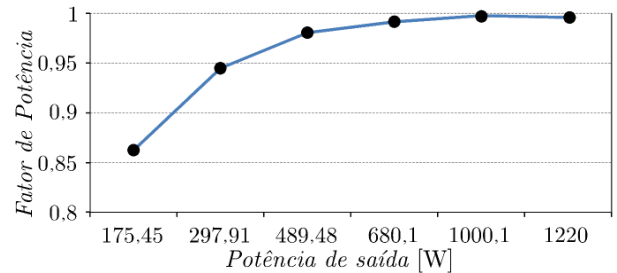


Fig. 18. Curva do fator de potência.

VI. CONCLUSÃO

O retificador Zeta trifásico isolado de um único estágio é constituído por três módulos Zeta ca-cc monofásicos com entrada conectada em triângulo e saída em paralelo, fornecendo, deste modo, altas correntes com baixa tensão. Esta característica é particularmente desejável em algumas aplicações, como: carregadores de baterias e fontes para telecomunicações. As principais vantagens do conversor proposto são sua robustez e baixa complexidade do circuito de controle. Os três módulos podem ser controlados simultaneamente a partir de um único pulso de comando, ou em deslocamento de fase (*phase-shift*), que permite o cancelamento da componente de corrente na saída na

frequência de comutação, resultando em redução de perdas nos capacitores do filtro de saída.

De acordo com os resultados experimentais a distorção harmônica total da corrente de entrada foi de 2,071%, e o fator de potência se manteve próximo da unidade em uma larga faixa de variação da carga. Com o propósito de gerenciar a energia proveniente da indutância de dispersão um circuito *snubber* passivo foi usado. Este circuito possibilitou um aumento no rendimento global do conversor, na medida em que a energia da indutância de dispersão foi regenerada para o filtro capacitivo de entrada. O projeto e construção do transformador exigiram alguns cuidados no sentido de diminuir, o quanto possível, a sua indutância de dispersão, de modo a aliviar os esforços e o tempo de atuação do circuito *snubber*.

Sendo que o rendimento máximo do conversor se situou em 92,8% para a condição de potência nominal, conclui-se que o projeto do conversor não foi otimizado para obtenção do máximo rendimento. Isto porque o foco do estudo se concentrou na comprovação dos conceitos gerados na proposta da topologia. Há que se ressaltar que a frequência de comutação, assim como material magnético de melhor desempenho, deverão ser estudados e empregados para reduzir as perdas no conversor. Além disso, com o emprego de semicondutores de potência de última geração, o rendimento do conversor pode ser ainda melhorado.

