

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

EFEITOS DO INDUTOR RESSONANTE NÃO LINEAR SOBRE O
COMPORTAMENTO DOS CONVERSORES QUASE-RESSONANTES
COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

RICARDO NEDERSON DO PRADO

FLORIANÓPOLIS - OUTUBRO DE 1993

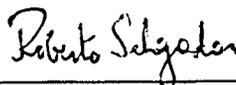
EFEITOS DO INDUTOR RESSONANTE NÃO LINEAR SOBRE O COMPORTAMENTO
DOS CONVERSORES QUASE-RESSONANTES COM COMUTAÇÃO
SOB TENSÃO NULA

RICARDO NEDERSON DO PRADO

ESTA TESE FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR
EM CIÊNCIAS, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA
FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
ORIENTADOR

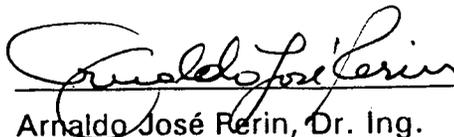


Prof. Roberto Salgado, Ph. D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA



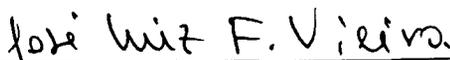
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Arnaldo José Ferin, Dr. Ing.



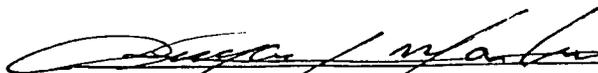
Enio Walmor Kassick, Dr.



José Luis de Freitas Vieira, Dr.



Klaus Bornhardt, Ph. D.



Denizar Cruz Martins, Dr.

A Deus sobre todas as
coisas

À minha esposa Ana Maria,
às minhas filhas Carolina e
Natália.

Aos meus pais, Manoel
e Mirtha.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Ivo Barbi, por ter me propiciado a oportunidade de realizar este trabalho.

Aos amigos e colegas do LAMEP, pela amizade e enriquecedores questionamentos feitos durante este trabalho.

Aos técnicos do LAMEP, pela boa vontade e profissionalismo demonstrados.

À secretária do LAMEP, pela constante disposição em colaborar.

Ao aluno Pedro Armando, pela colaboração na elaboração deste trabalho.

À Universidade Federal de Minas Gerais, à Universidade Federal de Santa Maria e a CAPES, pelo apoio financeiro.

À minha família, pelo constante estímulo

A todas as pessoas que de uma forma ou outra contribuíram para a realização deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma técnica para reduzir a sobretensão, aumentar a faixa de carga e reduzir a faixa de frequência de chaveamento, nos Conversores Quase-Ressonantes, com comutação sob tensão nula. Esta técnica também é aplicada ao Conversor em Ponte Completa modulado por largura de pulso, com comutação sob tensão nula, para aumentar sua faixa de carga. Esta técnica consiste na substituição do indutor ressonante linear por um indutor ressonante não linear.

Inicialmente, esta técnica é aplicada ao Conversor Buck quase-ressonante, com comutação sob tensão nula. É demonstrado que, com a substituição do indutor ressonante linear pelo não linear, os objetivos propostos são alcançados. Um estudo da influência do indutor ressonante não linear, nos valores médios e eficazes de tensão e corrente, é realizado. O comportamento da recuperação reversa do diodo de roda livre, na presença do indutor ressonante não linear, é considerado.

O estudo de outros conversores quase-ressonantes, com comutação sob tensão nula, com indutor ressonante não linear, também é realizado.

A tentativa de trabalhar com o indutor ressonante não linear, com frequência de chaveamento em 1MHz, é realizada com o Conversor em Meia Ponte quase-ressonante, com comutação sob tensão nula.

O Conversor em Ponte Completa modulado por largura de pulso, com comutação

sob tensão nula, com o indutor ressonante não linear, é analisado. A recuperação reversa, dos diodos retificadores de saída, na presença do indutor ressonante não linear, é considerada. Neste Conversor, a ressonância é empregada apenas no processo de transição da comutação, não atuando na transferência de potência para a carga.

O Conversor em Ponte Completa modulado por largura de pulso, com comutação sob tensão nula, com o indutor ressonante não linear no secundário do transformador, é estudado.

Finalmente, apresenta-se alguns modelos para o indutor ressonante não linear. Modelos para estudo em regime permanente e modelos para estudo em regime transitório, são apresentados.

ABSTRACT

This work presents a simple technique to reduce voltage stress, increase load range and reduce switching frequency range in the ZVS-QRCs. This technique is applied to Full-Bridge ZVS-PWM Converter, increasing load range. The technique consists in replacing the linear resonant inductor by a nonlinear one.

This technique is initially applied to Buck ZVS-QRC. The proposed objectives are achieved by replacing the linear resonant inductor by a nonlinear one. An analysis of the effects of the nonlinear resonant inductor on the rms and average values of voltage and current is performed. The behavior of the free-wheeling diode reverse recovery, in the presence of the nonlinear resonant inductor is analyzed.

The study of others ZVS-QRCs, with nonlinear resonant inductor, is included in this work.

The effort to work with the nonlinear resonant inductor at switching frequency of 1MHz is realized employing the Half-Bridge ZVS-QRC.

The Full-Bridge ZVS-PWM with nonlinear resonant inductor is considered. The effects of the nonlinear resonant inductor on the rectifying diode reverse recovery is analyzed. In this case the resonance just takes place in the commutation process, not acting in the power transfer to the load.

The Full-Bridge ZVS-PWM with nonlinear resonant inductor, in the secondary side of the transformer is considered.

Finally, several models for nonlinear resonant inductor are presented

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO.....	Intro.1
-----------------	---------

CAPÍTULO I

CONVERSORES QUASE RESSONANTES COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

1.1	Introdução	1.1
1.2	Chaves Ressonantes Modo Tensão	1.2
1.3	Análise do Conversor Buck ZVS-QRC.	1.2
	1.3.1 Estágios de Funcionamento	1.4
	1.3.2 Estudo Analítico do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor Ressonante Linear	1.5
1.4	Família dos Conversores ZVS-QRCs	1.13

CAPÍTULO 2

CONVERSOR BUCK QUASE-RESSONANTE COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

2.1	Introdução	2.1
2.2	Análise do Conversor BUCK ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear ..	2.2
	2.2.1 Estágios de Funcionamento	2.3
	2.2.2 Estudo Analítico do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor Ressonante Linear	2.6
	2.2.3 Características de Saída do Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear	2.9
2.3	Análise do Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear	2.13
	2.3.1 Variação do Indutor Ressonante com a Corrente de Carga	2.13
	2.3.2 Características de Saída do Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear	2.17
2.4	Projeto dos Elementos Ressonantes	2.21
	2.4.1 Escolha da Faixa de Comutação sob Tensão Nula	2.21
	2.4.2 Cálculo do Indutor Ressonante Não Linear	2.21
	2.4.3 Cálculo do Capacitor Ressonante.	2.23
2.5	Simulações do Conversor Buck ZVS-QRC	2.23
2.6	Resultados Experimentais do Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear	2.26
	2.6.1 Características Teóricas	2.26
	2.6.2 Resultados experimentais	2.29
2.7	Valores Médios e Eficazes nos semicondutores do Conversor Buck ZVS-QRC	2.34
	2.7.1 Valores Médios e Eficazes da Corrente no Transistor Q.	2.34
	2.7.2 Valores Médios da Corrente no Diodo de Roda Livre D_2	2.39

2.7.3	Verificação Experimental dos Valores Médios e Eficazes nos Semicondutores.	2.41
2.8	Comportamento da Recuperação Reversa do Diodo de Roda Livre, na Presença do Indutor Ressonante Não Linear	2.46
2.8.1	Levantamento das Características do Diodo MUR1530	2.47
2.8.2	Simulações do Conversor Buck ZVS-QRC, com modelo do diodo com recuperação reversa.	2.49
2.8.3	Resultados Experimentais	2.51
2.9	Uma Nova Família de Conversores ZVS-QRCs	2.53
2.10	Conclusões	2.55

CAPÍTULO 3

CONVERSOR BOOST QUASE RESSONANTE COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

3.1	Introdução	3.1
3.2	Análise do Conversor Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear	3.1
3.2.1	Estágios de Funcionamento	3.2
3.2.2	Estudo Analítico do Conversor Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear	3.4
3.2.3	Características de Saída do Conversor Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear	3.11
3.3	Análise do Conversor Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear	3.14
3.4	Simulações do Conversor Boost ZVS-QRC.	3.17
3.5	Conclusões	3.20

CAPÍTULO 4

CONVERSOR BUCK-BOOST QUASE RESSONANTE COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

4.1	Introdução	4.1
4.2	Análise do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear	4.1
4.2.1	Estágios de Funcionamento	4.2
4.2.2	Estudo Analítico do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear.	4.8
4.2.3	Características de Saída do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear	4.11
4.3	Análise do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear	4.14
4.4	Simulações do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC.	4.17
4.5	Conclusões	4.19

CAPÍTULO 5

CONVERSOR CŪK QUASE RESSONANTE COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

5.1	Introdução	5.1
5.2	Análise do Conversor CŪk ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear. . . .	5.1
	5.2.1 Estágios de Funcionamento	5.2
	5.2.2 Estudo Analítico do Conversor CŪk ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear.	5.6
	5.2.3 Características de Saída do Conversor CŪk ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear.	5.9
5.3	Análise do Conversor CŪk ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear.	5.13
5.4	Simulações do Conversor CŪk ZVS-QRC.	5.15
5.5	Conclusões.	5.17

CAPÍTULO 6

CONVERSOR EM MEIA PONTE QUASE RESSONANTE COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

6.1	Introdução	6.1
6.2	Análise do Conversor HB-ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear	6.1
	6.2.1 Estágios de Funcionamento	6.2
	6.2.2 Estudo Analítico do Conversor HB-ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear	6.6
	6.2.3 Características de Saída do Conversor HB-ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear	6.9
	6.2.4 Resultados Experimentais do Conversor HB- ZVS-QRC, com Indutor Ressonante Linear, em 1MHz	6.12
6.3	Análise do Conversor HB-ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear.	6.16
	6.3.1 Características de Saída do conversor HB-ZVS-QRC, com o Indutor Ressonante Não Linear	6.16
	6.3.2 O Conversor HB-ZVS-QRC, com Indutor Ressonante Não Linear em 1Mhz	6.18
6.4	Conclusões	6.19

CAPÍTULO 7

CONVERSOR EM PONTE COMPLETA MODULADO POR LARGURA DE PULSO COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

7.1	Introdução	7.1
7.2	Análise do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Linear	7.3
	7.2.1 Razão Cíclica Efetiva	7.6

	7.2.2 Características de Saída do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Linear	7.11
7.3	Análise do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear	7.13
	7.3.1 Razão Cíclica Efetiva	7.15
	7.3.2 Características de Saída do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear	7.15
	7.3.3 Energia Armazenada no Indutor Ressonante	7.17
7.4	Projeto do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear	7.18
	7.4.1 Cálculo do Transformador	7.19
	7.4.2 Capacitor Série	7.26
	7.4.3 Diodos Retificadores de Saída	7.27
	7.4.4 Escolha dos MOSFETs	7.27
	7.4.5 Escolha da Faixa de Comutação Sob Tensão Nula.	7.28
	7.4.6 Cálculo do Indutor Ressonante Não Linear	7.28
	7.4.7 Cálculo da perda da razão cíclica	7.31
	7.4.8 Considerações sobre o Projeto	7.32
	7.4.9 Características de Saída Teóricas, do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear	7.34
7.5	Simulações do Conversor FB-ZVS-PWM	7.35
7.6	Resultados Experimentais	7.35
7.7	Variações Topológicas do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear	7.41
7.8	Recuperação Reversa dos Diodos Retificadores de Saída do Conversor FB-ZVS-PWM	7.42
	7.8.1 Simulações do Conversor FB-ZVS-PWM, com Modelo do Diodo com Recuperação Reversa.	7.43
7.9	Conclusões	7.46

CAPÍTULO 8

CONVERSOR EM PONTE COMPLETA MODULADO POR LARGURA DE PULSO COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA COM INDUTOR RESSONANTE NO SECUNDÁRIO

8.1	Introdução	8.1
8.2	Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Linear no Secundário	8.1
8.3	Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear no Secundário	8.5
	8.3.1 Características de Saída do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear no Secundário	8.8
	8.3.2 Recuperação Reversa dos Diodos Retificadores do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear no Secundário	8.11
8.4	Conclusões	8.12

CAPÍTULO 9

MODELOS PARA O INDUTOR NÃO LINEAR

9.1	Introdução	9.1
9.2	Características do Indutor Não Linear	9.1
9.3	Modelos para o Indutor Não Linear, para o Estudo em Regime Permanente	9.4
	9.3.1 Modelo da Tangente Hiperbólica	9.4
	9.3.2 Modelo do Arco Tangente	9.5
	9.3.3 Modelo Polinomial por Parte	9.8
9.4	Simulações do Conversor Buck ZVS-QRC, com Indutor Ressonante Não Linear, com os Modelos Apresentados	9.11
9.5	Modelos para o Indutor Não Linear para o Estudo de Transitórios	9.15
	9.5.1 Modelo de Jiles-Atherton	9.15
9.6	Conclusões	9.21
CONCLUSÕES GERAIS		CG.1
APÊNDICE A - Projeto do Circuito de Grampeamento de tensão do diodo. .		A.1
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		RB.1

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

CAPÍTULO 1

Fig. 1.1	Chaves ressonantes	1.3
Fig. 1.2	Chaves ressonantes modo tensão.	1.3
Fig. 1.3	Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	1.7
Fig. 1.4	Estágios de funcionamento do Conversor Buck ZVS-QRC.	1.7
Fig. 1.5	Formas de onda do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	1.8
Fig. 1.6	Tensão de pico sobre o MOSFET em função de α , para o Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	1.11
Fig. 1.7	Característica de saída do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	1.11
Fig. 1.8	Ganhos estáticos do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	1.12
Fig. 1.9	Família dos conversores Quase-Ressonantes com comutação sob tensão nula.	1.14

CAPÍTULO 2

Fig. 2.1	Conversores Buck ZVS-QRCs com indutor ressonante linear.	2.2
Fig. 2.2	Estágios de funcionamento do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	2.4
Fig. 2.3	Formas de onda principais do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	2.5
Fig. 2.4	Máximo pico de tensão sobre o MOSFET, do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear, em função de α	2.11
Fig. 2.5	Características de saída do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	2.12
Fig. 2.6	Ganhos estáticos do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	2.12
Fig. 2.7	Conversores Buck ZVS-QRCs com indutor ressonante não linear.	2.14
Fig. 2.8	Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.	2.14
Fig. 2.9	Indutância versus corrente para o núcleo E-20 com 4 espiras sem entreferro, material IP-6.	2.16
Fig. 2.10	Tensão de pico sobre o MOSFET, do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear, em função de α	2.20
Fig. 2.11	Características de saída do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.	2.20
Fig. 2.12	Conversor Buck ZVS-QRC utilizado nas simulações.	2.24
Fig. 2.13	Simulação do conversor Buck ZVS-QRC, com indutor não linear, para $I_o = 2A$ e $f = 100kHz$	2.25
Fig. 2.14	Simulação do conversor Buck ZVS-QRC, com indutor não linear, para I_o	

	= 10A e $f = 100\text{kHz}$	2.25
Fig. 2.15	Comparação por simulação do conversor Buck ZVS-QRC com indutor não linear e com o linear, para $I_o = 10\text{A}$ e $f = 100\text{kHz}$..	2.26
Fig. 2.16	Valores previstos do pico de tensão sobre o MOSFET versus corrente de carga..	2.28
Fig. 2.17	Características de saída teóricas do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear..	2.28
Fig. 2.18	Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear	2.30
Fig. 2.19	Tensão de pico sobre o MOSFET obtida experimentalmente para: (a) indutor ressonante linear (b) indutor ressonante não linear..	2.30
Fig. 2.20	Características de saída experimentais do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear, com as seguintes freqüências de chaveamento: (a) 100KHz, (b) 125KHz, (c) 167KHz, (d) 200KHz e (e) 250KHz..	2.32
Fig. 2.21	Eficiência medida versus potência de saída do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.	2.32
Fig. 2.22	Freqüência ressonante média, obtida experimentalmente, versus corrente de carga.	2.33
Fig. 2.23	Formas de onda experimentais do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear, para diferentes valores da corrente de carga..	2.33
Fig. 2.24	Formas de onda experimentais da corrente de dreno e da tensão V_{DS} para corrente de carga de (a) 2A e (b) 10A..	2.34
Fig. 2.25	Corrente média, parametrizada, no transistor Q, com indutor ressonante linear.	2.37
Fig. 2.26	Corrente média, parametrizada, no transistor Q, na presença do indutor ressonante não linear.	2.37
Fig. 2.27	Corrente eficaz, parametrizada, no transistor Q, com o indutor ressonante linear.	2.38
Fig. 2.28	Corrente eficaz, parametrizada, no transistor Q, na presença do indutor ressonante não linear.	2.38
Fig. 2.29	Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre D_2 , com o indutor ressonante não linear.	2.40
Fig. 2.30	Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre D_2 , com o indutor ressonante não linear.	2.40
Fig. 2.31	Diagrama de potência do Conversor Buck ZVS-QRC, utilizado para a verificação experimental dos valores médios e eficazes.	2.42
Fig. 2.32	Corrente média no transistor Q, obtida experimentalmente.	2.43
Fig. 2.33	Corrente média, parametrizada, no transistor Q, obtida experimentalmente	2.43
Fig. 2.34	Corrente eficaz, no indutor ressonante, obtida experimentalmente	2.44
Fig. 2.35	Corrente eficaz, parametrizada, no indutor ressonante, obtida experimentalmente	2.44

Fig. 2.36	Corrente média, no diodo de roda livre D_2 , obtida experimentalmente.	2.45
Fig. 2.37	Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre D_2 , obtida experimentalmente	2.45
Fig. 2.38	Circuito empregado para o levantamento das características do diodo MUR1530.	2.48
Fig. 2.39	Forma de onda da corrente, na recuperação reversa do diodo D_2 , obtida experimentalmente.	2.48
Fig. 2.40	Conversor Buck ZVS-QRC, com modelo do diodo, com recuperação reversa, empregado nas simulações.	2.50
Fig. 2.41	Resultados das simulações, do Conversor Buck ZVS-QRC com modelo do diodo, com recuperação reversa, para $I_o = 10A$ e $f = 100kHz$	2.51
Fig. 2.42	Formas de onda da corrente e tensão no diodo D_2 , obtidas experimentalmente, para $I_o = 10A$ e $f = 100kHz$	2.52
Fig. 2.43	Chaves ressonantes não linear modo tensão.	2.52
Fig. 2.44	Família dos Conversores quase-ressonantes com comutação nula, com indutor ressonante não linear.	2.53

CAPÍTULO 3

Fig. 3.1	Conversores Boost ZVS-QRCs com indutor ressonante linear.	3.3
Fig. 3.2	Estágios de funcionamento do Conversor Boost ZVS-QRC.	3.3
Fig. 3.3	Formas de onda principais do Conversor Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	3.5
Fig. 3.4	Estágios de funcionamento do Conversor Boost ZVS-QRC.	3.6
Fig. 3.5	Formas de onda principais do Conversor Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	3.7
Fig. 3.6	Características de saída do Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	3.12
Fig. 3.7	Ganhos estáticos teóricos do Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	3.13
Fig. 3.8	Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	3.13
Fig. 3.9	Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.	3.16
Fig. 3.10	Características de saída teóricas do Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.	3.16
Fig. 3.11	Conversor Boost ZVS-QRC utilizado nas simulações.	3.18
Fig. 3.12	Simulação do conversor Boost ZVS-QRC, com indutor não linear, para $I_o = 2.6A$ e $f = 100kHz$	3.18
Fig. 3.13	Simulação do conversor Boost ZVS-QRC, com indutor não linear, para $I_o = 10A$ e $f = 100kHz$	3.19
Fig. 3.14	Comparação por simulação do conversor Boost ZVS-QRC com indutor não linear e com o linear, para $I_o = 10A$ e $f = 100kHz$	3.19

CAPÍTULO 4

Fig. 4.1	Conversores Buck-Boost ZVS-QRCs com indutor ressonante linear.	4.2
Fig. 4.2	Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	4.2
Fig. 4.3	Estágios de funcionamento do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	4.4
Fig. 4.4	Formas de onda principais do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC, com indutor ressonante linear.	4.5
Fig. 4.5	Estágios de funcionamento do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	4.6
Fig. 4.6	Formas de onda principais do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	4.7
Fig. 4.7	Características de saída teóricas do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	4.13
Fig. 4.8	Ganhos estáticos teóricos do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	4.13
Fig. 4.9	Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	4.14
Fig. 4.10	Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.	4.16
Fig. 4.11	Características de saída do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.	4.17
Fig. 4.12	Conversor Buck-Boost ZVS-QRC, empregado nas simulações.	4.18
Fig. 4.13	Simulações do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC, com indutor ressonante não linear e com o indutor linear.	4.19

CAPÍTULO 5

Fig. 5.1	Conversores Cũk ZVS-QRCs com indutor ressonante linear.	5.3
Fig. 5.2	Estágios de funcionamento do Conversor Cũk ZVS-QRC.	5.3
Fig. 5.3	Formas de onda principais do Conversor Cũk ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	5.4
Fig. 5.4	Estágios de funcionamento do Conversor Cũk ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	5.5
Fig. 5.6	Características de saída do Conversor Cũk ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	5.11
Fig. 5.7	Ganhos estáticos do Conversor Cũk ZVS-QRC com indutor linear.	5.12
Fig. 5.8	Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Cũk ZVS-QRC com o indutor ressonante linear.	5.12
Fig. 5.8	Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Cũk ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.	5.14

Fig. 5.9	Características de saída do Conversor Cük ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.	5.15
Fig. 5.10	Conversor Cük ZVS-QRC, empregado nas simulações.	5.16
Fig. 5.11	Simulações do Conversor Cük ZVS-QRC, com indutor ressonante não linear e com o indutor linear.	5.17

CAPÍTULO 6

Fig. 6.1	Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	6.2
Fig. 6.2	Estágios de funcionamento do Conversor HB-ZVS-QRC.	6.4
Fig. 6.3	Formas de onda do Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	6.5
Fig. 6.4	Características de saída do Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	6.11
Fig. 6.5	Ganhos estáticos do Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	6.11
Fig. 6.6	Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante linear.	6.13
Fig. 6.7	Características de saída experimentais do Conversor HB-ZVS-QRC, com os seguintes valores de frequência de chaveamento: (a) 520KHz; (b) 600KHz; (c) 800KHz; (d) 1,1MHz.	6.13
Fig. 6.8	Formas de onda experimentais para o Conversor HB-ZVS-QRC com indutor linear, com $f = 500\text{KHz}$; $I_o = 12\text{A}$; $V_o = 4,0\text{V}$	6.14
Fig. 6.9	Formas de onda experimentais para o Conversor HB-ZVS-QRC com indutor linear, com $f = 750\text{KHz}$; $I_o = 10,50\text{A}$; $V_o = 2,9\text{V}$	6.15
Fig. 6.10	Formas de onda experimentais para o Conversor HB-ZVS-QRC com indutor linear, com $f = 1,0\text{MHz}$; $I_o = 7,8\text{A}$; $V_o = 2,5\text{V}$	6.15
Fig. 6.11	Características de saída teóricas para o Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.	6.17

CAPÍTULO 7

Fig. 7.1	Formas de onda principais, do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear.	7.4
Fig. 7.2	Forma de onda da corrente, no indutor ressonante linear, do Conversor FB-ZVS-PWM.	7.7
Fig. 7.3	Características de saída do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear.	7.12
Fig. 7.4	Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear.	7.14
Fig. 7.5	Características de saída do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear.	7.16
Fig. 7.6	Energia do indutor ressonante não linear versus corrente.	7.18
Fig. 7.7	Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear, projetado.	7.33
Fig. 7.8	Características de saída teóricas, do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear.	7.34
Fig. 7.9	Simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante linear	

	e não linear, com $I_o = 25A$ e $D = 0,98$	7.36
Fig. 7.10	Simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante linear e não linear, com $I_o = 10A$ e $D = 0,5$	7.37
Fig. 7.11	Características de saída experimentais, do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear.	7.38
Fig. 7.12	Características de saída, do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear.	7.39
Fig. 7.13	Eficiência medida versus potência de saída, do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear.	7.39
Fig. 7.14	Formas de onda experimentais, do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear, para $V_i = 300V$; $f = 100kHz$; $I_o = 25A$; $D = 0,98$	7.40
Fig. 7.15	Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear com circuito auxiliar.	7.41
Fig. 7.16	Conversor FB-ZVS-PWM com circuito auxiliar com indutor ressonante não linear.	7.42
Fig. 7.17	Formas de onda de tensão e corrente no diodo D_5 , obtidas por simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com modelo do diodo com recuperação reversa, para $I_o = 25A$ e $D = 0,98$	7.44
Fig. 7.18	Formas de onda de tensão e corrente no diodo D_5 , obtidas por simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com modelo do diodo com recuperação reversa, para $I_o = 10A$ e $D = 0,50$	7.45

