

COMPORTAMENTO DOS CONVERSORES COMUTADOS SOB TENSÃO NULA COM O INDUTOR RESSONANTE NÃO LINEAR

Ricardo Nederson do Prado
Universidade Federal de Santa Maria
PPGEE - DELC - NUPEDEE
97119-900 - Santa Maria - RS
Telefone: 055-2261616 ext. 2463 - Fax. 055-2262013
E-mail: RNPRADO@SAIGON.CPD.UFSM.BR
Brasil

Resumo - A substituição do indutor ressonante linear por outro não linear, de maneira que o valor da indutância decresça com o aumento da corrente de carga, foi proposto para superar as dificuldades encontradas nos conversores comutados sob tensão nula. Este artigo apresenta um visão geral do comportamento dos conversores comutados sob tensão nula com o indutor ressonante não linear. Neste artigo serão analisados os conversores Buck, Ponte Completa e Meia Ponte, comutados sob tensão nula, com o indutor ressonante não linear e comparados com o linear. Resultados experimentais de alguns protótipos de conversores, uma análise teórica e resultados de simulação, serão apresentados para ilustrar o comportamento, dos conversores comutados sob tensão nula, na presença do indutor ressonante não linear.

Abstract - The substitution of the linear resonant inductor by a nonlinear one so that inductance value decreases with the increasing of load current was proposed to overcome the difficulty found in the zero-voltage switching quasi-resonant converters and extended to full-bridge zero-voltage switched PWM converter. This paper presents a survey of the behavior of the ZVS converter with the nonlinear resonant inductor. In this paper will be analyzed the Buck ZVS-QRC, FB-ZVS-PWM and Half-Bridge ZVS-QRC, with the nonlinear resonant inductor and compared with the linear resonant inductor. Experimental results of several prototypes of converters, an extensive theoretical analysis and simulation results are presented to illustrate the behavior of ZVS converters.

I. INTRODUÇÃO

Os conversores quase ressonantes comutados sob tensão nula (ZVS-QRCs) são apropriados para operarem em frequências de chaveamento de vários MHz, devido as suas baixas perdas na comutação [1,4]. No entanto, a técnica da comutação sob tensão nula tem algumas limitações. Primeiro, a chave de potência sofre de um estresse de tensão excessivo proporcional à faixa de carga. Segundo, uma extensa faixa de frequência de chaveamento é requerida para o conversor ZVS-QRC operar em uma faixa maior de tensão de entrada e de carga. Uma extensa faixa de frequência faz com que a otimização do projeto do transformador, dos filtros de entrada e saída e dos circuitos de controle se tornem mais difíceis. Outra limitação da técnica ZVS-QRC é a oscilação parasita entre o indutor ressonante e a capacitância de junção do diodo, o que resulta em instabilidade em sistemas de malha

fechada [8].

O conversor Ponte Completa modulado por largura de pulso com comutação sob tensão nula (FB-ZVS-PWM), apresenta dois problemas importantes. O primeiro deles diz respeito à faixa de comutação sob tensão nula (ZVS). As chaves de um dos braços podem atingir ZVS somente para uma corrente de carga acima de um valor crítico. Para alcançar a comutação sob tensão nula para uma faixa larga de carga, é necessário usar uma indutância ressonante de valor elevado. No entanto, uma indutância ressonante grande acarreta uma energia circulante maior aumentando significativamente as perdas por condução. A quantidade de energia circulante é diretamente responsável pelas perdas da razão cíclica no secundário do transformador. A corrente de carga sob a qual a comutação sob tensão nula é mantida é relativamente limitada em circuitos práticos [2-5].

O segundo deles, diz respeito às perdas por comutação no diodo retificador. O indutor ressonante linear interage com a capacitância de junção do diodo, provocando oscilações parasitas, e aumentando as perdas e o ruído na comutação.

Estas dificuldades acima mencionadas surgem devido à energia armazenada em um indutor linear ser proporcional ao quadrado da corrente de carga [1-4]. Barbi e Prado [1, 2, 4] apresentam uma técnica simples para superar as dificuldades acima mencionadas. Pela substituição do indutor linear por um indutor não linear de maneira que o valor da indutância decresça com o aumento da corrente de carga.

Este artigo apresenta uma visão geral do comportamento dos conversores comutados sob tensão nula com o indutor ressonante não linear. O princípio de operação, resultados experimentais e de simulação e uma análise teórica são apresentadas e comparados com as obtidas com o indutor ressonante linear.

II. CONVERSORES QUASE-RESSONANTES COMUTADOS SOB TENSÃO NULA COM O INDUTOR RESSONANTE NÃO LINEAR

É mostrado em [1-4] que a incorporação de um indutor ressonante não linear ao ZVS-QRC resulta em uma melhora significativa no desempenho dos conversores.

A curva indutância versus corrente de um indutor não linear típico é mostrado na figura 1, onde I_a é a corrente crítica de saturação.

