

ANÁLISE, PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR DUPLO FORWARD ZCS COM RESSONÂNCIA DUPLA PARA APLICAÇÃO EM FONTES CHAVEADAS ISOLADAS

Alexandre M. de Andrade, Fabrício A. Borges, Luiz C. de Freitas, Ernane A. A. Coelho,
Valdeir J. Farias, Luiz C. G. Freitas.

Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP)
Universidade Federal de Uberlândia (UFU) - Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT)
Uberlândia, Minas Gerais, Brasil 38400-902
e-mails: alxmandrade@hotmail.com; lcfreitas@yahoo.com.br

Resumo - Este trabalho apresenta um novo conversor Duplo Forward que consiste de dois conversores Forward acoplados ao mesmo núcleo magnético permitindo o uso completo do ciclo de histerese do transformador. No intuito de reduzir as perdas por chaveamento e interferências eletromagnéticas, uma célula de comutação suave, a qual permite a comutação dos interruptores sob corrente nula (ZCS), é utilizada. Essa estrutura propicia comutação não dissipativa para uma ampla faixa de carga e uma melhor distribuição de corrente entre os interruptores utilizados. O estudo teórico completo acerca do conversor Duplo Forward proposto é apresentado e corroborado por resultados experimentais obtidos com a construção de um protótipo de 450 W.

Palavras-Chave - Comutação Suave, Duplo Forward, Fontes Chaveadas, ZCS.

ANALYSIS, DESIGN AND DEVELOPMENT OF A ZCS DOUBLE FORWARD CONVERTER WITH DOUBLE RESONANCE FOR ISOLATED SWITCH MODE POWER SUPPLY APPLICATION

Abstract - This work presents a Double Forward converter topology which consists of two Forward converters coupled in a single magnetic core using the full hysteresis cycle. In order to reduce the switching losses and the electromagnetic interference, a soft commutation cell, which provides zero-current switching of all switches (ZCS), is implemented. This topology provides soft-commutation for a wide load ratio and better current distribution among the active semiconductors. The complete theoretical study with regards to the proposed Double Forward converter is presented and corroborated by experimental results obtained from a 450 W prototype.

Keywords - Double Forward, Switched Mode Power Supply, Soft-commutation, ZCS.

Artigo submetido em 13/08/2012. Revisado em 25/10/2012. Aceito para publicação em 07/12/2012 por recomendação do editor Henrique A. C. Braga.

I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, uma das principais motivações da evolução no campo da eletrônica de potência é a obtenção de conversores com elevada densidade de energia e aumento da eficiência global da estrutura, evidenciando a necessidade de aperfeiçoar o projeto de fontes chaveadas de alimentação contribuindo para a redução de tamanho e peso dos mais diversos tipos de equipamentos. Estes podem ser reduzidos principalmente pelo aumento da frequência de chaveamento, tornando possível a redução do transformador de potência e de filtros LC de saída. Entretanto, o aumento da frequência f contribui para o aumento das perdas por chaveamento dos interruptores e outros problemas como, por exemplo, a interferência eletromagnética (EMI), que aumentam numa proporção de f^4 [1]. Portanto, operar em alta frequência requer uma preocupação adicional com as características de comutação dos interruptores.

A aplicação de técnicas de controle PWM tornou possível o aumento da frequência de chaveamento sem comprometer a eficiência dos conversores e proporcionou a redução de ruídos irradiados e/ou conduzidos em fontes chaveadas de alimentação, o que não compromete a operação dos circuitos de controle, [1-2]. Assim sendo, várias técnicas de chaveamento suave foram propostas nos últimos anos, tendo como objetivo a combinação das vantagens de ambas as técnicas, PWM convencional e ressonância.

Nos anos oitenta surgiram as topologias de conversores quase-ressonantes (QRCs - *Quase Resonant Converters*). Estes apresentam associações de circuitos LC com os interruptores, forçando as correntes a se tornarem senoidais ao invés de quadradas. Assim, os interruptores podem ser ativados e desativados no instante em que a corrente sobre eles passa por zero, mitigando as perdas por comutação. Esta técnica foi denominada *Zero Current Switching* (ZCS) [3-10].

Em conversores ZCS QRCs convencionais, a corrente que flui pelo interruptor principal é resultado da combinação da corrente de carga e da corrente do ramo ressonante, ou seja, corrente de carga mais a corrente ressonante, obrigando os projetistas a especificar interruptores que apresentem maior capacidade de condução de corrente e, conseqüentemente, maior custo [4-7].

Várias técnicas ZCS-PWM têm sido apresentadas [11-13]. Em [12], a comutação ZCS nos interruptores é alcançada utilizando-se um indutor ressonante em série com o

interruptor principal e um capacitor de ressonância em série com o interruptor auxiliar. Destaca-se que as perdas por chaveamento são reduzidas, porém há um elevado estresse de corrente no interruptor principal, aumentando significativamente as perdas por condução. Por outro lado, isso não acontece nas propostas apresentadas em [12] e [13], onde a corrente de ressonância circula apenas pelo circuito auxiliar, assim sendo, o estresse de corrente sob o interruptor principal é eliminado. Porém, dois diodos de alta capacidade de condução de corrente são utilizados no caminho de transferência de potência, aumentando as perdas por condução dos diodos. Em [14] foi proposta uma técnica para melhorar as desvantagens supracitadas. O circuito auxiliar empregado opera em modo ZCS tanto para o interruptor principal quanto para o auxiliar, e todos os semicondutores utilizados na estrutura operam em modo ZVS (*Zero Voltage Switching*) tanto na entrada como na saída de condução.

Para várias aplicações, conversores isolados são usados para diminuir os níveis de interferências eletromagnéticas (EMI) e atender às normas técnicas de segurança. Neste contexto, existem dois grupos de topologias isoladas que merecem destaque. O primeiro é constituído por conversores derivados da topologia Buck, entre eles estão, o Forward [15], Push-pull [16], Half-bridge [17] e o Full-bridge [18]. O segundo é constituído por conversores derivados da topologia Buck-boost, por exemplo, o *Dual Flyback* [19].

Na especificação do conversor Forward convencional o principal fator limitante é a necessidade de se utilizar um enrolamento terciário de desmagnetização, fazendo com que o estresse de tensão no interruptor principal seja elevado. O conversor Forward a dois interruptores apresenta o menor estresse de tensão sobre os interruptores principais, mas, para isso, faz-se necessário o emprego de um interruptor adicional. Destaca-se ainda que a razão cíclica nesse conversor deve ser limitada em 0,5 [20].

Para aplicações em alta potência, o conversor CC-CC *Phase-Shift Full-Bridge* (PSFB) tem atraído bastante atenção devido à sua simplicidade, reduzidas perdas por chaveamento, controle PWM com frequência constante, além da alta eficiência e o baixo nível de EMI. Porém, elevadas correntes que circulam pelos dispositivos semicondutores e o transformador de alta frequência, contribuem para o aumento das perdas adicionais no dispositivo magnético [21]. Diante da grande aplicabilidade do conversor Full-Bridge, várias técnicas de comutação suave têm sido apresentadas levando a novas classificações, entre elas: Full-bridge ZVS e Full-bridge ZVZCS. No conversor Full-bridge ZVZCS PWM, parte do circuito opera em modo ZVS e a outra parte opera em modo ZCS. Porém, observa-se uma grave oscilação de tensão sobre os diodos do retificador, estando os interruptores operando em modo ZVS ou em modo ZVZCS [22-27].

Diante dessa perspectiva, uma topologia interessante foi obtida através da associação do conversor Forward a dois interruptores e dois enrolamentos primários [28-29]. Desta forma, este conversor passa a operar utilizando todo o ciclo de histerese do transformador, característica esta semelhante ao Full-bridge. O filtro de saída é projetado para o dobro da frequência de chaveamento da topologia Forward convencional, outra característica similar ao conversor Full-bridge. Em [29] destaca-se que não há um caminho natural

para dissipação da energia acumulada na indutância de dispersão do transformador, causando elevado estresse de tensão sobre os interruptores utilizados e perdas adicionais no transformador, limitando a escalada em potência.

Em [30], interruptores auxiliares foram incluídos no conversor Duplo Forward para que a comutação ZVS fosse alcançada, tanto na entrada como na saída de condução, para ampla faixa de carga, assim como observado em [31-32]. Os interruptores auxiliares são fechados em modo ZCS e abertos em modo ZCS e ZVS. Por consequência, as perdas por chaveamento são reduzidas, aumentando a eficiência global da estrutura e diminuindo o nível de EMI. Diante do exposto, observa-se, portanto, a importância do emprego de técnicas de comutação suave nas mais diversas topologias de fontes chaveadas, isolados ou não, para aprimorar as características de desempenho das estruturas e promover maiores rendimento e confiabilidade, assim como redução de EMI.

