

PROPOSTA DE UMA FAMÍLIA DE CONVERSORES ZCS QUASE-RESSONANTE

Emmanuel C. Dias, Luiz C. G. Freitas, Ernane A. A. Coelho, João B. Vieira Jr. e Luiz C. de 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-mail: freitas@ufu.br

Resumo - Este artigo apresenta uma nova célula de comutação suave capaz de promover entrada e saída de condução do interruptor principal de conversores CC-CC sob corrente nula. Adicionalmente, a corrente máxima no interruptor principal é mantida igual à corrente de carga. Aplicando o princípio da invariância de potência e substituindo a célula PWM tipicamente encontrada em conversores CC-CC clássicos pela célula de comutação suave proposta, obteve-se uma nova família de conversores CC-CC ZCS que é apresentada neste artigo. O princípio de operação e as principais características da célula de comutação proposta são apresentadas. Um estudo teórico completo sobre a aplicação da célula proposta em um conversor Buck foi realizado e comprovado através da implementação experimental de um protótipo de 800W em laboratório.

Palavras-Chave – Conversores CC-CC, Conversores ZCS, Conversores Ressonantes, Células de Comutação Suave.

PROPOSAL OF A FAMILY OF ZCS QUASI-RESONANT CONVERTERS

Abstract – This paper presents a novel soft-commutation cell capable of providing ZCS operation keeping the main switch current equal to the load current. Substituting the typical PWM cell found in classic power converter structures by the presented ZCS cell and taking to account the invariance principle, a new ZCS converter family could be achieved and it is also presented in this paper. The operation and main properties of this cell are also included. A theoretical approach for the design of the proposed cell applied to a DC-DC Buck converter is presented and corroborated by experimental results of an 800W laboratory prototype.

Keywords - DC-DC Converters, ZCS Converters, Resonant Converters, Soft-commutation.

I. INTRODUÇÃO

Uma enorme evolução no campo da Eletrônica de Potência tem levado ao desenvolvimento de novas estruturas

topológicas de conversores eletrônicos dedicados a uma ampla gama de aplicações tais como: telecomunicações, acionamento de máquinas elétricas, veículos elétricos, etc.

A principal motivação é a obtenção de conversores com elevada densidade de energia (redução de peso e volume) 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. O tamanho e peso de fontes chaveadas de alimentação podem ser reduzidos principalmente pelo aumento da frequência de chaveamento, tornando possível a redução do transformador de potência e de filtros LC de saída [1]. Além disso, com o aumento da eficiência, pode-se reduzir o tamanho e peso dessas fontes uma vez que os dissipadores de calor utilizados também são reduzidos. Entretanto, o aumento da frequência de chaveamento também contribui para o aumento das perdas por chaveamento, tanto na entrada quanto na saída de condução dos interruptores.

Outros problemas como, por exemplo, a interferência eletromagnética (EMI), são dependentes da frequência de chaveamento f e aumentam numa proporção de f^4 [2]. Portanto, operar em alta frequência e reduzir o tamanho e o peso das fontes chaveadas requer uma preocupação adicional com as características de comutação dos interruptores, tanto na entrada quanto na saída de condução, no intuito de mitigar as perdas por chaveamento ou comutação.

Neste contexto, no início dos anos oitenta, as primeiras topologias de conversores quase-ressonantes (QRCs – quasi-resonant converters) foram apresentadas. Basicamente, estes conversores foram obtidos através da associação 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, eliminando o cruzamento entre tensão e corrente, que causam perdas por comutação. Esta técnica foi denominada zero current switching – ZCS [3-22].

A aplicação de técnicas de controle PWM em conversores quase-ressonantes tornou possível o aumento da frequência de chaveamento sem comprometer a eficiência destes conversores. Outra grande vantagem alcançada com o desenvolvimento de conversores PWM quase-ressonantes foi a redução de ruídos irradiados e/ou conduzidos em fontes chaveadas de alimentação, tornando possível o aumento da frequência de chaveamento sem comprometer a operação dos circuitos de controle utilizados assim como a operação de equipamentos eletrônicos operando nas imediações [2], [6], [7], [18].

Artigo submetido em 29/12/2008. Revisões em 17/10/2009 e 26/01/2010. Aceito por recomendação do editor Fernando L. M. Antunes.

Em conversores ZCS quase-ressonantes convencionais, a corrente que flui pelo interruptor principal é resultado da combinação da corrente de carga e da corrente do ramo ressonante, i.e. corrente de carga mais a corrente ressonante; obrigando os projetistas a escolherem interruptores que apresentem maior capacidade de corrente e, conseqüentemente, maior custo [3-5], [14-17].

Neste contexto, o objetivo deste artigo é apresentar e avaliar o desempenho de uma nova célula de comutação suave capaz de promover a entrada e saída de condução do interruptor principal de conversores quase-ressonantes sob corrente nula e, adicionalmente, manter a corrente que flui por ele igual a, no máximo, corrente de carga. Além disso, substituindo a célula PWM tipicamente encontrada em conversores chaveados e levando em consideração o princípio da invariância, obteve-se uma nova família de conversores ZCS, também apresentada neste trabalho. O princípio de operação assim como um procedimento teórico para projeto e implementação de um conversor Buck utilizando a célula proposta são apresentados e validados através da implementação e análise experimental de um protótipo de 800W desenvolvido em laboratório.

II. CÉLULA DE COMUTAÇÃO SUAVE PROPOSTA E A FAMÍLIA DE CONVERSORES ZCS QUASE-RESSONANTE OBTIDA

A nova célula de comutação suave proposta, ilustrada na Fig. 1, foi concebida para operar com frequência fixa de chaveamento e promover tanto entrada quanto saída de condução sob corrente nula (ZCS). Como pode-se observar, a célula proposta é composta por dois indutores de ressonância (L_{r1} e L_{r2}), três diodos rápidos ($D1$, $D2$ e $D3$), três interruptores ativos, sendo um principal ($S1$) e dois auxiliares ($S2$ e $S3$) e um capacitor de ressonância (C_r). Todos esses componentes foram dispostos de maneira que, tanto os interruptores auxiliares ($S1$ e $S3$) quanto o interruptor principal ($S1$) mudam de estado sob corrente nula, i.e. operação ZCS.

Comparada às células utilizadas em conversores quase-ressonante tradicionais [14], esta nova célula [22-24], além de operar com frequência de chaveamento fixa e elevada, promove operação de conversores eletrônicos convencionais com reduzidas perdas de comutação em toda faixa de carga. Além disso, a corrente de ressonância é desviada do interruptor principal o que faz com que os esforços de corrente neste interruptor sejam reduzidos, além de reduzir também os custos de implementação.

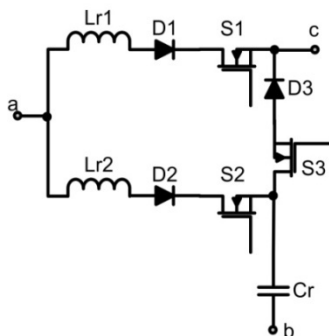


Fig. 1. Célula On-Off ZCS.

Para ilustrar o que foi exposto, as formas de ondas teóricas da corrente que flui no interruptor principal dos conversores Quase-Ressonantes tradicionais e nos conversores que utilizam a nova célula de comutação proposta são apresentadas nas Fig. 2(a) e 2(b), respectivamente. Neste trabalho, o objetivo dos autores é apresentar a nova célula e analisar sua aplicação em um conversor Buck operando em modo de condução contínua (CCM – Continuous Conduction Mode), conforme ilustrado na Fig. 3. Resultados experimentais obtidos através da implementação de um protótipo de 800W em laboratório são apresentados, corroborando com a análise teórica também apresentada neste trabalho.

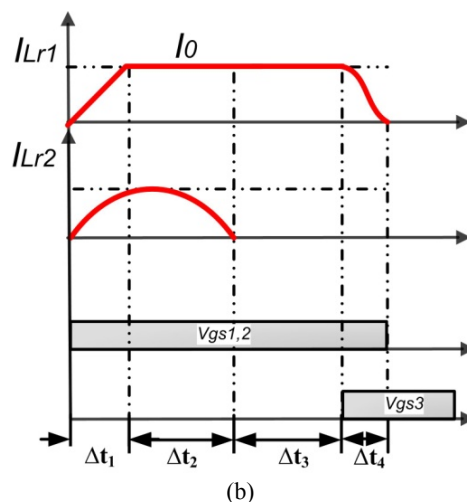
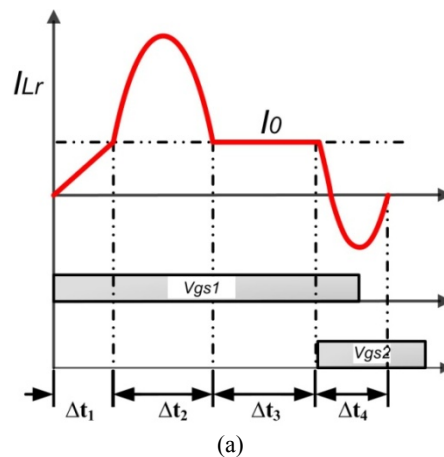


Fig. 2. (a) Forma de onda teórica da corrente que flui no interruptor principal (a) conversor Buck PWM-ZCS-QRC apresentado em [14] (b) conversor Buck On-Off ZCS proposto.