CAPÍTULO 8

Fig. 8.1	Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear no secundário.	8.3
Fig. 8.2	Simulações do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear. a) no primário b) no secundário.	8.4
Fig. 8.3	Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear no secundário.	8.5
Fig. 8.4	Simulações do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear no secundário, para $I_o = 10A$, $D = 0,5$	8.7
Fig. 8.5	Simulações do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear no secundário, para $I_o = 25$, $D=0,98$	8.7
Fig. 8.6	Simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com o indutor ressonante não linear, no secundário, sem o diodo de roda livre na carga, D_7 , para $I_o = 10A$ e $D = 0,5$	8.9
Fig. 8.7	Características de saída do conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear no secundário, para $D = 0,5$	8.10
Fig. 8.8	Simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear, no secundário, com modelo do diodo com recuperação reversa, para $I_o = 10A$ e $D= 0,5$	8.12

CAPÍTULO 9

Fig. 9.1	Curva típica de magnetização de um material ferromagnético.	9.2
Fig. 9.2	Curva $\phi \times I$ para o modelo da tangente hiperbólica.	9.6
Fig. 9.3	Indutância versus corrente para o modelo da tangente hiperbólica.	9.6
Fig. 9.4	Curva $\phi \times I$ para o modelo do arco tangente.	9.7
Fig. 9.5	Indutância versus corrente para o modelo do arco tangente.	9.7
Fig. 9.6	Curva $\phi \times I$ para o modelo polinomial por parte.	9.10
Fig. 9.7	Indutância versus corrente para o modelo polinomial por parte.	9.10
Fig. 9.8	Conversor Buck ZVS-QRC, com indutor ressonante não linear, empregado nas simulações.	9.11
Fig. 9.9	Simulação do Conversor Buck-ZVS-QRC, com modelo hiperbólico para o indutor não linear.	9.12
Fig. 9.10	Simulação do Conversor Buck ZVS-QRC, com o modelo arcotangente para o indutor não linear.	9.12
Fig. 9.11	Simulação do Conversor Buck ZVS-QRC, com o modelo polinomial para o indutor não linear.	9.13
Fig. 9.12	Comparação das simulações do Conversor Buck ZVS-QRC, com os modelos hiperbólico e arcotangente.	9.13
Fig. 9.13	Comparação das simulações do Conversor Buck ZVS-QRC, com os modelos hiperbólico e polinomial.	9.14
Fig. 9.14	Resultados experimentais, do Conversor Buck ZVS-QRC com o indutor ressonante não linear, para as mesmas condições das simulações.	9.14
Fig. 9.15	Curvas $\phi \times I$ para o modelo de Jiles-Atherton, com histerese.	9.16
Fig. 9.16	Simulação do Conversor Buck ZVS-QRC, com o modelo de Jiles-Atherton para o indutor não linear, sem histerese.	9.20
Fig. 9.17	Simulação do Conversor Buck ZVS-QRC, com o modelo de Jiles-Atherton para o indutor não linear, com histerese.	9.20

APÊNDICE A

Fig. A.1	Conversor Buck-ZVS-QRC com circuito grampeador.	A.2
Fig. A.2	Modelo incremental e formas de onda para a carga da capacitância do diodo com circuito grampeador adicionado.	A.3
Fig. A.3	Formas de onda experimentais de tensão e corrente no diodo D_2 , do Conversor Buck ZVS-QRC, sem o circuito de grampeamento, para $I_o = 10A$	A.13
Fig. A.4	Formas de onda experimentais de tensão e corrente no diodo D_2 , do Conversor Buck ZVS-QRC, com o circuito de grampeamento, para $I_o = 10A$	A.13
Fig. A.5	Formas de onda experimentais de tensão e corrente no diodo D_2 , do	

Fig. A.6	Conversor Buck ZVS-QRC, com o indutor ressonante não linear, sem o circuito de grampeamento, para $I_o = 10A$	A.16
	Formas de onda experimentais de tensão e corrente no diodo D_2 , do Conversor Buck ZVS-QRC, com o indutor ressonante não linear, com o circuito de grampeamento, para $I_o = 10A$	A.16

SIMBOLOGIA

- A_e área efetiva da perna central do núcleo
- A_w área da janela do núcleo com carretel
- B indução magnética
- C_b capacitor série do Conversor em Ponte Completa
- C_f capacitor de filtragem
- C_n capacitor de saída do MOSFET n
- C_r capacitor ressonante
- D razão cíclica do conversor
- D_o razão cíclica efetiva no secundário do transformador, do conversor em Ponte Completa.
- D_n diodo n
- E energia do núcleo
- E_s energia de saturação do núcleo
- f frequência de chaveamento do conversor
- f_o frequência ressonante
- FB-ZVS-PWM Conversor em Ponte Completa Modulado por Largura de Pulso com Comutação sob Tensão Nula.
- H campo magnético
- HB-ZVS-QRC Conversor em Meia Ponte Quase-Ressonante com Comutação sob Tensão Nula
- I_a corrente que começa a saturar o indutor ressonante não linear

I_{Dn}	corrente média no diodo D_n
i_{Dn}	corrente no diodo D_n
I_i	fonte de corrente contínua de entrada
i_{L_n}	corrente no indutor L_n
I_n	fonte de corrente contínua n
I_o	fonte de corrente contínua de saída
I_{Qn}	corrente média no transistor Q_n
i_p	corrente no enrolamento primário de um transformador
I_s	corrente de saturação do indutor ressonante
J	densidade máxima de corrente
K_E	coeficiente de perdas por correntes parasitas
K_H	coeficiente de perdas por histerese
K_p	fator de utilização do primário
K_t	fator de topologia
K_u	fator de utilização da janela
L	indutância de carga
L_c	indutor de comutação
l_e	comprimento efetivo do núcleo
L_f	indutor de filtragem
L_o	valor do indutor ressonante na região linear
L_r	indutor ressonante
L_s	indutância de saturação
l_t	comprimento médio de uma espira
$M(H)$	magnetização

n	relação de espiras do transformador
N	número de espiras
N_p	número de espiras do primário
N_s	número de espiras do secundário
P_c	perdas no cobre do enrolamento
P_i	potência média de entrada
P_N	perdas no núcleo de ferrite
P_o	potência média de saída
P_T	perdas totais no núcleo
PWM	modulado por largura de pulso
Q_n	transistor MOSFET n
R	resistência de carga
R_c	resistência por unidade de comprimento
R_{DSon}	resistência dreno-source do MOSFET, em condução
R_T	resistência térmica do núcleo
S_n	chave semicondutora n
T	período do conversor
t_n	instante de tempo n
t_{rr}	tempo de recuperação reversa
V_{Cn}	tensão no capacitor n
V_{DS}	tensão dreno-source do MOSFET
V_{DSon}	queda de tensão direta do MOSFET
V_{DSp}	tensão de pico dreno-source no MOSFET
V_e	volume do núcleo

V_F	queda de tensão direta do diodo
V_i	fonte de tensão contínua de entrada
v_{L_n}	tensão no indutor L_n
V_o	fonte de tensão contínua de saída
Z	impedância característica
ZCS-QRC	conversor quase-ressonante com comutação sob corrente nula
ZVS-QRC	conversor quase-ressonante com comutação sob tensão nula
α	corrente parametrizada
α_a	corrente parametrizada com o indutor ressonante não linear saturado
β	corrente parametrizada para o conversor Buck-Boost ZVS-QRC
β_a	corrente parametrizada para o conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear saturado
γ	corrente parametrizada para o conversor Cúk ZVS-QRC
γ_a	corrente parametrizada para o conversor Cúk ZVS-QRC com o indutor ressonante não linear saturado
μ_o	permeabilidade no vácuo
Φ	fluxo magnético
Φ_s	fluxo magnético de saturação
ω_o	freqüência angular ressonante

INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência tem-se desenvolvido em torno de dois circuitos fundamentalmente diferentes: modulação por largura de pulso (PWM) e ressonância. A técnica PWM interrompe o fluxo de potência através do controle da razão cíclica, resultando em formas de onda de corrente e tensão pulsadas. A técnica ressonante processa potência em forma senoidal. Devido à simplicidade do circuito e facilidade do controle, a técnica PWM tem sido predominantemente usada até hoje, em indústria de eletrônica de potência, particularmente em aplicações de baixa potência. A tecnologia ressonante, embora bem estabelecida em alta potência, não tem sido muito utilizada em aplicações de baixa potência devido a sua complexidade.

Os conversores PWM tem sido projetados para operar com a frequência de chaveamento de 30kHz a 50kHz. Em certas aplicações onde a densidade de potência é importante, a frequência de conversão escolhida fica em torno de algumas centenas de KHz. Com o advento dos transistores MOSFETs, a operação com alguns Megahertz tornou-se possível. Acompanhando a operação com frequência mais elevada, no entanto, são duas as maiores dificuldades com os dispositivos semicondutores, a saber: aumento das perdas e o estresse de comutação. A presença das indutâncias de dispersão em transformadores e as capacitâncias de junção dos MOSFETs faz com que o semicondutor opere com bloqueio indutivo e entrada em condução capacitiva. Como o semicondutor bloqueia uma carga indutiva, picos de tensão são induzidos pelo acentuado di/dt sobre a indutância de dispersão. De outro modo, quando o interruptor entra em condução com um nível elevado de tensão, a energia armazenada na capacitância de

saída do interruptor, $0,5.CV^2$, é dissipada por ele. Além disso, induz a um grave ruído na comutação devido ao efeito Miller.

Os conversores quase-ressonante foram introduzidos [1-4], para substituir os conversores PWM em aplicações CC/CC de baixa potência. Eles são capazes de operar com frequência acima de 2MHz, com alto rendimento, oferecendo alta densidade de potência. Originalmente, várias famílias de Conversores Quase-Ressonante (QRCs Quasi-Resonant Converters) foram geradas a partir do conceito de interruptor ressonante, que foram classificados como interruptor de corrente nula (ZCS - Zero Current Switch) e interruptor de tensão nula (ZVS - Zero Voltage Switch). A essência da técnica ZCS, é a utilização de um circuito ressonante LC que altere a forma de onda da corrente no interruptor, criando condições para uma comutação com corrente nula. Esta família de circuitos pode ser vista como híbridos entre os conversores PWM e os ressonantes. Esta família de conversores utiliza o princípio de armazenar a energia capacitiva ou indutiva e transferir de maneira semelhante aos conversores PWM, e sendo que as topologias dos circuitos também assemelham-se a estes conversores. Entretanto, um circuito LC está sempre próximo do interruptor de potência e é utilizado não somente para dar forma à corrente e tensão dos interruptores, mas também para armazenar e transferir energia a partir da entrada para a saída de uma maneira similar aos conversores ressonantes convencionais. Desde que a técnica ZCS não pode resolver o problema das perdas elevadas de comutação, associadas com a entrada em condução capacitiva, sua operação é limitada para a faixa de frequência abaixo de MegaHertz.

A técnica ZVS foi introduzida por Lee e Liu [2]. Empregando esta técnica, uma grande família de conversores capazes de operar em alta frequência (alguns MHz) e com alta eficiência foram gerados [2]. Nos conversores quase-ressonantes com comutação

sob tensão nula (ZVS-QRCs), a entrada em condução com zero de tensão é alcançada pela aplicação do conceito de interruptor ressonante [8], onde a capacitância ressonante é colocada em paralelo com o transistor. Neste arranjo, a capacitância de saída do MOSFET é uma parte integrante da capacitância ressonante e é usada para beneficiar a operação do circuito.

Embora os conversores quase-ressonantes com comutação sob tensão nula, sejam apropriados para operar em frequência de chaveamento de alguns MegaHertz, devido às perdas de comutação reduzidas, seu uso prático é limitado, pois possuem as seguintes dificuldades [1-11, 20-23]:

- a) Sobretensão no MOSFET, tornando necessário a utilização de MOSFETs com tensão mais elevada, e com resistência de condução $R_{DS(on)}$ bem maior, aumentando as perdas em condução;
- b) Comutação dissipativa para cargas leves, fazendo com que haja a necessidade de carga mínima, para manter as propriedades da comutação ZVS;
- c) Faixa de frequência de chaveamento muito larga, para a regulação da tensão de saída.

Estas dificuldades aparecem devido à energia armazenada no indutor ressonante crescer com o quadrado da corrente de carga [20,21]. O objetivo deste trabalho é demonstrar que utilizando um indutor ressonante não linear, em substituição ao linear, as dificuldades acima mencionadas são diminuídas. A idéia de usar o indutor ressonante

não linear foi apresentada na referência [16], com o conversor quase-ressonante com comutação sob corrente nula, mas baseado em um princípio diferente do princípio exposto neste trabalho.

CAPÍTULO I

CONVERSORES QUASE RESSONANTES COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

1.1 Introdução

A família dos Conversores ZVS QRCs ("Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant-Converters") pode ser obtida, simplesmente aplicando o princípio da dualidade sobre a família dos Conversores ZCS QRCs ("Zero-Current-Switched Quasi-Resonant-Converters"). A relação de dualidade existente entre as duas famílias, pode ser simplesmente resumida como o seguinte: Para a técnica ZCS, o objetivo é usar elementos ressonantes auxiliares para alterar a forma de onda da corrente na chave, durante sua condução, criando condições para ela bloquear com corrente nula. O dual é: usar elementos ressonantes auxiliares para alterar a forma de onda da tensão na chave, enquanto ela está bloqueada, criando condições para ela entrar em condução com tensão nula.

O reconhecimento da relação de dualidade entre estas duas técnicas, permitiu o desenvolvimento do conceito de chave ressonante modo tensão [2,8]. A partir deste conceito foram geradas várias estruturas baseadas neste princípio.

1.2 Chaves Ressonantes Modo Tensão

Uma chave ressonante representa um subcircuito consistindo de uma chave semicondutora S_1 e elementos ressonantes auxiliares L_r e C_r . Para uma chave ressonante modo corrente, o indutor L_r está em série com a chave S_1 para alcançar a comutação sob corrente nula. Em uma chave ressonante modo tensão, o capacitor C_r está em paralelo com a chave S_1 , para alcançar a comutação sob tensão nula. A Fig. 1.1 representa estes dois tipos de chaves.

A estrutura de S_1 determina o modo de operação da chave ressonante. No caso das chaves ressonantes modo tensão, quando S_1 é implementada por um transistor Q e um diodo antiparalelo D, como representado na Fig. 1.2a, a chave ressonante está operando no modo unidirecional em tensão.

Por outro lado, se S_1 é implementada pelo transistor Q em série com D, como representado na Fig. 1.2b, e a tensão sobre o capacitor pode oscilar livremente, então a chave ressonante está operando no modo bidirecional em tensão.

Note-se que, em uma chave ressonante modo corrente, a ressonância entre L_r e C_r inicia pela entrada em condução de S_1 , enquanto em uma chave ressonante modo tensão inicia pelo bloqueio de S_1 .

1.3 Análise do Conversor Buck ZVS-QRC.

Em regime permanente, um conversor Buck convencional, pode ser tratado como uma fonte de tensão constante V_{in} , alimentando uma fonte de corrente constante

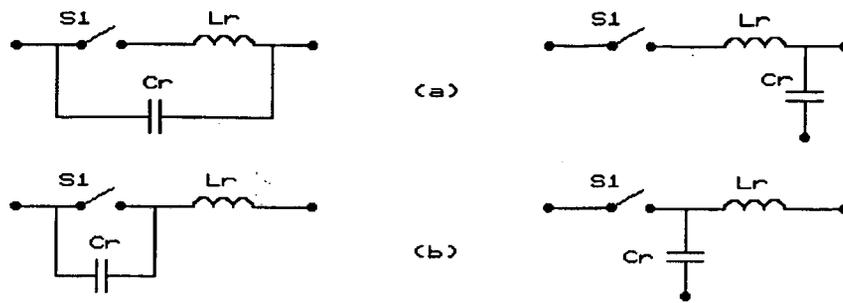


Fig. 1.1 Chaves ressonantes

(a) Chaves ressonantes modo corrente.

(b) Chaves ressonantes modo tensão.

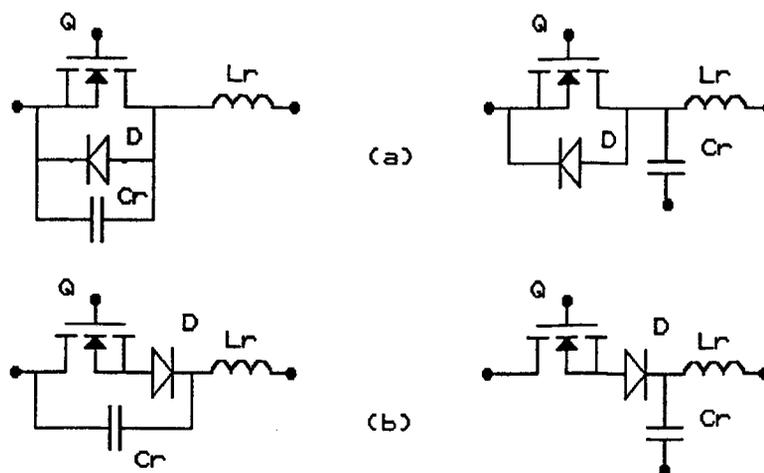


Fig. 1.2 Chaves ressonantes modo tensão

(a) modo unidirecional em tensão.

(b) modo bidirecional em tensão.

I_o , pelo controle da razão cíclica da chave S_1 . Quando a chave S_1 é substituída pela chave ressonante modo tensão, um conversor Buck ZVS-QRC é obtido, como representado na Fig. 1.3. Desde que o comportamento do circuito é muito influenciado pelos valores de L_r e C_r , os seguintes parâmetros são definidos:

- impedância característica

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (1.1)$$

- frequência ressonante

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r C_r}} \quad (1.2)$$

Em regime permanente, um ciclo completo pode ser dividido em quatro estágios, partindo do instante em que o transistor Q é bloqueado. As descrições seguintes resumem a operação do circuito durante cada um dos quatro estágios.

1.3.1 Estágios de Funcionamento

a) Primeiro estágio ($0, t_0$) - Condução do MOSFET

O transistor Q conduz a corrente de carga. D_1 e D_2 estão bloqueados. O capacitor está descarregado.

b) Segundo estágio (t_0, t_1) - Carga linear do capacitor

O transistor Q é bloqueado e a sua corrente é desviada para o capacitor. O capacitor carrega-se linearmente com I_o .

c) Terceiro estágio (t_1, t_2) - Estágio ressonante

Quando $v_c = V_i$, D_2 é polarizado diretamente e entra em condução. Inicia-se o estágio ressonante.

d) Quarto estágio (t_2, T) - Carga linear do indutor

Quando $v_c = 0$, D_1 entra em condução, o indutor carrega-se linearmente com V_i , parte da energia armazenada pelo indutor é devolvida a fonte de tensão V_i . Neste intervalo de tempo, Q entra em condução com tensão V_{DS} nula e a corrente de D_2 é comutada para Q, encerrando o ciclo de funcionamento.

As formas de onda correspondentes a cada estágio estão representadas na Fig. 1.5.

1.3.2 Estudo Analítico do Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear

Um estudo analítico mais detalhado, desta estrutura, será feito no Capítulo seguinte.

As expressões que regem cada estágio, são as seguintes:

- Primeiro estágio

$$i_L = I_o \quad (1.3)$$

$$v_C = 0 \quad (1.4)$$

- Segundo estágio

$$i_L = I_o \quad (1.5)$$

$$v_C = \frac{I_o}{C_r} \cdot t \quad (1.6)$$

- Terceiro estágio

$$i_L = I_o \cdot \cos \omega_o t \quad (1.7)$$

$$v_C = I_o \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \sin \omega_o t + V_I \quad (1.8)$$

- Quarto estágio

$$i_L = \frac{V_I}{L_r} \cdot t - I_1 \quad (1.9)$$

$$v_C = 0 \quad (1.10)$$

onde:

$$I_1 = I_o \cdot \cos \omega_o \Delta t_2$$

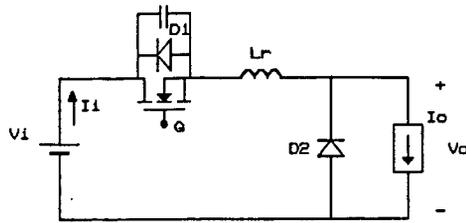


Fig. 1.3 Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear

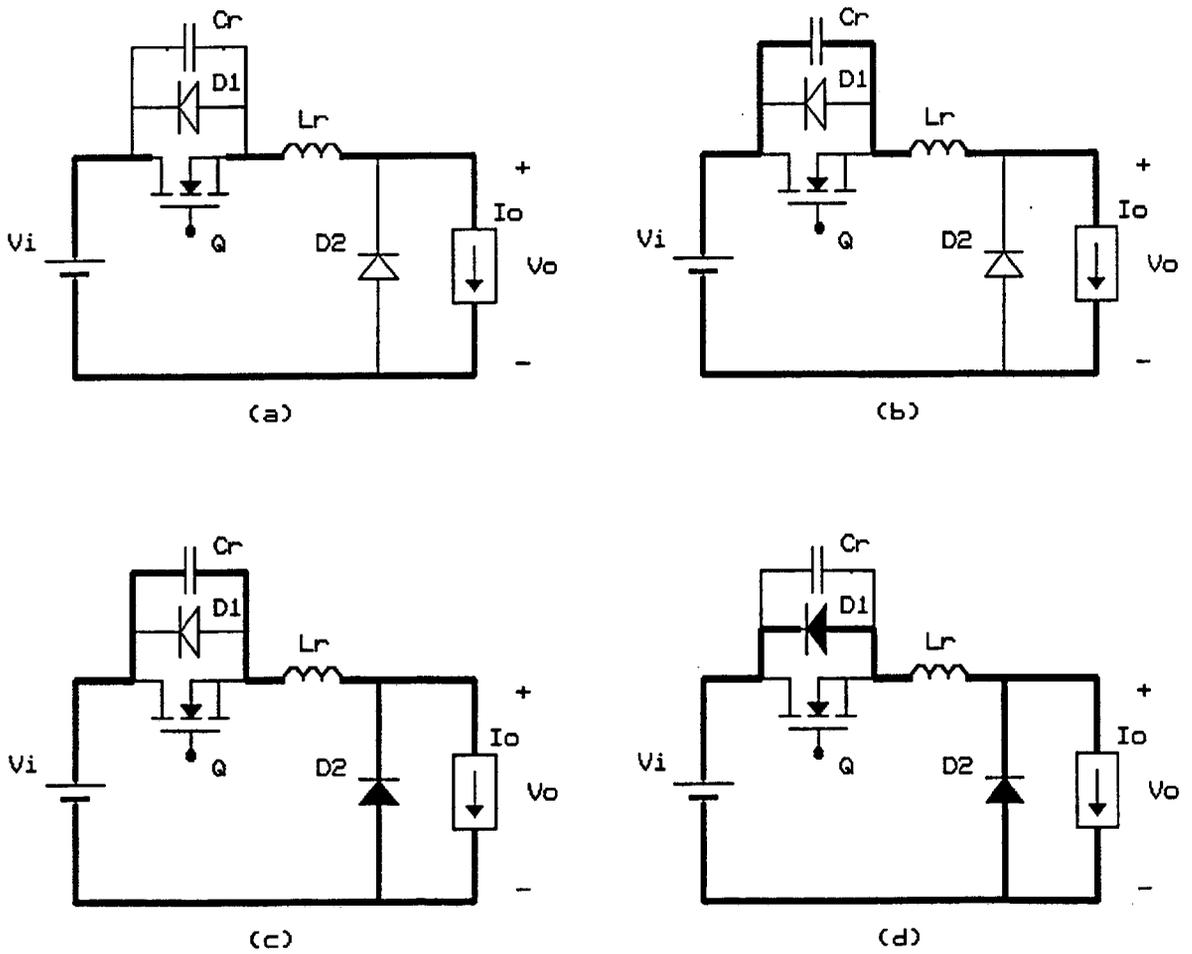


Fig. 1.4 Estágios de funcionamento do Conversor Buck ZVS-QRC

- (a) Condução do MOSFET.
- (b) Carga linear do capacitor.
- (c) Estágio ressonante.
- (d) Carga linear do indutor.