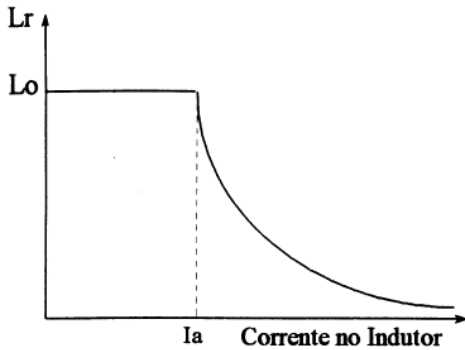


Figura 1. Indutância versus corrente em um indutor não linear

Esta curva pode ser representada pelas seguintes expressões:

$$L_r = L_o \quad \text{p/ } I_o < I_a \quad (1)$$

$$L_r = \frac{L_o I_a^2}{I_o^2} \quad \text{p/ } I_o > I_a \quad (2)$$

Onde:

- L_o valor da indutância na região linear;
- I_a corrente crítica de saturação;
- I_o corrente no indutor ou corrente de carga.

A. Conversor Buck Quase Ressonante Comutado sob Tensão Nula com o Indutor Ressonante Não Linear

De maneira a verificar os resultados, um protótipo foi construído e testado em laboratório. O diagrama do estágio de potência está mostrado na figura 2. Adotando os parâmetros de acordo com o que segue:

$$V_i = 40V$$

$$I_{o, \text{máx}} = 10A$$

$$\text{faixa de carga} = 80\% \cdot I_{o, \text{máx}}$$

a corrente mínima para manter ZVS é $I_{o, \text{min}} = 2A$.

Empregando o procedimento de projeto descrito em [4], os componentes do protótipo são determinados.

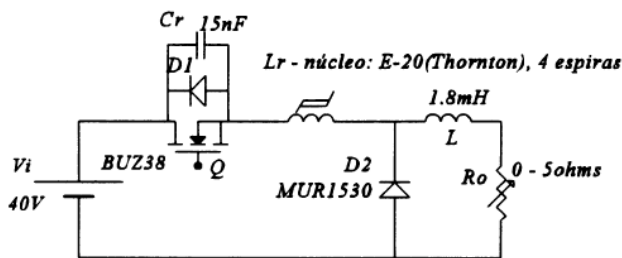


Figura 2. Conversor Buck ZVS-QRC com o indutor ressonante não linear

A tensão de pico no transistor medida como função da corrente de carga, para a tensão de entrada de 40V, é mostrada na figura 3. As características de saída experimentais obtidas do circuito são mostradas na figura 4,

para diferentes valores da frequência de chaveamento.

Pode ser verificado na figura 3 que, para $I_o < 4A$, o indutor ressonante se mantém constante e a tensão V_{DS} aumenta linearmente com I_o . Quando $I_o > 4A$, o indutor ressonante decresce com I_o e a derivada da curva também decresce, mantendo-se praticamente constante. Pode ser também notado que para $I_o > 8A$ o valor da tensão de pico em Q, mantém-se praticamente independente de I_o . Uma redução de 50% no estresse de tensão no transistor é confirmada.

A figura 4 mostra que o comportamento do conversor se aproxima de uma fonte de tensão, com a tensão de saída dependente diretamente da frequência de chaveamento e praticamente independente da corrente de carga para $I_o > 4A$. Este comportamento está em completa oposição em relação àquele encontrado com o indutor ressonante linear, onde a tensão de saída é fortemente dependente da corrente de carga.

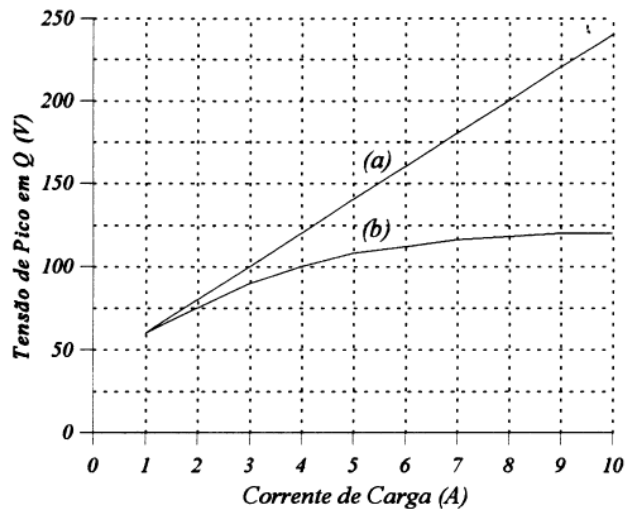


Figura 3. Tensão de pico obtida experimentalmente sobre o transistor Q para: (a) indutor ressonante linear, e (b) indutor ressonante não linear