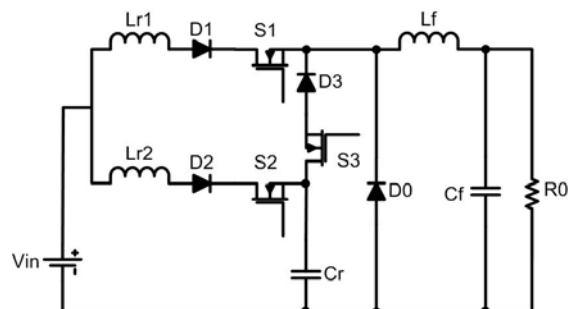
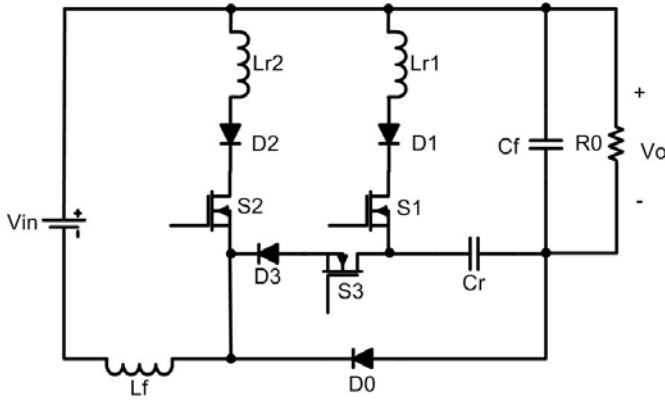
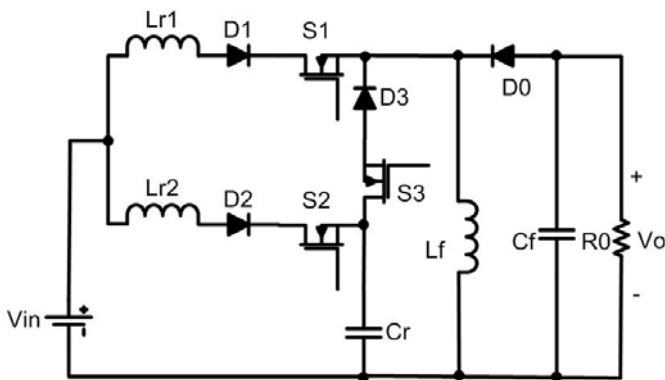


Fig. 3. Conversor Buck On-Off ZCS.

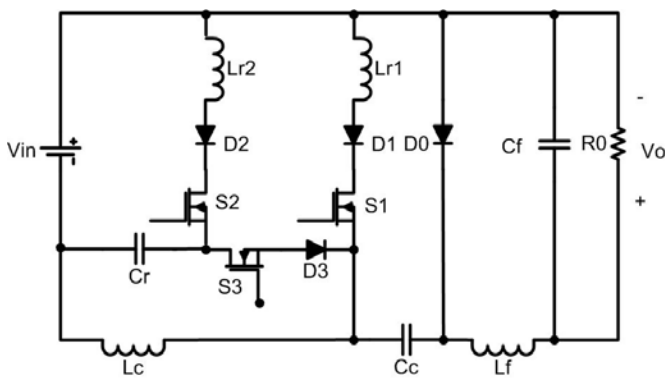
Esta nova célula de comutação suave pode ser aplicada a qualquer conversor desde que os terminais “a” (ativo), “c” (comum) e “d” (passivo) sejam conectados corretamente. Desta forma, substituindo a célula PWM tipicamente encontrada em conversores chaveados e levando em consideração o princípio da invariância [8-10], obteve-se uma nova família de conversores CC-CC ZCS; i.e. Boost, Buck-Boost, Sepic, Cúk, Zeta, Flyback e Forward com um e dois interruptores; são apresentados na Fig. 4.



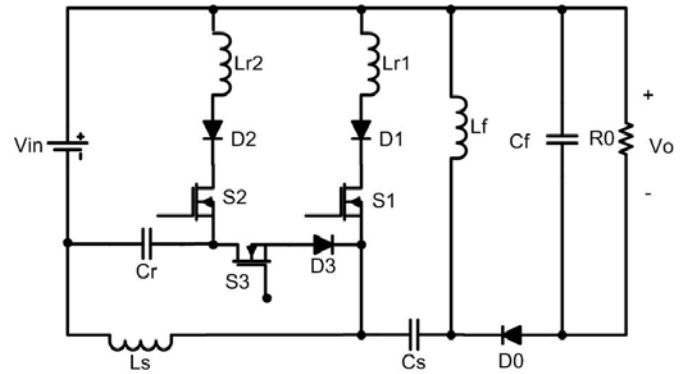
(a) BOOST On-Off ZCS.



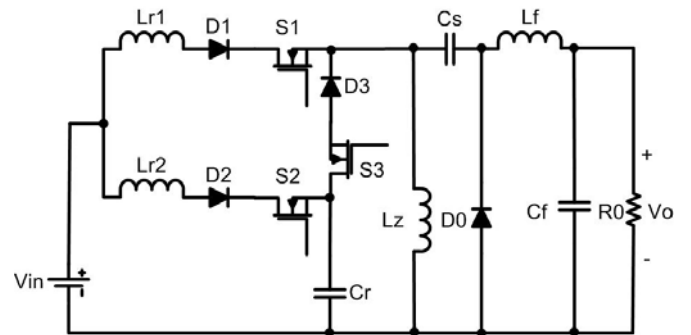
(b) BUCK-BOOST On-Off ZCS.



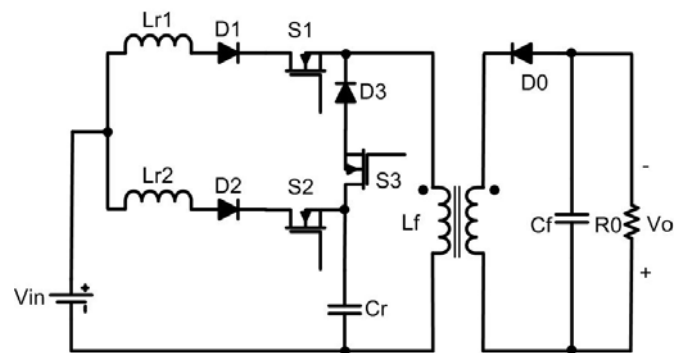
(c) CUK On-Off ZCS.



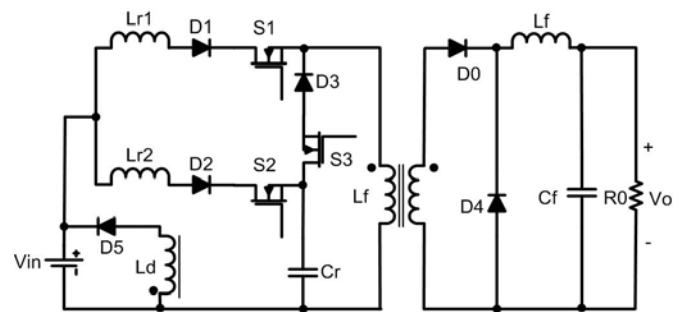
(d) SEPIC On-Off ZCS.



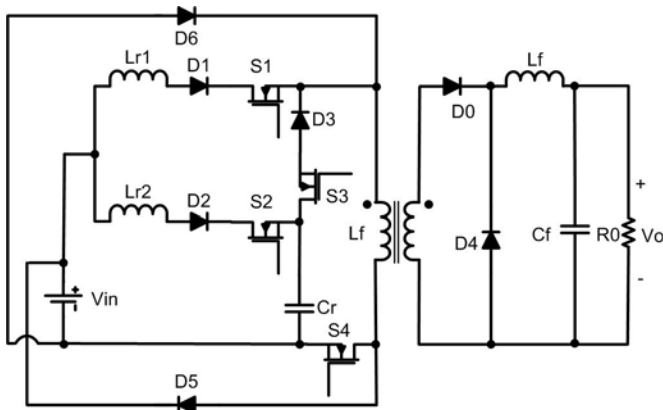
(e) ZETA On-Off ZCS.



(f) FLYBACK On-Off ZCS.



(g) FORWARD On-Off ZCS – Um Interruptor.



(h) FORWARD On-Off ZCS – Dois Interruptores.

Fig. 4. Nova família de conversores quase-ressonantes desenvolvida.

III. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Considerando um único período de chaveamento, o princípio de operação da célula de comutação suave proposta aplicada ao conversor Buck pode ser ilustrado através de seis etapas de operação, conforme ilustrado em Fig. 5(a) até Fig. 5(f). Para simplificar a análise, o indutor de filtro do conversor Buck é considerado uma fonte de corrente I_0 . Nas figuras 5(a) até 5(f), as partes inativas do circuito em cada etapa de operação são indicadas como partes tracejadas. As formas de ondas teóricas que também ilustram cada etapa de operação são apresentadas na Fig. 6.

Primeira etapa [t0, t1]: A princípio, considera-se que os interruptores S1 e S2 foram fechados em ZCS. Com S1 fechado, a corrente de carga I_0 é desviada do diodo de roda livre D0 para o interruptor S1, portanto a corrente i_{Lr1} começa a crescer linearmente pela ação de V_{in} . Enquanto isso, a corrente i_{Lr2} começa a crescer senoidalmente, iniciando seu semi-ciclo positivo fluindo através do circuito ressonante composto por L_{r2} , D2, Cr e retornando à fonte V_{in} . Portanto, pode-se observar que o interruptor principal S1 conduz apenas a corrente de carga. Esta etapa de operação termina quando i_{Lr1} alcança I_0 . O circuito equivalente a esta etapa de operação é ilustrado na Fig. 5(a).

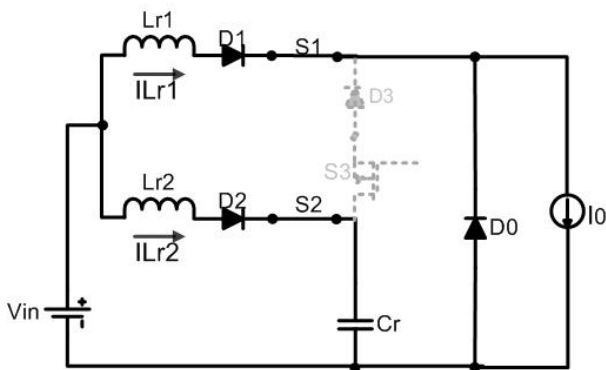


Fig. 5(a). Primeira etapa de operação.