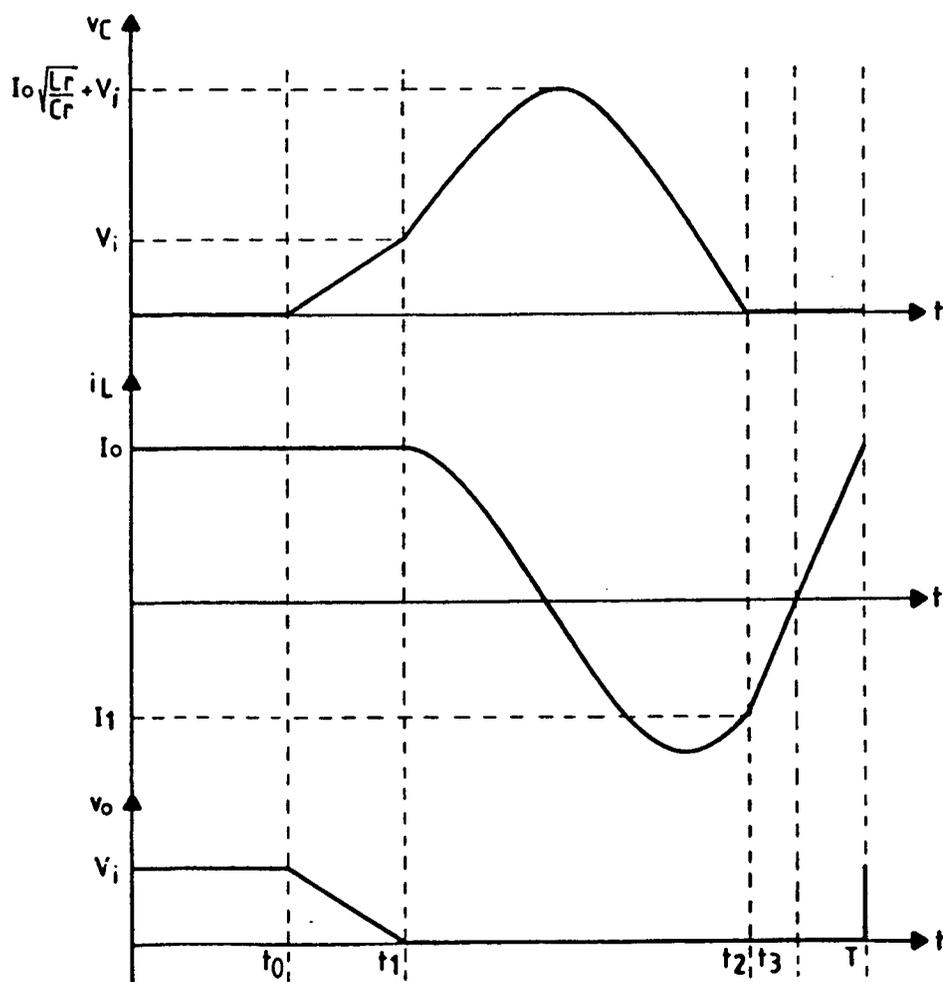


Fig. 1.5 Formas de onda do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear

A partir destas equações e das curvas da Fig. 1.5, ficam determinadas as expressões que governam esta estrutura e que são as seguintes:

Tensão de pico sobre a chave.

$$V_{Dsp} = V_i + I_o \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (1.11)$$

ou

$$\frac{V_{Dsp}}{V_i} = 1 + \alpha \quad (1.12)$$

onde:

$$\alpha = \frac{I_o}{V_i} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (1.13)$$

Característica de saída

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left[\frac{1}{2\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \alpha \right] \quad (1.14)$$

A condição mínima para que se tenha comutação ZVS é:

$$I_o \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = V_i \quad (1.15)$$

ou seja

$$\alpha_{\min} = 1$$

As expressões 1.12 e 1.14 estão representados graficamente através das Figs. 1.6, 1.7 e 1.8.

A partir das curvas das Figs. 1.6 e 1.7, aparecem alguns problemas, que são comuns a família dos Conversores ZVS-QRCs.

a) Pico de tensão sobre a chave

A expressão (1.12), mostra que a tensão sobre a chave é função direta da corrente de carga, ou seja, a corrente de carga fica limitada pelo máximo pico de tensão sobre a chave. Para trabalhar com correntes altas, é necessário um MOSFET com tensão V_{DS} maior, no entanto um MOSFET com esta característica possui uma resistência de condução ($R_{DS(ON)}$) alta, aumentando as perdas de condução, diminuindo a eficiência da estrutura, o que não é desejado. Outras soluções são o aumento do capacitor ressonante ou a diminuição do indutor ressonante. Ambas as soluções limitam a faixa de carga, pois exigem uma corrente mínima, para manter a comutação sob tensão nula, com um valor elevado.

b) Faixa de carga limitada

Para manter as propriedades da comutação sob tensão nula (ZVS), a faixa de carga é limitada. Ao contrário dos conversores ZCS-QRCs, a frequência de chaveamento dos conversores ZVS-QRCs é incrementada para baixos valores de

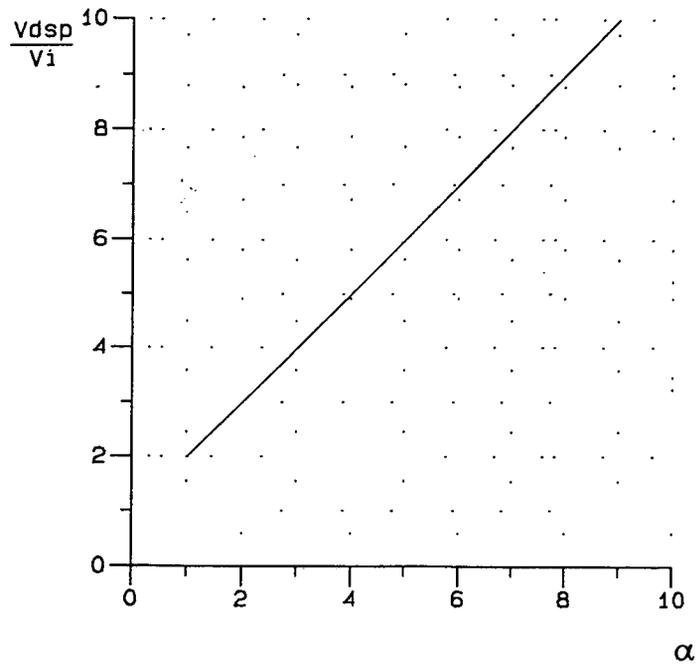


Fig. 1.6 Tensão de pico sobre o MOSFET em função de α , para o Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

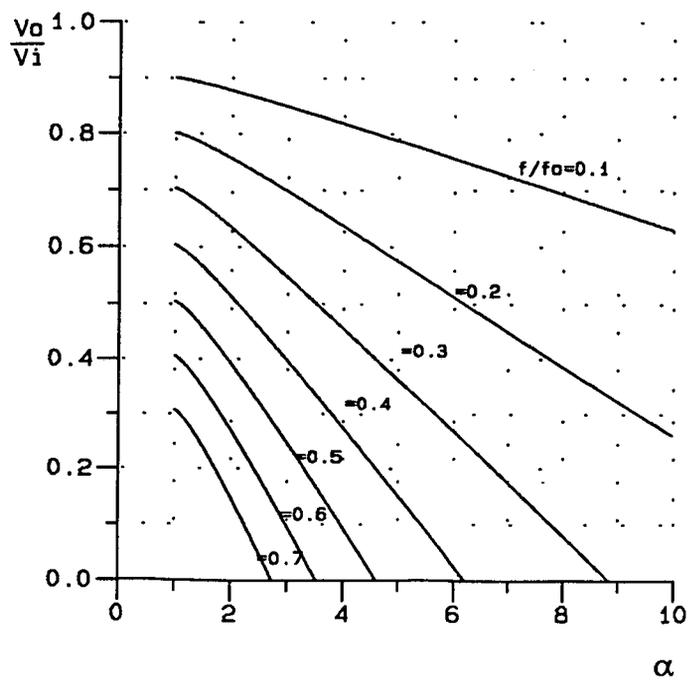


Fig. 1.7 Característica de saída do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear

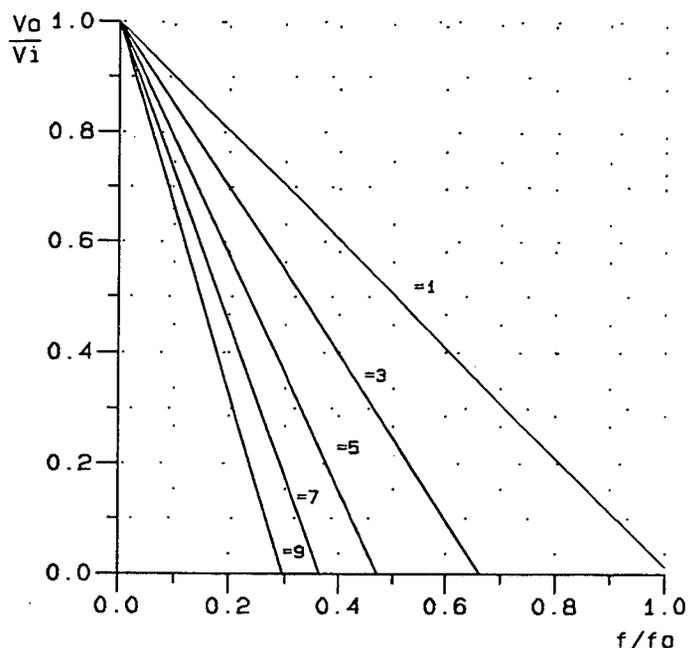


Fig. 1.8 **Ganhos estáticos do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear**

carga. Uma indutância ressonante maior é necessária para realizar comutação sob tensão nula com cargas muito leve. A partir da curva da Fig. 1.7, a limitação da faixa de carga fica mais evidente. Esta limitação inicia com a necessidade de uma corrente mínima de carga que mantenha as propriedades da técnica ZVS e termina na limitação da corrente máxima, devido ao pico de tensão máximo que esta corrente provoca sobre o MOSFET.

A solução para este problema é a utilização de um indutor ressonante maior para uma carga de baixo valor e, a medida que a corrente cresce, este valor deve diminuir, permitindo uma faixa de carga bem maior e também um pico de tensão menor sobre a chave [20,21].

Estes problemas, bem como ainda uma faixa de frequência larga para o

controle de tensão de saída, estão presentes não só nesta estrutura, mas em todos os Conversores ZVS-QRCs com chave unidirecional em tensão. A bidirecionalidade em tensão, a qual pode ser obtida pela adição de um diodo em série com a chave [2,8], não é prática [1-5] devido ao diodo série obstruir a transferência da carga armazenada na capacitância de saída do MOSFET para o circuito externo. Desta forma, os MOSFETs não encontram mais a comutação sob tensão nula real [8].

1.4 Família dos Conversores ZVS-QRCs

Simplemente, substituindo a chave em um conversor PWM convencional por uma chave ressonante modo tensão, a família dos Conversores ZVS-QRCs é obtida. Algumas variações topológicas dos Conversores ZVS-QRCs estão representados na Fig. 1.9. Note-se que nas versões isoladas a indutância de dispersão do transformador pode ser utilizada como o indutor ressonante, L_r . Quando a capacitância de junção do MOSFET também é usada como capacitor ressonante, C_r , a complexidade do circuito e o número de componentes são reduzidos.

As estruturas da Fig. 1.9 terão um estudo analítico mais detalhado nos próximos capítulos, ainda com o indutor ressonante linear, e posteriormente a influência da substituição do linear por outro não linear será analisada.

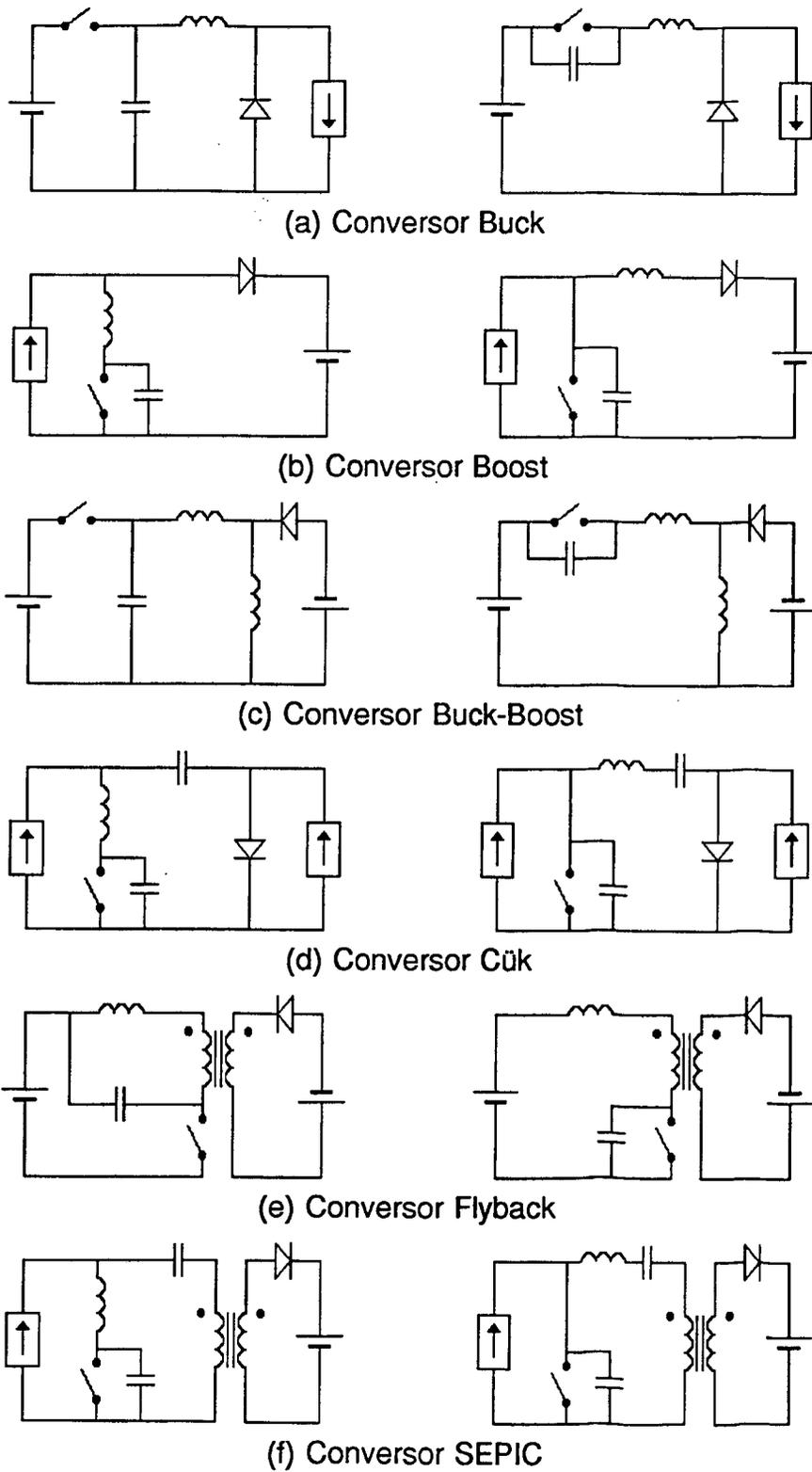


Fig. 1.9 Família dos conversores Quase-Ressonantes com comutação sob tensão nula.

CAPÍTULO 2

CONVERSOR BUCK QUASE-RESSONANTE COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

2.1 *Introdução*

Neste Capítulo, será feita a análise do Conversor Buck ZVS-QRC com o indutor ressonante linear e depois com o não linear e os resultados serão comparados. Resumindo o final do Capítulo anterior, pode-se dizer que são as seguintes dificuldades que limitam o uso prático dos Conversores ZVS-QRCs:

- Sobretensão elevada no MOSFET;
- comutação dissipativa para baixos valores de carga;
- faixa de frequência muito larga para regular a tensão de saída.

Estas dificuldades aparecem devido à energia armazenada no indutor ressonante crescer com o quadrado da corrente de carga. Será demonstrado que com a substituição do indutor ressonante linear, empregado nos Conversores ZVS-QRCs com chave unidirecional, por outro não linear, as dificuldades acima mencionadas podem ser atenuadas [20,21]. O indutor ressonante não linear é construído com um núcleo de ferrite sem entreferro. Princípio de operação, análise e resultados experimentais serão

apresentados. Será demonstrado que o pico de tensão sobre o MOSFET, torna-se praticamente independente da corrente de carga, ao mesmo tempo em que a faixa de carga é expandida, sem sacrificar as propriedades da comutação sob tensão nula.

2.2 *Análise do Conversor BUCK ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear*

Estão representados, na Fig. 2.1, os dois Conversores Buck ZVS-QRCs a serem analisados. O conversor da Fig. 2.1a já foi analisado no Capítulo anterior. Toda a análise feita para o conversor da Fig. 2.1b é válida para os dois.

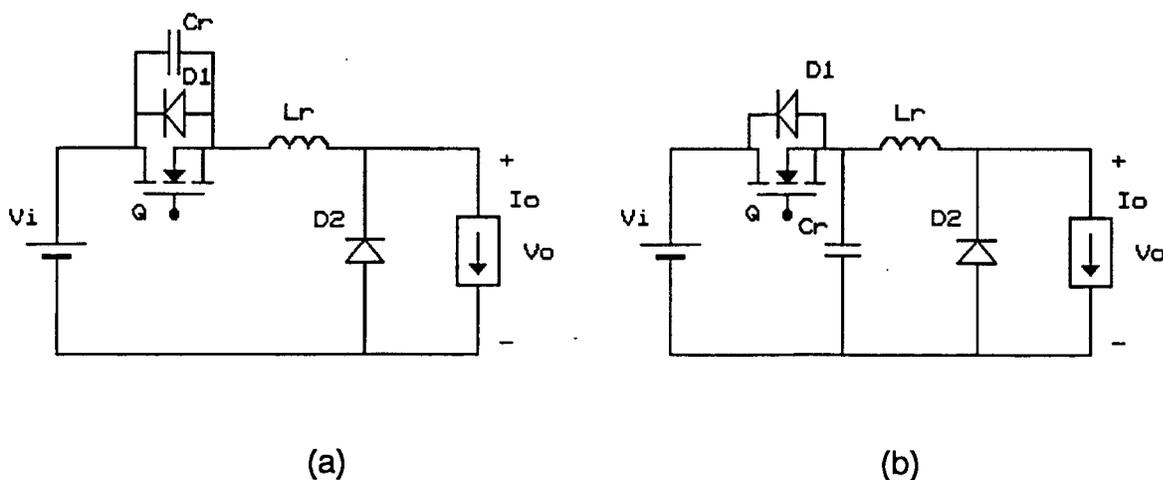


Fig. 2.1 Conversores Buck ZVS-QRCs com indutor ressonante linear

2.2.1 Estágios de Funcionamento

- Primeiro estágio ($0, t_0$) - Condução do MOSFET

O transistor Q está conduzindo a corrente de carga I_o e $i_L = I_o$. D_1 e D_2 estão bloqueados. O capacitor está carregado com $v_C = -V_i$.

- Segundo estágio (t_0, t_1) - Carga linear do capacitor

Em $t = t_0$, o transistor Q é bloqueado e a sua corrente é comutada para o capacitor. O capacitor se carrega linearmente com I_o , até que a tensão nos seus terminais se anule.

- Terceiro estágio (t_1, t_2) - Estágio ressonante

Quando a tensão no capacitor se anula, o diodo D_2 é polarizado diretamente e começa a conduzir a diferença entre i_L e I_o . Inicia-se o estágio ressonante.

- Quarto estágio (t_2, T) - Carga linear do indutor

Quando a tensão nos terminais do capacitor for igual a $-V_i$, o diodo D_1 fica polarizado diretamente e começa a conduzir a corrente i_L , até que esta se anule. Parte da energia que foi armazenada no indutor é devolvida a fonte de tensão V_i . Em $t = t_3$, a corrente em D_1 se anula, e o transistor Q assume a corrente i_L . No instante em que $i_L = I_o$, D_2 abre e tem-se o primeiro estágio novamente.

Os estágios de funcionamento estão representados na Fig. 2.2, e as formas de onda principais na Fig. 2.3.

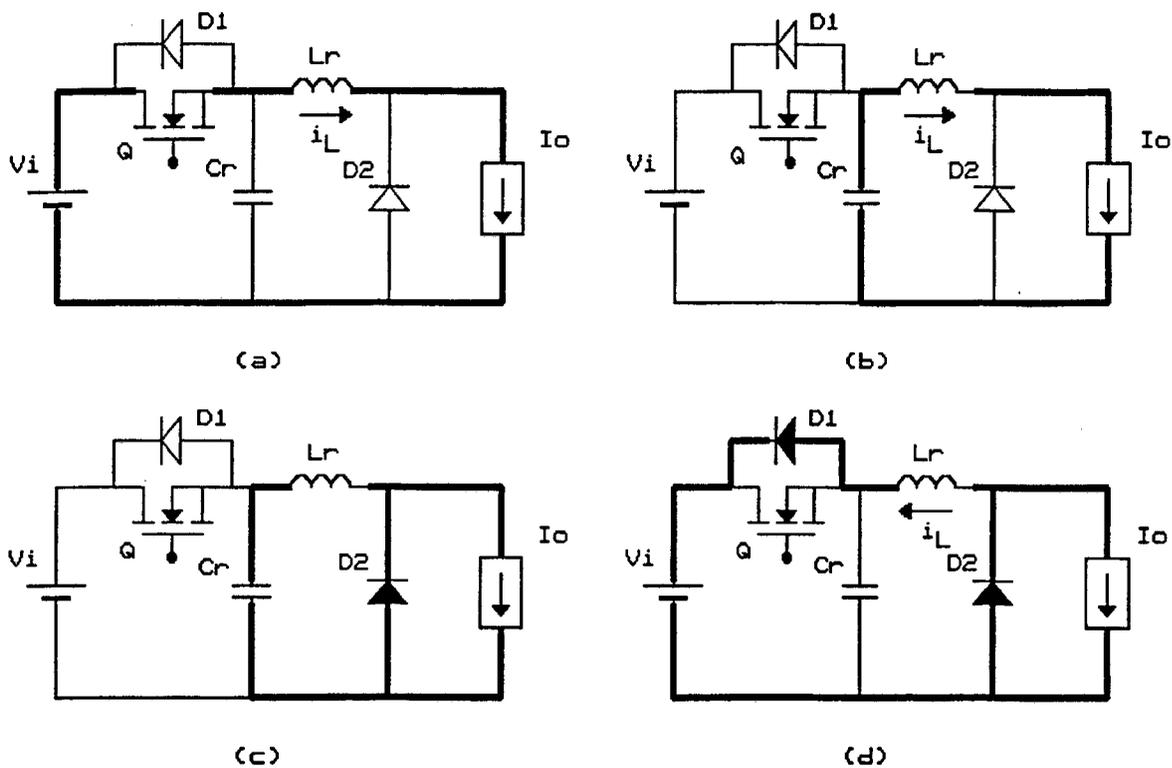


Fig. 2.2 Estágios de funcionamento do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