Neste cenário, novas pesquisas foram realizadas e em [33] os autores apresentaram uma nova célula de comutação suave, a qual foi denominada Célula On-Off ZCS. Esta é capaz de promover a entrada e saída de condução dos interruptores utilizados em conversores quase-ressonantes sob corrente nula e, adicionalmente, manter a corrente que circula pelos interruptores principais igual a, no máximo, corrente de carga, promovendo melhor distribuição de corrente entre os interruptores principais e auxiliares a fim de reduzir custos. Substituindo a célula PWM tipicamente encontrada em conversores chaveados, obteve-se uma nova família de conversores ZCS, dentre os quais se destaca o conversor Duplo Forward On-Off ZCS proposto neste trabalho. Este apresenta características semelhantes ao conversor Full-Bridge, pois utiliza todo o ciclo de histerese do transformador empregado, contribuindo para o aumento de eficiência e redução de peso e volume da estrutura. Análises qualitativas e quantitativas são apresentadas e corroboradas por resultados experimentais obtidos em laboratório. Vale destacar ainda a apresentação de uma análise comparativa entre importantes trabalhos correlatos, incluindo trabalhos apresentados pelos próprios autores, encontrados na literatura [21], [28], [30], [34], [35], a qual foi realizada com vistas a evidenciar as contribuições da estrutura topológica desenvolvida no contexto dos conversores Forward.

II. TOPOLOGIA PROPOSTA

O conversor Duplo Forward proposto neste trabalho é ilustrado na Fig. 1, onde a Célula On-Off ZCS empregada em cada conversor Forward é apresentada. Nota-se que o transformador utilizado apresenta quatro enrolamentos acoplados no mesmo núcleo magnético, sendo dois enrolamentos primários e dois secundários. Cada conversor Forward é conectado a um enrolamento primário. Esse arranjo topológico propicia a utilização de todo o ciclo de histerese do transformador. Assim sendo, tem-se como resultado uma topologia que apresenta características operacionais similares às observadas no conversor Full-bridge.

A célula de comutação utilizada no conversor proposto permite que todos os interruptores utilizados operem em modo ZCS tanto na abertura como no fechamento. Outra

característica importante dessa célula é a distribuição uniforme de corrente nos semicondutores utilizados onde o semiciclo senoidal da corrente ressonante é desviado para o interruptor auxiliar, o que não acontece nos conversores Quase-ressonantes (QRC) tradicionais.

Assim como evidenciado em [30], [33], a estrutura apresentada neste trabalho, apesar de utilizar dois interruptores auxiliares a mais, se apresenta como uma interessante alternativa para aplicação em fontes chaveadas isoladas uma vez que os interruptores auxiliares adicionais são especificados apenas para corrente de ressonância, não impactando drasticamente nos custos, quando comparada às demais estruturas apresentadas na Tab. I.

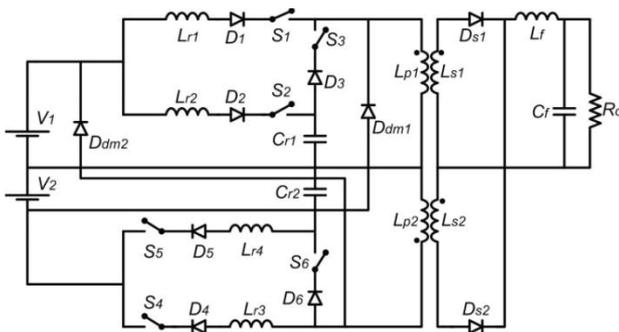


Fig. 1. O conversor proposto Duplo Forward On-Off ZCS.

A. Princípio de Operação

A operação do conversor Duplo Forward On-Off ZCS pode ser descrita por meio de seis etapas. Estas correspondem aos diferentes estados dos semicondutores que compõem a estrutura, ao longo de um ciclo de operação, e permitem descrever o comportamento das variáveis de interesse, em função da configuração do circuito elétrico resultante em cada uma das etapas. As equações de tensão sobre o capacitor ressonante e corrente nos indutores ressonantes, assim como a duração de cada etapa de operação, são obtidas com o objetivo de se alcançar a expressão do ganho estático.

Na análise apresentada, por simplificação, considerou-se que todos os elementos semicondutores são ideais, o filtro de saída é considerado como uma fonte de corrente constante I_0 , as tensões de entrada V_1 e V_2 são consideradas como fontes de tensão livre de ondulações, a dispersão do transformador é nula e os enrolamentos primários possuem o mesmo número de espiras. Os parâmetros definidos abaixo serão utilizados durante o desenvolvimento das equações:

$$\alpha = \frac{I_0}{nV_i} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (1)$$

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_{r1}}} \quad (2)$$

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_{r2}}} \quad (3)$$

$$\omega_{01} = 2\pi f_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{r1}C_r}} \quad (4)$$

$$\omega_{02} = 2\pi f_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{r2}C_r}} \quad (5)$$

Onde:

α – Condutância normalizada;

I_0 – Corrente de saída;

L_r – Indutor ressonante;

C_r – Capacitor ressonante;

n – Relação de transformação;

Z_0 – Impedância característica do circuito ressonante

ω_{01} – frequência de ressonância (rad/s) entre o indutor L_{r1} e o capacitor C_{r1} .

ω_{02} – frequência de ressonância (rad/s) entre o indutor L_{r2} e o capacitor C_{r2} .

Primeiro estágio $[t_0, t_1]$ [Fig.2(a)]: Esta etapa tem início quando os interruptores S_1 e S_2 entram em condução. As condições iniciais no tempo t_0 são: corrente nula nos indutores ressonantes L_{r1} e L_{r2} e tensão no capacitor ressonante C_{r1} igual a $-V_i$. A corrente que passa pelo indutor L_{r1} cresce linearmente até atingir a corrente de carga I_0/n . Quando $i_{Lr1}=I_0/n$ encerra-se a primeira etapa de funcionamento. Como o interruptor S_3 está bloqueado, tem-se um ramo ressonante no circuito, que consiste na fonte de tensão V_1 , o indutor L_{r2} e o capacitor C_{r1} . A corrente i_{Lr2} cresce senoidalmente, resultado da oscilação ressonante.

Analisando a Fig. 2(a), as expressões que determinam as correntes nos indutores ressonantes L_{r1} e L_{r2} e as tensões sobre o capacitor C_{r1} e filtro de saída são dadas por:

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_i}{L_{r1}} t \quad (6)$$

$$i_{Lr2}(t) = \frac{2 \cdot V_i}{Z_{02}} \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot t) \quad (7)$$

$$v_{Cr}(t) = V_i - 2 \cdot V_i \cdot \cos(\omega_{02} \cdot t) \quad (8)$$

$$v_f(t) = 0 \quad (9)$$

Substituindo a condição final de i_{Lr1} que é I_0/n , encontra-se a equação do tempo de duração desta etapa, dada por (10).

$$\Delta t_1 = \frac{L_{r1} \cdot I_0}{V_i \cdot n} = \frac{\alpha}{\omega_{01}} \quad (10)$$

Segundo estágio $[t_1, t_2]$ [Fig.2(b)]: Durante esta etapa, o indutor L_{r1} permanece conduzindo a corrente de carga, isto é, $i_{Lr1}=I_0/n$. O circuito série ressonante composto pela fonte de tensão V_1 , o indutor L_{r2} e o capacitor C_{r1} continua em operação. A corrente i_{Lr2} oscila senoidalmente até chegar a zero, quando a tensão no capacitor C_{r1} atinge $3V_i$, caracterizando o fim da segunda etapa de funcionamento.

Nota-se que o semiciclo negativo da corrente ressonante é bloqueado pelo diodo D_2 . Dessa forma, o capacitor C_{r1} mantém-se carregado e interruptor S_2 pode ser desligado sob corrente nula (ZCS).

Analisando a Fig.2(b), as condições finais das correntes nos indutores ressonantes L_{r1} e L_{r2} , as tensões sobre o capacitor ressonante e filtro de saída e o tempo de duração desta etapa são:

$$i_{Lr1}(t_2) = \frac{I_0}{n} \quad (11)$$

$$i_{Lr2}(t_2) = 0 \quad (12)$$

$$v_{Cr}(t_2) = 3V_i \quad (13)$$

TABELA I

Comparação entre o conversor proposto e outras topologias.