Segunda etapa [t1, t2]: Durante esta etapa de operação, o diodo de roda livre D0 é polarizado reversamente uma vez que a corrente de carga I_0 é completamente desviada para o

interruptor principal S1 e a corrente i_{Lr1} se iguala à corrente de carga I_0 . A corrente i_{Lr2} , após ter atingido seu valor máximo, começa a decrescer senoidalmente, retornando a zero ao final desta etapa. Esta corrente é forçada a parar de circular devido ao capacitor ressonante Cr que se carrega com $2V_{in}$ e, portanto, polariza reversamente o diodo D2, o qual não permite que i_{Lr2} passe por seu semi-ciclo negativo. O desligamento de S2 sob corrente nula é, portanto, alcançado. O circuito equivalente a esta etapa de operação é ilustrado na Fig. 5(b).

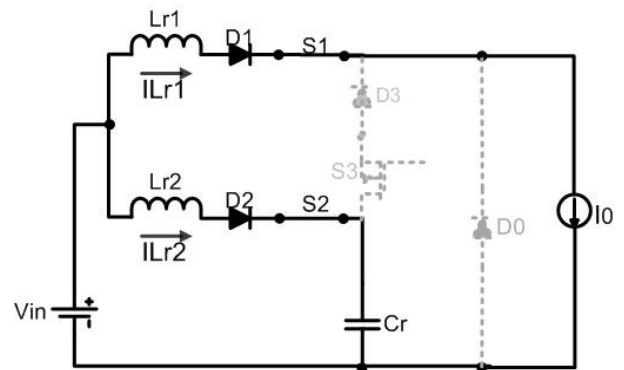


Fig. 5(b). Segunda etapa de operação.

Terceira etapa [t2, t3]: Esta etapa de operação começa quando i_{Lr2} se iguala a zero. Durante esta etapa de operação, caracterizada pela etapa de transferência de energia, o diodo D1 permanece polarizado diretamente conectando a fonte V_{in} à carga. Esta etapa, ilustrada pela Fig. 5(c), termina quando o interruptor auxiliar S3 é ativado (fechado).

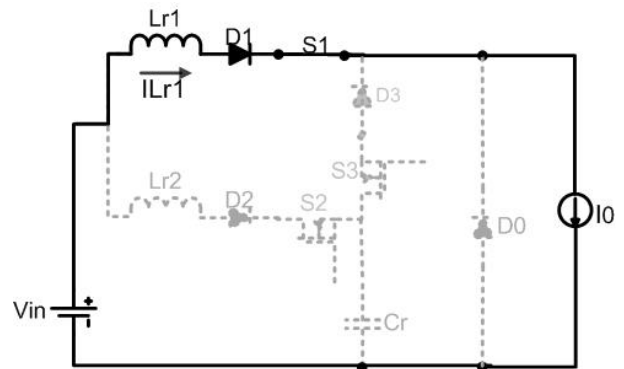


Fig. 5(c). Terceira etapa de operação.

Quarta etapa [t3, t4]: Esta etapa começa quando o interruptor auxiliar S3 é ativado (fechado). Uma vez que o capacitor ressonante Cr está carregado com $2V_{in}$, o diodo D3 é polarizado diretamente, forçando o decrescimento da corrente i_{Lr1} . Desta forma, a corrente i_{Lr1} decresce cossenoidalmente enquanto a corrente que flui por S3 (i_{S3}) cresce senoidalmente. Consequentemente, a tensão sobre o capacitor Cr começa a decrescer para, ao final desta etapa, promover o desligamento de S1 em ZCS. O circuito equivalente a esta etapa de operação é ilustrado em Fig. 5(d).

Quinta etapa [t4, t5]: Esta etapa de operação começa quando o interruptor principal S1 é desativado em ZCS. Uma vez que a corrente i_{Lr1} é, neste momento, igual a zero, a corrente de carga I_0 é suprida pelo capacitor ressonante Cr. Esta etapa termina quando a tensão sobre o capacitor Cr

chega a zero, propiciando o desligamento do interruptor auxiliar S3 em ZCS. O circuito equivalente a esta etapa de operação é ilustrado na Fig. 5(e).

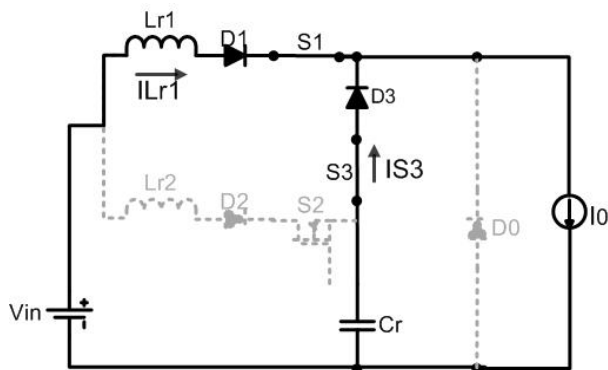


Fig. 5(d). Quarta etapa de operação.

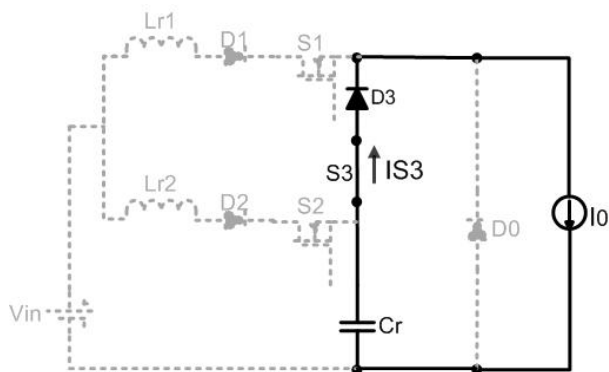


Fig. 5(e). Quinta etapa de operação.

Sexta etapa [t5, t6]: Esta etapa de operação começa quando o interruptor S3 é desativado (bloqueado) e termina quando os interruptores S1 e S2 são ativados (fechados), dando início a um novo ciclo de chaveamento. Durante esta etapa, a corrente de carga I0 flui através do diodo de roda livre D0 propiciando o fechamento do interruptor principal S1 em ZCS. O circuito equivalente à esta etapa de operação é ilustrado na Fig. 5(f).

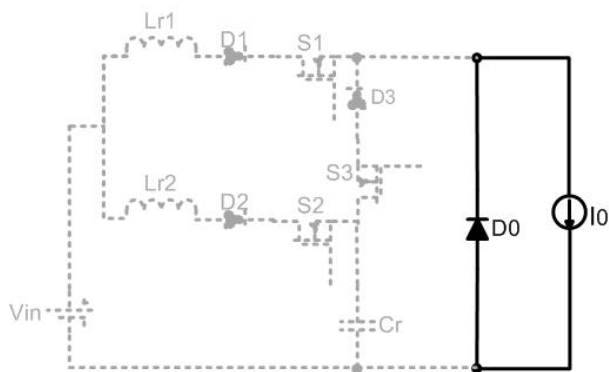


Fig. 5(f). Sexta etapa de operação.

As etapas de operação do novo conversor Buck apresentado foram descritas detalhadamente nesta seção. Todos os interruptores ativos operam com comutação suave, garantida pela utilização da nova célula On-Off ZCS proposta. A figura 6 mostra as principais formas de onda onde são destacadas as mudanças de estado dos três

interruptores utilizados. Observa-se que a almejada característica ZCS em todas as transições de estado foi alcançada.

Outra importante característica observada neste conversor refere-se ao fato de que a tensão sobre os interruptores utilizados não ultrapassa o valor de tensão da fonte de alimentação, adotada como Vin para o estudo em questão. Essa característica é interessante do ponto de vista financeiro, pois níveis mais elevados de tensão acarretam em maiores custos dos semicondutores.

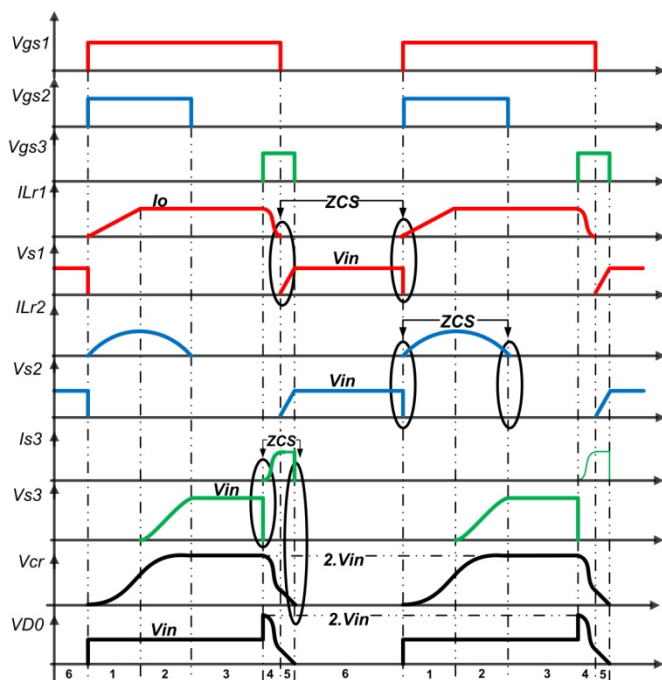


Fig. 6. Principais formas de onda.