(a) Condução do MOSFET

(b) Carga linear do capacitor

(c) Estágio ressonante

(d) Carga linear do indutor

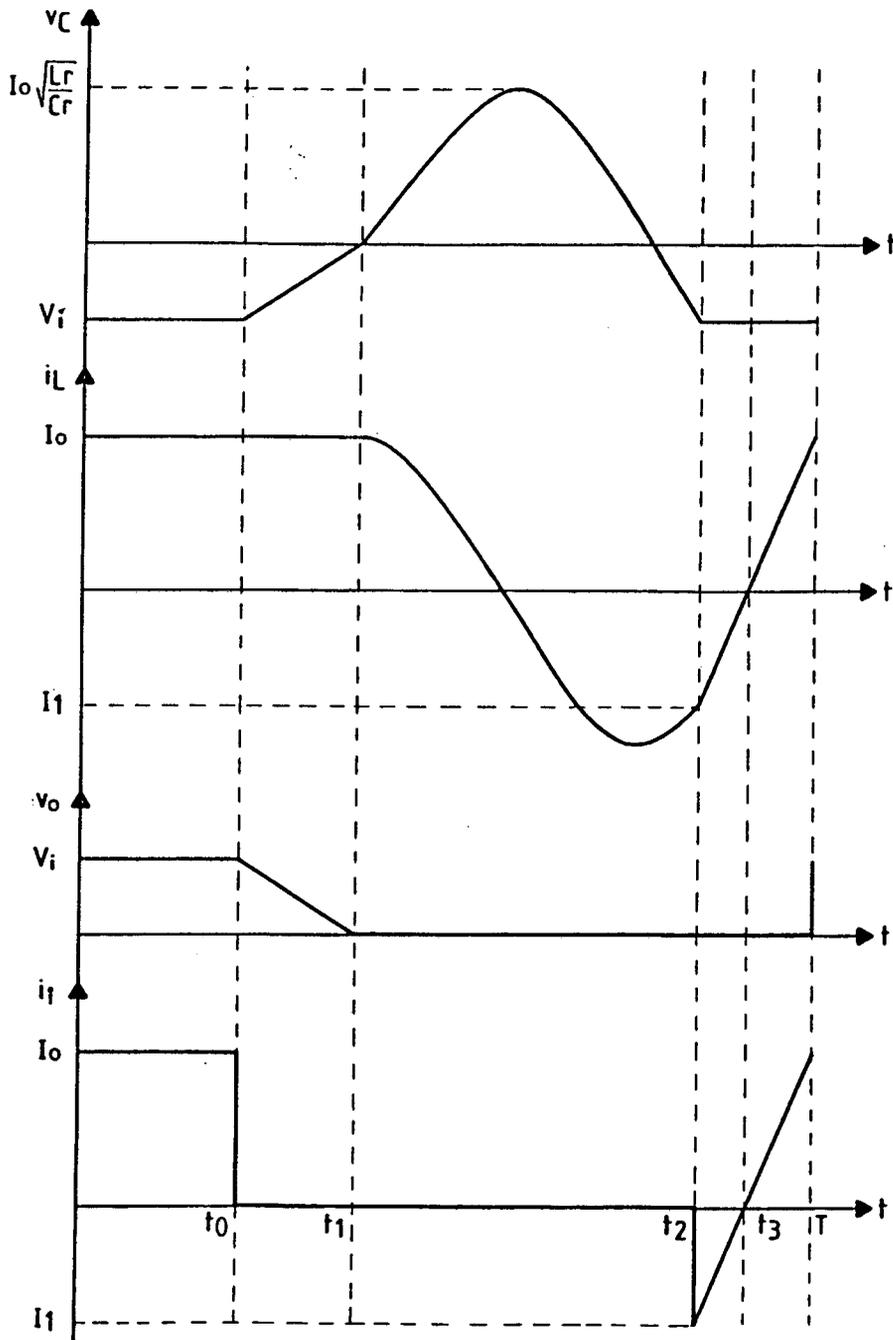


Fig. 2.3 Formas de onda principais do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

2.2.2 Estudo Analítico do Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear

- Primeiro estágio (0, t_0)

As equações que representam o comportamento do circuito, neste estágio são:

$$i_L = I_o \quad (2.1)$$

$$v_C = -V_I \quad (2.2)$$

- Segundo estágio (t_0, t_1)

As seguintes equações representam este estágio:

$$i_L = I_o \quad (2.3)$$

$$v_C = \frac{I_o}{C_r} \cdot t - V_I \quad (2.4)$$

para $\Delta t_1 = t_1 - t_0$; $v_C = 0$

Assim

$$\Delta t_1 = \frac{V_I}{I_o} \cdot C_r \quad (2.5)$$

Fazendo

$$\alpha = \frac{I_o}{V_I} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \frac{I_o}{V_I} \cdot \omega_{\sigma} L_r \quad (2.6)$$

α pode ser considerado como a corrente de carga normalizada.

Multiplicando e dividindo a expressão (2.5) por ω_o e reagrupando os termos, tem-se:

$$\Delta t_1 = \frac{V_I}{I_o} \cdot C_r \frac{\omega_o}{\omega_o} = \frac{1}{\alpha \omega_o} \quad (2.7)$$

onde

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.8)$$

- Terceiro estágio (t_1, t_2)

Este estágio é representado pelas seguintes equações:

$$i_L = I_o \cos \omega_o t \quad (2.9)$$

$$v_C = I_o \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \sin \omega_o t \quad (2.10)$$

A tensão sobre o MOSFET é:

$$V_{DS} = V_I + v_C \quad (2.11)$$

O pico de tensão sobre o MOSFET, acontece quando:

$$v_C = I_o \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.12)$$

ou seja:

$$V_{DSP} = V_I + I_{\sigma} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.13)$$

ou

$$V_{DSP} = 1 + \alpha \quad (2.14)$$

Esta expressão, mostra a evolução do pico de tensão sobre o MOSFET, em função da corrente de carga I_o .

Para $\Delta t_2 = t_2 - t_1$; $v_C = -V_i$, assim

$$\sin \omega_o \Delta t_2 = -\frac{V_i}{I_{\sigma} \sqrt{L_r/C_r}} = -\frac{1}{\alpha} \quad (2.15)$$

onde $\omega_o \Delta t_2$ está no terceiro quadrante. Desta forma:

$$\Delta t_2 = \left[\arcsin\left(\frac{1}{\alpha}\right) + \pi \right] \cdot \frac{1}{\omega_o} \quad (2.16)$$

onde $\arcsin(1/\alpha)$ está no primeiro quadrante.

Em $\Delta t_2 = t_2 - t_1$; $i_L = I_1$, assim

$$I_1 = I_{\sigma} \cos \omega_o \Delta t_2 \quad (2.17)$$

ou

$$I_1 = -I_{\sigma} \frac{\sqrt{\alpha^2 - 1}}{\alpha} \quad (2.18)$$

- Quarto estágio (t_2, T)

Este estágio é representado pelas expressões abaixo:

$$v_C = -V_I \quad (2.19)$$

$$i_L = \frac{V_I}{L_r} \cdot t + I_1 \quad (2.20)$$

Quando $\Delta t_3 = T - t_2$; $i_L = I_o$, assim

$$\Delta t_3 = \frac{(I_o - I_1) \cdot L_r}{V_I} \quad (2.21)$$

Substituindo a expressão (2.18) na expressão (2.21), tem-se:

$$\Delta t_3 = \frac{(\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1})}{\omega_o} \quad (2.22)$$

2.2.3 Características de Saída do Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear

As características de saída, podem ser obtidas pela igualdade das potências de entrada e saída.

$$P_I = P_o \quad (2.23)$$

OU

$$V_r I_i = V_o I_o \quad (2.24)$$

onde:

V_i = Tensão da fonte de tensão.

I_i = Corrente média da fonte de tensão.

V_o = Tensão média da fonte de corrente.

I_o = Corrente da fonte de corrente.

A característica de saída fica definida por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \quad (2.25)$$

Onde o cálculo da tensão média da fonte de corrente, é feito pela integração da tensão V_o , representada na Fig. 2.3, que é o seguinte:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T V_o dt \quad (2.26)$$

$$V_o = \frac{1}{T} \left(V_r t_o + V_r \frac{\Delta t_1}{2} \right) \quad (2.27)$$

$$t_o = T - \Delta t_1 - \Delta t_2 - \Delta t_3 \quad (2.28)$$

Substituindo as expressões (2.7), (2.16) e (2.22) na equação (2.27) tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{2\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \alpha \right) \quad (2.29)$$

onde:

f = frequência de chaveamento do conversor.

f_o = frequência do circuito ressonante.

A expressão (2.29), representa a tensão de saída normalizada V_o/V_i , em função da corrente de carga normalizada α .

A Fig. 2.4, representa o pico de tensão sobre o MOSFET, e as Figs. 2.5 e 2.6 as características de saída e os ganhos estáticos.

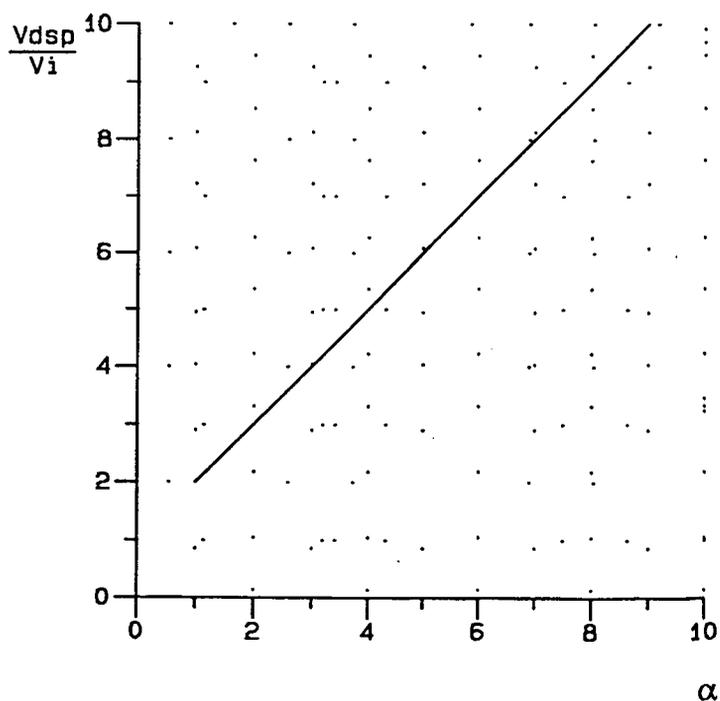


Fig. 2.4 Máximo pico de tensão sobre o MOSFET, do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear, em função de α

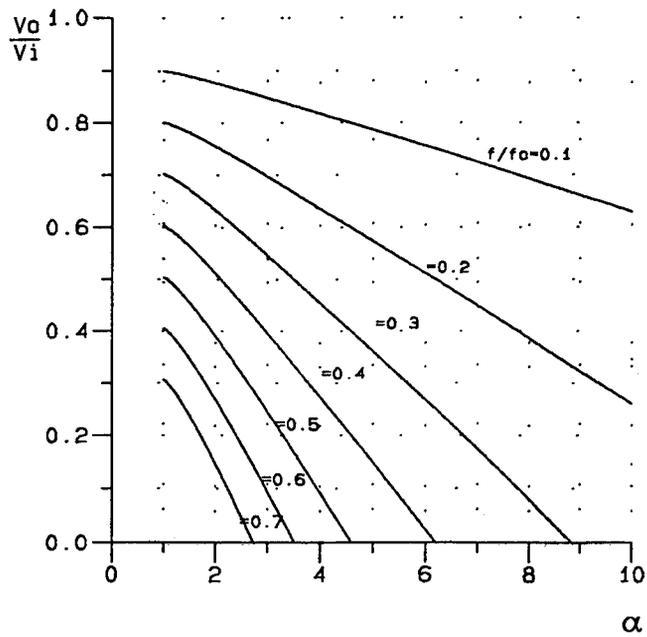


Fig. 2.5 Características de saída do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

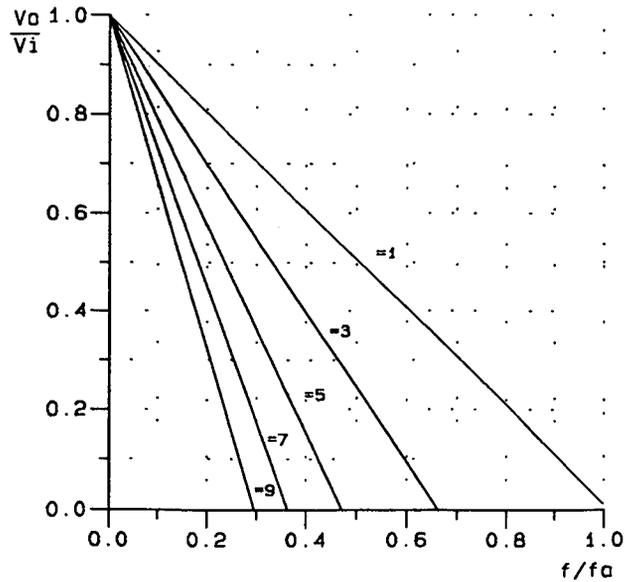


Fig. 2.6 Ganhos estáticos do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

2.3 Análise do Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear

A Fig. 2.7 mostra os conversores Buck ZVS-QRCs com indutor ressonante não linear. Os estágios de funcionamento são os mesmos do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear. A diferença aparece nas formas de onda, onde se evidencia a saturação do indutor ressonante.

Para baixos valores de corrente, o indutor se comporta de maneira linear, até atingir um valor de corrente onde começa a saturação. Desta forma, para altas correntes, o indutor será de menor valor, como desejado, para ampliar a faixa de carga e limitar o pico de tensão sobre o MOSFET.

2.3.1 Variação do Indutor Ressonante com a Corrente de Carga

Para verificar o comportamento do indutor ressonante não linear, um protótipo foi montado e testado em laboratório. O diagrama do estágio de potência está representado na Fig. 2.8. Os parâmetros do protótipo são os seguintes:

Q - BUZ 38 (Siemens); $V_{DS} = 200V$; $R_{DSon} = 0,12\Omega$; $I = 18A$

C_r - 15nF , polipropileno (Icotron)

D_2 - MUR1530 (Motorola)

L - 18mH

R - 0 - 5 Ω

L_r - 4 espiras/núcleo ferrite E-20 sem entreferro, material IP-6 (Thornton)

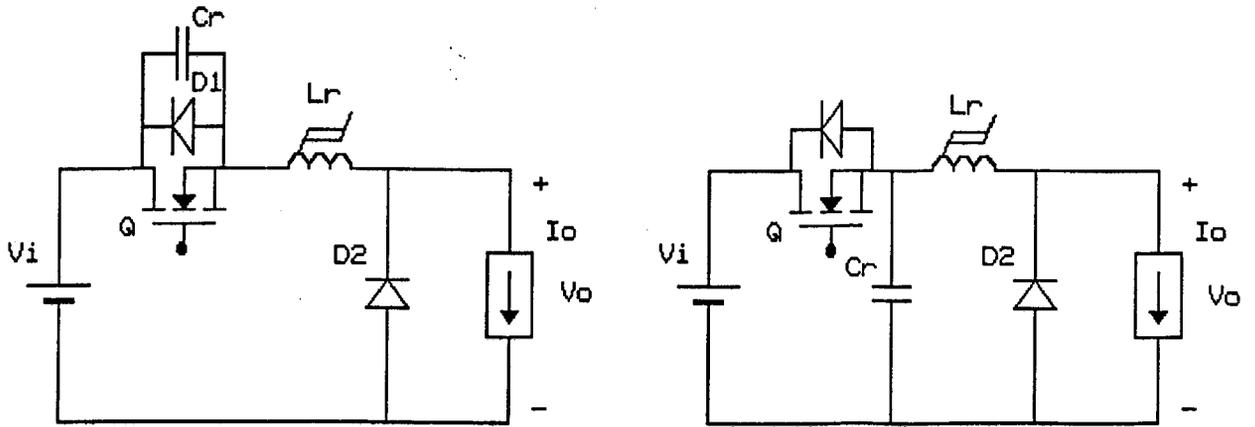


Fig. 2.7 Conversores Buck ZVS-QRCs com indutor ressonante não linear

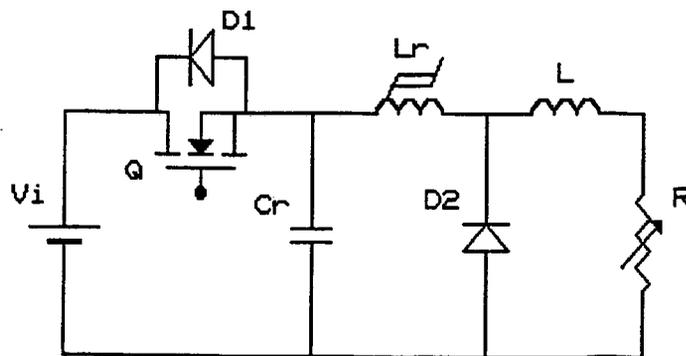


Fig. 2.8 Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear

O indutor L_r foi montado em um dissipador. A energia armazenada no indutor ressonante, durante o intervalo não ressonante de um ciclo de operação é dado pela expressão (2.30).

$$E_1 = \frac{L_r I_o^2}{2} \quad (2.30)$$

Esta energia é transferida ao capacitor ressonante C_r , durante o intervalo ressonante. Esta energia passa a ser representada pela expressão (2.31).

$$E_2 = \frac{C_r V_{CP}^2}{2} \quad (2.31)$$

Através da igualdade destas energias, obtêm-se a expressão para o cálculo de L_r em função da corrente de carga I_o , que é a seguinte:

$$L_r = \frac{C_r V_{CP}^2}{I_o^2} \quad (2.32)$$

A Fig. 2.9 mostra a indutância ressonante L_r como função da corrente de carga I_o , obtido experimentalmente.

A curva de variação da indutância pode ser representada analiticamente pelas seguintes expressões:

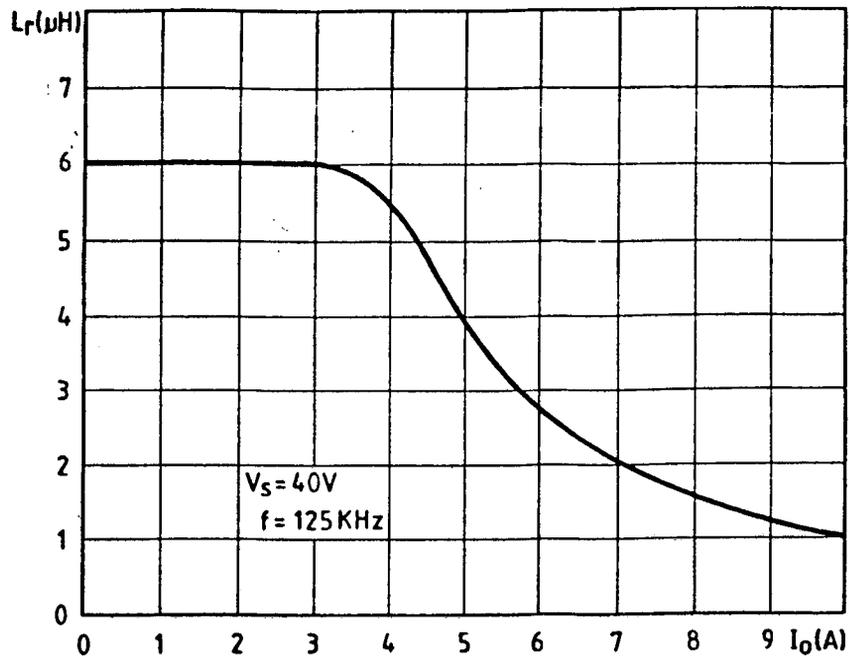


Fig. 2.9 Indutância versus corrente para o núcleo E-20 com 4 espiras sem entreferro, material IP-6

$$L_r = L_o \quad \text{pl } I_o < I_a \quad (2.33)$$

$$L_r = \frac{L_o \cdot I_a^2}{I_o^2} \quad \text{pl } I_o \geq I_a \quad (2.34)$$

onde:

L_o - é o valor da indutância na região linear.

I_a - é o valor da corrente de carga que começa a saturar a indutância.

Os valores de L_o e I_a obtidos da Fig. 2.9 são os seguintes:

$$L_o = 6\mu\text{H}$$

$$I_a = 4\text{A}$$

2.3.2 Características de Saída do Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear

Interpretando a curva da Fig. 2.9, verificou-se duas regiões de comportamento. A primeira para $I_o < 4A$, o comportamento da indutância é linear e a estrutura tem as características já vistas, e que estão representadas nas expressões (2.35) e (2.36).

$$\frac{V_{Dsp}}{V_i} = 1 + \alpha \quad (2.35)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{2\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \alpha \right) \quad (2.36)$$

onde:

$$\alpha = \frac{I_o}{V_i} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.37)$$

Na outra região, para $I_o > 4A$, o comportamento da indutância, é não linear e a expressão (2.34) representa este comportamento. A substituição da expressão (2.34) na expressão (2.37) resulta:

$$\alpha_a = \frac{I_a}{V_i} \sqrt{\frac{L_o}{C_r}} \quad (2.38)$$

A expressão (2.38) mostra que α_a é constante e independente de I_o , para $I_o \geq I_a$. Substituindo a expressão (2.38) nas expressões (2.35) e (2.36) obtém-se:

$$\frac{V_{DSp}}{V_i} = 1 + \alpha_a \quad (2.39)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \cdot \left(\frac{1}{2\alpha_a} + \arcsin \frac{1}{\alpha_a} + \pi + \sqrt{\alpha_a^2 - 1} + \alpha_a \right) \quad (2.40)$$

Definindo-se:

$$K = f(\alpha) = \frac{1}{2\alpha} + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \pi + \arcsin \frac{1}{\alpha} \quad (2.41)$$

e para $\alpha = \alpha_a$, tem-se $K = K_a$, desta forma a expressão (2.40) pode ser reescrita como:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \cdot K_a \quad (2.42)$$

Como uma conseqüência, a expressão (2.39) mostra que o máximo pico de tensão sobre o MOSFET é dado por α_a e não por $\alpha_{m\acute{a}x}$, como seria com o emprego do indutor ressonante linear. Se α_a é apropriadamente escolhido, o pico de tensão, sobre o transistor, pode ser significativamente reduzido.

A expressão (2.40) mostra que a tensão de saída torna-se independente da corrente de saída; em outras palavras, a impedância de saída do conversor é nula. Pode ser visto que a tensão de saída é regulada de modo linear pela freqüência de chaveamento f .

O comportamento é fisicamente interpretado a seguir. A energia armazenada no indutor ressonante durante o intervalo não ressonante está representado pela expressão (2.30). Substituindo a expressão (2.34) na expressão (2.30) tem-se:

$$E_s = \frac{L_o \cdot I_a^2}{2} \quad (2.43)$$

onde:

E_s = energia de saturação do núcleo.

A expressão (2.43) mostra que a energia é constante e independente da corrente de carga. Como esta energia é transferida para o capacitor ressonante C_r , durante o intervalo ressonante, seu pico de tensão permanece constante. A energia realimentada para a fonte de tensão V_i , através do indutor ressonante, é também constante e independente da corrente de carga. Como consequência, mais energia é transferida para a carga e a tensão de saída torna-se insensível a corrente de carga para $I_o > I_a$.

As Figs. 2.10 e 2.11 mostram o comportamento do Conversor Buck ZVS-QRC com o indutor ressonante não linear, obtidas teoricamente para $\alpha_a = 2.0$.

Como pode ser notado, o valor de V_{Dsp} cresce linearmente com I_o , até $I_o = I_a$ e torna-se constante e igual a $3 \cdot V_i$ para $I_o > I_a$. Se L_r fosse constante e igual a L_o , o valor de V_{Dsp} para $\alpha = 8$ seria de $9 \cdot V_i$, três vezes maior do que foi obtido com o indutor saturado.

Comparando-se as Figs. 1.7 e 2.11, fica claro o aumento da faixa de carga, do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.

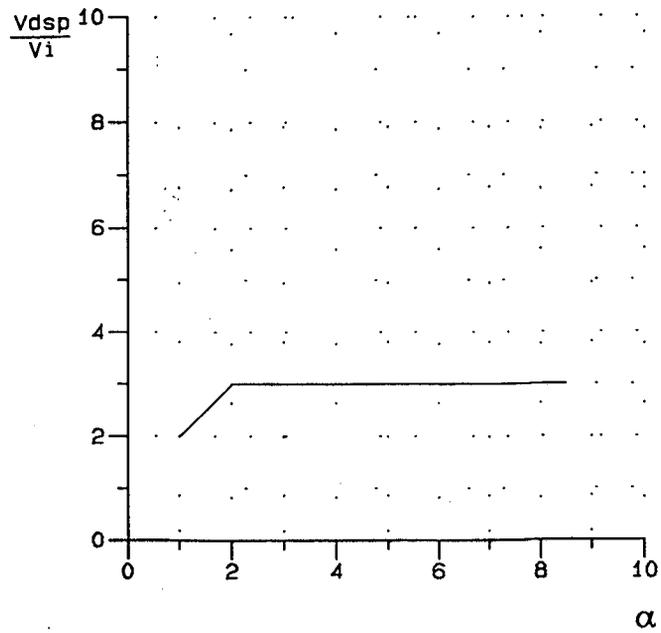


Fig. 2.10 Tensão de pico sobre o MOSFET, do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear, em função de α .