	Conversor Forward A dois interruptores (Interleaved) [34]	Conversor Dual-Bridge Convencional [28]	Conversor Duplo Forward ZVS-PWM-Active-Clamping [35]	Conversor Duplo Forward com comutação suave [30]	Conversor Full-Bridge ZVS-PWM Phase Shift [21]	Conversor Duplo Forward ZCS turn-on and turn-off proposto
Capacitores de entrada	1	2	2	2	1	2
Interruptores Principais	4	4	2	4	4	4
Interruptores Auxiliares	0	0	2	2	0	4
Diodos no primário	4	4	4	8	4	8
Transformador de isolamento	2	1	1	1	1	1
Diodos no secundário	4	4	2	2	2	2
Capacitores de saída	1	1	1	1	1	1
Estresse de tensão sobre os capacitores de entrada, considerando $2 \cdot V_i$ sendo a tensão total de entrada	$2 \cdot V_i$	V_i	V_i	V_i	$2V_i$	V_i
Estresse de tensão sobre os interruptores principais, considerando $2 \cdot V_i$ sendo a tensão total de entrada	$2 \cdot V_i$	V_i	$2 \cdot V_i$	V_i	$2 \cdot V_i$	$2 \cdot V_i$
Estresse de corrente nos interruptores principais	I	I	I	I	I	I
Relação de transformação do transformador	1:n	1:n	1:n	1:n	1:n	1:n

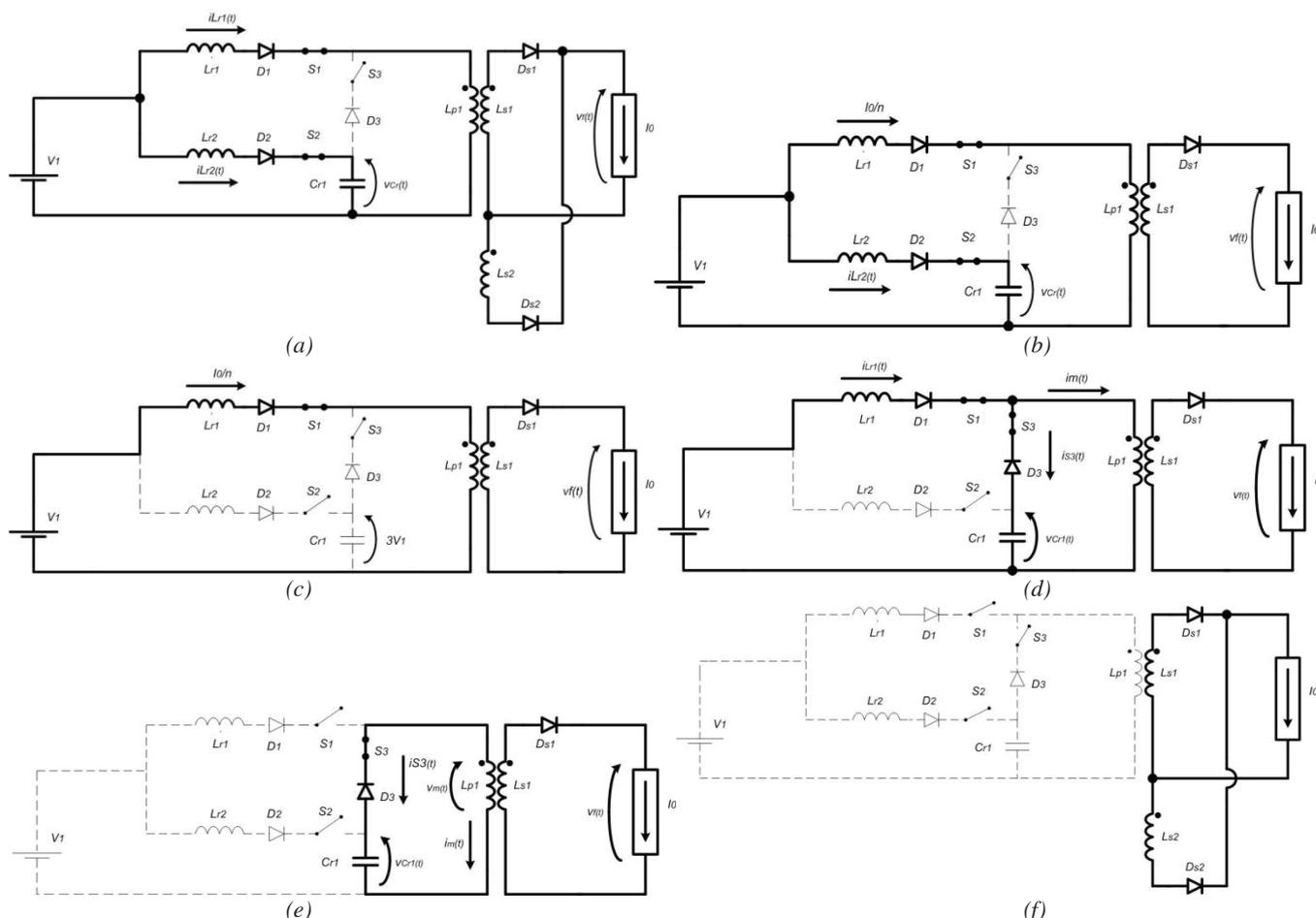


Fig. 2. Estágios de operação: (a) Primeiro estágio (b) Segundo estágio (c) Terceiro estágio (d) Quarto estágio (e) Quinto estágio (f) Sexto estágio.

$$v_f(t_2) = \frac{V_i}{n} \quad (14)$$

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{\omega_{02}} \quad (15)$$

Terceiro estágio [t_2, t_3] [Fig.2(c)]: Esta etapa tem início com $i_{Lr2}=0$, $V_{Cr1}=3V_i$ e $i_{Lr1}=I_0/n$. O interruptor S_2 foi aberto em ZCS na etapa anterior. Durante esta etapa, caracterizada como uma etapa de transferência de energia, a fonte de tensão V_i fornece energia para a carga. O fim desta etapa se dá com a entrada em condução de S_3 . As condições finais das correntes nos indutores ressonantes L_{r1} e L_{r2} e as tensões sobre o capacitor ressonante e de filtro de saída são:

$$i_{Lr1}(t_3) = \frac{I_0}{n} \quad (16)$$

$$i_{Lr2}(t_3) = 0 \quad (17)$$

$$v_{Cr}(t_3) = 3V_i \quad (18)$$

$$v_f(t_3) = \frac{V_i}{n} \quad (19)$$

Definindo-se D como sendo a razão cíclica dos pulsos nos interruptores principais e T o período de chaveamento, tem-se:

$$D \cdot T = t_3 - t_2 \quad (20)$$

Substituindo (15) em (20) obtém-se o tempo de duração desta etapa.

$$\Delta t_3 = D \cdot T - \frac{\pi}{\omega_{02}} \quad (21)$$

Quarto estágio [t_3, t_4] [Fig.2(d)]: Esta etapa se inicia com o fechamento de S_3 sob corrente nula. Inicialmente $i_{S3}=0$, $V_{Cr1}=3V_i$ e $i_{Lr1}=I_0/n$. O indutor L_{r1} e o capacitor C_{r1} entram em ressonância, a corrente i_{Lr1} decresce senoidalmente até se anular e i_{Lr2} permanece nula. A corrente i_{S3} cresce senoidalmente e o capacitor C_{r1} se descarrega. Assim, S_1 pode ser desligado sob corrente nula. Para esta etapa temos as condições finais estabelecidas por (22) até (26):

$$i_{Lr1}(t) = \frac{I_0}{n} - \frac{2 \cdot V_i}{L_{r1}} \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t) \quad (22)$$

$$i_{S3}(t) = -2 \cdot V_i \cdot \omega_{01} \cdot C_r \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t) \quad (23)$$

$$v_{Cr}(t) = V_i + 2 \cdot V_i \cdot \cos(\omega_{01} \cdot t) \quad (24)$$

$$v_f(t) = \frac{v_{Cr}(\Delta t_4)}{n} \quad (25)$$

$$\Delta t_4 = \frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{2 \cdot \omega_{01}}\right)}{\omega_{01}} \quad (26)$$

Quinto estágio [t_4, t_5] [Fig.2(e)]: Este tem início quando o interruptor S_1 é desligado. O capacitor C_{r1} continua a descarregar e oscila com a indutância mútua do transformador. Quando a corrente i_{S3} atinge o valor zero, a S_3 é desligado com corrente nula. Nesse momento a tensão no capacitor atinge o valor de $-V_i$. As expressões que determinam as tensões sobre o capacitor C_{r1} e o de filtro de saída, a corrente i_{S3} e o tempo de duração desta etapa são obtidas abaixo:

$$v_{Cr}(t) = -V_i \cdot \frac{\sqrt{1+k_m^2}}{\omega_m} \cdot \text{sen}(\omega_m t + \beta) \quad (27)$$

$$v_f(t) = \frac{v_{Cr}(\Delta t_5)}{n} \quad (28)$$

$$i_{S3}(t) = -V_i \cdot C_r \cdot \sqrt{1+k_m^2} \cdot \cos(\omega_m t + \beta) \quad (29)$$

$$\Delta t_5 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_m} - \frac{\beta}{\omega_m} \quad (30)$$

Onde,

$$\omega_m = 2\pi f_m = \frac{1}{\sqrt{L_m C_r}} \quad (31)$$

$$k_m = 2 \cdot \frac{\omega_{01}^2 \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4 \cdot \omega_{01}^2}}}{\omega_m} \quad (32)$$

$$\beta = \arctg(k_m) \quad (33)$$

Sexto estágio [t_5, t_6] [Fig.2(f)]: A sexta etapa tem início com a abertura de S_3 . A corrente de carga circula nos enrolamentos secundários do transformador pelos diodos de roda livre. Após a sexta etapa de funcionamento, tem início, de forma análoga, a primeira etapa da outra estrutura Forward acoplada ao mesmo transformador. As principais formas de onda obtidas através de simulação computacional utilizando componentes ideais, e que ilustram as etapas de operação descritas anteriormente, são apresentadas na Fig. 3. As tensões de gatilho e de dreno-source nos interruptores S_1 , S_2 e S_3 são representadas também na Fig. 3 como $V_{p1}(t)$, $V_{p2}(t)$, $V_{p3}(t)$ e $V_{S1}(t)$, $V_{S2}(t)$, $V_{S3}(t)$, respectivamente.