IV. ANÁLISE MATEMÁTICA

A modelagem matemática é desenvolvida para cada etapa de funcionamento do conversor Buck On-Off ZCS em questão. Serão encontradas as expressões para a tensão no capacitor, as correntes nos indutores e a duração de cada etapa, com o objetivo de se calcular a expressão do ganho estático do conversor Buck On-Off ZCS operando em modo de condução contínuo (CCM).

Nesta análise, é considerado que todos os componentes e interruptores ativos são ideais e que a fonte de alimentação Vin não apresenta variação. Através de estudos analíticos realizados sobre cada etapa de operação do conversor analisado, ilustradas nas figuras 5(a) à 5(f), as expressões mais relevantes são obtidas como se segue:

Definições:

$$w_{01} = \frac{1}{\sqrt{Lr1.Cr}} \quad (1)$$

$$w_{02} = \frac{1}{\sqrt{Lr2.Cr}} \quad (2)$$

$$\alpha = \frac{I_0}{Vin} \sqrt{\frac{Lr1}{Cr}} \quad (3)$$

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{Lr1}{Cr}} \quad (4)$$

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{Lr2}{Cr}} \quad (5)$$

Onde:

f = frequência de chaveamento;

f01 = frequência de ressonância 1 = w01/2.π;

f02 = frequência de ressonância 2 = w02 /2.π;

α = corrente de saída parametrizada em função da tensão de entrada;

T = período de chaveamento = 1/f;

G = ganho estático = Vo/Vin .

Primeira etapa de operação (t₀, t₁):

$$iLr1(t) = \frac{Vin}{Lr1} . t \quad (6)$$

$$iLr2(t) = \frac{Vin}{Z_{02}} . sen(w_{02} . (t)) \quad (7)$$

$$vCr(t) = Vin - Vin . cos(w_{02} . (t)) \quad (8)$$

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{w_{01}} \quad (9)$$

Segunda etapa de operação (t₁, t₂):

$$iLr1(t) = I_0 \quad (10)$$

$$iLr2(t) = \frac{Vin}{Z_{02}} . sen(2w_{02} . (t)) \quad (11)$$

$$vCr(t) = 2.Vin \quad (12)$$

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{2.w_{02}} \quad (13)$$

Terceira etapa de operação (t₂, t₃):

$$iLr1(t) = I_0 \quad (14)$$

$$iLr2(t) = 0 \quad (15)$$

$$vCr(t) = 2.Vin \quad (16)$$

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (17)$$

Quarta etapa de operação (t₃, t₄):

$$iLr1(t) = I_0 - \frac{Vin}{Z_{01}} . sen(w_{01} . (t)) \quad (18)$$

$$iLr2(t) = 0 \quad (19)$$

$$vCr(t) = Vin \left(1 + \sqrt{1 - \alpha^2} \right) \quad (20)$$

$$\Delta t_4 = \frac{1}{w_{01}} . \left(\frac{\pi}{2} - \arccos(\alpha) \right) \quad (21)$$

Quinta etapa de operação (t₄, t₅):

$$iLr1(t) = 0 \quad (22)$$

$$iLr2(t) = 0 \quad (23)$$

$$vCr(t) = Vin . \left(1 + \sqrt{1 - \alpha^2} \right) - \frac{I_0}{Cr} . t \quad (24)$$

$$\Delta t_5 = \frac{1}{w_{01}} . \left(\frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) \quad (25)$$

Sexta etapa de operação (t₅, t₆):

$$iLr1(t) = 0 \quad (26)$$

$$iLr2(t) = 0 \quad (27)$$

$$vCr(t) = 0 \quad (28)$$

As equações (1) até (28) levam à equação (29):

$$G = \frac{1}{2.\pi} . \frac{f}{f_{01}} . \left[\frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} + \frac{f_{01} . \pi}{f_{02} . 2} + \frac{\pi}{2} - \left[-\cos^{-1}(\alpha) - \frac{1}{\alpha} . \cos\left(\frac{f_{02}}{f_{01}} . \alpha\right) \right] \right] + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (29)$$

De acordo com (29), pode-se observar que Δt₃ é a única variável que pode ser controlada uma vez que as duas frequências de ressonância f01 e f02 e a frequência de chaveamento foram previamente determinadas. Este tipo de controle também é utilizado em conversores PWM. Desta forma, pode-se concluir que a nova família de conversores On-Off ZCS combina a vantagem dos conversores quase-ressonantes, i.e. perdas por chaveamento reduzidas; com a vantagem dos conversores PWM, i.e. frequência fixa de chaveamento.

As figuras 7 e 8 ilustram os diagramas de fases referentes ao conversor Buck On-Off ZCS analisado. A opção por dois diagramas de fases se deve ao fato de existir duas malhas de circuitos ressonantes, uma composta pelo indutor Lr1, pelo capacitor Cr e pela fonte de alimentação Vin, e outra composta pelo indutor Lr2, pelo capacitor Cr e pela fonte Vin. Assim, conclui-se que existem duas etapas ressonantes e, conseqüentemente, duas frequências de ressonância, entretanto, há apenas um capacitor de ressonância.

O primeiro diagrama de fase (Fig. 7) corrobora com a análise teórica da corrente de ressonância i_{Lr1} apresentada na Seção III. Uma atenção especial é dedicada à primeira e à segunda etapa de operação onde fica evidenciado que a corrente no interrupto principal S1 permanece constante e igual à corrente de carga I_0 . No segundo diagrama de fase pode-se observar que a corrente de ressonância i_{Lr2} é senoidal com apenas o semi-ciclo positivo, conforme ilustrado na Fig.8.

O ganho estático do conversor analisado, referente a (29) e apresentado na Fig. 9, foi resolvido para diversos valores de α e fazendo Δt_3 aproximadamente igual a zero no intuito de tornar sua análise mais clara. Pode-se observar que o ganho estático da nova família de conversores ZCS obtida é sensível a variações de carga. Entretanto, fazendo a frequência de ressonância f_{01} muito maior que f_{02} , o efeito de variações de carga sobre o ganho estático do conversor é atenuado.

O ábaco da figura 9 foi obtido fazendo $f_{01} = 1\text{MHz}$ e $f_{02} = 100\text{kHz}$, a frequência de chaveamento foi variada de 0 a 500kHz e Δt_3 foi fixado em $1\mu\text{s}$. Diferentes valores de G foram obtidos em relação a f/f_{01} , assim, vários valores de α foram escolhidos resultando em curvas que representam as características do conversor Buck On-Off ZCS analisado diante de variações de carga. Um estudo mais detalhado mostra que se a variação de tempo Δt_3 for considerada grande o bastante, se comparada ao tempo necessário para se completar o semi-ciclo positivo da corrente ressonante i_{Lr2} , ou seja, se a etapa de transferência de energia for considerada muito grande, o conversor não apresenta dependência em relação a variação de carga.

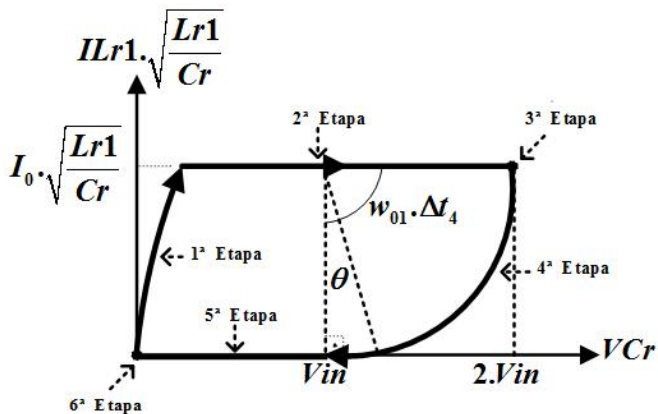


Fig. 7. Diagrama de fases 1.

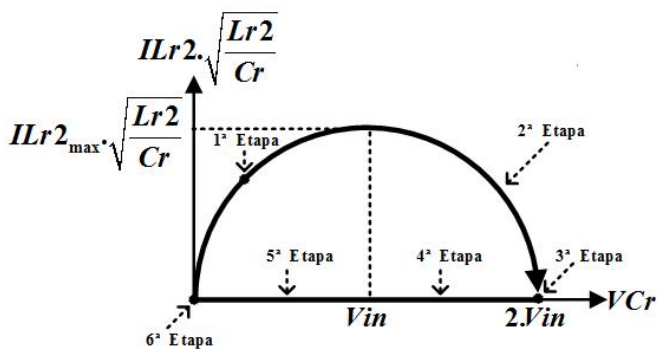


Fig. 8. Diagrama de fases 2.

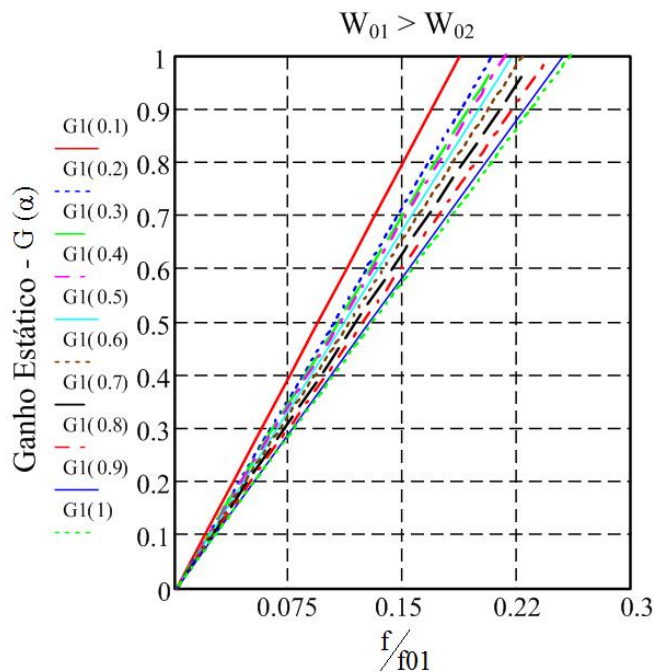


Fig. 9. Ganho estático em função de f/f_{01} .