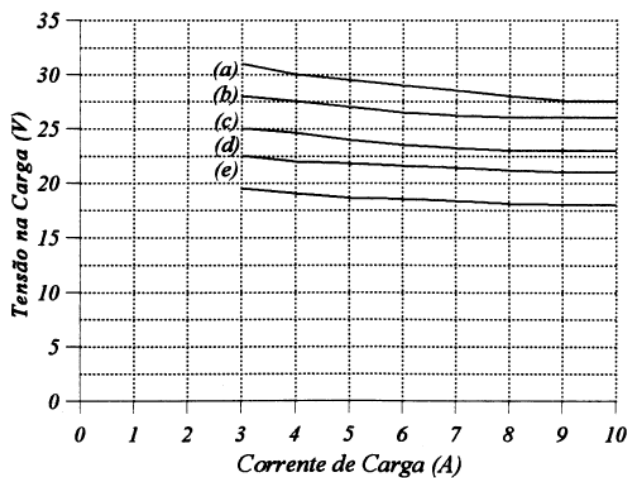


Figura 4. Características de saída experimentais do Buck- ZVS-QRC com o indutor ressonante não linear, para diferentes frequências de chaveamento: (a) 100kHz; (b) 125kHz; (c) 167kHz; (d) 200kHz; (e) 250kHz

A eficiência do circuito, medida como função da potência de saída, é mostrada na figura 5. As perdas adicionais, introduzidas pelo núcleo de ferrite do indutor, não sacrificam a eficiência do circuito, devido ao Mosfet empregado possuir uma resistência de condução baixa, reduzindo as perdas por condução.

A figura 6 mostra os resultados de simulação do conversor Buck ZVS-QRC com o indutor não linear comparados com os resultados com o indutor linear. O modelo de indutor não linear empregado nestas simulações foi o modelo de Jiles-Atherton. [4, 7]. A simulação comprova a redução da sobretensão no Mosfet, com o emprego do indutor ressonante não linear.

As formas de onda da tensão no capacitor e a corrente no indutor, obtidos experimentalmente, são mostrados na figura 7. A figura 7.a, mostra as formas de onda para $I_o=2A$, e a figura 7.b para $I_o=10A$. Como pode ser visto, os resultados experimentais estão de acordo com a análise teórica e os resultados de simulação.

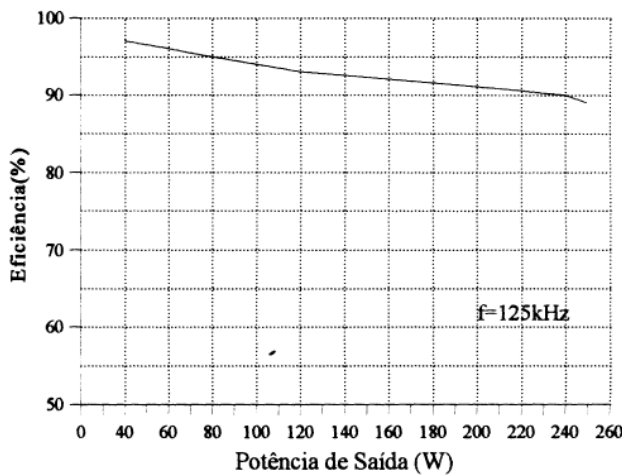


Figura 5. Eficiência medida versus potência de saída com o indutor ressonante não linear

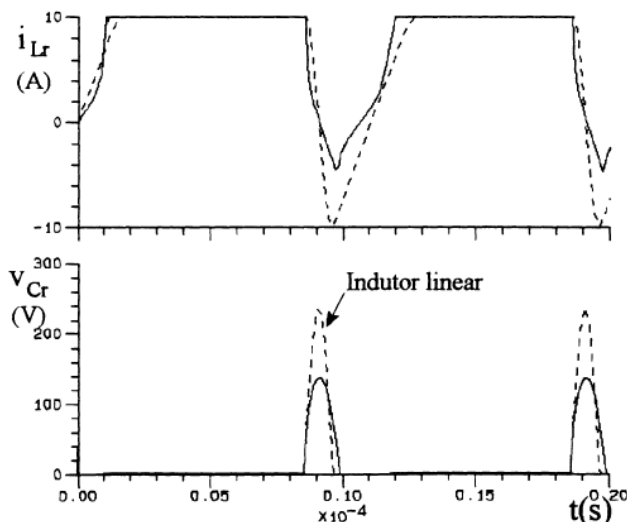
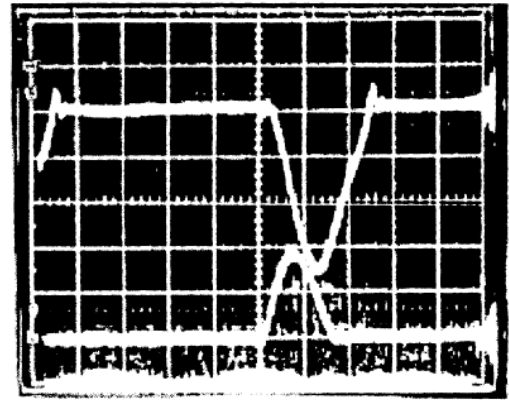
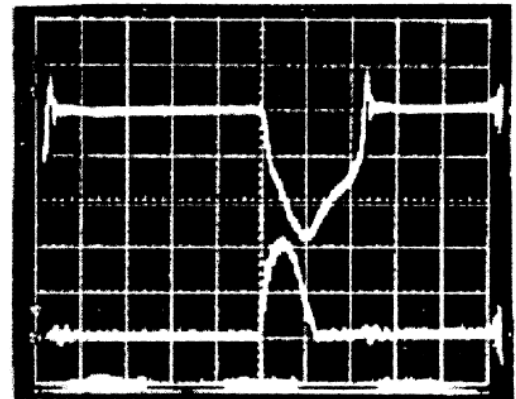