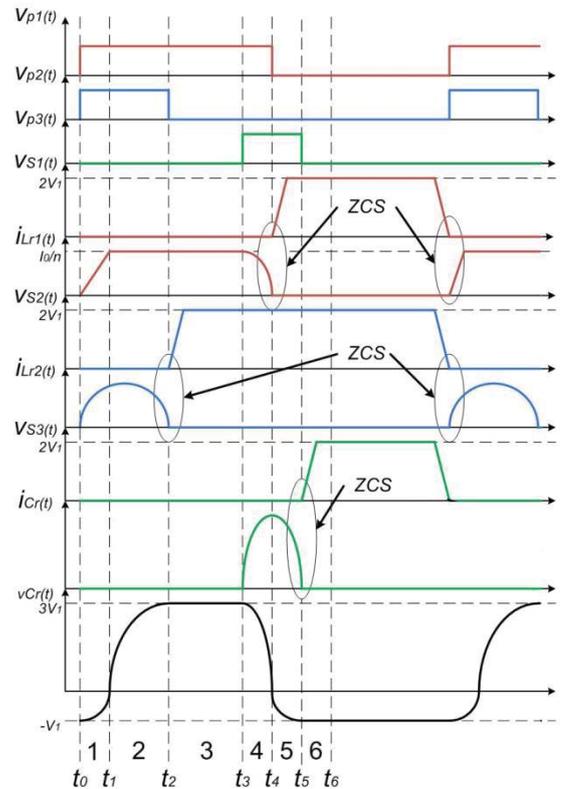


Fig. 3. Principais formas de onda obtidas através de simulação utilizando componentes ideais.

B. Características estáticas do conversor

O ganho estático do conversor é obtido através dos resultados de $v_f(t)$ e dos intervalos de tempo calculados em cada etapa de operação. A equação do ganho é apresentada em (34).

$$G = \frac{V_{fmed}}{2 \cdot V_i} \quad (34)$$

Onde G é o ganho estático e V_{fmed} é a tensão média sobre o capacitor de filtro de saída dada por (36).

$$V_{fmed} = \frac{2}{T} \int_{t=0}^{t=T/2} v_f(t) \cdot dt \quad (35)$$

$$V_{fmed} = \frac{2}{T} \left[\int_{t=0}^{t=\Delta t_2} \frac{V_i}{n} dt + \int_{t=0}^{t=\Delta t_3} \frac{V_i}{n} dt + \int_{t=0}^{t=\Delta t_4} \frac{V_i}{n} dt + \int_{t=0}^{t=\Delta t_4} \frac{V_i}{n} \cdot 2 \cdot \cos(\omega_{01} \cdot t) dt + \int_{t=0}^{t=\Delta t_5} -\frac{V_i}{n} \cdot \frac{\sqrt{1+k_m^2}}{\omega_m} \cdot \text{sen}(\omega_m t + \beta) dt \right] \quad (36)$$

$$G = \frac{D}{n} + \frac{f}{f_{01}} \left(\frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right)}{2\pi n} \right) + \frac{1}{4\pi^2 n} \left(\frac{f \cdot \alpha}{f_{01}^2} - \frac{f}{f_m^2} \right) \quad (37)$$

Considerando $n = 2,47$ e $ff_{01} = 0,2$, as curvas de ganho estático podem ser obtidas conforme ilustrado na Fig. 4. A Fig. 5 ilustra as curvas de resposta do ganho estático do conversor Duplo Forward On-Off ZCS frente à variação de carga. Como em [33], para uma frequência de ressonância f_{01} superior à frequência de chaveamento, a relação de dependência com a carga é mínima, uma vez que as retas estão muito próximas para os vários valores de α , caracterizando a não dependência do ganho perante variações de carga. Outro parâmetro importante a ser determinado é a máxima razão cíclica D_{max} , que é calculada através de:

$$D_{max} = \sum_{i=1}^6 \Delta t_i = \frac{T_s}{2} \quad (38)$$

Substituindo (6)-(30) em (38) têm-se (39).

$$D_{max} = \frac{1}{2} - \frac{f}{2 \cdot f_m} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{\arctan(\theta)}{\pi} \right) - \frac{f}{2\pi f_{01}} \cdot \left(\alpha + \text{sen}\left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right) \right) \quad (39)$$

Onde,

$$\theta = \frac{f_{01}^2 \cdot \sqrt{16\pi^2 - \frac{\alpha^2}{f_{01}^2}}}{f_m} \quad (40)$$

De posse de (39), obtém-se a família de curvas ilustradas na Fig. 6, onde se pode concluir que D_{max} é limitada pela corrente de carga normalizada.

C. Plano de fases

Uma vez traçadas as formas de onda teóricas do conversor em questão, pode-se traçar os planos de fases que destacam todas as etapas de operação.

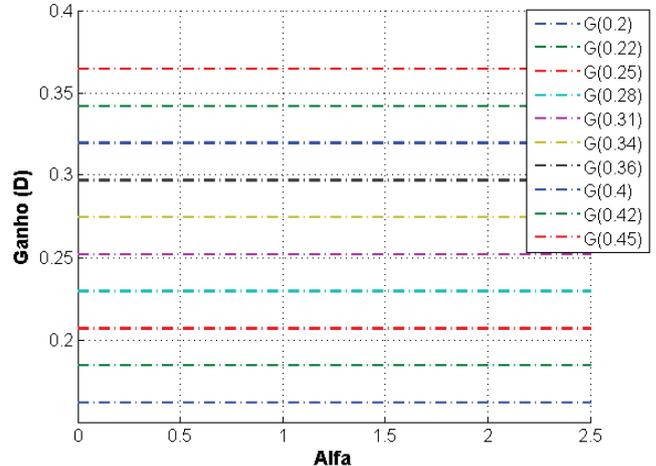


Fig. 4. Gráfico da variação do ganho estático em função da razão cíclica - $G(D)$ em relação à α .

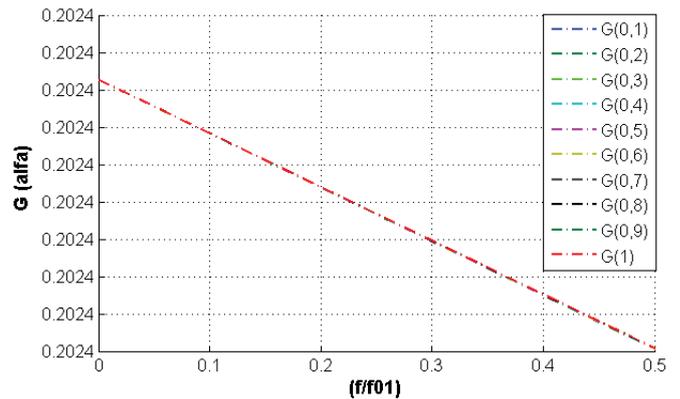


Fig. 5. Gráfico da variação do ganho estático $G(\alpha)$ pela relação f/f_{01} , para frequência ressonante f_{01} maior que a frequência de chaveamento máxima.

Para o conversor proposto serão traçados dois planos de fases, pois existem duas malhas ressonantes distintas, uma representada pelo indutor L_{r1} com o capacitor C_{r1} e outra, representada pelo indutor L_{r2} com o capacitor C_{r1} .

O primeiro plano de fase, mostrado na Fig. 7, representa a variação da corrente i_{Lr1} parametrizada, pela variação da tensão V_{Cr1} . Observa-se que na etapa 1 a corrente cresce até atingir o valor da corrente de carga I_o/n .

Durante as etapas 2 e 3, a corrente em S_l se mantém constante, conduzindo a corrente de carga I_o/n . Na etapa 4, etapa ressonante, a corrente atinge o valor zero, e o capacitor inicialmente carregado em $3V_{in}$ inicia a descarga. Durante a etapa 5 e 6, S_l está aberto.

O segundo plano de fase, traçado na Fig. 8, representa a variação da corrente i_{Lr2} parametrizada, pela variação da tensão V_{Cr1} . Observa-se a corrente i_{Lr2} é puramente senoidal, e é composta apenas do semiciclo positivo.

D. Esforços de corrente nos elementos semicondutores

Os valores das correntes eficazes e médias nos interruptores S_1 e S_4 são obtidos por (41) e (42). As magnitudes eficazes e médias das correntes nos interruptores S_2 e S_5 são obtidas pelas equações (43) e (44). Através de (45) e (46), obtêm-se os valores das correntes eficazes e médias nos interruptores auxiliares S_3 e S_6 .