V. ROTEIRO DE PROJETO

Inicialmente devem ser especificados os dados básicos relativos ao novo conversor, tais como tensão de entrada, tensão de saída, frequência de chaveamento, potência de saída e corrente de carga, conforme apresentado na Tabela I.

TABELA I
Dados de Projeto

Especificações de Projeto	
Tensão de Saída, $V_0 = 100\text{ V}$	
Potência Total de Saída, $P_0 = 800\text{ W}$	
Tensão de entrada, $V_{in} = 180\text{ V}$	
Frequência de chaveamento, $f = 100\text{ kHz}$	
Corrente de carga, $I_0 = 8\text{ A}$	

O projeto dos elementos ressonantes é o principal foco desta seção. Desde que projetados corretamente, os indutores e o capacitor de ressonância garantem a entrada e saída de condução de todos interruptores em ZCS. Nesse sentido, deve-se fazer as seguintes considerações:

1. O valor de pico da corrente i_{Lr1} deve ser maior que a corrente de carga I_0 para garantir que i_{Lr1} chegue à zero durante o período de condução do interruptor auxiliar S3, assegurando, desta forma, o bloqueio do interruptor principal S1 em ZCS;
2. A corrente $i_{Lr2_{max}}$ deve ser tanto menor quanto possível com vistas a assegurar menores esforços de corrente no interruptor auxiliar S2.

Neste contexto, para dimensionar as indutâncias e a capacitância de ressonância, é necessário analisar (30) e (31) relativas às correntes $i_{Lr1_{max}}$ e $i_{Lr2_{max}}$, obtidas a partir da análise matemática apresentada na seção IV. Portanto, conforme demonstrado em [25], tem-se que:

$$iLr1_{\max} = Vin \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} \quad (30)$$

$$iLr2_{\max} = Vin \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr2}} \quad (31)$$

Sendo que as frequências de ressonância f_{01} e f_{02} são dadas por:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{Lr1 \cdot Cr}} \quad (32)$$

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{Lr2 \cdot Cr}} \quad (33)$$

As equações (30) à (33) nos levam a fazer as seguintes observações:

1. O valor de $Lr1$ deve ser tal que $iLr1_{\max}$ seja maior que I_0 e, ao mesmo tempo, f_{01} seja muito maior que a frequência de chaveamento;
2. O valor de $Lr2$ deve ser tal que a frequência de ressonância f_{02} seja menor que f_{01} com vistas a assegurar o bloqueio do interruptor auxiliar $S2$ em ZCS e, ao mesmo tempo, $Lr2$ deve ser grande o suficiente para limitar o valor de pico da corrente em $S2$.

Finalizando, destaca-se que não há severas restrições quanto a escolha do capacitor de ressonância Cr , uma vez que toda energia processada por ele é enviada para a carga a cada ciclo de chaveamento. Desta forma, o capacitor Cr deve ser especificado de forma a atender as considerações relatadas anteriormente.

A. Cálculo das frequências de ressonância

De acordo com o ábaco apresentado na Fig. 9, a escolha de uma frequência de ressonância f_{01} superior à frequência de ressonância f_{02} , garante uma menor relação de dependência do ganho estático do conversor diante de variações de carga. Como a frequência de chaveamento escolhida é de 100 kHz, as frequências de ressonância f_{01} e f_{02} devem ser maiores que 100kHz. Dessa forma, após a análise de diversos casos através de simulação computacional, optou-se pela escolha de valores próximos a 400 kHz para f_{01} e 200 kHz para f_{02} .

Esses valores escolhidos são baixos se comparados a valores indicados na literatura, entretanto, com uma frequência de ressonância próxima a 200 kHz, o valor de pico da corrente de ressonância $iLr2$ obtida é muito menor quando comparada ao valor da corrente de carga I_0 , o que implica em menores esforços de corrente para o interruptor $S2$.

B. Cálculo do capacitor e dos indutores de ressonância

Os valores escolhidos para as duas frequências de ressonância não serão exatamente utilizados, dado os valores comerciais que se encontram para o capacitor e aos valores dos indutores que são muito difíceis de se obter em escala contínua, uma vez que o número de espiras do enrolamento em torno do núcleo magnético é uma variável discreta. As

frequências de ressonância serão definidas com exatidão, quando forem definidos os valores das indutâncias e da capacitância de ressonância. Simulações computacionais demonstram que os valores ideais para os indutores de ressonância $Lr1$ e $Lr2$ são 5,7μH e 20μH, respectivamente.

Seguindo as premissas estabelecidas anteriormente, adotou-se para o capacitor de ressonância o valor de 34nF, sendo utilizados dois capacitores comerciais de 68nF em série. As frequências de ressonância f_{01} e f_{02} são, portanto, encontradas utilizando as Eq. (32) e (33), respectivamente:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{Lr1 \cdot Cr}} = 361,529kHz$$

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{Lr2 \cdot Cr}} = 193,003kHz$$

De posse dos valores das indutâncias e da capacitância de ressonância, são estimadas as correntes de pico nos interruptores utilizando (30) e (31):

$$iLr1_{\max} = Vin \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr1}} = 180 \cdot \sqrt{\frac{34 \cdot 10^{-9}}{5,7 \cdot 10^{-6}}} = 13,9A$$

$$iLr2_{\max} = Vin \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr2}} = 180 \cdot \sqrt{\frac{34 \cdot 10^{-9}}{20 \cdot 10^{-6}}} = 7,4A$$

Conforme observado, o valor de pico da corrente ressonante $iLr2$ é menor do que o da corrente $iLr1$, podendo ser escolhidos valores ainda menores que este para essa corrente. Comparado com a topologia Buck PWM-ZCS-QRC [21], observa-se que o valor de pico da corrente no interruptor principal deve ser igual à pelo menos duas vezes a corrente de carga, afim de que seja garantida a saída de condução em ZCS. Essa característica, para grandes correntes de carga, não é interessante do ponto de vista técnico e de rendimento, o que não se observa nessa nova topologia proposta, justamente pela independência da corrente $iLr2$ frente a corrente de carga.

É importante observar que o valor encontrado para a corrente $iLr1$ representa o máximo valor de corrente de carga que essa configuração pode suprir sem perder a característica ZCS. Contudo, para o cálculo do indutor $Lr1$ (bitola do cabo e ferrite), deve ser escolhido um valor de corrente igual à corrente de carga nominal, que nesse caso é de 8 A. Destaca-se ainda que a largura de pulso $V_{gs1,2}$ (Fig. 6) deve ter seu valor mínimo dado pelo tempo necessário para se completar o semi-ciclo positivo da corrente $iLr2$, o que representa uma largura de pulso mínima igual a 2,5μs.

C. Cálculo do indutor de filtro

Conforme apresentado em [24], o valor mínimo da indutância do indutor de filtro é obtido da seguinte forma:

$$L_{\min} = \frac{V_{in} \cdot D_{\min} \cdot (1 - D_{\min})}{2 \cdot f \cdot I_0} = \frac{180 \cdot 0,25 \cdot (1 - 0,25)}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 8} = 21\mu H \quad (34)$$

Com vistas a garantir a menor ondulação de corrente em modo contínuo de condução, utilizou-se um valor igual a $150\mu\text{H}$.

D. Cálculo do capacitor de filtro de saída

O capacitor de filtro é utilizado em paralelo com a carga com o propósito de diminuir a ondulação causada pela componente alternada da corrente no indutor L_f . A figura abaixo mostra a corrente alternada típica no capacitor de filtro.

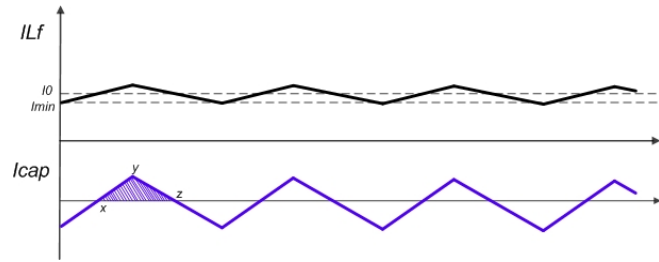


Fig. 10. Forma de onda de corrente no indutor e no capacitor de filtro.

Em modo contínuo, a quantidade de carga suprida para o capacitor pode ser calculada pela área do triângulo xyz ilustrado na Fig.10. Segundo a referência [23], o valor mínimo para o capacitor em função de um determinado nível de ondulação ΔV_{cf} é dado por:

$$C = \frac{D_{\min} \cdot (1 - D_{\min}) \cdot V_{in}}{8 \cdot L_f \cdot \Delta V_{cf} \cdot f^2} = \frac{0,25 \cdot (1 - 0,25) \cdot 180}{8 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 0,1 \cdot (100 \cdot 10^3)^2} = 28 \mu\text{F} \quad (35)$$

Utilizou-se um capacitor de $33 \mu\text{F}$, com uma tensão de isolamento de 250 V , de fácil obtenção comercial.