Figura 6. Resultados de simulação do conversor Buck ZVS-QRC com o indutor não linear e com um indutor linear, para $I_o = 10A$, $V_i = 40V$ e $f = 100kHz$.



(a)



(b)

Figura 7. Corrente no indutor ressonante i_{Lr} (traço superior) e tensão no capacitor ressonante V_{Cr} (traço inferior) do conversor Buck ZVS-QRC com um indutor ressonante não linear para: (a) $I_o = 2A$: 1A/div., 50V/div.; (b) $I_o = 10A$: 5A/div., 50V/div. tempo: 1 μ s/div.

B. Valor Médio da Corrente no Diodo de Roda Livre

Empregando um indutor ressonante não linear, o valor médio da corrente no semiconductor é alterada. A figura 8 mostra os resultados experimentais, para a corrente média, no diodo de roda livre, D_2 , em função da corrente de carga, I_o . A curva (a) foi obtida com o indutor ressonante linear, e a curva (b) com o indutor ressonante não linear. Os dados foram obtidos com o emprego do circuito da figura 2.

Podemos observar que a corrente média, com um indutor não linear, é menor do que com o indutor linear. Por causa disto, um diodo com menor capacidade de corrente pode ser empregado.

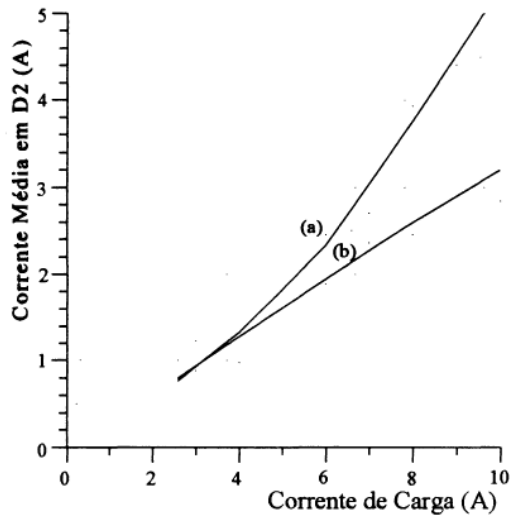


Figura 8. Corrente média no diodo de roda livre, obtida experimentalmente para: (a) indutor ressonante linear; (b) indutor ressonante não linear.

III. CONVERSOR PONTE COMPLETA COMUTADO SOB TENSÃO NULA COM MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO COM O INDUTOR RESSONANTE NÃO LINEAR

O conversor FB-ZVS-PWM emprega uma indutância ressonante linear grande para reduzir as perdas na comutação para uma faixa larga de carga e de tensão de entrada. Uma indutância ressonante muito grande acarreta uma energia circulante maior, o que aumenta as perdas por condução. A quantidade de energia circulante é diretamente responsável pelas perdas da razão cíclica no secundário [2, 3, 4].

Uma indutância ressonante muito grande corresponde a uma razão cíclica efetiva no secundário menor, o que por sua vez requer uma relação de espiras, do transformador, menor para se alcançar as condições de linha, levando a maiores perdas por condução.

É mostrado em [1-4] que a incorporação de um indutor não linear ao conversor FB-ZVS-PWM resulta em uma significativa melhora no desempenho do conversor.

O conversor FB-ZVS-PWM, com o indutor ressonante não linear, pode alcançar comutação sob tensão nula para uma faixa de carga maior, sem aumento da energia circulante.

O diagrama do circuito e as principais formas de onda do conversor FB-ZVS-PWM com o indutor ressonante não linear são mostradas na figura 9. Pode-se notar que um transformador de potência com uma indutância de dispersão mínima é preferível neste caso [3,4]. Os estágios topológicos são os mesmos que os do conversor FB-ZVS-PWM com o indutor linear. Pode ser notado, na figura 9, que com o indutor ressonante não linear, a razão cíclica efetiva no secundário é incrementada de ΔD_e , devido à saturação do indutor.