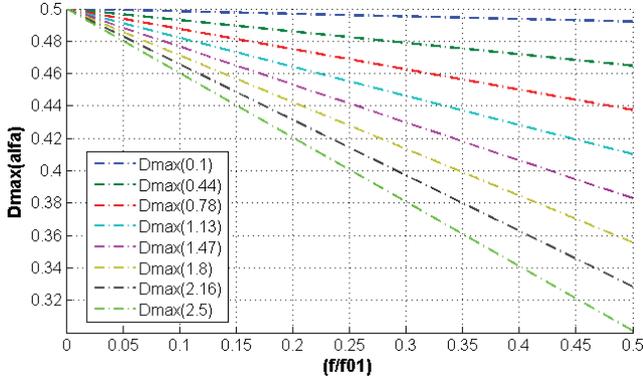


Fig. 6. Gráfico da variação do D_{max} pela relação f/f_{01} .

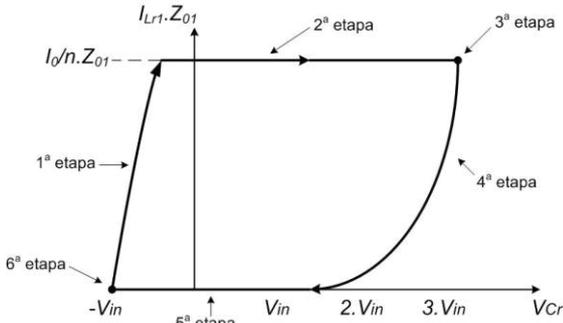


Fig. 7. Plano de fase $i_{Lr1} \times V_{Cr1}$.

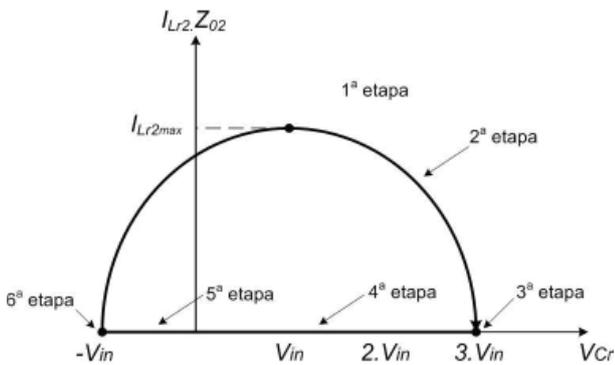


Fig. 8. Plano de fase $i_{Lr2} \times V_{Cr1}$.

Todos os interruptores utilizados no conversor Duplo Forward On-Off ZCS são submetidos a uma tensão igual a duas vezes a tensão de entrada ($2V_i$), sendo a tensão de entrada igual a $V_1 + V_2$, conforme ilustrado na Fig. 1. Isso ocorre também com todos os diodos utilizados nas células de comutação suave.

III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O conversor proposto consiste de duas estruturas Forward acopladas a um único transformador.

Cada estrutura utiliza uma célula de comutação ZCS, desta forma, torna-se necessário gerar seis sinais de comando representados por V_{gs1} , V_{gs2} , V_{gs3} , V_{gs4} , V_{gs5} e V_{gs6} , demonstrados na Fig. 9. Observa-se que o trio de sinais enviados a cada célula possui tempos de condução diferentes. Os pulsos V_{gs1} e V_{gs2} , assim como V_{gs4} e V_{gs5} , são disparados no mesmo instante e possuem a mesma largura de pulso. Os sinais V_{gs3} e V_{gs6} são disparados com atraso e no momento oportuno, fechando-se o ciclo de funcionamento da célula de comutação On-Off ZCS.

$$I_{S1ef} = \frac{V_i}{L_{r1}} \cdot \frac{f}{f_{01}} \cdot \sqrt{\left(\frac{\alpha^3}{24 \cdot \pi^3 \cdot f_{01}^2} + \frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right)}{\pi} \right) - \frac{\alpha}{4\pi^2 \cdot f_{01}} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{16 \cdot \pi^2 \cdot f_{01}^2}}} + \frac{I_0}{n} \times \sqrt{D + \frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right)}{2\pi}} \quad (41)$$

$$I_{S1med} = \frac{V_i}{L_{r1}} \cdot \left(\frac{f}{f_{01}^2} \cdot \frac{\alpha^2}{8 \cdot \pi^2} + \frac{f}{f_{01} \cdot 2\pi} \left(2 \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{16 \cdot \pi^2 \cdot f_{01}^2}} - 2 \right) \right) + \frac{I_0}{n} \left(D + \frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{\arcsen\left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right)}{2\pi} \right) \quad (42)$$

$$I_{S2ef} = \frac{2 \cdot V_i}{Z_{02}} \cdot \sqrt{\frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{\alpha}{4 \cdot \pi} - \frac{f}{f_{02}} \cdot \left(\frac{1}{8\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \alpha \cdot f_{02}}{f_{01}}\right) + \frac{1}{2} \right)} \quad (43)$$

$$I_{S2med} = \frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{V_i}{\pi \cdot Z_{02}} \cdot \left(3 - \cos\left(2 \cdot \frac{f_{02}}{f_{01}}\right) \right) \quad (44)$$

$$I_{S3ef} = 2 \cdot V_i \cdot w_{01} \cdot C_r \cdot \left(\sqrt{\frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{1}{4 \cdot \pi} \cdot \left(\arcsen\left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right) \right) - \frac{\alpha}{2} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\alpha}{4\pi f_{01}}\right)^2}} + V_i \cdot C_r \cdot \sqrt{1 + k_m^2} \right) \times \frac{f}{f_m} \left(\frac{1}{8} - \frac{1}{4\pi} \left(\beta + \frac{k_m}{1 + k_m^2} \right) \right) \quad (45)$$

$$I_{S3med} = \frac{-V_i \cdot C_r}{2\pi} \left(\frac{f}{f_{01}} \cdot \alpha + \frac{f}{f_m} \cdot \sqrt{1 + k_m^2} \cdot \left(1 - \frac{k_m}{\sqrt{1 + k_m^2}} \right) \right) \quad (46)$$

Vale ressaltar que V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3} vão acionar os interruptores da célula do conversor Forward superior, apresentado na Fig. 9(a), e V_{gs4} , V_{gs5} e V_{gs6} vão acionar os interruptores da célula do conversor inferior na Fig. 9(b). A operação de cada célula está defasada de 180° como se pode observar também na Figura 9(c). Para garantir a saída de

condução do interruptor principal S_1 em ZCS, deve-se ajustar corretamente o momento de disparo de S_3 , conforme mostra a Fig. 10. O intervalo de tempo Δt em questão representa a 4ª etapa de funcionamento, onde o capacitor de ressonância C_{r1} carregado em $3V_i$, entra em ressonância com o indutor L_{r1} , forçando a corrente i_{Lr1} decrescer senoidalmente com frequência de ressonância f_{r1} , descrita por (47). A abertura de S_1 em ZCS deve ocorrer antes que a corrente ressonante retome o semiciclo positivo. Dessa forma, o momento oportuno para a abertura de S_1 é quando a corrente ressonante i_{Lr1} passaria pelo máximo negativo, caso não existisse o diodo D_1 . Este momento consiste na metade do período de ressonância, $T_r/2$, pois o pico negativo da corrente ressonante i_{Lr1} é o mesmo para qualquer condição de carga, diferente do tempo t_1 , o qual varia com a carga.

$$f_{r1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} \quad (47)$$

Vale ressaltar que S_3 deverá continuar em condução até que a corrente i_{cr} se anule e o intervalo de tempo Δt será o mesmo para qualquer condição de carga.

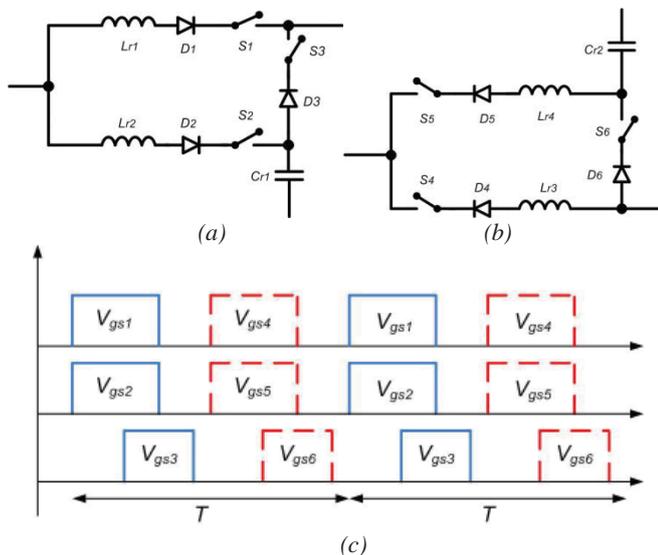


Fig. 9. (a) Célula On-Off ZCS do conversor Forward superior; (b) Célula On-Off ZCS do conversor Forward inferior; (c) Pulsos de disparo dos seis interruptores utilizados no conversor proposto.