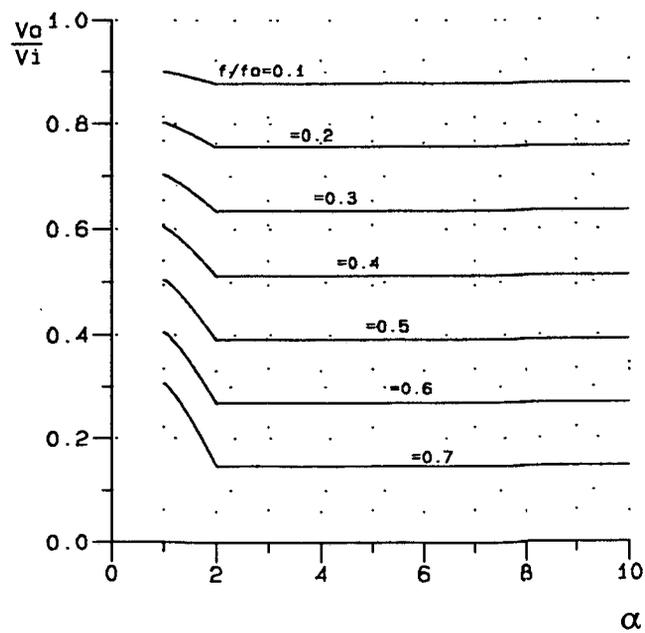


Fig. 2.11 Características de saída do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.

2.4 Projeto dos Elementos Ressonantes

A título de ilustração, será projetado um conversor com os seguintes dados:

$$V_i = 40V$$

$$I_{om\acute{a}x} = 10A$$

2.4.1 Escolha da Faixa de Comutação sob Tensão Nula

Escolhendo uma faixa de carga de 80% da corrente de carga nominal, a mínima corrente para garantir a comutação sob tensão nula é:

$$I_{omin} = 2A$$

2.4.2 Cálculo do Indutor Ressonante Não Linear

a) Cálculo de L_o .

Com a corrente mínima definida, o cálculo de L_o é feito pela expressão (2.44).

$$L_o = \left(\frac{V_i}{I_{omin}} \right)^2 \cdot C_r \quad (2.44)$$

L_o é a indutância na região linear. Com os valores de V_i e I_{omin} , L_o fica sendo:

$$L_o = 400 \cdot C_r \quad (2.45)$$

b) Cálculo de I_a .

Adotando $\alpha_a = 2$, pode-se determinar I_a através da expressão (2.38), isolando o I_a , como representado abaixo.

$$I_a = \frac{\alpha_a V_I}{\sqrt{\frac{L_o}{C_r}}} \quad (2.46)$$

Como $L_o = 400.C_r$, o valor de I_a fica sendo:

$$I_a = 4A$$

Utilizando o núcleo E-20, material IP-6, que foi empregado no circuito da Fig. 2.8, com os valores de $L_o = 6\mu H$ e $I_a = 4A$, a sua energia de saturação é calculada com a expressão (2.43), assim:

$$E_s = 48\mu J$$

Com os valores de I_a e E_s , pode-se calcular L_o .

$$L_o = 6\mu H$$

c) Número de espiras.

Como o núcleo é o mesmo empregado no circuito da Fig. 2.8 e aplicando a lei de Ampère, pode-se calcular o número de espiras.

$$N = 4 \text{ espiras}$$

O indutor fica definido com os seguintes parâmetros:

$$L_o = 6\mu\text{H}$$

$$I_a = 4\text{A}$$

$$N = 4 \text{ espiras}$$

O núcleo escolhido tem os seguintes parâmetros:

$$A_e = 0,312\text{cm}^2$$

$$A_w = 0,260\text{cm}^2$$

$$l_t = 3,80\text{cm}$$

$$l_e = 4,28\text{cm}$$

$$V_e = 1,34\text{cm}^3$$

2.4.3 Cálculo do Capacitor Ressonante.

Com L_o determinado, o valor do capacitor ressonante é obtido com a expressão (2.45).

$$C_r = 15\text{nF}$$

2.5 Simulações do Conversor Buck ZVS-QRC

Com a finalidade de ratificar a técnica proposta, algumas simulações foram realizadas. O modelo de Jilles-Atherton [69], para o indutor não linear, foi empregado nas simulações. A estrutura simulada está representada na Fig. 2.12, com os seguintes

parâmetros:

$$V_i = 40V$$

$$L_o = 6\mu H$$

$$C_r = 15nF$$

$$I_o = 2 - 10A$$

A Fig. 2.13, mostra os resultados da simulação para $I_o = 2A$. Para este valor de corrente, não há sinais de saturação do indutor, como pode ser visto através das formas de onda e o indutor comporta-se de maneira linear.

A Fig. 2.14, mostra as formas de onda obtidas por simulação, para $I_o = 10A$. A saturação do indutor, para este valor de corrente, é visível e o pico de tensão sobre o MOSFET é bem inferior ao valor que teria se o indutor linear fosse empregado. Para tornar mais claro as diferenças, com relação ao indutor linear, foi realizada uma simulação com o indutor linear, e esta simulação está representada na Fig 2.15, superposta a simulação com o indutor não linear. Desta forma, as diferenças ficam bem mais evidentes.

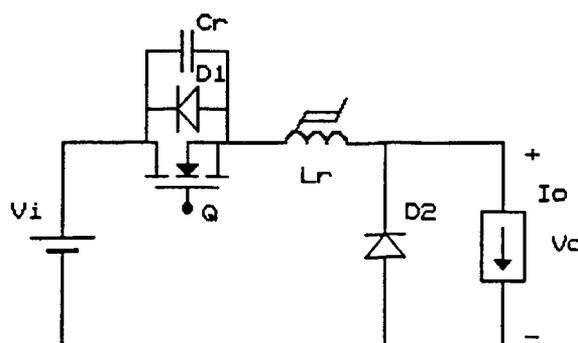


Fig. 2.12 **Conversor Buck ZVS-QRC utilizado nas simulações**

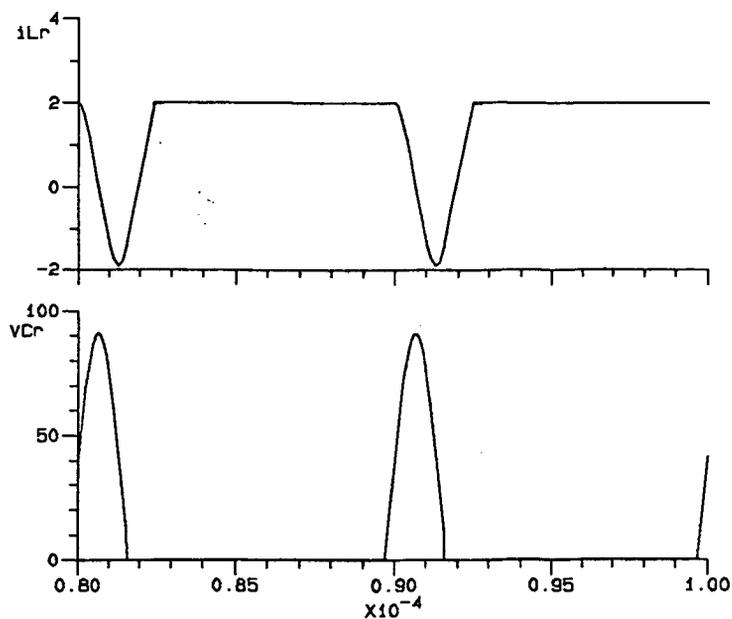


Fig. 2.13 Simulação do conversor Buck ZVS-QRC, com indutor não linear, para $I_o = 2A$ e $f = 100kHz$.

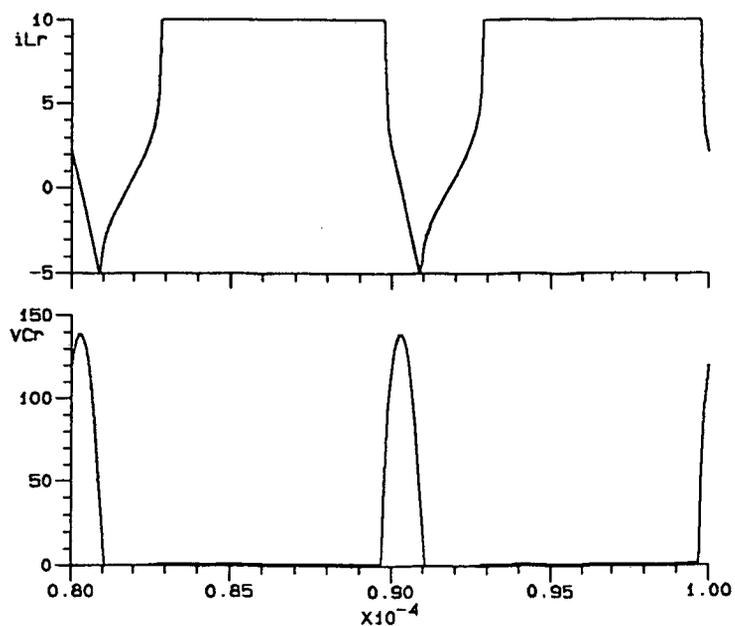


Fig. 2.14 Simulação do conversor Buck ZVS-QRC, com indutor não linear, para $I_o = 10A$ e $f = 100kHz$.

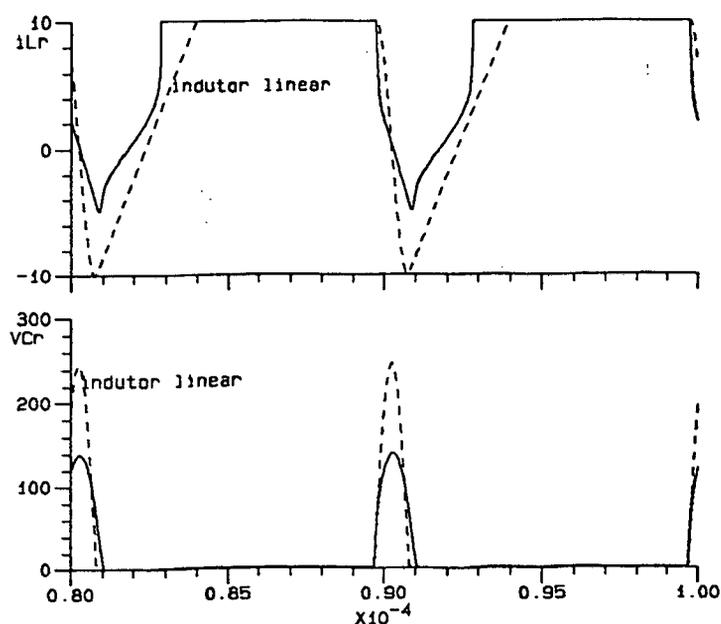


Fig. 2.15 Comparação por simulação do conversor Buck ZVS-QRC com indutor não linear e com o linear, para $I_o = 10A$ e $f = 100kHz$.

2.6 Resultados Experimentais do Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear

2.6.1 Características Teóricas

A Fig. 2.9 mostra a indutância de um núcleo de ferrite sem entreferro como função da corrente, onde $L_o = 6\mu H$ e $I_a = 4A$. De acordo com a expressão (2.34), para $I_o > I_a$, a indutância ressonante é representada por:

$$L_r = \frac{96}{I_o^2} \mu H \quad (2.47)$$

Supondo um conversor com $C_r = 15nF$, $V_i = 40V$ e substituindo os valores de V_i , C_r , L_o e I_a na expressão (2.38), tem-se $\alpha_a = 2$. Para $I_o < I_a$ a expressão (2.6) dá $\alpha = 0,5I_o$. Com os valores de α e α_a , o pico de tensão sobre o MOSFET e as características de saída teóricas estão traçadas nas Figs. 2.16 e 2.17.

Para obter as características de saída teóricas do conversor, a variação da frequência ressonante deve ser conhecida. Como o valor de L_r varia com o tempo, define-se a frequência ressonante média, a qual é dada por $1/T_o$. O tempo T_o é o período convencional de ressonância para L_r constante. Como o valor de f_o , como é experimentalmente demonstrado, é quase independente de I_o , ele será considerado constante, e dado por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_r}} \quad (2.48)$$

Substituindo os valores de L_r e C_r na expressão (2.48), $f_o=500KHz$. Substituindo os valores de f_o , α e α_a nas expressões (2.36) e (2.40), as características de saída teóricas são obtidas, e estão representadas na Fig. 2.17.

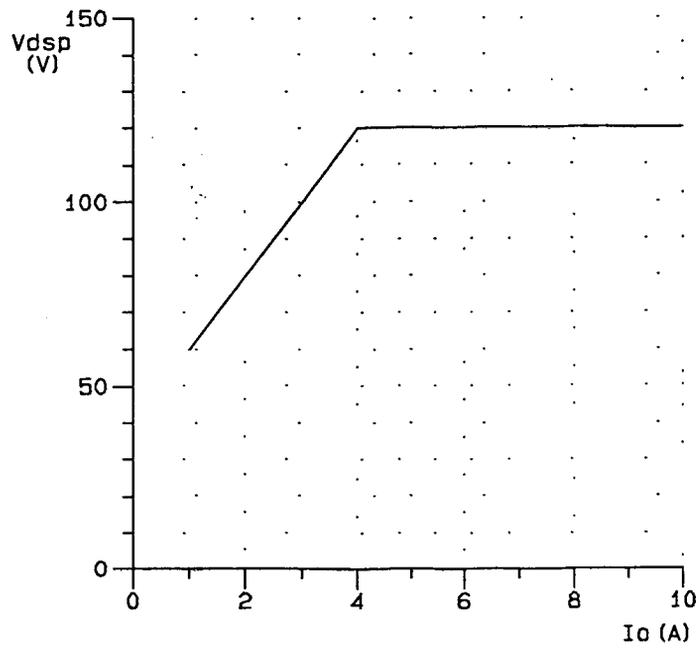


Fig. 2.16 Valores previstos do pico de tensão sobre o MOSFET versus corrente de carga.

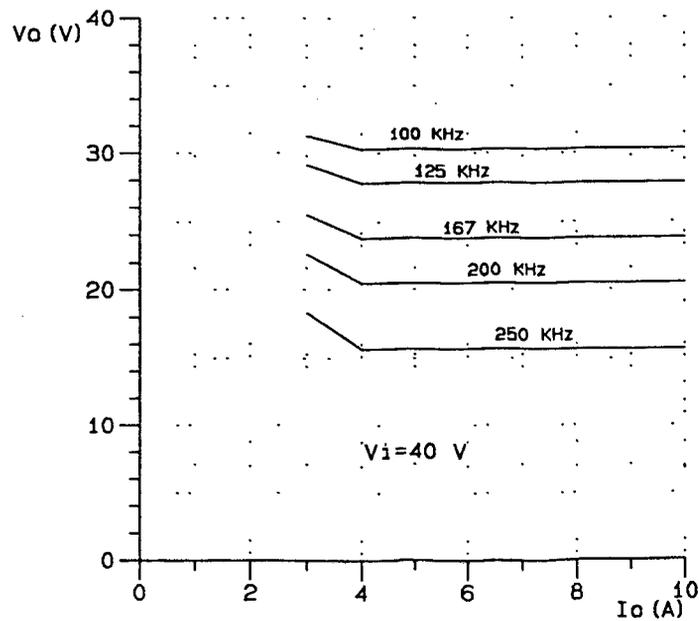


Fig. 2.17 Características de saída teóricas do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.

2.6.2 Resultados experimentais

Para verificar os resultados previstos teoricamente, um protótipo foi montado e testado em laboratório, o diagrama de estágio de potência está representado na Fig. 2.18.

Os parâmetros do protótipo são os mesmos da Fig. 2.8, usado para o levantamento da variação de indutância como função da corrente de carga.

A tensão de pico medida sobre o MOSFET, como função da corrente de carga, para uma tensão de entrada igual a 40V, está mostrada na Fig. 2.19. Para $I_o < 4A$, a tensão V_{DS} cresce linearmente com I_o . Quando $I_o > 4A$, o indutor ressonante decresce com I_o e a inclinação da curva também decresce, tornando-se aproximadamente constante. Para $I_o = 10A$, $V_{Dsp} = 120V$, valor que está de acordo com o resultado teórico mostrado na Fig. 2.16. Pode-se notar que para $I_o = 8A$, o valor de V_{Dsp} torna-se praticamente independente de I_o , como previsto na teoria.

As características de saída obtidas experimentalmente estão representadas na Fig. 2.20, para diferentes valores da frequência de chaveamento. Pode ser visto que os conversores comportam-se aproximadamente como uma fonte de tensão, com a tensão de saída dependente diretamente da frequência de chaveamento e praticamente independente da corrente de carga. Este comportamento está em completa oposição ao que foi encontrado com o indutor ressonante linear, onde a tensão de saída é fortemente dependente da corrente de carga. Assim o objetivo de operar o Conversor Buck ZVS-QRC com faixa de carga maior e pequena faixa de frequência é alcançado.

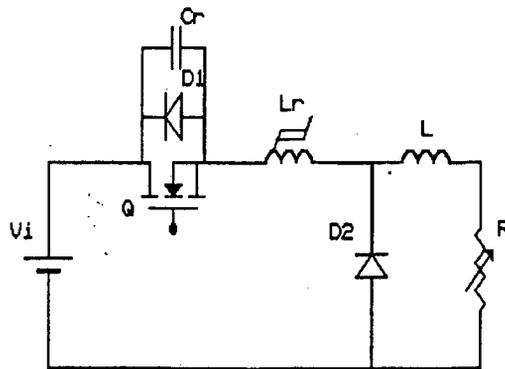


Fig. 2.18 **Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear**

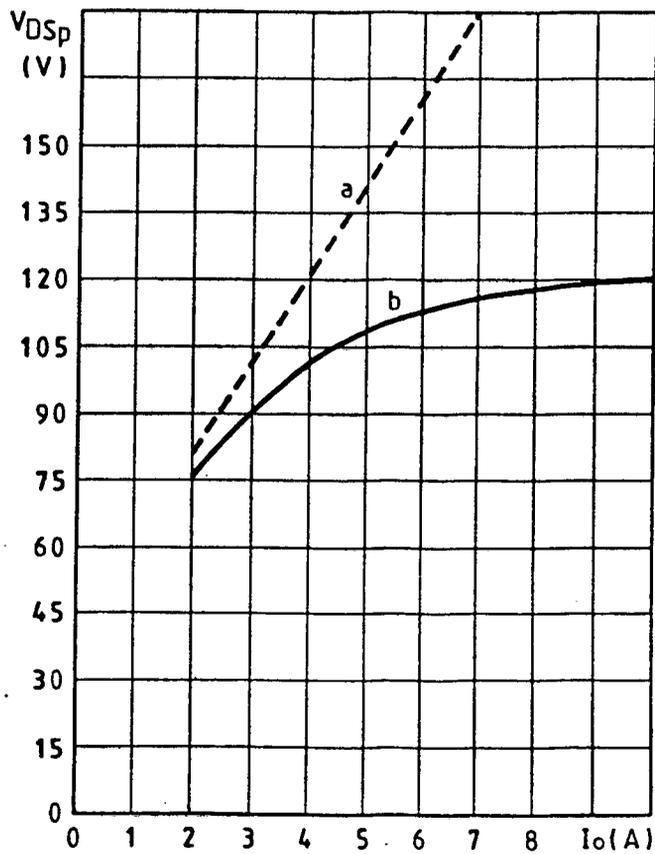


Fig. 2.19 **Tensão de pico sobre o MOSFET obtida experimentalmente para: (a) indutor ressonante linear (b) indutor ressonante não linear.**

A eficiência medida do circuito como função da potência de saída, está representada na Fig. 2.21, para $V_i = 40V$ e $f = 125KHz$. Nota-se que seu valor é alto, apesar da alta potência processada pelo conversor, e praticamente independe da corrente de carga. As perdas adicionais introduzidas pelo núcleo de ferrite, não prejudicam a eficiência, devido ao MOSFET com uma baixa resistência de condução ser utilizado, reduzindo as perdas em condução. Deve ser levado em conta que uma potência de 260W para um Conversor Buck ZVS-QRC, em relação a trabalhos publicados na literatura [1] é muito alta.

A frequência ressonante média, obtida experimentalmente, versus a corrente de saída I_o , está mostrada na Fig. 2.22. A frequência é de 490KHz para $I_o = 3A$ e varia até 570KHz para $I_o = 10A$. Como ela foi assumida constante para simplificar a análise teórica, pode-se explicar a diferença entre os resultados previstos e experimentais.

As formas de onda dos resultados experimentais, são mostradas nas Figs. 2.23 e 2.24, para $V_i = 40V$ e $f = 140KHz$. Na Fig. 2.23a a corrente de carga é igual a 2A e na Fig. 2.23b ela é igual a 10A. A Fig. 2.24 mostra as formas de onda experimentais da corrente de dreno e tensão dreno-source para $I_o = 2A$ e $I_o = 10A$ respectivamente.

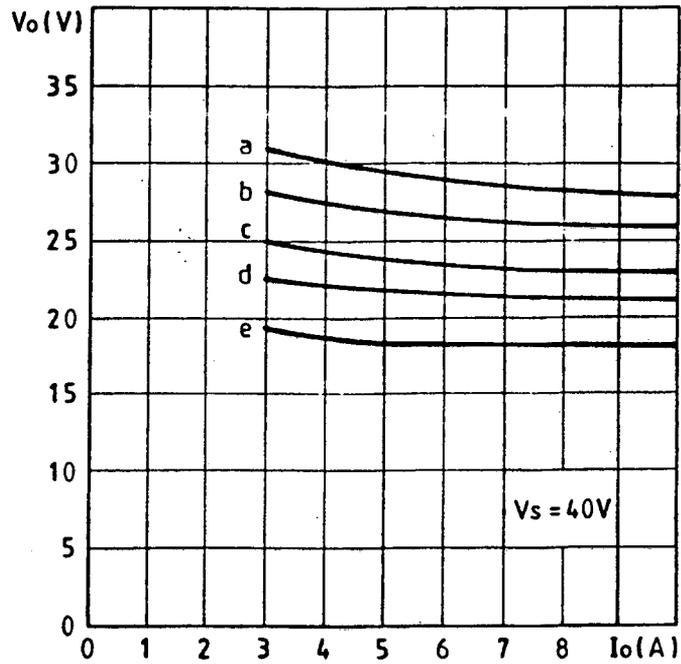


Fig. 2.20 Características de saída experimentais do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear, com as seguintes freqüências de chaveamento: (a) 100KHz, (b) 125KHz, (c) 167KHz, (d) 200KHz e (e) 250KHz.

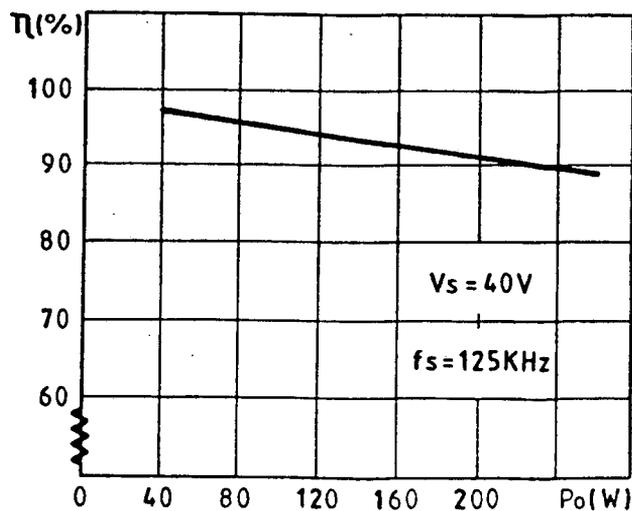


Fig. 2.21 Eficiência medida versus potência de saída do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.