As vantagens do conversor FB-ZVS-PWM com o indutor ressonante não linear são as seguintes:

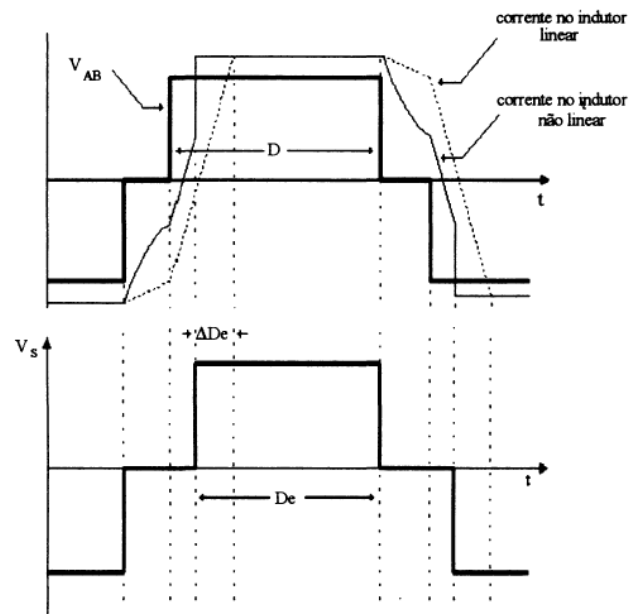
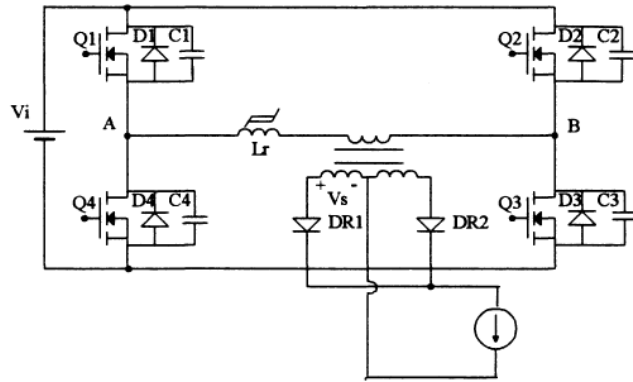


Figura 9. Conversor FB-ZVS-PWM com um indutor ressonante não linear e suas formas de onda principais

- as perdas por condução nas chaves são reduzidas devido à reduzida energia circulante;
- a razão cíclica efetiva é aumentada. No transformador, uma relação de espiras maior pode ser utilizada, para se minimizar a corrente no circuito primário e a tensão no secundário;
- uma faixa de carga maior pode ser alcançada com a comutação sob tensão nula, sem aumento da energia circulante;
- a eficiência é aumentada.

Um conversor FB-ZVS-PWM de 1250W, 100kHz empregando o indutor ressonante não linear foi implementado [2]. A saída é regulada em 50V com uma faixa de carga de 0 a 25A. Os parâmetros do protótipo são os seguintes:

- $V_i = 300V$
- $L_r =$ núcleo: E-20 (Thornton), 12 espiras
- $T_r =$ núcleo: E65/26 (Thornton), primário: 24 espiras; secundário: 6 espiras.

Figura 11. Eficiência média versus potência de saída para o FB-ZVS-PWM com o indutor ressonante não linear

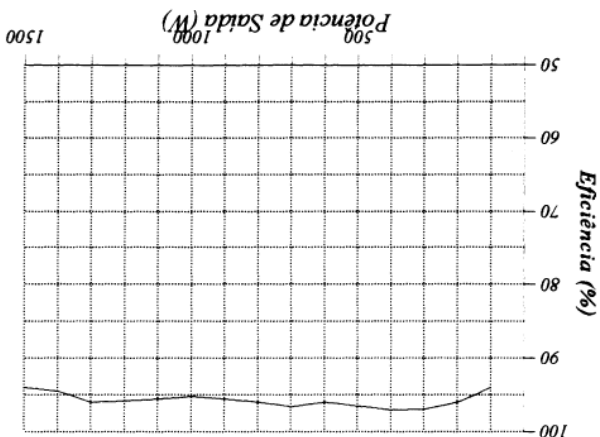
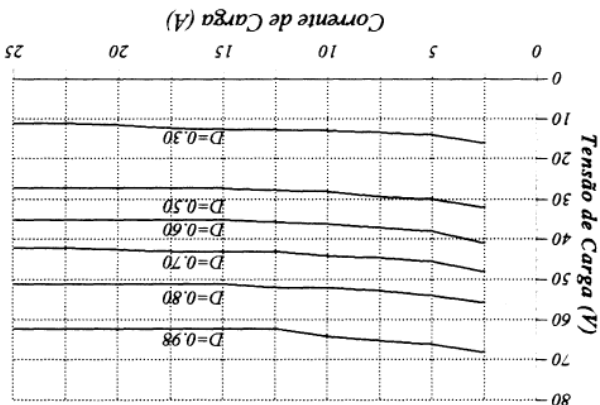


Figura 10. Características de saída experimentais do conversor FB-ZVS-PWM com o indutor ressonante não linear



Como pode ser visto, os resultados experimentais estão de acordo com a análise teórica e os resultados de simulação.