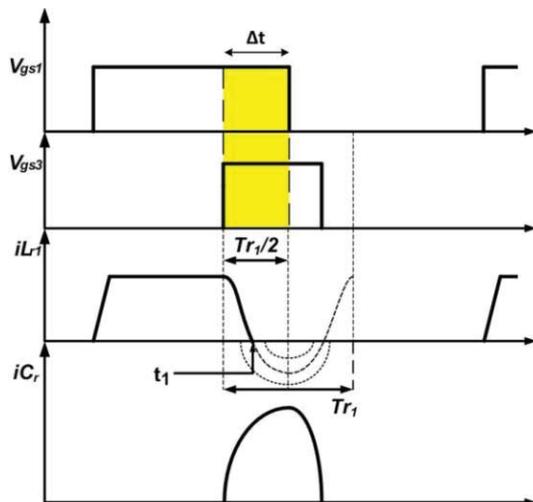


Fig. 10. Instante para abertura dos interruptores principais.

IV. PROCEDIMENTO DE PROJETO

Para projeto do conversor proposto foram definidos os parâmetros apresentados na Tab. II. A escolha de uma frequência de ressonância f_{o1} superior à frequência de ressonância f_{o2} garante uma menor relação de dependência do ganho perante a variação de carga [33].

Como a frequência de chaveamento escolhida é de 100 kHz, as frequências de ressonância devem ser escolhidas para valores superiores a este. Dessa forma, optou-se pela escolha de valores próximos a 240 kHz para f_{o2} e 500 kHz para f_{o1} . A frequência de ressonância próxima a 240 kHz indica uma corrente de pico ressonante pequena, se relacionada à corrente de carga I_o , o que implica na escolha de do interruptor S_2 com reduzido custo.

TABELA II

Parâmetros definidos para o projeto do conversor.

Item	Valor
Tensão de entrada - V_{in}	150 V
Tensão de saída - V_{out}	40 V
Frequência de chaveamento - f	100 kHz
Potência de saída - P_o	450 W
Corrente de carga - I_o	11,25 A
Relação de transformação - n	2,47

De posse dos valores de indutores e capacitores, as correntes de pico nos interruptores podem ser estimadas por (48) e (49), respectivamente:

$$i_{Lr1max} = V_i \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_{r1}}} = 150 \cdot \sqrt{\frac{22,0 \cdot 10^{-9}}{5,0 \cdot 10^{-6}}} = 9,95 \text{ A} \quad (48)$$

$$i_{Lr2max} = V_i \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_{r2}}} = 150 \cdot \sqrt{\frac{22,0 \cdot 10^{-9}}{20,0 \cdot 10^{-6}}} = 4,97 \text{ A} \quad (49)$$

Observando os valores de pico de corrente nos interruptores, evidencia-se uma das vantagens da nova célula: o pico da corrente ressonante i_{Lr2} é menor do que o da corrente i_{Lr1} , a qual circula pelo interruptor principal S_1 . Já nas topologias PWM-ZCS-QRC o valor de pico da corrente no interruptor principal deve ser igual a pelo menos duas vezes a corrente de carga, afim de que seja garantida a saída de condução deste interruptor em modo ZCS.

O valor da corrente i_{Lr1} encontrado por meio de (48), apresenta o máximo valor de corrente de carga que o conversor pode suprir sem perder a característica ZCS. Contudo, para o cálculo do indutor L_{r1} deve ser escolhido um valor de corrente igual à corrente de carga nominal refletida ao primário do transformador, que é de $11,25/n = 4,55$.

A largura dos pulsos $V_{gs1,2}$ deve ter seu valor mínimo dado pelo tempo necessário para se completar o semiciclo positivo da corrente i_{Lr2} , o que representa uma largura de pulso mínima em torno de 2 μ s. Para o cálculo do indutor de filtro de saída utilizou-se a equação (50), que fornece o valor mínimo de indutância necessária. Contudo, utilizou-se um valor maior, igual a 150 μ H, a fim de se garantir um menor ripple de corrente e garantindo a operação do conversor em condução contínua. Segundo a referência [36], o valor mínimo para o capacitor de filtro de saída em função de um determinado nível de ondulação ΔV_{cf} , é dado por (51). No

protótipo construído foi utilizado um capacitor de 33 $\mu\text{F}/250$ V.

O transformador utilizado foi construído com núcleo de ferrite de geometria EE, indutâncias dos enrolamentos primários iguais a $L_{p1} = L_{p2} = 1\text{mH}$ e dos secundários de $L_{s1} = L_{s2} = 187\mu\text{H}$, com relação de transformação n de 2,47. Todos os interruptores utilizados no conversor Duplo Forward On-Off ZCS são submetidos a uma tensão máxima igual a $2.V_i$. Isso ocorre também com todos os diodos utilizados nas células de comutação.

$$L_{min} = \frac{V_{in} \cdot D_{min} \cdot (1 - D_{min})}{2 \cdot f \cdot I_0} = \frac{150 \cdot 0,2(1 - 0,2)}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 11,25} \quad (50)$$

$$L_{min} = 10,67\mu\text{H}$$

$$C \geq \frac{D_{min} \cdot (1 - D_{min}) \cdot V_i}{8 \cdot L_f \cdot \Delta V_{Cf} \cdot f^2} \quad (51)$$

$$C \geq \frac{0,2 \cdot (1 - 0,2) \cdot 150}{8 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 0,1 \cdot (100 \cdot 10^3)^2} = 20\mu\text{F}$$

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo do conversor proposto, ilustrado na Fig. 11, foi construído utilizando-se os componentes descritos na Tabela III. Para validação da estrutura proposta, os ensaios laboratoriais foram realizados com o circuito de controle sem realimentação de tensão.

A Fig. 12(a) mostra a tensão e a corrente no interruptor S_1 , evidenciando o chaveamento em modo ZCS, conforme almejado. A mesma forma de onda é ilustrada na Fig. 12(b) e 12(c), sendo detalhados os instantes de entrada e saída de condução em ZCS. A Fig. 12(d) mostra as formas de onda da tensão no capacitor de ressonância C_r e a corrente $i_{(S1)}$ no interruptor S_1 . Observa-se o início da descarga do capacitor sincronizada com o decrescimento de $i_{(S1)}$.

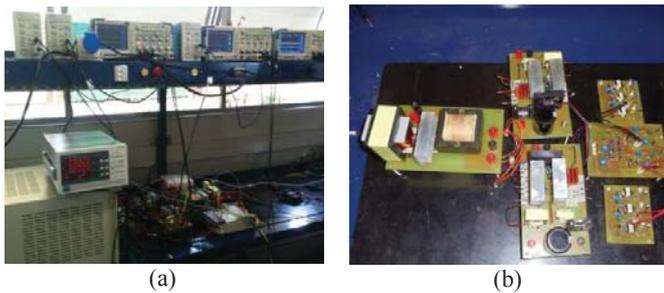


Fig. 11. Fotos do protótipo do conversor Duplo Forward On-Off ZCS (a) Arranjo experimental; (b) Detalhes do protótipo construído em laboratório (conversores Forward, placas de controle, circuitos para isolamento dos pulsos, transformador e filtro de saída).

TABELA III
Dados do protótipo.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada - V_{in}	150 V
Tensão de saída - V_{out}	40 V
Frequência de chaveamento - f	100 kHz
Potência de saída - P_o	450 W
Corrente de carga - I_0	11,25 A
Relação de transformação - η	2,47
Capacitor de entrada - C_{in}	1000 μH

Indutor de filtro - L_f	150 μH
Capacitor de filtro - C_f	33 μF
Indutores de ressonância - L_{r1}/L_{r3}	5 μH
Indutores de ressonância - L_{r2}/L_{r4}	20 μH
Capacitor de ressonância - C_r	22nF
Diodos - $D_1, D_2, D_4, D_5, D_7, D_8, D_9, D_{10}$	APT15D100K
Diodos - D_3, D_6	HFA08TB60
Interruptores - $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$	IRFP460
Indutância do primário - L_{p1}, L_{p2}	1mH
Indutância do secundário - L_{s1}, L_{s2}	187 μH

Na Fig. 13(a) são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_2 . Novamente, a operação ZCS pode ser observada, assim como o semiciclo positivo da corrente ressonante. Analogamente, nas Fig. 13(b) e 13(c), são apresentados detalhes da entrada e da saída de condução de S_2 em ZCS. A Fig. 13(d) ilustra a tensão no capacitor de ressonância C_r e a corrente ressonante no interruptor S_2 , evidenciando o final da segunda etapa de funcionamento do conversor.