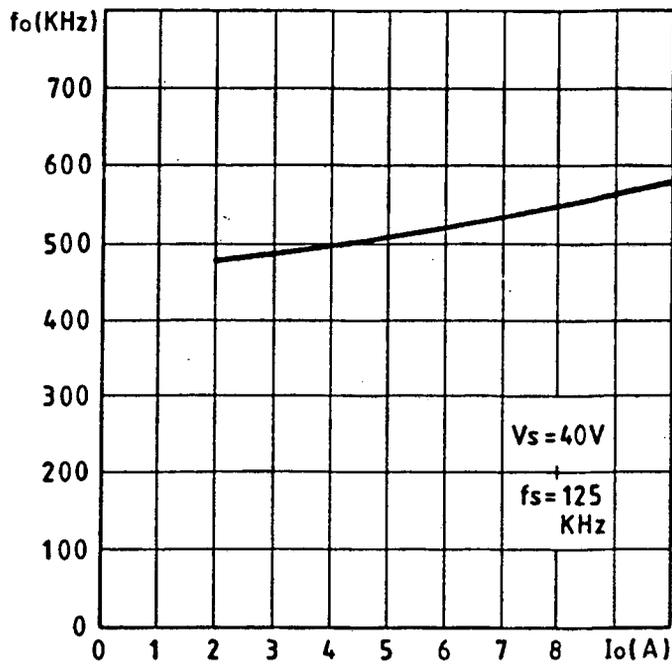


Fig. 2.22 **Freqüência ressonante média, obtida experimentalmente, versus corrente de carga.**

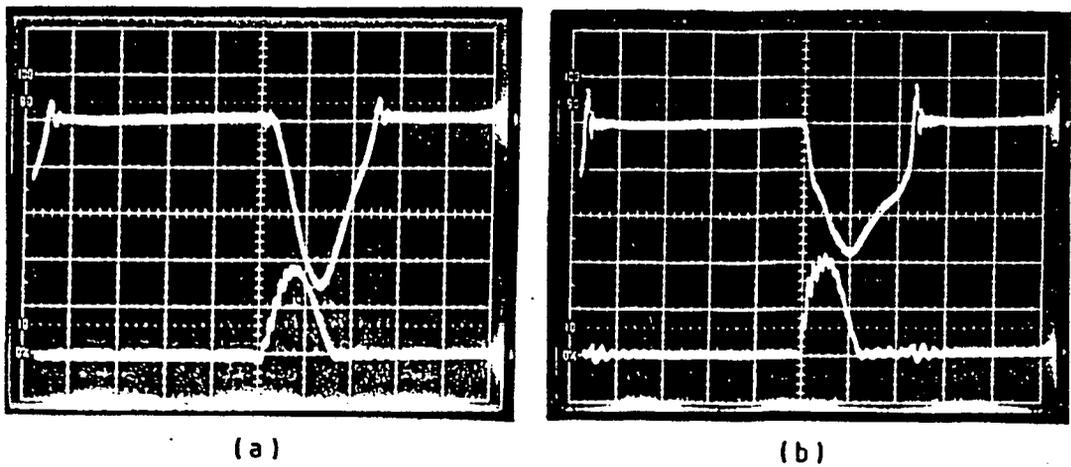


Fig. 2.23 **Formas de onda experimentais do Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear, para diferentes valores da corrente de carga. [tempo: 1µs/DIV]**

(a) $I_L = 1A/DIV$; $v_C = 50V/DIV$.

(b) $I_L = 5A/DIV$; $v_C = 50V/DIV$.

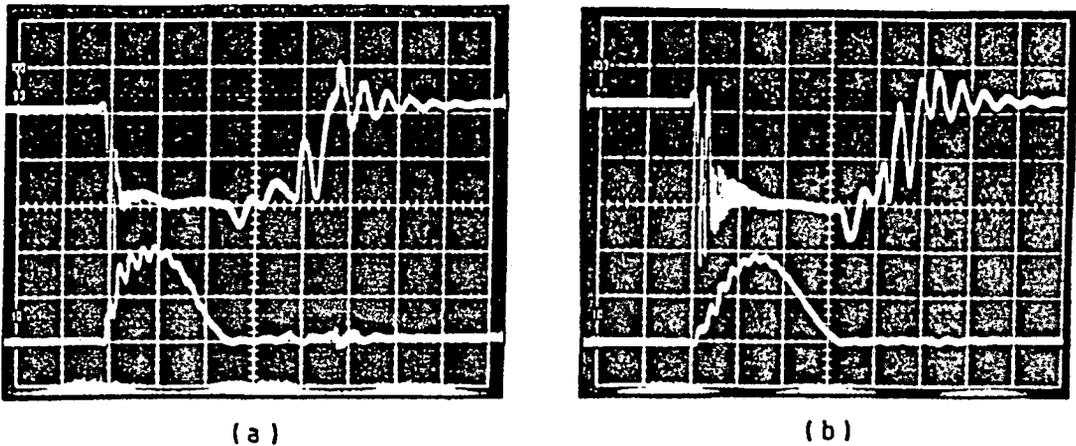


Fig. 2.24 Formas de onda experimentais da corrente de dreno e da tensão V_{DS} para corrente de carga de (a) 2A e (b) 10A.

2.7 Valores Médios e Eficazes nos semicondutores do Conversor Buck ZVS-QRC.

A presença do indutor ressonante não linear, altera os valores médios e eficazes das principais envolvidas.

2.7.1 Valores Médios e Eficazes da Corrente no Transistor Q.

a) Corrente média no Transistor Q.

a.1) Com indutor ressonante linear.

O valor médio da corrente, que circula no transistor Q, é dado pela expressão (2.49) [11].

$$\frac{I_{Q_{med}}}{I_o} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \cdot \left(\frac{1}{\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \frac{\alpha}{2} \right) \quad (2.49)$$

Considerando que o diodo D_1 não faz parte do corpo do transistor, o valor médio da corrente, que circula no diodo D_1 , é dado pela expressão (2.50) [11].

$$\frac{I_{D_1, med}}{I_o} = \frac{f}{2\pi f_o} \cdot \left(\frac{\alpha}{2} - \frac{1}{2\alpha} \right) \quad (2.50)$$

Se for considerado o diodo D_1 como parte integrante do corpo do transistor, o valor médio da corrente no transistor é a diferença das expressões (2.49) e (2.50), e está representada na expressão (2.51). Esta corrente média é também o valor médio da corrente que circula na fonte de tensão de entrada. A expressão (2.51), está representada graficamente pela Fig. 2.25.

$$\frac{I_{Q_{med}}}{I_o} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \cdot \left(\alpha + \frac{1}{2\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right) \quad (2.51)$$

a.2) Com indutor ressonante não linear.

Considerando que o diodo D_1 é parte integrante do corpo do transistor, e utilizando as expressões (2.37) e (2.38), o valor médio da corrente que circula no transistor, na presença do indutor ressonante não linear, é dado pelas expressões (2.52) e (2.53). A Fig. 2.26, representa graficamente o comportamento do valor médio da corrente, que circula no transistor, quando o indutor ressonante não linear está presente. Como a corrente I_o não é constante, conclui-se que a corrente média no transistor Q aumenta de valor, na presença do indutor ressonante não linear.

$$\frac{I_{Q_{med}}}{I_o} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left(\alpha + \frac{1}{2\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right) \quad (2.52)$$

$$p/ \quad I_o \leq I_a$$

$$\frac{I_{Q_{med}}}{I_o} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left(\alpha_a + \frac{1}{2\alpha_a} + \arcsin \frac{1}{\alpha_a} + \pi + \sqrt{\alpha_a^2 - 1} \right) \quad (2.53)$$

$$p/ \quad I_o \geq I_a$$

b) Corrente eficaz no transistor.

b.1) Com indutor ressonante linear.

O valor eficaz da corrente, que circula no transistor Q, é dado pela expressão (2.54) [11] e graficamente pela Fig. 2.27.

$$\frac{I_{Q_{ef}}}{I_o} = \sqrt{1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{2}{3} \alpha + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right)} \quad (2.54)$$

b.2) Com indutor ressonante não linear.

O valor eficaz da corrente, na presença do indutor não linear, é dado pelas expressões (2.55) e (2.56), e graficamente pela Fig. 2.28.

$$\frac{I_{Q_{ef}}}{I_o} = \sqrt{1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{2}{3} \alpha + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right)} \quad (2.55)$$

$$p/ \quad I_o \leq I_a$$

$$\frac{I_{Q_{ef}}}{I_o} = \sqrt{1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{\alpha_a} + \frac{2}{3} \alpha_a + \arcsin \frac{1}{\alpha_a} + \pi + \sqrt{\alpha_a^2 - 1} \right)} \quad (2.56)$$

$$p/ \quad I_o \geq I_a$$

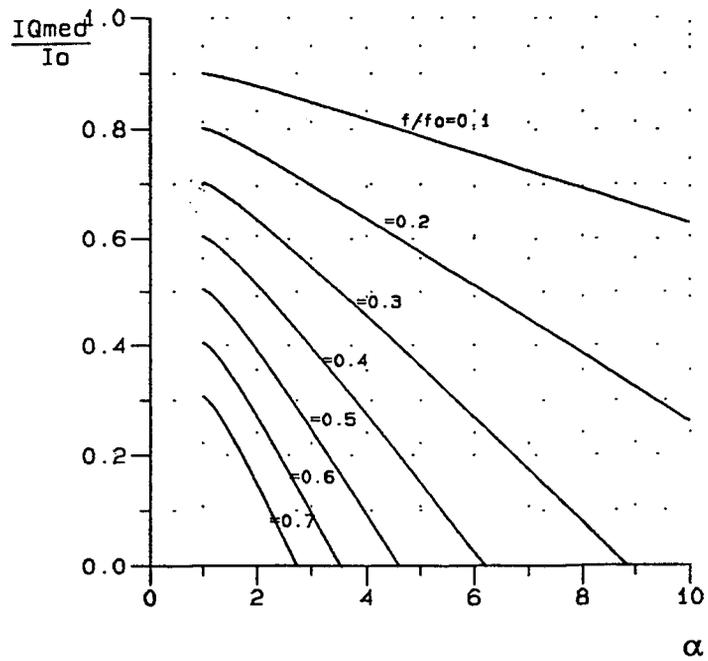


Fig. 2.25 Corrente média, parametrizada, no transistor Q, com indutor ressonante linear.

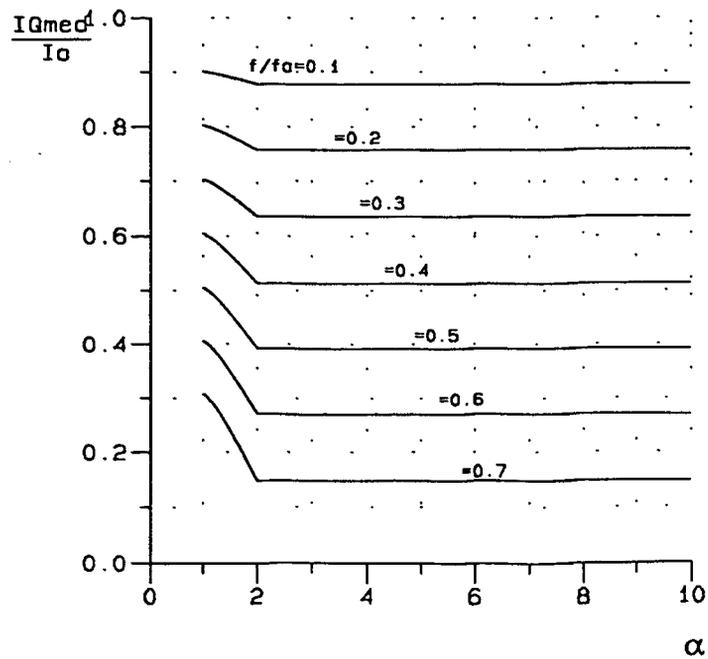


Fig. 2.26 Corrente média, parametrizada, no transistor Q, na presença do indutor ressonante não linear.

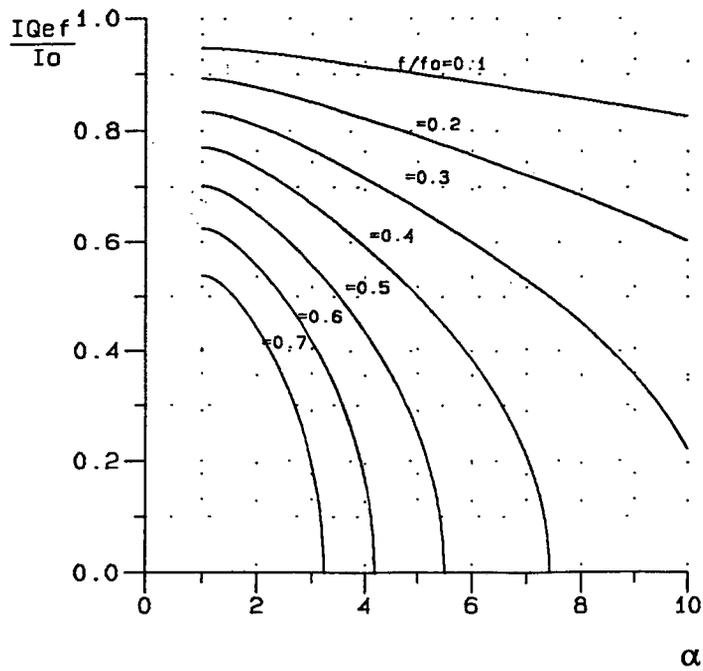


Fig. 2.27 Corrente eficaz, parametrizada, no transistor Q, com o indutor ressonante linear.

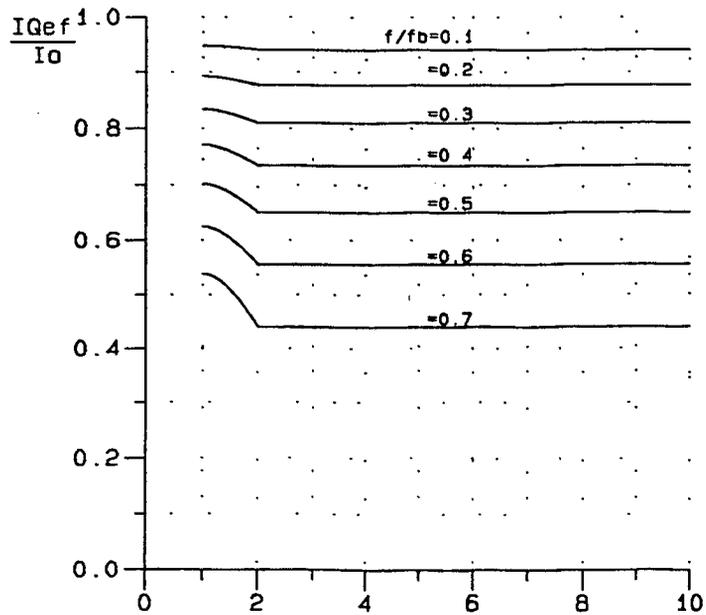


Fig. 2.28 Corrente eficaz, parametrizada, no transistor Q, na presença do Indutor ressonante não linear.

2.7.2 Valores Médios da Corrente no Diodo de Roda Livre D_2

a) Com indutor ressonante linear.

O valor médio da corrente, que circula no diodo de roda livre, é dado pela expressão (2.57) [11] e representado graficamente pela Fig. 2.29.

$$\frac{I_{D_2\text{med}}}{I_o} = \frac{f}{2\pi f_o} \left(\alpha + \frac{1}{2\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right) \quad (2.57)$$

b) Com o indutor ressonante não linear.

O comportamento da corrente média, na presença do indutor ressonante não linear, está representado pelas expressões (2.58) e (2.59), e graficamente pela Fig. 2.30.

$$\frac{I_{D_2\text{med}}}{I_o} = \frac{f}{2\pi f_o} \left(\alpha + \frac{1}{2\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right) \quad (2.58)$$

$$p/ \quad I_o \leq I_a$$

$$\frac{I_{D_2\text{med}}}{I_o} = \frac{f}{2\pi f_o} \left(\alpha_a + \frac{1}{2\alpha_a} + \arcsin \frac{1}{\alpha_a} + \pi + \sqrt{\alpha_a^2 - 1} \right) \quad (2.59)$$

$$p/ \quad I_o \geq I_a$$

Nota-se que a corrente média, no diodo de roda livre, diminui de valor, na presença do indutor ressonante não linear. Esta diminuição é explicada pelo aumento da corrente média no transistor Q, fornecendo mais potência para a carga, em relação ao indutor ressonante linear.

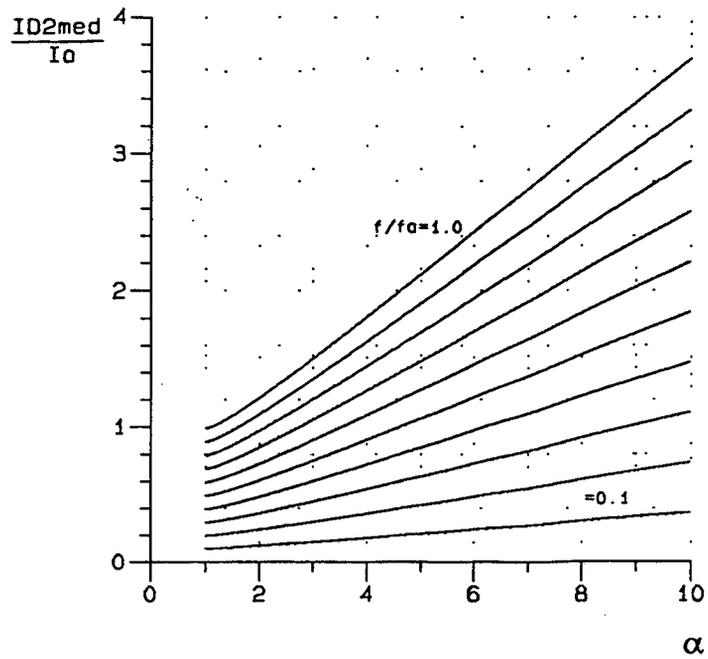


Fig. 2.29 Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre D_2 , com o indutor ressonante não linear.

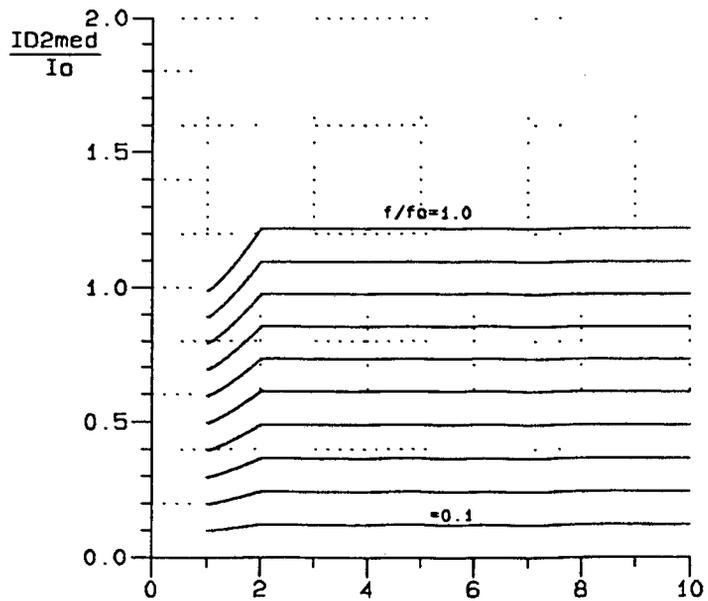


Fig. 2.30 Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre D_2 , com o Indutor ressonante não linear.

2.7.3 Verificação Experimental dos Valores Médios e Eficazes nos Semicondutores.

Com a finalidade de ratificar o estudo feito, um protótipo foi montado em laboratório. As principais grandezas foram levantadas experimentalmente. O protótipo utilizado nos ensaios, está representado na Fig. 2.31. Os parâmetros do protótipo são os seguintes:

$$V_i = 40V$$

$$Q = \text{IRF640 } V_{DS} = 200V; R_{DSon} = 0,18(25^\circ); C_{oss} = 800pF;$$

$$I_D = 18A.$$

$$C_r = 27nF$$

$$L_r = 6\mu H \text{ (linear)}$$

$$L_o = 6\mu H \text{ e } I_a = 4A \text{ (não linear)}$$

$$D_2 = \text{MUR1530}$$

$$L = 18mH$$

$$R = 0 - 40\Omega$$

$$f = 100kHz$$

O indutor ressonante não linear utilizado, é o mesmo da Fig. 2.9.

Com estes parâmetros pode-se calcular I_{min} e f/f_o . Os valores obtidos são os seguintes:

$$I_{min} = 2,6A$$

$$f/f_o = 0,25$$

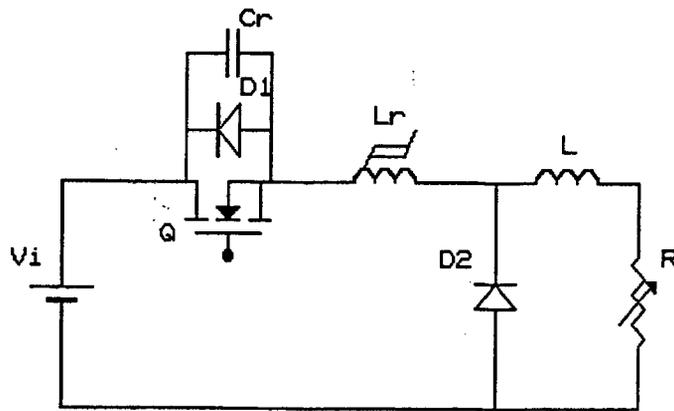


Fig 2.31 Diagrama de potência do Conversor Buck ZVS-QRC, utilizado para a verificação experimental dos valores médios e eficazes das correntes.

Foram levantadas, experimentalmente, as curvas para o Conversor Buck ZVS-QRC, com o indutor ressonante linear e com o indutor ressonante não linear. Para o Conversor Buck ZVS-QRC, com o indutor ressonante não linear, foram levantadas curvas teóricas, baseadas nas expressões (2.52) e (2.53) para o transistor Q, e nas expressões (2.58) e (2.59) para o diodo de roda livre D_2 . Devido a dificuldade de medir a corrente eficaz, no transistor Q, optou-se por medir a corrente eficaz no indutor ressonante, pois em termos de comportamento as correntes são iguais.

As diferenças entre os valores teóricos e práticos, para o Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante não linear, devem-se em parte pela relação f/f_0 , pois nos cálculos teóricos não foram considerados a capacitância de junção do transistor e nem a variação de f_0 com a saturação do núcleo.

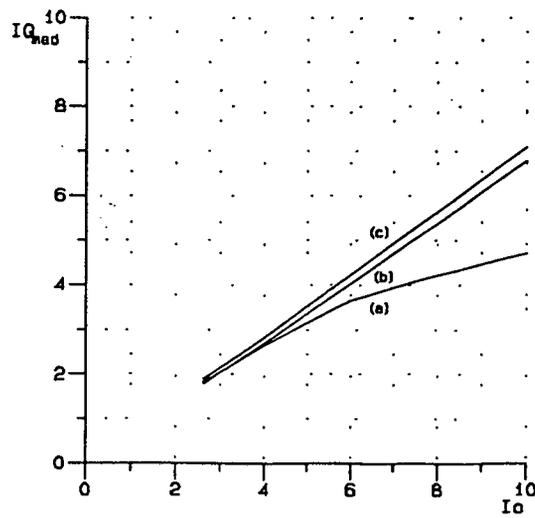


Fig. 2.32 Corrente média no transistor Q, obtida experimentalmente para:
 (a) indutor ressonante linear
 (b) indutor ressonante não linear
 (c) teórico para indutor ressonante não linear.

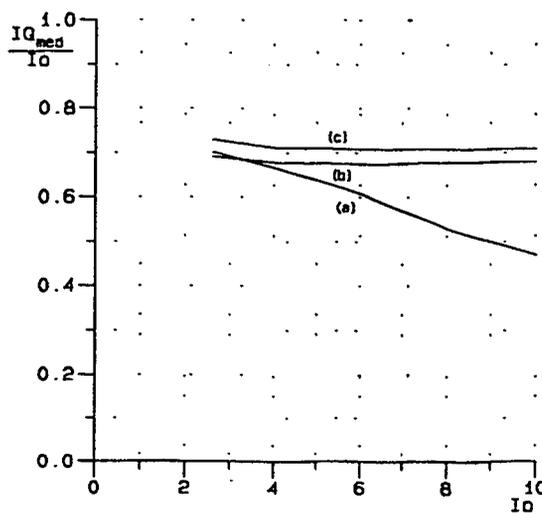


Fig. 2.33 Corrente média, parametrizada, no transistor Q, obtida experimentalmente para:
 (a) Indutor ressonante linear
 (b) Indutor ressonante não linear
 (c) teórico para o indutor ressonante não linear

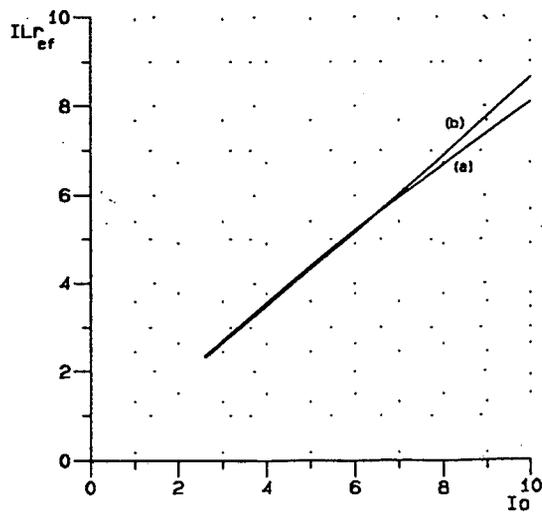


Fig. 2.34 Corrente eficaz, no indutor ressonante, obtida experimentalmente para:

(a) indutor ressonante linear.