A figura 12 mostra as formas de onda experimentais, do FB-ZVS-PWM com o indutor ressonante não linear, para uma corrente de carga de 25A, com razão cíclica de 0,98.

A figura 12 mostra as formas de onda experimentais, do FB-ZVS-PWM com o indutor ressonante não linear, para uma corrente de carga de 25A, com razão cíclica de 0,98. A figura 12 mostra as formas de onda experimentais, do FB-ZVS-PWM com o indutor ressonante não linear, para uma corrente de carga de 25A, com razão cíclica de 0,98. A figura 12 mostra as formas de onda experimentais, do FB-ZVS-PWM com o indutor ressonante não linear, para uma corrente de carga de 25A, com razão cíclica de 0,98.

As características de saída obtidas experimentalmente são mostradas na figura 10, para diferentes valores de razão cíclica. Pode ser observado que o conversor FB-ZVS-PWM comporta-se como uma fonte de tensão, com a tensão de saída diretamente dependente da razão cíclica e praticamente independente da corrente de carga para $I_o > 10A$.

A eficiência do circuito medida como função da potência esta mostrada na figura 11. Pode-se notar que seu valor é maior, porque a relação de espiras do transformador é maior, reduzindo consequentemente as perdas por condução dos MOSFETS.

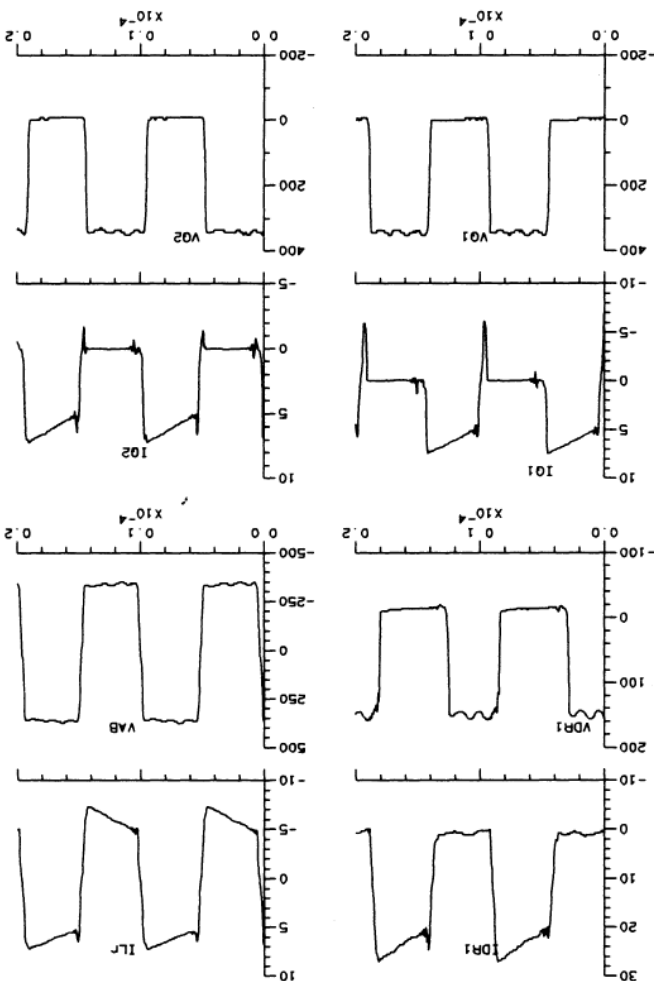
A única perda por comutação que tanto o FB-ZVS-PWM quanto o ZVS-QRC não conseguem evitar é a perda devido à carga da capacitância de junção do diodo retificador. Perdas proporcionais a $\frac{1}{2}CV^2$ aparecem [2, 4, 5, 8].

O indutor ressonante linear interfere com a capacitância de junção do diodo, causando severas oscilações parasitas e aumentando as perdas e o ruído na comutação. A oscilação deve ser amortecida, mas o uso de um circuito amortecedor RC, em paralelo com o diodo retificador, pode introduzir perdas elevadas, desde que a frequência de oscilação é menor que 10 vezes a frequência de chaveamento, devido ao valor elevado de L_r .

É mostrado em [2, 3, 4, 8] que o emprego do indutor ressonante não linear pode reduzir esta oscilação parasita, desde que o indutor ressonante esteja saturado, quando a

IV. RECUPERAÇÃO REVERSA DO DIODO DE RODA LIVRE COM O INDUTOR RESSONANTE NÃO LINEAR

Figura 12. Formas de onda experimentais para o conversor FB-ZVS-PWM funcionando em 100kHz, com o indutor ressonante não linear, para uma corrente de carga de 25A, com razão cíclica de 0,98.



capacitância de junção do diodo começar a entrar em ressonância com ele. Um modelo de diodo, com recuperação reversa ultra-rápida, é empregado para se obter resultados de simulação precisos, para se verificar o comportamento da recuperação reversa do diodo por simulação. O modelo do diodo é totalmente descrito em [6].