Convém ainda salientar, que a estrutura proposta não tem como exclusividade as telecomunicações, podendo ser empregada em outras aplicações que exijam altas correntes de saída com baixas tensões.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem imensamente a CAPES, CNPq e FINEP pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] M. Heldwein, A. de Souza, I. Barbi, "A Simple Control Strategy Applied to Three-Phase Rectifier Units for Telecommunication Applications Using Single-Phase Rectifier Modules", in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 795–800, 1999.
- [2] M. Karlsson, C. Thorén, T. Wolpert, "A Novel Approach to the Design of Three-Phase AC/DC Power Converters with Unity Power Factor", in *Proc. of IEEE 21st INTELEC*, pp. 1-7, 1999.
- [3] R. Greul, S. Round, J. Kolar, "Analysis and Control of a Three-Phase, Unity Power Factor Y-Rectifier", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n° 5, pp. 1900–1911, Sept. 2007.
- [4] R. Girod, D. Weida, "High Efficiency True 3-Phase Compact Switch-Mode Rectifier Module for Telecom Power Solution", in *Proc. of IEEE INTELEC*, pp. 658-663, 2013.
- [5] L. Huber, M. Kumar, M. Jovanovic, D. Ping, G. Liu, "Analysis, Design and Evaluation of Three-Phase Three-Wire Isolated AC-DC Converter Implemented with Three Single-Phase Converter Modules", in *Proc. of IEEE APEC*, pp. 38–45, 2016.
- [6] E. Ismail, R. Erickson, "Single-Switch 3 ϕ ; PWM Low Harmonic Rectifiers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, n° 2, pp. 338–346, Mar. 1996.
- [7] S. Manias, P. Ziogas, "A Novel Sinewave in AC to DC Converter with High-Frequency Transformer Isolation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-32, n° 4, pp. 430–438, Nov. 1985.
- [8] D. Greff, R. da Silva, S. Mussa, A. Perin, I. Barbi, "A three-phase Buck Rectifier with High-Frequency Isolation by Single-Stage", in *Proc. of IEEE PESC*, pp. 1129–1133, 2008.
- [9] V. Vlatkovic, D. Borojevic, F. Lee, "A Zero-Voltage Switched, Three-Phase Isolated PWM Buck Rectifier", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, n° 2, pp. 148–157, Mar. 1995.
- [10] J. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach, "A Novel Three-Phase Single-Switch Discontinuous-Mode AC-DC Buck-Boost Converter with High-Quality Input Current Waveforms and Isolated Output", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, n° 2, pp. 160–172, Mar. 1994.
- [11] U. Kamnarn, V. Chunkag, "Analysis and Design of a Modular Three-Phase AC-to-DC Converter Using Cúk Rectifier Module with Nearly Unity Power Factor and Fast Dynamic Response", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n° 8, pp. 2000–2012, Aug. 2009.
- [12] G. Tibola, I. Barbi, "Isolated Three-Phase High Power Factor Rectifier Based on the SEPIC Converter Operating in Discontinuous Conduction Mode", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 11, pp. 4962–4969, Nov. 2013.
- [13] X. Zhang, L. Zhou, D. Qiu, W. Xiao, B. Zhang, F. Xie, "Phase-Modular Three-Phase Isolated Bridgeless PFC Converter," in *Proc. of IEEE IECON*, pp. 1723–1728, 2015.
- [14] B. Singh, S. Singh, G. Bhuvaneswari, "Analysis and Design of a Zeta Converter Based Three-Phase Switched Mode Power Supply," in *Proc. of IEEE 4th International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks*, pp. 571–575, 2012.
- [15] J. Kolar, U. Drofenik, F. C. Zach, "VIENNA Rectifier II-a Novel Single-Stage High-Frequency Isolated Three-Phase PWM Rectifier System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, n° 4, pp. 674–691, Aug. 1999.
- [16] D. C. Martins, I. Barbi, *Eletrônica de Potência: Conversores cc-cc Básicos Não Isolados*, Edição dos Autores, 4^a Edição, Florianópolis, 2011.
- [17] A. D. Callegaro, *Retificador Trifásico Isolado de Único Estágio com Fator de Potência Unitário Baseado no Conversor Zeta cc-cc Operando no Modo de Condução Descontínuo*. Dissertação de Mestrado, INEP (Instituto de Eletrônica de Potência), UFSC, Florianópolis, Brasil, 2013.
- [18] www.thornton.com.br/perdas_magneticas (dados obtidos em outubro/2017).

DADOS BIOGRÁFICOS

Alan Dorneles Callegaro, nasceu em Ijuí, Rio Grande do Sul, em 1985. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica, ambos pela Universidade Federal de Santa Catarina, em 2011 e 2013, respectivamente. Atualmente está realizando seu curso de Doutorado no McMaster Automotive Resource Centre (MARC), McMaster University, em Hamilton/ON, Canada. Suas áreas de interesse incluem: conversores cc-cc bidirecionais, conversores ca-cc, correção de fator de potência, e conversão de energia para fontes renováveis.

Ivo Barbi, nasceu em Gaspar, Santa Catarina, em 1948. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica, ambos pela Universidade Federal de Santa Catarina, em 1973 e 1976, respectivamente, e título de Doutor Engenheiro pelo Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, França, em 1979. Suas áreas de interesse incluem: conversores cc-cc bidirecionais, conversores ca-cc, correção de fator de potência, comutação suave, e processamento eletrônico da energia elétrica.

Daniel Tobias da Silva Borges, nasceu em Monte Carmelo, Minas Gerais, em 1990. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica, ambos pela Universidade Federal de Uberlândia, em 2014 e 2016, respectivamente. Atualmente está realizando seu curso de Doutorado no Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, em Florianópolis/SC, Brasil. Suas áreas de interesse incluem: eletrônica de potência, acionamentos de máquinas elétricas, sistemas de controle, automação, identificação de sistemas, microrredes e energias renováveis.

Denizar Cruz Martins, nasceu em São Paulo, São Paulo, em 1955. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica, ambos pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), em 1978 e 1981, respectivamente, e título de Doutor Engenheiro pelo Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, Toulouse, França, em 1986. Atualmente é Professor Titular da UFSC. Suas áreas de interesse incluem: conversores cc-cc e ca-cc bidirecionais, correção de fator de potência, comutação suave, e processamento eletrônico da energia elétrica.