(b) indutor ressonante não linear.

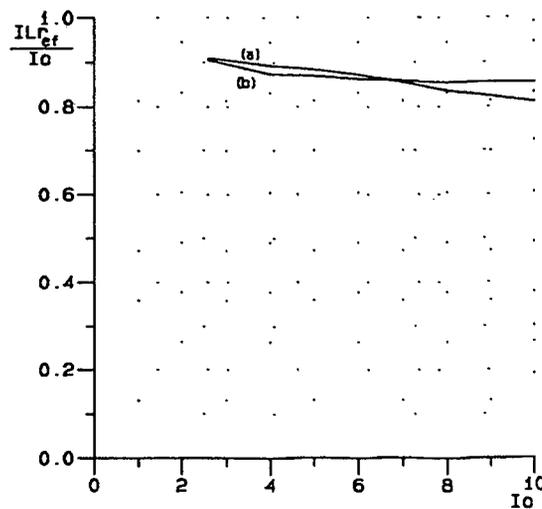


Fig. 2.35 Corrente eficaz, parametrizada, no indutor ressonante, obtida experimentalmente para:

(a) indutor ressonante linear

(b) indutor ressonante não linear

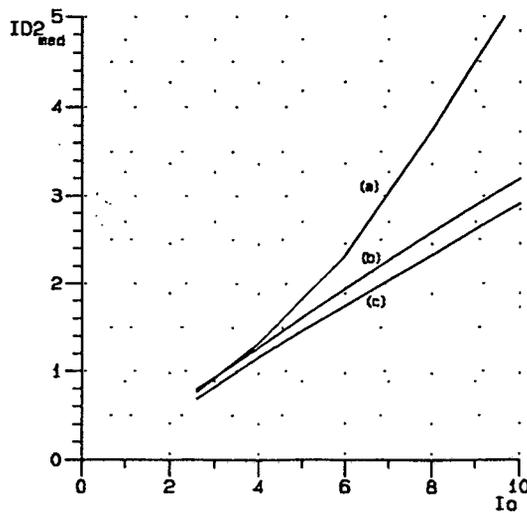


Fig. 2.36 Corrente média, no diodo de roda livre D_2 , obtida experimentalmente para:

- (a) indutor ressonante linear
- (b) indutor ressonante não linear
- (c) teórico para o indutor ressonante não linear

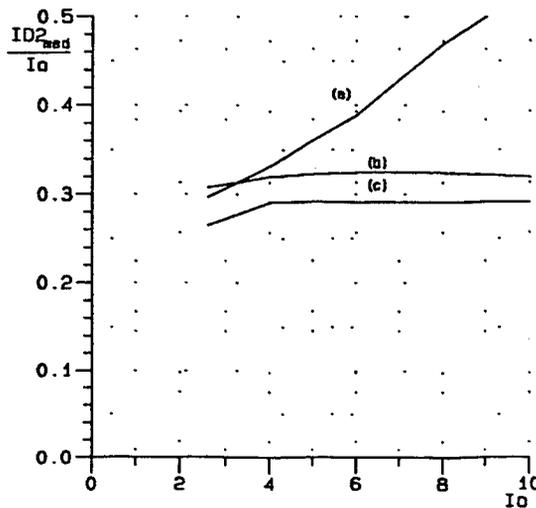


Fig. 2.37 Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre D_2 , obtida experimentalmente para:

- (a) indutor ressonante linear
- (b) indutor ressonante não linear
- (c) teórico para o indutor ressonante não linear

Verificando os resultados experimentais, conclui-se que o estudo teórico, feito para o Conversor Buck ZVS-QRC, com o indutor ressonante não linear, é válido e está ratificado pelos resultados obtidos em laboratório.

O aumento da corrente média, no transistor Q, na presença do indutor ressonante não linear, possibilita que o conversor trabalhe com níveis de potência mais elevados, sem as limitações que são comuns ao Conversor Buck ZVS-QRC, com o indutor ressonante linear.

2.8 Comportamento da Recuperação Reversa do Diodo de Roda Livre, na Presença do Indutor Ressonante Não Linear

Quando o fenômeno da recuperação reversa ocorre, uma tensão reversa abrupta aparece nos terminais do diodo, resultando em oscilações parasitas entre a capacitância de junção do diodo e o indutor ressonante. Perdas proporcionais a $0,5.CV^2$ aparecem.

A interação da capacitância de junção do diodo com um indutor ressonante linear grande, provoca ruídos críticos na comutação que podem resultar em uma possível instabilidade em sistemas em malha fechada. Quando diodos ultra-rápidos são empregados, picos de tensão maiores do que três vezes a tensão de entrada, podem ser produzidos na recuperação reversa do diodo [33].

Para grandes valores de L_r , a frequência de oscilação é baixa, causando sobretensões maiores sobre o diodo, maiores perdas no circuito Snubber e maiores ruídos na comutação [33,37].

Utilizando um indutor ressonante não linear, as oscilações parasitas entre a

capacitância de junção e o indutor ressonante são reduzidas [43,45]. Esta redução ocorrerá desde que o indutor ressonante esteja saturado, quando ocorrer a recuperação reversa do diodo [45].

Na realidade, a frequência de oscilação é reduzida drasticamente, devido ao indutor saturado ter como valor uma indutância muito pequena, durante o fenômeno da recuperação reversa. Seria o equivalente a ter uma indutância linear muito pequena. A energia reativa envolvida é imposta pela capacitância de junção do diodo.

No Conversor Buck-ZVS-QRC, este fenômeno ocorre a partir do instante em que o MOSFET entra em condução e inicia-se a recuperação reversa do diodo D_2 .

2.8.1 Levantamento das Características do Diodo MUR1530

Devido a insuficiência de dados do fabricante, foi necessário a realização de um ensaio para obter-se todos os parâmetros do diodo, com a finalidade de modelá-lo. O modelo do diodo é necessário para a verificação do comportamento da recuperação reversa do diodo, por simulação. O circuito utilizado está representado na Fig. 2.38.

Os parâmetros do circuito são os seguintes:

Q - IRF640; $V_{DS} = 200V$; $R_{DS(on)} = 0,18\Omega (25^\circ)$; $I_D = 18A$

$L_c - 1,0\mu H$

$V_i - 40V$

$D_2 - MUR1530$

$I_o - 1,1A$

$f - 90kHz$

O resultado do ensaio, está na forma de onda, obtida experimentalmente, mostrada na Fig. 2.39.

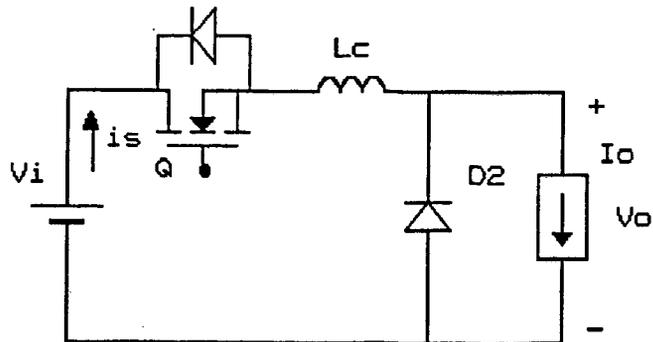


Fig. 2.38 Circuito empregado para o levantamento das características do diodo MUR1530.

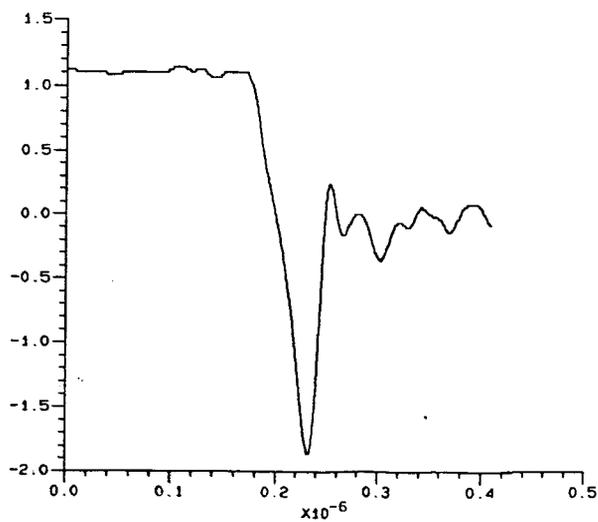


Fig. 2.39 Forma de onda da corrente, na recuperação reversa do diodo D_2 , obtida experimentalmente.

A partir da forma de onda, representada na Fig. 2.39, alguns parâmetros podem ser obtidos:

- corrente de pico reversa (i_R)	1,9A
- tempo de recuperação reversa (t_r)	50ns
- derivada de corrente (di/dt)	50A/ μ s
- corrente direta (i_D)	1,1A
- carga total recuperação reversa	48,5nC

Com estes dados, os parâmetros do modelo do diodo podem ser calculados. O modelo empregado para o diodo, com recuperação reversa, está detalhado na referência [76].

2.8.2 Simulações do Conversor Buck ZVS-QRC, com modelo do diodo com recuperação reversa.

O modelo do diodo, com recuperação reversa, empregado nas simulações, trata de considerar a junção base-emissor, do modelo de um transistor NPN, como diodo, estando o coletor aberto [76]. Existem modelos mais completos e complexos, como os que estão nas referências [75-80].

Afim de verificar este fenômeno, algumas simulações foram efetuadas. O conversor com indutor linear e com o não linear, foi considerado com o propósito de comparar as diferenças e visualizar vantagens e desvantagens da recuperação reversa do diodo com o indutor ressonante não linear presente no circuito. O Conversor Buck

ZVS-QRC, utilizado nas simulações, está representado na Fig. 2.40, com os seguintes parâmetros:

$$V_i = 40V$$

$$C_r = 27nF$$

$$L_r = 6\mu H \text{ (linear)}$$

$$L_r = 6\mu H \text{ e } I_a = 4A \text{ (não linear)}$$

$$I_o = 2,6 - 10A$$

$$f = 100kHz$$

$$D_2 = \text{MUR1530 (modelado)}$$

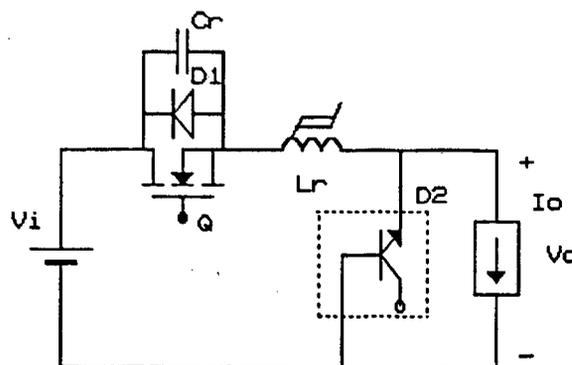


Fig. 2.40 Conversor Buck ZVS-QRC, com modelo do diodo, com recuperação reversa, empregado nas simulações.

Os resultados das simulações, estão representados na Fig. 2.41a, para o indutor linear, e na Fig. 2.41b, para o indutor não linear.

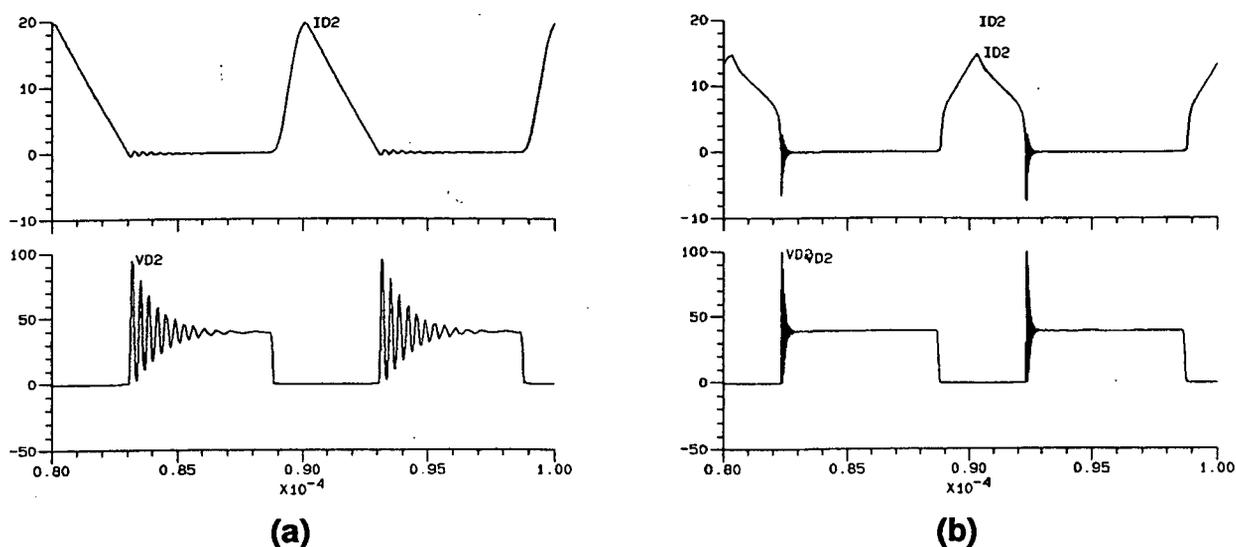


Fig. 2.41 Resultados das simulações, do Conversor Buck ZVS-QRC com modelo do diodo, com recuperação reversa, para $I_o = 10A$ e $f = 100kHz$.

(a) com indutor ressonante linear.

(b) com indutor ressonante não linear.

Nota-se pelas simulações, que a frequência de oscilação é fortemente reduzida quando o indutor não linear está presente no circuito. Esta redução é devida ao indutor ressonante estar saturado quando ocorre a recuperação reversa do diodo e ter como valor uma indutância ressonante muito pequena. Em contrapartida, a corrente reversa é bem maior, pois ela é função da derivada da corrente, que por sua vez depende do valor da indutância. Além disto, o pico de tensão reversa no diodo, também é maior.

2.8.3 Resultados Experimentais

Com a finalidade de verificar os resultados, previstos teoricamente, um protótipo

foi construído e testado em laboratório. O estágio de potência, esta representado na Fig. 2.31. Os parâmetros do protótipo são os mesmos da Fig. 2.31.

Os resultados experimentais, estão representados na Fig. 2.42a, para o indutor ressonante linear e na Fig. 2.42b, para o indutor ressonante não linear.

O comportamento previsto pelas simulações está comprovado experimentalmente e as observações feitas estão validadas.

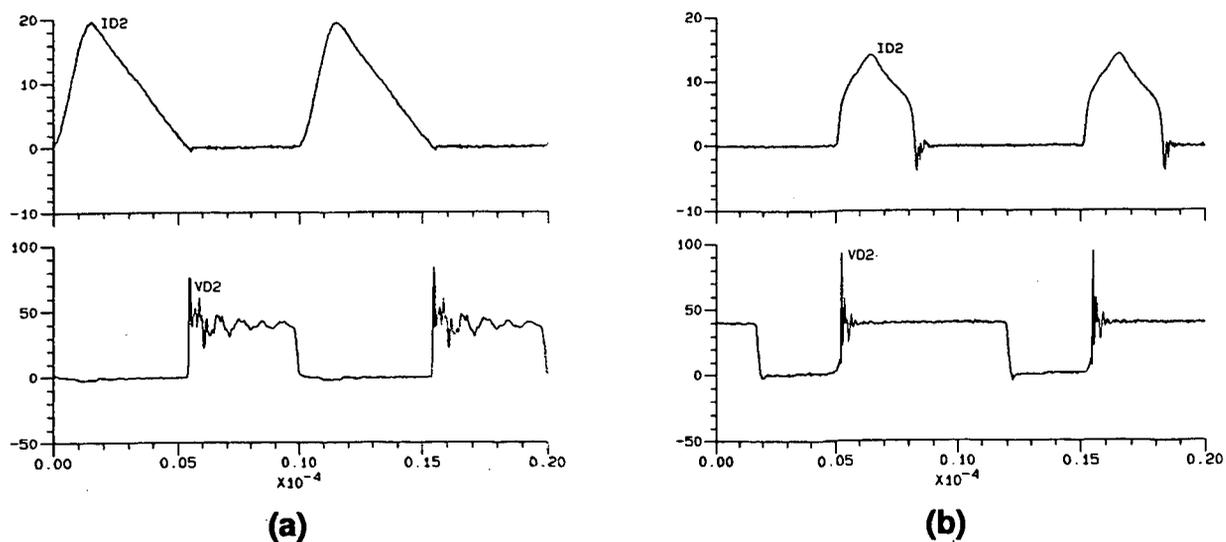


Fig. 2.42 Formas de onda da corrente e tensão no diodo D_2 , obtidas experimentalmente, para $I_o = 10A$ e $f = 100kHz$.

(a) com indutor ressonante linear.

(b) com indutor ressonante não linear.

2.9 Uma Nova Família de Conversores ZVS-QRCs

A partir da análise efetuada, o conceito de chave ressonante não linear modo tensão é introduzido. As topologias estão na Fig. 2.43.

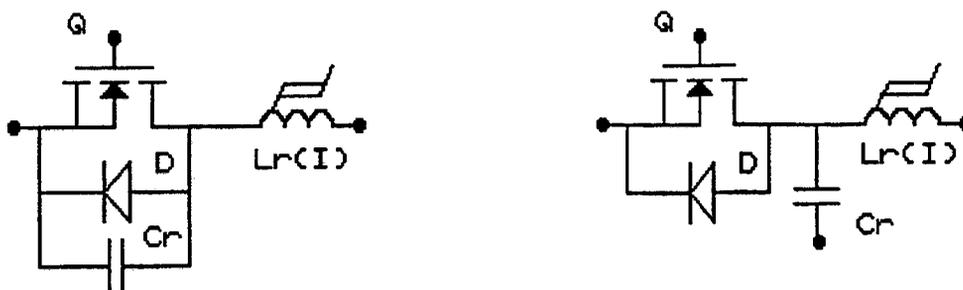


Fig. 2.43 Chaves ressonantes não linear modo tensão

Através da substituição da chave ressonante linear modo tensão, por uma chave ressonante não linear modo tensão, uma nova família de ZVS-QRCs é obtida, e está representada na Fig. 2.44.

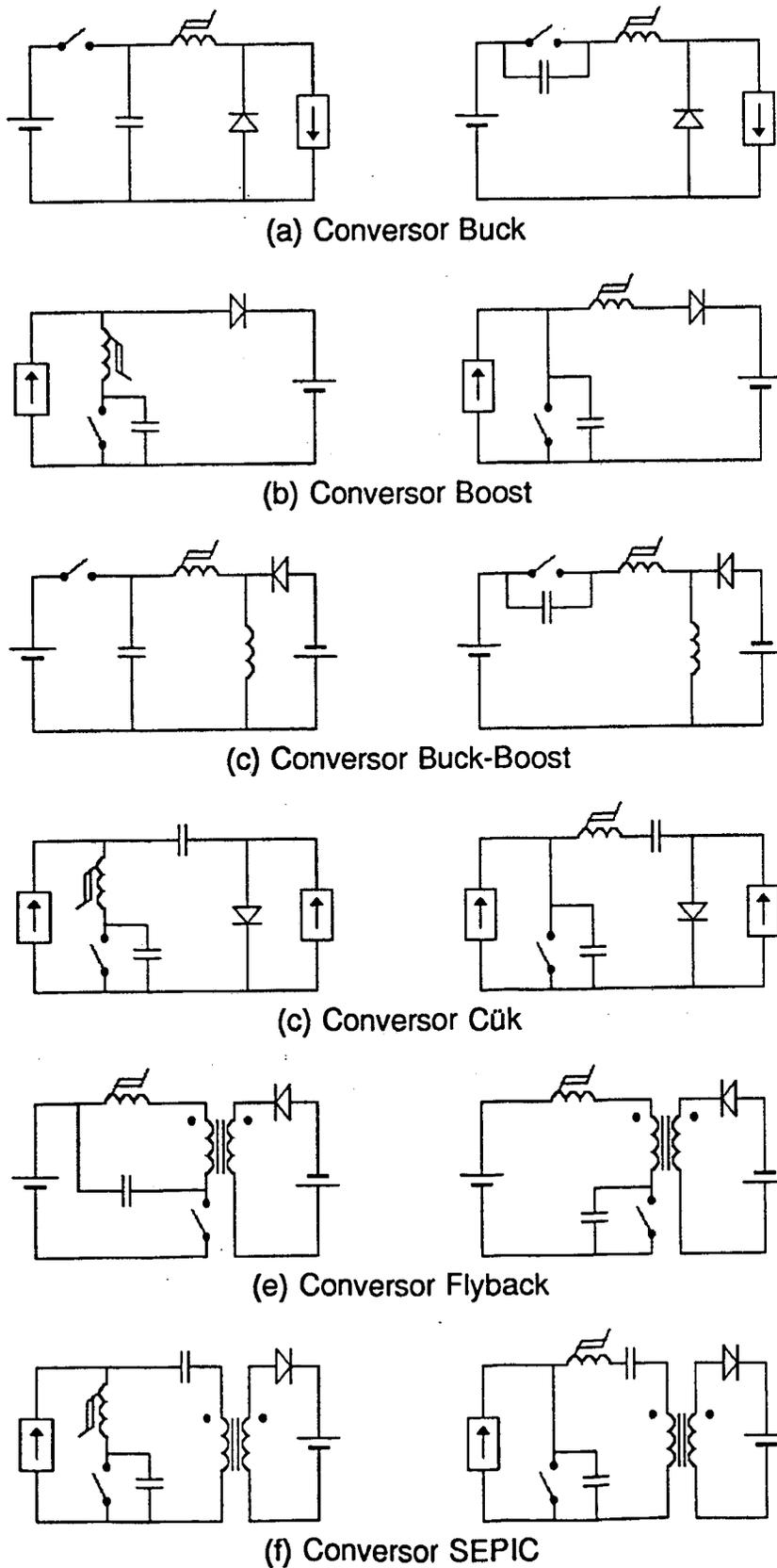


Fig. 2.44 Família dos Conversores quase-ressonantes com comutação sob tensão nula, com indutor ressonante não linear

2.10 Conclusões

Verificou-se que a substituição do indutor ressonante linear por outro não linear, é uma técnica desejável para reduzir a sobretensão nos MOSFET, aumentar a faixa de carga e reduzir a faixa de frequência de chaveamento em Conversores quase-ressonantes com comutação sob tensão nula. A técnica foi proposta e discutida neste capítulo. A partir dos resultados teóricos e experimentais apresentados, pode-se concluir que:

- (a) A inclusão de um pequeno indutor saturado, não aumenta custo e peso do conversor, pois há uma redução significativa das perdas em condução, propiciando uma redução do tamanho do dissipador.
- (b) A tensão sobre o transistor pode tornar-se praticamente independente da corrente de carga.
- (c) A tensão de saída é praticamente independente da corrente de saída.
- (d) A faixa de carga pode ser aumentada.
- (e) A oscilação parasita entre a capacitância de junção do diodo e o indutor ressonante é bem reduzida.

- (f) A eficiência é incrementada.
- (g) O valor médio da corrente no diodo de roda livre é menor, podendo ser usado um diodo com capacidade de corrente menor.
- (h) O método pode ser estendido para qualquer Conversor ZVS-QRC.

CAPÍTULO 3

CONVERSOR BOOST QUASE RESSONANTE COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

3.1 Introdução

A análise do Conversor Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear será feita e comparada com a análise para o não linear. O procedimento será o mesmo utilizado para o Conversor Buck, ou seja, estágios de funcionamento, estudo analítico e características de saída para o Conversor Boost ZVS-QRC com indutor linear, e depois o estudo do comportamento da estrutura com o indutor ressonante não linear.