Uma análise completa e o projeto de um circuito de grameamento considerando o indutor linear está em [9], e considerando o indutor não linear em [4, 8].

Empregando o procedimento de projeto descrito em [4, 8, 9], os valores do resistor e do capacitor, no circuito de grameamento, são os mesmos nos dois casos. Pode-se afirmar que a energia fluindo pelo circuito de grameamento é praticamente a mesma em ambos os casos, devido ao fato que esta energia é proveniente da capacitância de junção do diodo.

A figura 13, mostra os resultados experimentais obtidos para 4 condições diferentes. O conversor Buck-ZVS-QRC foi utilizado nestes testes, empregando os parâmetros descritos na figura 2.

Pode-se, na figura 13, observar que as oscilações parasitas são reduzidas quando o indutor ressonante não linear está presente no circuito. Esta redução é devido ao indutor estar saturado, quando a recuperação reversa ocorre, e apresentar uma indutância ressonante muito reduzida. No entanto, a corrente e a tensão de pico, durante a recuperação reversa, são maiores do que com o indutor linear.

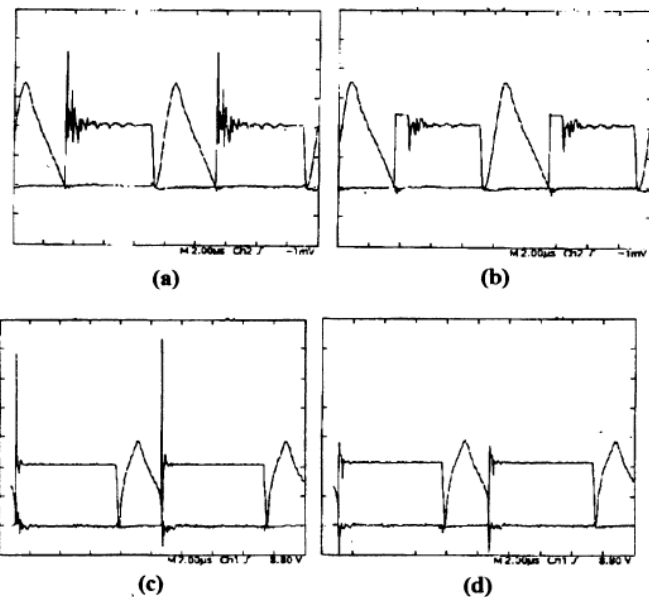


Figura 13. Formas de onda experimentais do Buck ZVS-QRC para $I_o = 10A$: (a) indutor linear sem o circuito de grameamento; (b) indutor linear com o circuito de grameamento; (c) indutor não linear sem o circuito de grameamento; (d) indutor não linear com o circuito de grameamento. (escalas: tensão: 20V/div., corrente: 2A/div., tempo, 2 μ s/div.)

V. CONVERSOR MEIA PONTE QUASE RESSONANTE COMUTADO SOB TENSÃO NULA COM O INDUTOR RESSONANTE NÃO LINEAR EM 1MHz

Um conversor meia ponte quase ressonante comutado sob tensão nula com o indutor ressonante não linear (HB-ZVS-QRC) foi construído e testado em 1MHz. O diagrama do estágio de potência é mostrado na figura 14. Os parâmetros do protótipo são como seguem:

- Q_1, Q_2 - IRF 830 (International Rectifier);
- C_1, C_2 - Capacitância de junção do IRF 830, $C_{oss} = 100pF$ em 25V
- C_1 - 0,27 μ F/250V polipropileno
- L_r - núcleo:E-20 (Thornton), 6 espiras
- D_3, D_4 - MBR 1545 (Motorola)
- L - 60 μ H
- C - 220 μ F/250V (Série HFC da ICOTRON)
- R - 0,1 - 5,0 Ω
- V_i - 200V
- $n = N_p/N_s = 10$

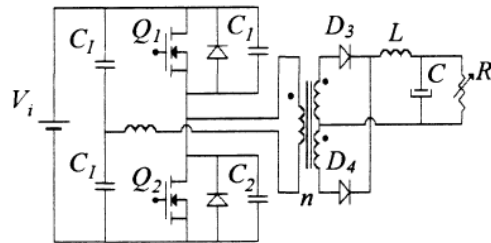


Figura 14. Conversor HB-ZVS-QRC com o indutor ressonante não linear

A operação com o indutor linear está descrita em [10]. As conclusões, com o indutor ressonante não linear, são as seguintes:

- A capacitância ressonante é a capacitância de saída do MOSFET (C_{oss}). A faixa desta capacitância é 35-500pF (com $V_{DS}=25V$), com valores menores correspondendo ao MOSFET de alta tensão ($\geq 200V$) e, conseqüentemente, com uma resistência de condução muito elevada. Uma freqüência de ressonância muito alta requer uma capacitância ressonante com valor mais baixo. A escolha do valor desta capacitância é limitada, porque ela é a capacitância de saída do MOSFET. Por isso, o projeto do indutor não linear depende deste valor da capacitância ressonante.
- O indutor ressonante não linear necessita de uma quantidade mínima de corrente para se saturar, logo o número de espiras deve ser muito elevado. Por causa disso, seu valor deve também ser muito elevado. Neste caso, as freqüências de ressonância e de chaveamento são ambas baixas. Uma indutância ressonante grande operando em 1MHz resulta em uma maior energia circulante.