E. Dimensionamento dos interruptores e diodos de potência

Conforme demonstração matemática apresentada em [25], a corrente eficaz no interruptor S1 ($iLr1_{\text{rms}}$) é igual a $4,5 \text{ A}$ e pode ser encontrada pela Eq. (36), sendo 8 A o valor máximo que o mesmo deve conduzir. Dada a disponibilidade de interruptores no laboratório, utilizou-se o MOSFET IRFP460 com uma tensão de dreno-source V_{ds} de 500 V , e capacidade de condução de corrente a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ de 20 A e a $100 \text{ }^\circ\text{C}$ de 13 A e 80 A de corrente pulsante para máxima largura de pulso limitada pela máxima temperatura de junção.

$$iLr1_{\text{rms}} = \frac{1}{T} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{V_{in}}{Lr1}\right)^2 \cdot \left(\frac{\alpha}{w_{01}}\right)^3 + \frac{1}{2} \cdot I_0^2 \cdot \frac{\pi}{w_{02}} + I_0^2 \cdot \Delta t_3 + \frac{1}{2} \cdot I_0^2 \cdot \frac{(\pi - 2 \cdot \arccos(\alpha))}{w_{01}} + \frac{V_{in}^2 \cdot Cr}{4 \cdot Lr1} \cdot \frac{(2 \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}) \cdot \alpha - \pi + 2 \cdot \arccos(\alpha)}{w_{01}}} \quad (36)$$

Para o interruptor S2, o valor eficaz da corrente $iLr2_{\text{rms}}$ dado pela equação (37) equivale a $2,73 \text{ A}$, sendo o MOSFET IRF 840 o mais indicado por apresentar uma tensão de dreno-

source V_{ds} de 500 V , com uma capacidade de condução de corrente a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ de 8 A e a $100 \text{ }^\circ\text{C}$ de $5,1 \text{ A}$ e 32 A de corrente pulsante para máxima largura de pulso limitada pela máxima temperatura de junção.

$$iLr2_{\text{rms}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{V_{in}^2 \cdot Cr \cdot \frac{(-\cos(\pi \cdot \sqrt{(Lr \cdot Cr \cdot \alpha)} \cdot w_{02}))}{T \cdot Lr2 \cdot w_{02}} + V_{in}^2 \cdot Cr \cdot \frac{(\text{sen}(\pi \cdot \sqrt{(Lr \cdot Cr \cdot \alpha)} \cdot w_{02}))}{T \cdot Lr2 \cdot w_{02}} + V_{in}^2 \cdot Cr \cdot \frac{(\pi \cdot \sqrt{(Lr \cdot Cr \cdot \alpha)} \cdot w_{02})}{T \cdot Lr2 \cdot w_{02}}} \quad (37)$$

O interruptor S3, de acordo com a equação (38) apresenta uma corrente eficaz equivalente a $2,94 \text{ A}$.

$$iS3_{\text{rms}} = \frac{1}{T} \cdot \sqrt{\left[I_0^2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{(\pi - 2 \cdot \arccos(\alpha))}{w_{01}} \right) + I_0^2 \cdot \left(-\frac{1}{4} \cdot \frac{(2 \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}) \cdot \alpha + \pi - 2 \cdot \arccos(\alpha)}{w_{01}} \right) - \frac{V_{in}^2 \cdot Cr}{4 \cdot Lr1} \cdot \frac{((-2 \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}) \cdot \alpha + \pi - 2 \cdot \arccos(\alpha))}{w_{01}} + I_0^2 \cdot \frac{\left(\left(1 + \sqrt{\frac{-(-1 + \alpha^2)}{\alpha^2}} \cdot \alpha \right) \right)}{\alpha \cdot w_{01}} \right]} \quad (38)$$

Para o dimensionamento dos diodos será utilizado a corrente eficaz, uma vez que os valores são maiores do que os resultados obtidos com as correntes médias, o que garante uma escolha mais segura e apropriada para esses componentes. Para o diodo D0 o valor eficaz segundo a equação (39) equivale a $5,75 \text{ A}$, sendo escolhido o diodo de rápida recuperação APT15D100K, com tensão reversa de 1000 V e corrente de 15 A . O mesmo diodo foi utilizado no lugar de D1, que apresenta uma corrente eficaz de $4,5 \text{ A}$ ($iLr1_{\text{rms}}$). Para o diodo D2 a corrente eficaz equivale a $2,73 \text{ A}$ ($iLr2_{\text{rms}}$), sendo escolhido o diodo HFA08TB60, com um tensão reversa de 600 V e uma corrente de 8 A . A corrente eficaz para o diodo D3 é igual a $2,94 \text{ A}$, sendo utilizado o mesmo diodo HFA08TB60 para essa aplicação.

$$iD0_{\text{rms}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{\frac{I_0^2}{T} \cdot \frac{\left(2 \cdot T \cdot w_{01} \cdot w_{02} \cdot \alpha - 2 \cdot \alpha^2 \cdot w_{02} - w_{01} \cdot \pi \cdot \alpha - 2 \cdot \Delta t_3 \cdot w_{01} \cdot w_{02} \cdot \alpha - \alpha \cdot w_{02} \cdot \pi + 2 \cdot \alpha \cdot w_{02} \cdot \arccos(\alpha) - 2 \cdot w_{02} - 2 \cdot w_{02} \cdot \left(\sqrt{\frac{-(-1 + \alpha^2)}{\alpha^2}} \cdot \alpha \right) \right)}{w_{01} \cdot w_{02} \cdot \alpha}} \quad (39)$$

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após um detalhado estudo realizado por simulação utilizando-se o software PSpice®, um protótipo de 800W do conversor Buck On-Off ZCS foi construído e analisado experimentalmente em laboratório no intuito de comprovar as vantagens que a célula de comutação proposta proporciona.

Pode-se observar que a nova célula de comutação proposta opera de maneira que todos os interruptores são ativados e desativados sob corrente nula, eliminando os elevados esforços de corrente a que são submetidos os interruptores utilizados em conversores quase-ressonantes [4], [6], [14], [17], [18], [21] uma vez que o interruptor principal não conduz a corrente de ressonância, conforme descrito e demonstrado nas seções II e III, respectivamente.

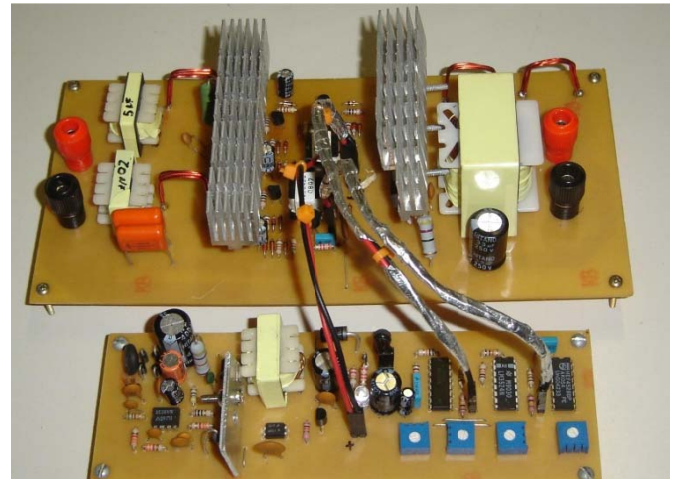
Vale ressaltar que, a despeito de se utilizar um interruptor auxiliar a mais, é possível alcançar uma melhor distribuição de corrente nos interruptores promovendo condições mais precisas de projeto. Assim, consegue-se reduzir custos e projetar conversores com elevada densidade de potência.

Dados do protótipo implementado em laboratório e ilustrado na Fig. 11 são apresentados na Tabela II. As principais formas de onda obtidas em laboratório são apresentadas nas Fig. 12 a Fig. 15 e foram obtidas utilizando-se o osciloscópio THS 720 Tektronix® e uma ponteira de corrente Tm 502A Tektronix®.

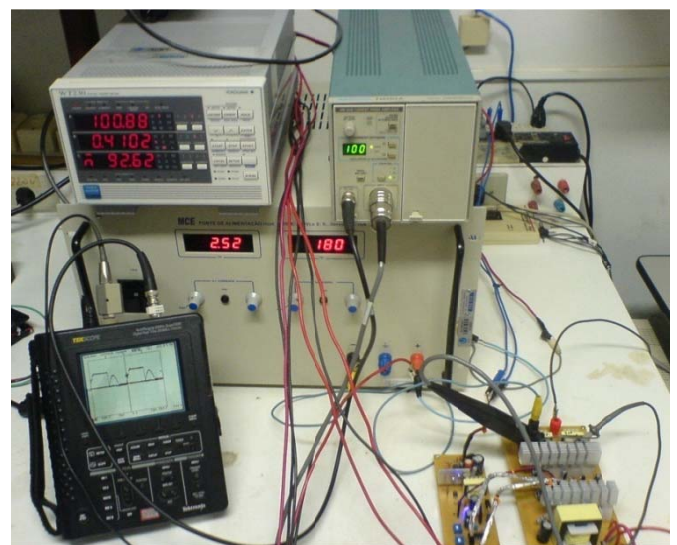
A figura 12 ilustra as formas de onda de tensão e corrente no interruptor principal S1, destacando-se os instantes de entrada e saída de condução em ZCS.

A figura 13 ilustra as formas de onda de tensão e corrente no interruptor auxiliar S2, destacando-se o instante da comutação. Analogamente, as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S3 são apresentadas na Fig. 14.

Desta forma, observa-se que todos os interruptores entram e saem de condução sob corrente nula, caracterizando-se a operação ZCS almejada. Os diagramas de fases obtidos experimentalmente são apresentados na Fig. 15(a) e 15(b).