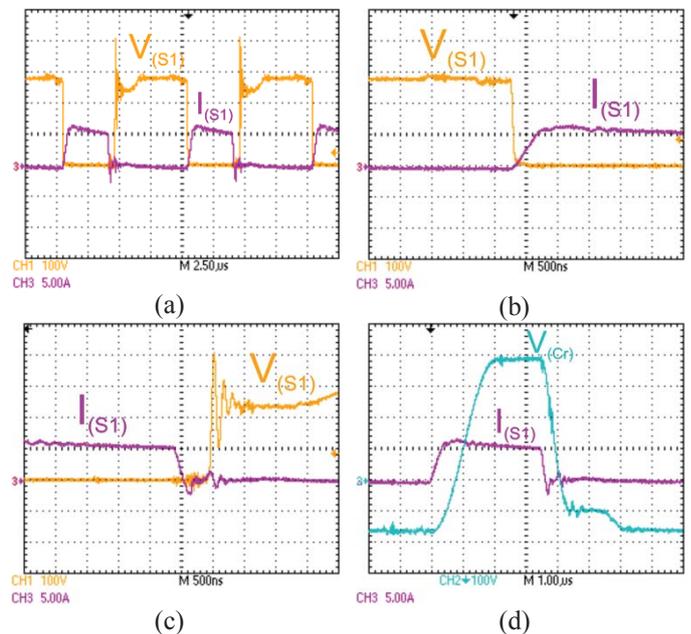
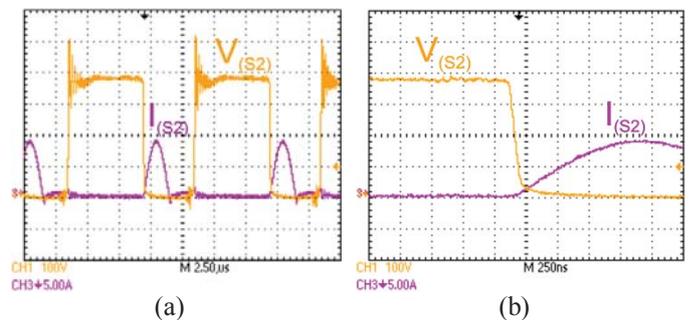


Fig. 12. Formas de onda enfatizando a comutação ZCS. (a) Tensão $V_{(S1)}$ e corrente $I_{(S1)}$ em S_1 ; (b) Detalhe da entrada de condução de S_1 ; (c) Detalhe da saída de condução de S_1 ; (d) Tensão $V_{(Cr)}$ no capacitor ressonante e corrente $I_{(S1)}$.



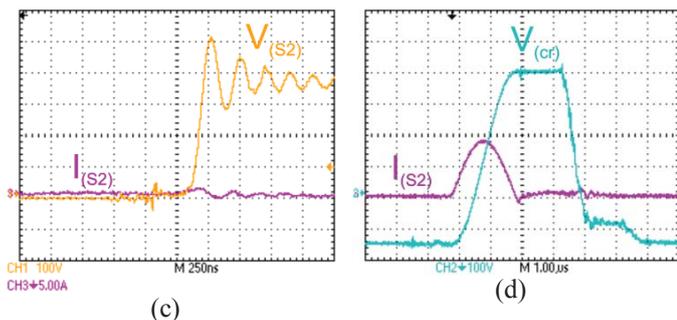


Fig. 13. Formas de onda enfatizando a comutação ZCS. (a) Tensão $V_{(S2)}$ e corrente $I_{(S2)}$ em S_2 ; (b) Detalhe da entrada de condução de S_2 ; (c) Detalhe da saída de condução de S_2 ; (d) Tensão $V_{(Cr)}$ no capacitor ressonante e corrente $I_{(S2)}$.

Finalmente, a Fig. 14(a) mostra as formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_3 . Assim como nos interruptores S_1 e S_2 , a comutação não dissipativa é observada também nesse semicondutor, garantida pela operação em ZCS. A Fig. 14(b) ilustra a tensão no capacitor de ressonância C_r e a corrente em S_3 . Observa-se o momento de início da descarga do capacitor, o qual está atrelado ao início do crescimento da corrente em S_3 .

As formas de ondas das tensões no primário e no secundário do transformador, bem como as correntes nos enrolamentos primários são ilustradas nas Figs. 15(a) e 15(b), respectivamente.

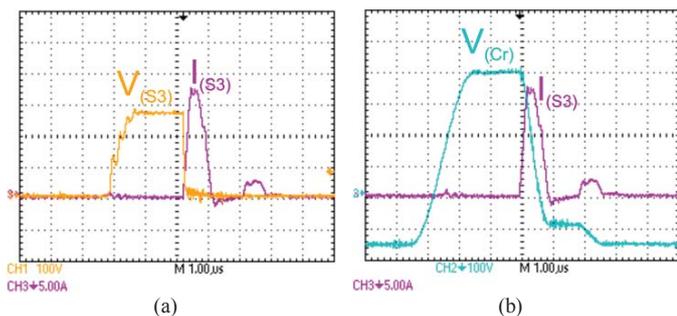


Fig. 14. Formas de onda da comutação ZCS da chave S_3 . (a) Tensão $V_{(S3)}$ e corrente $I_{(S3)}$ em S_3 ; (b) Tensão $V_{(Cr)}$ no capacitor ressonante e corrente $I_{(S3)}$.

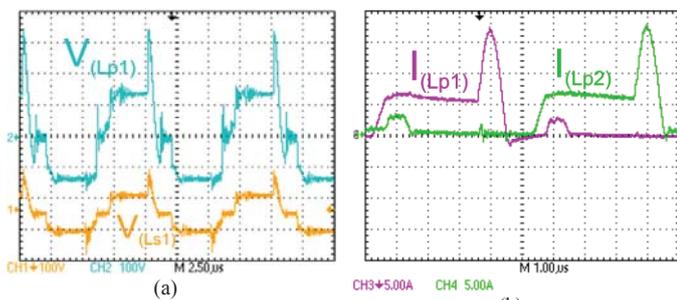


Fig. 15. Formas de onda do transformador: (a) Tensões no primário $V_{(Lp1)}$ e no secundário $V_{(Lp2)}$ do transformador; (b) Correntes no primário $I_{(Lp1)}$ e secundário $I_{(Lp2)}$ do transformador.

VI. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado um estudo completo do conversor Duplo Forward On-Off ZCS, com uma célula de comutação não dissipativa que promove o chaveamento ZCS em todos os interruptores. Foi realizado o equacionamento do conversor proposto no domínio do tempo, o que permitiu

a quantificação do ganho estático, dos tempos de duração de cada etapa de operação e dos esforços de corrente e tensão nos semicondutores. Além disso, foi demonstrado o procedimento de projeto utilizado para a implementação de um protótipo de 450 W e validação experimental desta topologia.

Os resultados experimentais demonstraram que uma comutação suave com corrente nula (ZCS) em todos os interruptores utilizados, pode ser alcançada. Em potência nominal, o rendimento alcançado foi em torno de 93%, conforme esperado para este tipo de conversor. A utilização da célula de comutação On-Off ZCS, promove a redução dos esforços de corrente nos interruptores principais, o que não ocorre nos conversores PWM-ZCS-QRC, onde a corrente do interruptor principal apresenta valor de pico superior à corrente de carga exigida. No Duplo Forward On-Off ZCS proposto, durante a comutação dos interruptores principais, o semiciclo senoidal da corrente ressonante é desviado para um interruptor auxiliar, garantindo uma distribuição uniforme da corrente nos semicondutores utilizados e eliminando o pico de corrente nos interruptores principais. Como principal desvantagem destaca-se a utilização de dois interruptores auxiliares adicionais, quando comparado a outras estruturas.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o suporte financeiro conseguido junto aos seguintes órgãos de fomento: CNPq (Processos N° 304400/2009-2 e N° 300896/2009-3), FAPEMIG e CAPES.

REFERÊNCIAS

- [1] D. F. Cruz, "Contribuição ao estudo dos fenômenos de radio-interferência provocados por fontes chaveadas: Análise, propostas de solução e resultados experimentais", Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, UFU, 1996.
- [2] R. W. Erickson, *Fundamentals of power electronics*, New York, Chapman & Hall, 1996.
- [3] E. Adib, H. Farzanehfar, "Family of zero current zero voltage transition PWM converters", *IET Power Electron.*, vol. 1, n° 2, pp. 214-223, July 2008.
- [4] R. L. Klein, R. J. M. dos Santos, A. F. de Paiva, A. L. Batschauer e M. Mezaroba, "Conversor CC-CC Elevador/Abaixador ZVZCS PWM com grameamento ativo", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, Vol. 17, n°2, pp. 503-512, Maio 2012.
- [5] L. H. S. C. Barreto, E. A. A., Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, and J. B. Vieira Jr., "Soft-switching interleaved boost converter with high voltage gain", in *Proc. of Power Electr. Spec. Conf.*, pp.4157- 4161, 2008.
- [6] M. Mezaroba, D. C. Martins, I. Barbi, "Novo inversor ZVS PWM com grameamento ativo utilizando um único interruptor", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, Vol. 9, n°2, pp. 45-52, Novembro 2004.
- [7] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. Freitas, and J. B. Vieira Jr., "Soft-switching interleaved boost converter with high voltage gain", in *Proc. of Power Electr. Spec. Conf.*, pp.4157- 4161, 2008.
- [8] B. P. Divakar, K. W. E. Cheng, D. Sutanto, "Zero-Voltage and zero-current switching buck-boost inverter