- O indutor ressonante não linear opera com uma excursão de fluxo maior no núcleo, em torno de $2.B_{sat}$
- As perdas no núcleo são proporcionais a ΔB e a frequência de chaveamento [4]. Desta maneira, as perdas no núcleo em 1MHz e com $\Delta B=2.B_{sat}$ são muito elevadas.
- A faixa de frequência de chaveamento do conversor deve ser limitada em centenas de kHz, o que é principalmente determinado pela tolerância térmica do material do núcleo.

CONCLUSÕES

Esta visão geral do comportamento do Buck ZVS-QRC com o indutor ressonante não linear forneceu o princípio de operação, a análise teórica, os resultados experimentais e de simulação. Uma visão geral do comportamento do conversor ponte completa com comutação sob tensão nula PWM com o indutor não linear, foi feita seguindo o mesmo procedimento adotado para o Buck ZVS-QRC. O conversor meia ponte com o indutor ressonante não linear operando em 1MHz foi apresentado e discutido.

A recuperação reversa do diodo de roda livre com o indutor ressonante não linear foi considerada e discutida.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] I. Barbi, R. N. Prado, and D. C. Martins, "Effects of Nonlinear Resonant Inductor on the Behavior of ZVS QRC's," in *Conf. Rec.*, IEEE Power Electron. Special., 1990, pp. 522-527.
- [2] I. Barbi, R. N. Prado, and J. L. F. Vieira, "A Wide Load Range Full-Bridge ZVS PWM Converter Employing Nonlinear Resonant Inductor," in *Conf. Rec.*, First Brazilian Power Electronics Conference, 1991, pp. 50-55.
- [3] G. Hua, F. C. Lee, and M. M. Jovanovic, "An Improved Zero-Voltage-Switched PWM Converter Using a Saturable Inductor," in *Conf. Rec.*, IEEE Power Electron. Special., 1991, pp. 189-194.
- [4] R. N. Prado, *Efeitos do Indutor Ressonante Não Linear Sobre o Comportamento dos Conversores Quase-Ressonantes com Comutação sob Tensão Nula*.

Dissertação de Doutorado, Outubro/93 UFSC - Brasil.

- [5] J. A. Sabaté, V. Vlatkovic, R. Ridley, F. C. Lee and B. H. Cho, "Design Considerations for High-Power Full-Bridge ZVS-PWM Converter," in *Conf. Rec.*, IEEE Applied Power Electron., 1990, pp. 275-284.
- [6] W. McMurray, "Simulation of Power Rectifiers in SPICE," in *Conf. Rec.*, IEEE Ind. Appl. Soc., 1990, pp. 1569-1574.
- [7] D. C. Jiles and Atherton, "Theory of Ferromagnetic Hysteresis," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, nº 61, 1986, pp. 48-60.
- [8] R. N. Prado, "The Behavior of the Rectifying Diode Reverse Recovery of ZVS Converters in the Presence of a Saturable Inductor," in *Conf. Rec.*, IEEE Ind. Appl. Soc., 1994, pp. 1200-1208.
- [9] L.H. MWeene, C.A. Wright and M.F. Schlecht, "A 1kW, 500kHz front-end converter for a distributed power supply system," in *Conf. Rec.*, IEEE Applied Power Electron., 1989, pp. 423-432.
- [10] M.M. Jovanovic, W.A. Tabisz and F.C.Lee. "Zero-Voltage-Switching Technique in High-Frequency Off-Line Converters". in *Conf. Rec.*, IEEE Applied Power Electron., 1988, pp. 23-32.

DADOS BIOGRÁFICOS

Ricardo Nederson do Prado, nasceu em Itapiranga - Santa Catarina, em 22 de Abril de 1961. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria - RS em 1984. Obteve os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, em 1987 e 1993 respectivamente. Entre 1987 e 1992, atuou como professor assistente, na Universidade Federal de Minas gerais, Belo Horizonte - MG. Atualmente, é professor adjunto do Departamento de Eletrônica e Computação e vice-coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria - RS. Sua área de interesse compreende os conversores estáticos CC/CC e CC/CA em alta frequência, modelização de dispositivos semicondutores, sistemas eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. É membro da SOBRAEP e IEEE.