(a)

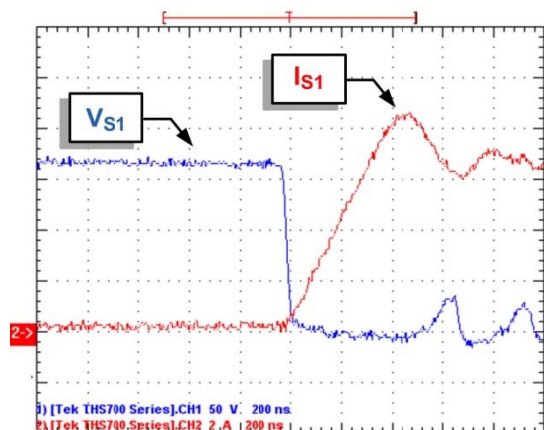


(b)

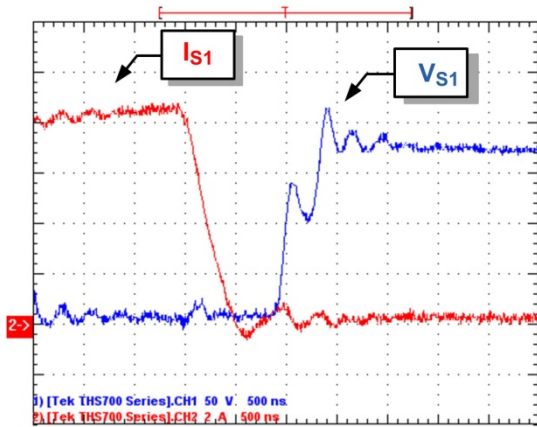
Fig. 11. Fotos do protótipo (a) Conversor On-Off ZCS (b) Ensaio realizado.

TABELA II
Dados do Protótipo

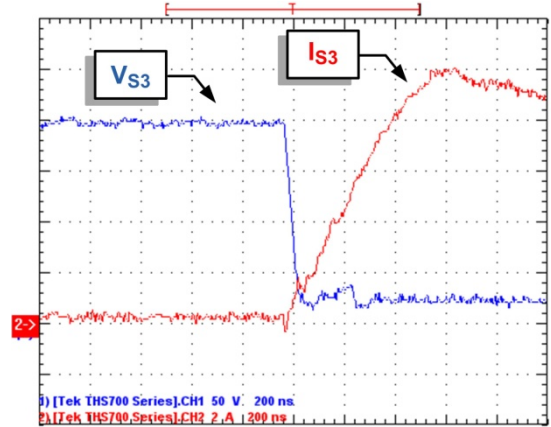
Especificações de Projeto	
Tensão de Saída, $V_0 = 100$ V	
Potência Total de Saída, $P_0 = 800$ W	
Tensão de entrada, $V_{in} = 180$ V	
Frequência de chaveamento, $f = 100$ kHz	
Conversor Buck On-Off ZCS	
Indutor de filtro, $L_f = 150$ uH	
Indutores de ressonância, $L_{r1} = 5,7$ uH e $L_{r2} = 20$ uH	
Capacitor de filtro, $C_f = 33$ uF	
Capacitor de ressonância, $C_r = 34$ nF	
Diodos, D1 e D0 – APT15D100K	
Diodos, D2 e D3 – HFA08TB60	
Interruptor principal, S1 – IRFP460	
Interruptores auxiliares, S2 e S3 – IRF840	



(a)

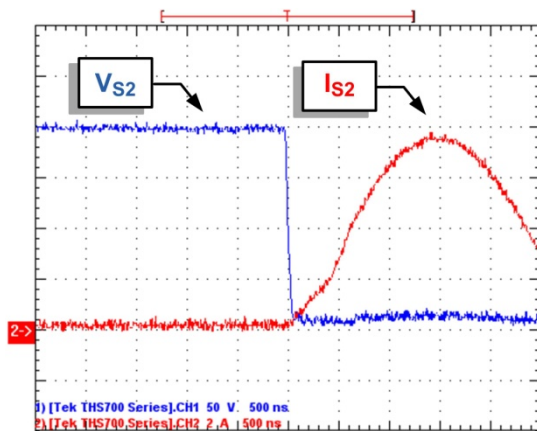


(b)

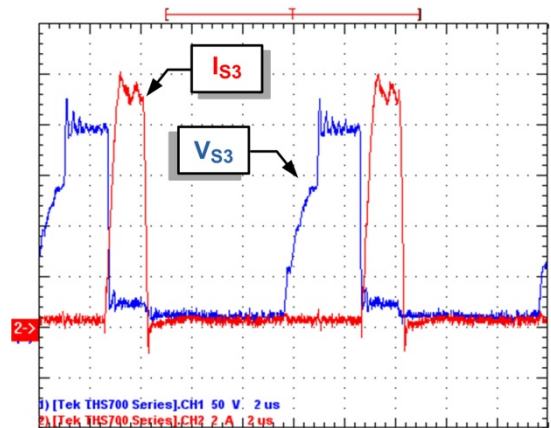


(a)

Fig. 12. Formas de onda de tensão e corrente no interruptor principal S1 (a) entrada em condução (b) bloqueio.

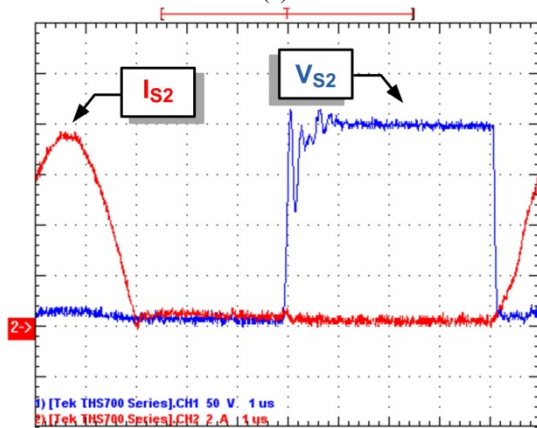


(a)



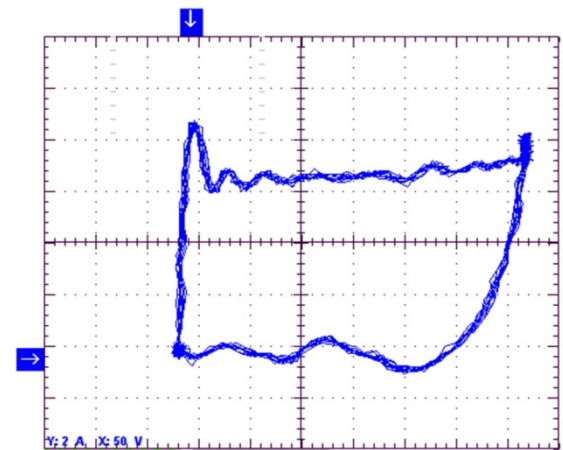
(b)

Fig. 14. Formas de onda de tensão e corrente no interruptor principal S3 (a) entrada em condução (b) bloqueio.



(b)

Fig. 13. Formas de onda de tensão e corrente no interruptor auxiliar S2 (a) entrada em condução (b) bloqueio.



(a)

VII. CONCLUSÕES

A inserção de circuitos ressonantes em conversores tradicionais garantiu a abertura e/ou o fechamento das chaves semicondutoras sob corrente nula ou sob tensão nula, possibilitando a conversão de energia, realizada em alta frequência de chaveamento com garantia de alta eficiência. Outras vantagens, como a redução do nível de EMI irradiado ou conduzido, também foram alcançadas com essas estruturas, permitindo que a elevação da frequência de chaveamento não prejudicasse o controle eletrônico da própria estrutura ou mesmo de equipamentos colocados próximos a ele.

As vantagens acima descritas foram alcançadas com o uso da nova célula sendo também observadas no novo conversor Buck On-Off ZCS analisado. O estudo teórico do funcionamento da estrutura foi comprovado através de simulações, mas principalmente, através dos resultados práticos obtidos, demonstrando a eficácia da nova estrutura, principalmente na distribuição de corrente entre os semicondutores.

A abordagem da célula criada trouxe como principal característica, o fato da corrente circulante na chave principal ser composta somente pela corrente de carga. Da literatura existente, sabe-se que no conversor Buck PWM-ZCS-QRC a corrente na chave principal possui um valor de pico superior à corrente de carga exigida, acarretando a escolha de um interruptor com maior capacidade de condução de corrente.

Na nova família de conversores com comutação ZCS, na entrada e saída de condução do interruptor principal, o semi-ciclo senoidal da corrente do tanque ressonante é desviado para um interruptor auxiliar, garantindo uma distribuição uniforme da corrente nos semicondutores ativos utilizados.

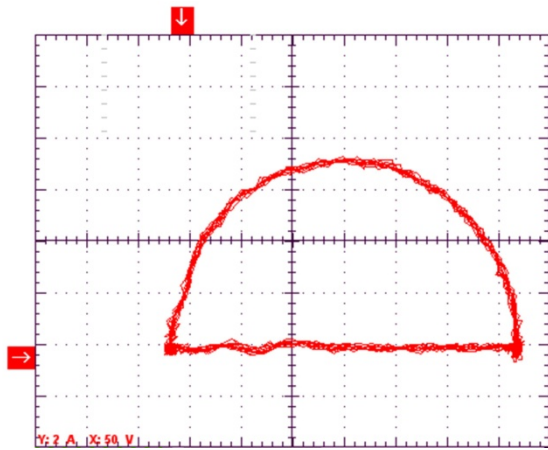
Assim, lista-se resumidamente as principais vantagens observadas:

- Comutação não dissipativa para todas as chaves envolvidas (ZCS na entrada e na saída de condução);
- Eliminação do pico de corrente na chave principal, típica do conversor Buck PWM-ZCS-QRC;
- A tensão sobre as chaves não ultrapassa a tensão da fonte de entrada para o conversor Buck On-Off ZCS;
- Comutação não dissipativa para toda faixa de carga;
- Alta frequência de chaveamento com alto rendimento;
- Baixo nível de ruído;
- Indicada para utilização com IGBT's;
- A célula criada pode ser aplicada a qualquer topologia tradicional de conversores existente.

Como desvantagem, destaca-se a utilização de um maior número de componentes se comparado aos conversores Quase-Ressonantes apresentados na literatura [21].

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o suporte financeiro conseguido junto aos seguintes órgãos de fomento, CNPq, FAPEMIG e CAPES.



(b)

Fig. 15. Diagramas de fases (a) circuito ressonante 1 (b) circuito ressonante 2.