- with low voltage and current stresses”, *IET Power Electron.*, vol. 1, nº 3, pp. 297-304, Setembro 2008.
- [9] M. L. S. Martins, C. M. O. Stein, J. L. Russi, J. R. Pinheiro, H. L. Hey, “ZCZVT inverters with magnetically coupled auxiliary pole”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 15, nº 2, pp. 125-134, Maio 2010.
- [10] J. R. Pinheiro, J. E. Baggio, L. Schuch, “Um circuito de auxílio à comutação quase-ZVS aplicado a conversores Forward com dois interruptores”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 5, nº 2, pp. 25-31, Novembro 2000.
- [11] C. M. Wang, “Novel zero-voltage-transition PWM DC/DC Converters”, *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 53, nº 1, pp. 254-262, Fevereiro 2006.
- [12] G. Ivensky, D. Sidi, and S. Ben-Yaakow, “A soft switcher optimized for IGBT’s in PWM topologies”, in *Proc. IEEE APEC*, pp. 900-906, 1995.
- [13] C. A. Canesin and I. Barbi, “Novel zero-current-switching PWM converter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 3, pp. 372-381, Jun. 1997.
- [14] F. T. Wakabayashi, M. J. Bonato, and C. A. Canesin, “A New family of zero-current-switching PWM converters”, in *Proc. of IEEE PESC*, pp. 451-456, 1999.
- [15] C.-M. Wang, “New family of zero-current-switching PWM converters using a new zero-current-switching PWM auxiliary circuit”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 53, nº3, pp. 768-777, Junho 2006.
- [16] T.-F. Wu, J.-C. Hung, J.-T. Tsai, C.-T. Tsai, and Y.-M. Chen, “An active clamp push-pull converter for battery sourcing applications”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 1, pp. 196-204, Jan. 2008.
- [17] L. Yan and B. Lehman, “Integrated magnetic full wave converter with flexible output inductor”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 670-678, Mar. 2003.
- [18] J. Sun, K. F. Webb, and V. Mehrotra, “Integrated magnetics for current doubler rectifiers”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 582-590, May 2004.
- [19] T. Qian and B. Lehman, “Coupled input-series and output-parallel dual interleaved flyback converter for high input voltage application”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 88-95, Jan. 2008.
- [20] T. Jin, K. Zhang, K. Zhang, and K.M. Smedley, “A new interleaved series input parallel output (ISIPO) forward converter with inherent demagnetizing features”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 888-895, Mar. 2008.
- [21] J. M. Zhang, X. G. Xie, X. K. Wu, Z. Qian, “Comparison study of phase-shifted full bridge ZVS converters”, in *Proc. of IEEE Power Electron. Spec. Conf. 2004*, vol. 1, pp. 533-539, June 2004.
- [22] X. Ruan and Y. Yan, “Soft-switching techniques for PWM dc/dc full-bridge converters”, in *Proc. of Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 634-639, 2000.
- [23] X. Ruan and Y. Yan, “A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full bridge converter using two diodes in series with the lagging leg”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 4, pp. 777-785, Aug. 2001.
- [24] W. Chen, X. Ruan, and R. Zhang, “A novel zero-voltage-switching PWM full bridge converter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 793-801, Mar. 2008.
- [25] X. Ruan and B. Li, “Zero-voltage and zero current switching PWM hybrid full-bridge three-level converter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 213-220, Feb. 2005.
- [26] X. Wu, X. Xie, J. Zhang, R. Zhao, and Z. Qian, “Soft switched full bridge dc-dc converter with reduced circulating loss and filter requirement”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1949-1955, Sep. 2007.
- [27] Y. Jang and M. M. Jovanovic, “A new PWM ZVS full-bridge converter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 987-994, May 2007.
- [28] N. H. Kutkut, G. Luckjiff, and D. M. Divan, “A dual bridge high current dc-to-dc converter with soft switching capability”, in *Proc. of IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meeting*, vol. 2, pp. 1398-1405, 1997.
- [29] X. Liang, H. Wei, and X. Ruan, “An interleaved three-level forward converter-suitable for the application of voltage regulator module (VRM)”, in *Proc. of Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, pp. 127-131, 2003.
- [30] D. de S. Oliveira Jr., C. E. de A. e Silva, R. P. T.-Bascopé, F. L. Tofoli, C. A. Bissochi Jr., J. B. Vieira Jr., V. J. Farias, L. C. de Freitas, “Analysis, design and experimentation of a Double forward converter with soft switching characteristics for all switches”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 8, pp. 2137-994, August 2011.
- [31] L. C. Freitas, V. J. Farias, P. S. Caparelli, J. B. Vieira, Jr., H. L. Hey, and D. F. Cruz, “An optimum ZVS-PWM dc-dc converter family: analysis, simulation and experimental results,” in *Proc. of IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 1992, pp. 229-235.
- [32] L. C. Freitas and P. R. C. Gomes, “A high-power high-frequency ZCSZVS- PWM buck converter using a feedback resonant circuit”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 1, pp. 19-24, Jan. 1995.
- [33] E. C. Dias, L.C.G. Freitas, E.A.A. Coelho, J.B. Vieira Jr., L.C. de Freitas, “Novel true zero current turn-on and turn-off converter family: analysis and experimental results”, *IET Power Electron.*, vol. 3, nº. 1, pp. 33-42, 2010.
- [34] F. D. Tan, “The forward converter: From the classic to the contemporary”, in *Proc. of 17th IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo*, pp. 857-863, Mar. 2002.
- [35] R. Torrico-Bascopé and I. Barbi, “A double ZVS-PWM active-clamping forward converter: Analysis, design, and experimentation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 6, pp. 745-751, Nov. 2001.
- [36] L. F. P. Mello, *Projetos de Fontes chaveadas*, São Paulo: Érica, 292p, 1987.

DADOS BIOGRÁFICOS

Alexandre M de Andrade, nascido em Uberlândia (MG), em 1987, é graduado em (2009), com ênfase em Sistemas de Energia, e mestre (2012) Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU/FEELT). Atualmente presta serviços de execução de engenharia elétrica.

Suas áreas de interesse incluem instalações elétricas industriais e automação industrial.

Fabrizio Alves Borges, nascido em Itumbiara (GO), em 1987, é graduado em Engenharia Elétrica (2011) com ênfase em Sistemas de Energia pela UFU/FEELT. Atualmente é aluno de Mestrado vinculado ao Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP) da mesma universidade. Suas áreas de interesse incluem conversores CA-CC e CC-CC, correção ativa do fator de potência, retificadores híbridos, técnicas de comutação não dissipativa, técnicas de controle analógicas e digitais e fontes alternativas de energia conectadas à rede elétrica.

Luiz Carlos de Freitas, nascido em Monte Alegre (MG), em 1952, é engenheiro eletricitista (1975) pela UFU/FEELT, mestre (1985) e doutor (1992) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina – Instituto de Eletrônica de Potência (UFSC/INEP). Atualmente é professor titular da UFU/FEELT, Bolsista de Produtividade em Pesquisa 1B do CNPq, e membro fundador do Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP) da mesma Universidade. Ele já publicou diversos artigos em congressos e periódicos relacionados a conversores CC-CC, CC-CA e CA-CC. Publicou no PESC'92, no APEC'93, no PESC'93 e na IEEE Transactions on Power Electronics – Jan/1995, a evolução de células de comutação suave, as quais têm sido amplamente utilizadas em pesquisas relativas à Eletrônica de Potência desde então.

Ernane Antônio Alves Coelho, nascido em Teófilo Otoni, Minas Gerais, em 1962, é engenheiro eletricitista (1987) pela Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), Belo Horizonte, mestre (1989) pela UFSC/INEP, e doutor (2000) pela UFMG. Atualmente é professor associado da UFU/FEELT. Sua área de atuação envolve

inversores PWM, microredes, paralelismo de inversores e novas tecnologias usando controle digital.

Valdeir José Farias nascido em Araguari, Minas Gerais, Brasil, em 1947. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia em 1975, recebeu o título de mestre em 1981 pela UFMG e o título de doutor 1989 pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Atualmente é pesquisador aposentado e colaborador do programa de pós-graduação da UFU/FEELT, vinculado ao NUPEP, e bolsista de Produtividade em Pesquisa 1C do CNPq. Até a presente data, ele já publicou diversos artigos em congressos e periódicos, orientou 7 teses de doutorado e 11 dissertações de mestrado na área de Eletrônica de Potência.

Luiz Carlos Gomes de Freitas, nascido em Uberlândia (MG), em 1976, é engenheiro eletricitista (2001) e mestre (2003) e doutor (2006) pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT). De 2006/2 a 2008/1 foi professor do IFG-Campus Jataí. Entre 2007 e 2009 foi Pesquisador Visitante na UNESP-FEIS, vinculado ao Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP). Desde 2008/2 é professor da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU, onde atualmente é Professor Adjunto II vinculado ao NUPEP. Em 2011 e 2012 trabalhos na área de retificadores híbridos desenvolvidos sob sua orientação foram agraciados com os prêmios de 3º Lugar na 20ª Edição do Prêmio SME de Ciência e Tecnologia da Sociedade Mineira de Engenheiros e 2nd Prize Paper Award do IEEE-IAS-Industrial Automation and Control Committee (IACC), respectivamente. Possui experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Conversão e Retificação da Energia Elétrica, atuando em diversos temas atrelados à Eletrônica de Potência, Qualidade da Energia Elétrica e Fontes Renováveis de Energia.