Os resultados experimentais alcançados corroboram com a análise teórica apresentada neste trabalho, provando que a utilização da célula de comutação suave proposta promoveu operação ZCS com reduzidos esforços de corrente no interrupto principal, conforme esperado.

Finalmente, foram realizados diversos ensaios sob diferentes condições de carga no intuito de se levantar a curva de eficiência do conversor Buck On-Off ZCS analisado. Os resultados alcançados são apresentados na Fig. 16, onde também são apresentados os resultados alcançados analisando-se um conversor Buck tradicional com comutação dissipativa sob as mesmas condições de carga e utilizando-se a mesma placa de circuito impresso e os mesmos componentes, com exceção da célula de comutação suave proposta. Observa-se que, no quesito eficiência, a utilização da célula de comutação suave proposta proporcionou um aumento de 2%. Estes resultados foram obtidos utilizando-se o equipamento *Yokogawa® wt230 Multimeter*.

Apesar do elevado número de componentes, pode-se observar que a eficiência global do conversor ficou em torno de 95%. Destaca-se que se melhores componentes eletrônicos forem utilizados, i.e. *MOSFETs* com menor resistência série e diodos *SCHOTTKY*; a eficiência pode ser ainda maior.

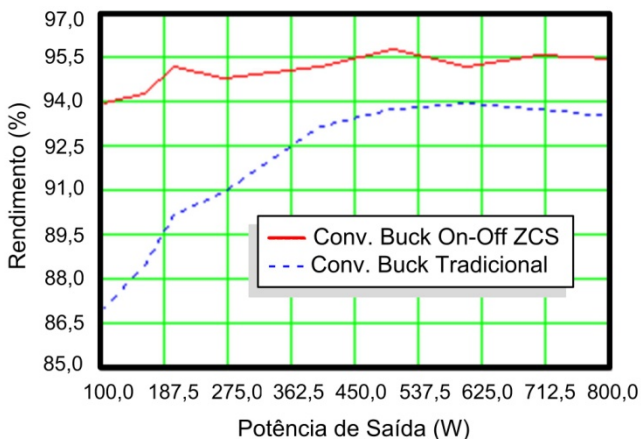


Fig. 16. Rendimento em função da potência de saída.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] F. T. Wakabayashi; M. J. Bonato; C. A. Canesin, "A new family of zero-current-switching PWM converter", in *Proc. Of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 1999, pp. 451–456.
- [2] 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*.
- [3] F. C. Lee, "High-frequency Quasi-Resonant converter technologies", in *Proc. Of IEEE*, vol. 76, nº4, pp. 377-390, Abril 1988.
- [4] T. A. Meynard, Y. Cheron, H. Foch, "Generalization of the resonant switch concept-structures and performances", in *Proc. Of Sec. European Conference on Power Electronics and Applications*, 1987, pp.239-244.
- [5] K. H. Liu, R. Oruganti, F. C. Lee, "Quasi-Resonant converters topologies and characteristics", *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. PE-2, nº 1, pp. 62-71, Janeiro 1987.
- [6] M. Brown, *Practical switching power supply design*, Motorola Series, New York, Academic Press, Inc., 1990.
- [7] R. W. Erickson, *Fundamentals of power electronics*, New York, Chapman & Hall, 1996.
- [8] S. Freeland, R. D. Middlebrook, "A unified Analysis of Converters with resonant switches", in *Proc. Of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1987, pp. 20 – 31.
- [9] V. Vorperian, "Equivalent circuit models for resonant and PWM switches", in *Proc. Of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1987, vol. 3, pp. 1080 – 1087.
- [10] L. C. de Freitas, P.R. Coelho Gomes, "A high-power high-frequency ZCS-ZVS-PWM buck converter using a feedback resonant circuit", *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 10, nº1, pp. 19-24, Jan. 1995.
- [11] C. A. Bissochi Jr., "Proposta de uma nova família de conversores denominados EIE: Aplicações em áudio, análise genérica e resultados experimentais", *Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, UFU, 2003*.
- [12] T. A. Meynard, Y. Cheron, H. Foch, "Generalization of the resonant switch concept-structures and performances", in *Proc. Of European Conference on Power Electronics and Applications*, 1987, pp.239-244.
- [13] E. P. de Paiva, L. C. de Freitas, V. J. Farias, E. A. A. Coelho, J.B.Jr. Vieira, "A Quasi-Resonant zero-current-switching buck PWM converter using a nonlinear resonant inductor", in *Proc. Of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1996, pp. 318 – 324.
- [14] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, J. C. Oliveira, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., "A quasi-resonant quadratic boost converter using a single resonant network", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 52, nº 2, pp.552-557, Abril 2005.
- [15] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., "The bang-bang hysteresis current waveshaping control technique used to implement a high power factor power supply", *IEEE Trans. On Power*, vol. 14, nº 1, pp.160-168, Janeiro 2004.
- [16] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., "Soft-switching interleaved boost converter with high voltage gain", in *Proc. Of Power Electr. Specialist Conference*, 2008, pp.4157-4161.
- [17] B. P. Divakar, K. W. E. Cheng, D. Sutanto, "Zero-Voltage and zero-current switching buck-boost converter with low voltage and current stresses", *IET Power Electron.*, vol. 1, nº 3, pp. 297-304, Setembro 2008.
- [18] E. Adib, H. Farzanehfard, "Family of zero current zero voltage transition PWM converters", *IET Power Electron.*, vol. 1, nº 2, pp. 214-223, Junho 2008.
- [19] C. -M. Wang, C. -H. Su, K. -L. Fang, "Zero-voltage-switching pulse-width-modulation full-bridge transformer-isolated step-up/down converter", *IET Power Electron.*, vol. 1, nº 3, pp.122-131, Setembro 2008.
- [20] C. M. Wang, "Novel zero-voltage-transition PWM DC/DC Converters", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 53, nº 1, pp.254-262, Fevereiro 2006.
- [21] I. Barbi, J. C. Bolacell, D. C. Martins, F. B. Libano, "Buck quasi-resonant converter operating at constant frequency: analysis, design and experimentation", in *Proc. Of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1989, pp. 873 – 880.
- [22] E. C. Dias, L. C. G. Freitas, V. J. Farias, E. A. A. Coelho, J. B. Jr. Vieira, L. C. de Freitas, "True zero current turn-on and turn-off converter family: analysis, simulation and experimental results", in *Proc. Of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 2030-2035.
- [23] E. C. Dias, L. C. G. Freitas, V. J. Farias, E. A. A. Coelho, J. B. Jr. Vieira, L. C. de Freitas, "Novel zero current turn-on and turn-off commutation cell", in *Proc. Of Brazilian Power Electronics Conference*, 2009, pp. 925-932.
- [24] E. C. Dias, L. C. G. Freitas, V. J. Farias, E. A. A. Coelho, J. B. Jr. Vieira, L. C. de Freitas, "True zero current turn-on and turn-off converter family: analysis and experimental results", *IET Power Electron.*, vol. 3, nº 1, pp.33-42, Janeiro 2010.
- [25] L. F. P. Mello, *Projetos de Fontes Chaveadas*, São Paulo: Ed. Érica, 1987. 292 p.
- [26] E. C. Dias, "Uma Nova Família de Conversores com Comutação ZCS na Abertura e Fechamento das Chaves", *Dissertação de Mestrado, UFU, 2008*, 105 p.

DADOS BIOGRÁFICOS

Emmanuel C. Dias, nascido em Uberlândia (MG), em 1983, é engenheiro eletricista (2006) e mestre (2008) pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT). Desde Dezembro de 2008 ele trabalha na Eltek Valere atuando na área de projetos elétricos.

Luiz Carlos Gomes de Freitas, nascido em Uberlândia (MG), em 1976, é engenheiro eletricista (2001), mestre

(2003) e doutor (2006) pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT). Atualmente é professor adjunto nível I da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU, fazendo parte do Núcleo Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP) da. Sua área de atuação é eletrônica de potência e suas áreas de interesse incluem qualidade da energia elétrica, correção ativa do fator de potência, técnicas de comutação não dissipativa, conversores CC-CC, CA-CC e CC-CA, retificadores híbridos e técnicas de controle utilizando FPGA e DSP.

Ernane A. A. Coelho, nascido em Teófilo Otoni, Minas Gerais, em 1962, é engenheiro eletricista (1987) pela Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, mestre (1989) pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis e doutor (2000) pela Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte. Atualmente é professor titular do departamento de engenharia elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Minas Gerais. Sua área de atuação envolve inversores PWM, correção do fator de potência e novas tecnologias usando controle digital.

João B. Vieira Jr, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (1980), mestrado (1984) e doutorado (1991) em Engenharia Elétrica

pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é professor da Universidade Federal de Uberlândia e membro do Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica Industrial, atuando principalmente nos seguintes temas: alto fator de potência e conversores PWM.

Luiz Carlos de Freitas, nascido em Monte Alegre (MG), em 1952, é engenheiro eletricista (1975) pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT, Uberlândia (MG)) mestre (1985) e doutor (1992) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina – Instituto de Eletrônica de Potência (UFSC-INEP), Florianópolis (SC). Atualmente é professor adjunto efetivo da Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT) da UFU e membro do Núcleo de Eletrônica de Potência (NUPEP). Ele já publicou diversos artigos em áreas como conversores DC-DC, DC-AC e AC-DC com comutação suave e retificadores multipulsos. O professor Luiz Carlos publicou no PESC'92, no APEC'93, no PESC'93 e na IEEE Transaction on Power Electronics – jan/1995, a evolução de células de comutação suave que promovem a entrada e saída de condução de interruptores com tensão zero, as quais têm sido amplamente utilizadas em pesquisas relativas à Eletrônica de Potência desde então.