3.2 Análise do Conversor Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear

A Fig. 3.1, mostra as estruturas dos Conversores Boost ZVS-QRCs que serão analisadas. Para fins de análise, será considerada uma fonte de corrente I_i alimentando uma fonte de tensão V_o .

3.2.1 Estágios de Funcionamento

A primeira estrutura a ser analisada, está representada na Fig. 3.1a, e possui quatro estágios de funcionamento.

- Primeiro estágio ($0, t_0$) - Condução do MOSFET

Inicialmente o transistor está conduzindo a corrente I_i . O capacitor está descarregado e a corrente em L_r é $i_L = I_i$. D_1 e D_2 estão bloqueados.

- Segundo estágio (t_0, t_1) - Carga linear do capacitor

O transistor é bloqueado e a corrente i_L é instantaneamente desviada para o capacitor. O capacitor se carrega linearmente com corrente I_i , até que $v_C = V_o$. D_1 e D_2 continuam bloqueados.

- Terceiro estágio (t_1, t_2) - Estágio ressonante

Quando a tensão no capacitor for igual a V_o , o diodo D_2 fica polarizado diretamente e entra em condução. Inicia-se o estágio ressonante.

- Quarto estágio (t_2, T) - Carga linear do indutor

Quando a tensão no capacitor se anular, o diodo D_1 é polarizado diretamente e assume a corrente i_L até que esta se anule. O indutor se carrega linearmente com V_o , até assumir toda a corrente I_i . Neste intervalo, o transistor entra em condução assumindo a corrente i_L . O diodo D_2 é bloqueado e tem-se o primeiro estágio novamente.

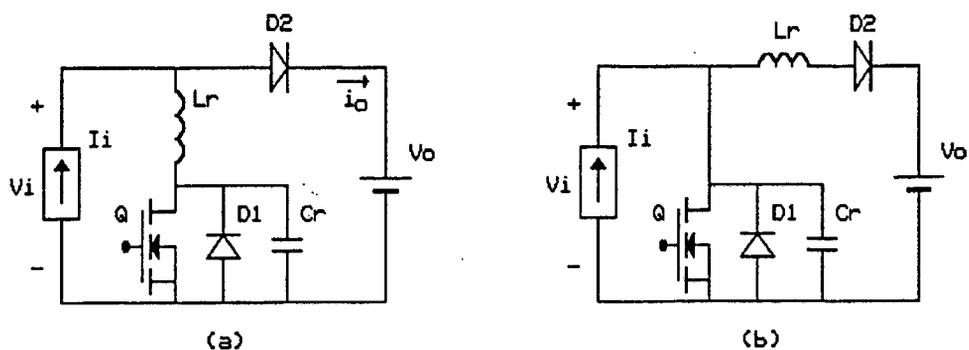


Fig. 3.1 Conversores Boost ZVS-QRCs com indutor ressonante linear

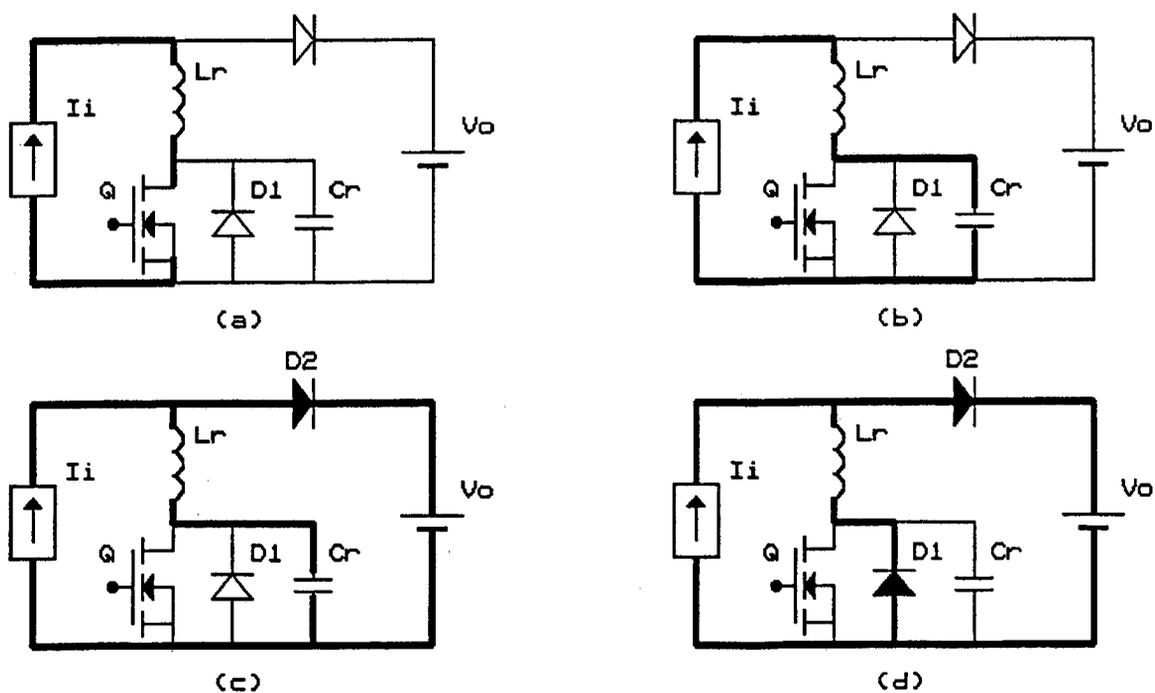


Fig. 3.2 Estágios de funcionamento do Conversor Boost ZVS-QRC

- (a) Condução do MOSFET
- (b) Carga linear do capacitor
- (c) Estágio ressonante
- (d) Carga linear do indutor

Os estágios de funcionamento e as formas de onda principais estão representados nas Figs. 3.2 e 3.3, respetivamente.

A estrutura representada na Fig. 3.1b, possui os mesmos estágios de funcionamento da estrutura analisada, com pequenas diferenças nas formas de onda. A Fig. 3.4 mostra os estágios de funcionamento e a Fig. 3.5 as formas de onda, para a estrutura da Fig. 3.1b.

3.2.2 Estudo Analítico do Conversor Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear.

Este estudo analítico, é válido para as duas estruturas da Fig. 3.1. Embora haja alguma diferença nas formas de onda, os resultados finais são iguais.

Será feito o estudo analítico para o circuito da Fig. 3.1a, cujas formas de onda estão representadas na Fig. 3.3.

- Primeiro estágio ($0, t_0$)

Este estágio é representado pelas seguintes equações:

$$i_L = I_I \quad (3.1)$$

$$V_o = 0 \quad (3.2)$$

- Segundo estágio (t_0, t_1)

As equações deste estágio são:

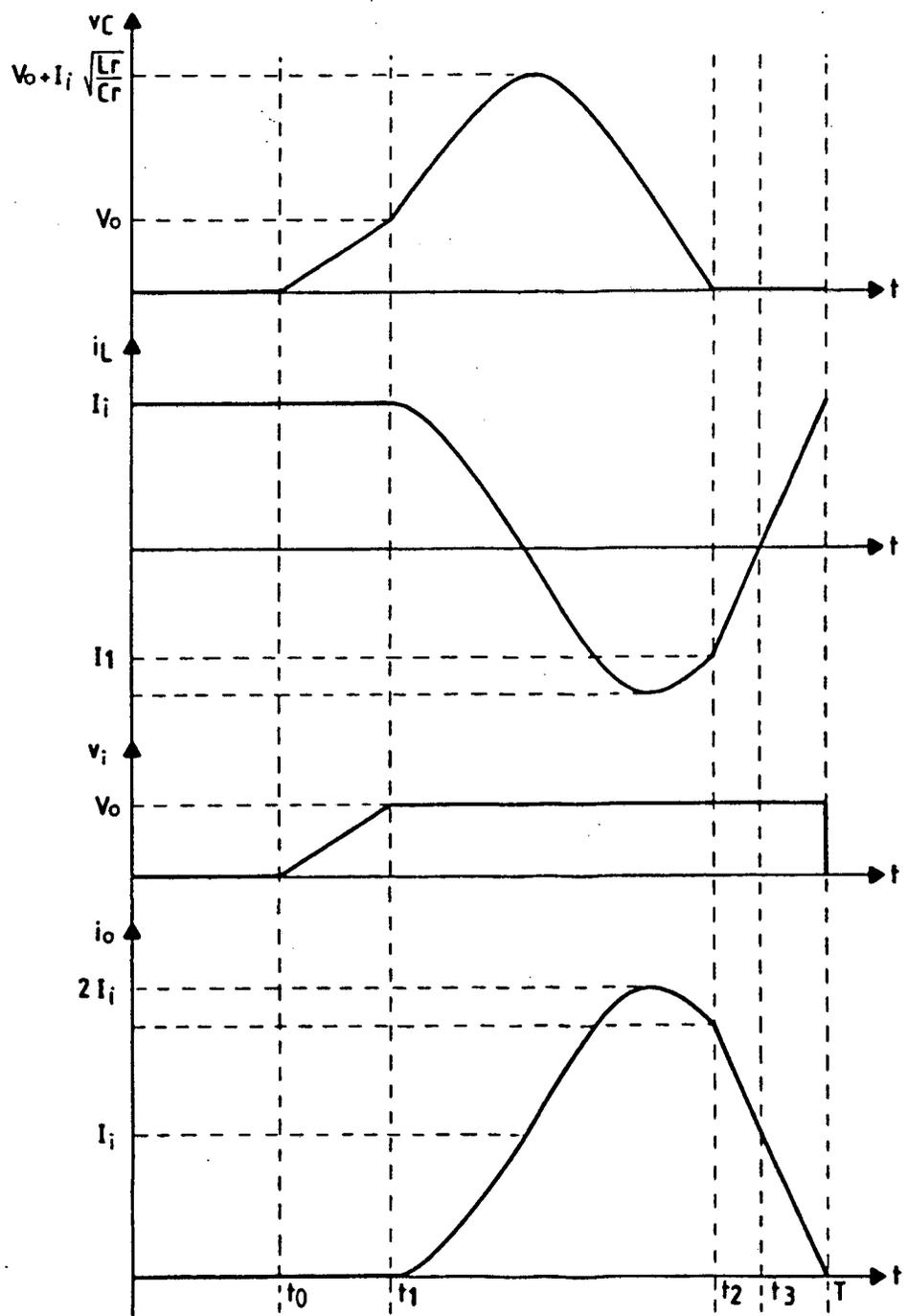


Fig. 3.3 Formas de onda principais do Conversor Boost ZVS-QRC com Indutor ressonante linear.

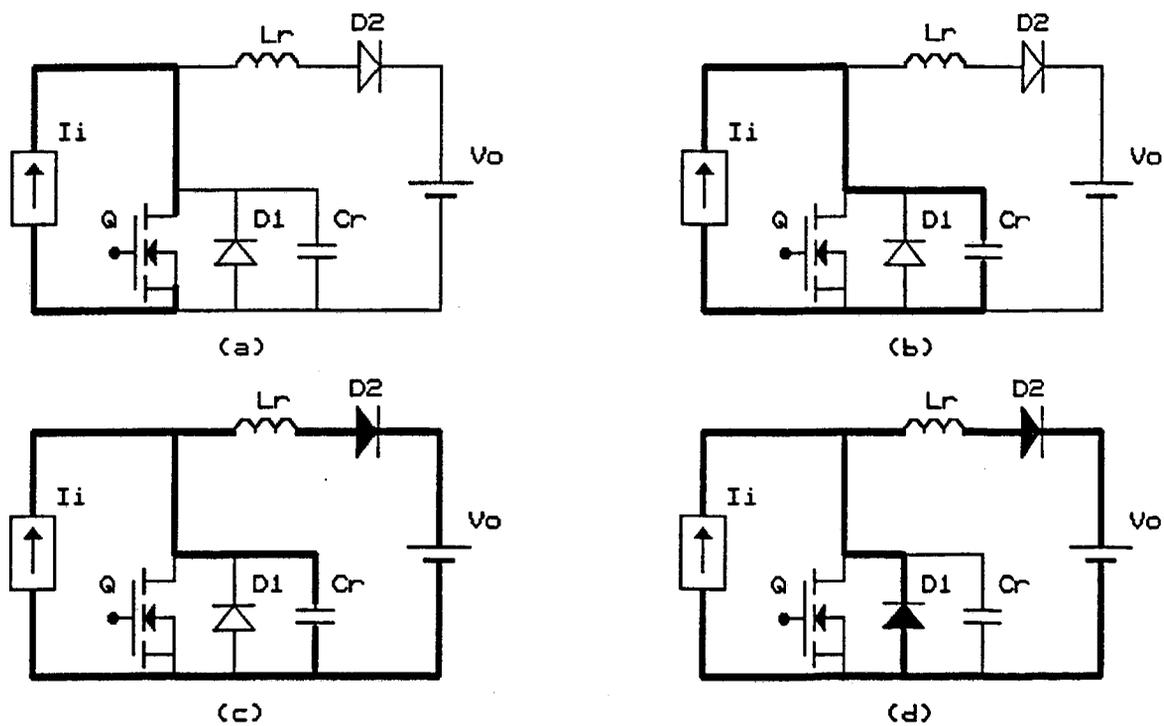


Fig. 3.4 Estágios de funcionamento do Conversor Boost ZVS-QRC

(a) Condução do MOSFET

(b) Carga linear do capacitor

(c) Estágio ressonante

(d) Descarga linear do indutor

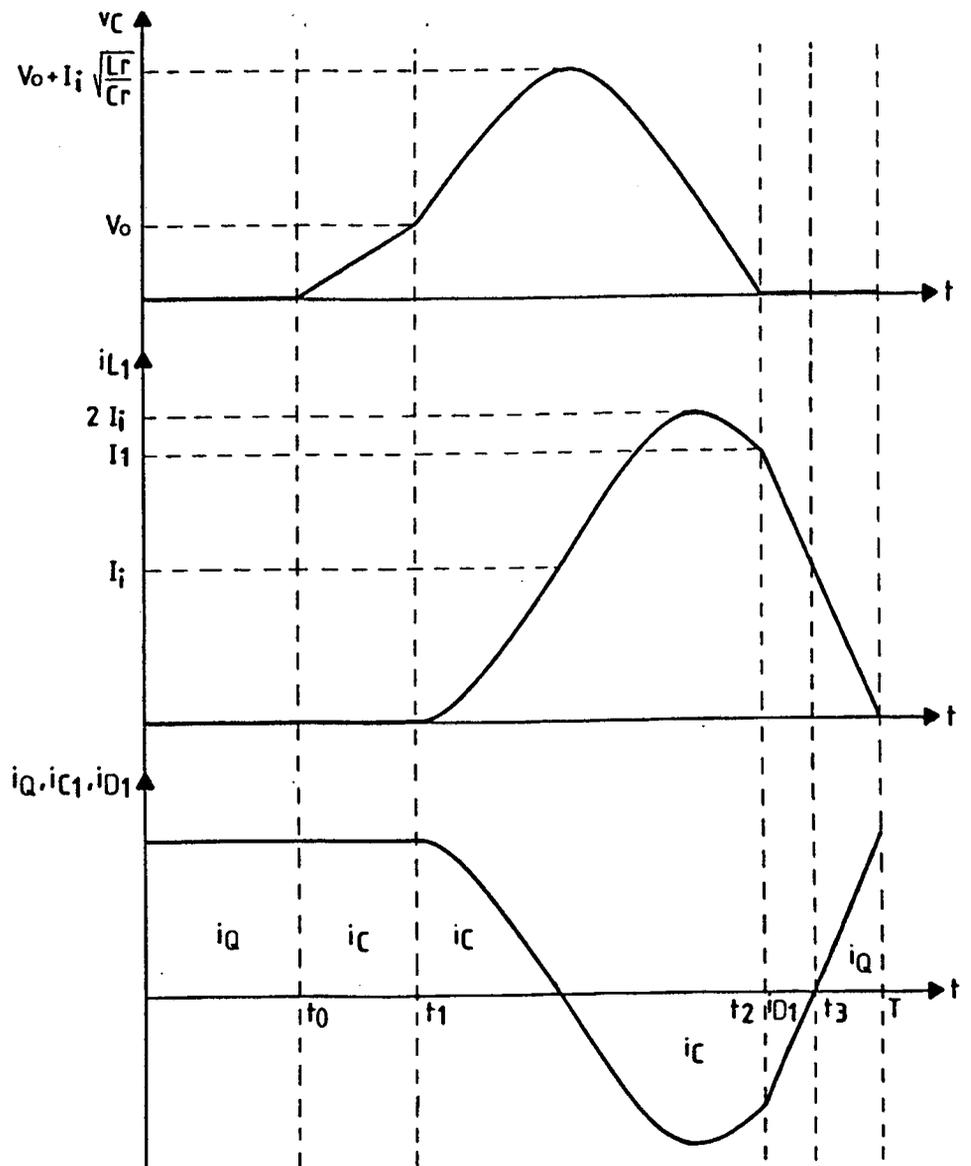


Fig. 3.5 Formas de onda principais do Conversor Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear

$$i_L = I_l \quad (3.3)$$

$$v_C = \frac{I_l}{C_r} \cdot t \quad (3.4)$$

para $\Delta t_1 = t_1 - t_0$; $v_C = V_o$, assim

$$\Delta t_1 = \frac{V_o}{I_l} \cdot C_r \quad (3.5)$$

Fazendo:

$$\alpha = \frac{I_l}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \frac{I_l}{V_o} \cdot \omega_o \cdot L_r \quad (3.6)$$

α é a corrente I_l parametrizada. Reagrupando os termos na expressão (3.5),

tem-se:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\alpha \cdot \omega_o} \quad (3.7)$$

onde

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.8)$$

- Terceiro estágio (t_1, t_2)

Este estágio fica representado por:

$$i_L = I_l \cos \omega_o t \quad (3.9)$$

$$v_C = V_o + I_r \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \text{sen} \omega_o t \quad (3.10)$$

para $\Delta t_2 = t_2 - t_1$; $v_C = 0$ e $i_L = I_1$, assim:

$$\text{sen} \omega_o t_2 = -\frac{V_o}{I_r} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = -\frac{1}{\alpha} \quad (3.11)$$

$\omega_o \cdot \Delta t_2$ está no terceiro quadrante, situando-o no primeiro, obtém-se:

$$\omega_o \Delta t_2 = \pi + \arcsin \frac{1}{\alpha} \quad (3.12)$$

$\arcsin(1/\alpha)$ está no primeiro quadrante, assim:

$$\Delta t_2 = \frac{\pi + \arcsin \frac{1}{\alpha}}{\omega_o} \quad (3.13)$$

Em Δt_2 , $i_L = I_1$, logo

$$I_1 = I_r \cdot \cos \omega_o \Delta t_2 \quad (3.14)$$

ou

$$I_1 = -I_r \frac{\sqrt{\alpha^2 + 1}}{\alpha} \quad (3.15)$$

Neste estágio ocorre o pico de tensão sobre o transistor, e ele acontece para $\omega_o t = \pi/2$, assim:

$$V_{Dsp} = V_o + I_r \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.16)$$

que pode ser reescrita na forma normalizada.

$$\frac{V_{Dsp}}{V_o} = 1 + \alpha \quad (3.17)$$

- Quarto estágio (t_2, T)

As expressões abaixo representam este estágio:

$$v_C = 0 \quad (3.18)$$

$$i_L = \frac{V_o}{L_r} \cdot t + I_1 \quad (3.19)$$

Para $\Delta t_3 = T - t_2$; $i_L = I_1$, logo:

$$\Delta t_3 = (I_1 - I_1) \cdot \frac{L_r}{V_o} \quad (3.20)$$

Substituindo a expressão (3.15) na expressão (3.20), o intervalo Δt_3 fica sendo determinado por:

$$\Delta t_3 = \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\omega_o} \quad (3.21)$$

3.2.3 Características de Saída do Conversor Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear

O procedimento para obtenção da característica de saída foi demonstrado no Capítulo anterior para o Conversor Buck ZVS-QRC. Para o Conversor Boost ZVS-QRC, é definida por:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{V_i}{V_o} \quad (3.22)$$

$$V_i = \frac{1}{T} \int v_r dt \quad (3.23)$$

A partir da Fig. 3.3, a expressão de V_i fica sendo:

$$V_i = V_o \left(\frac{\frac{\Delta t_1}{2} + \Delta t_2 + \Delta t_3}{T} \right) \quad (3.24)$$

Substituindo as expressões (3.5), (3.13) e (3.21) na expressão (3.24), tem-se:

$$V_i = \frac{V_o}{\omega_o T} \left(\frac{1}{2\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \alpha \right) \quad (3.25)$$

Substituindo a expressão (3.25) em (3.22), a característica de saída encontrada é:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{V_i}{V_o} = \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{2\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \alpha \right) \quad (3.26)$$

As características de saída e os ganhos estáticos, obtidos a partir da expressão (3.26), estão graficamente representadas nas Fig.s 3.6 e 3.7.

A Fig. 3.8 mostra o pico de tensão sobre o transistor, em função de α .

Este conversor possui os mesmos problemas relatados para o Conversor Buck ZVS-QRC. Estes problemas podem ser notados a partir das Fig.s 3.6, 3.7 e 3.8, e são:

- pico de tensão sobre a chave;
- faixa de carga limitada;
- faixa de frequência de chaveamento muito larga.

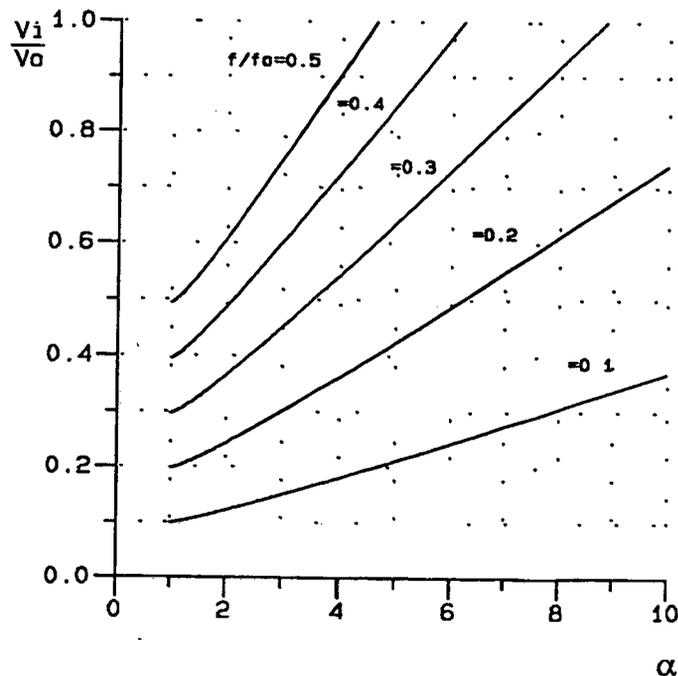


Fig. 3.6 Características de saída do Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

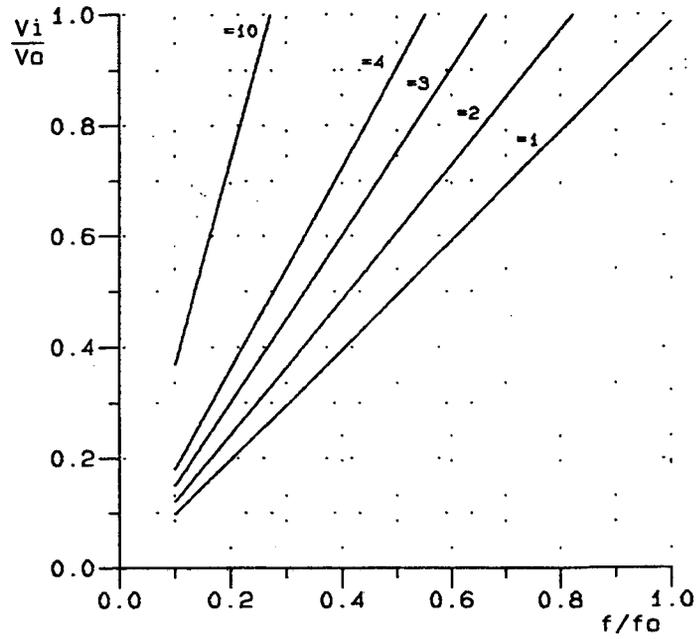


Fig. 3.7 Ganhos estáticos teóricos do Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

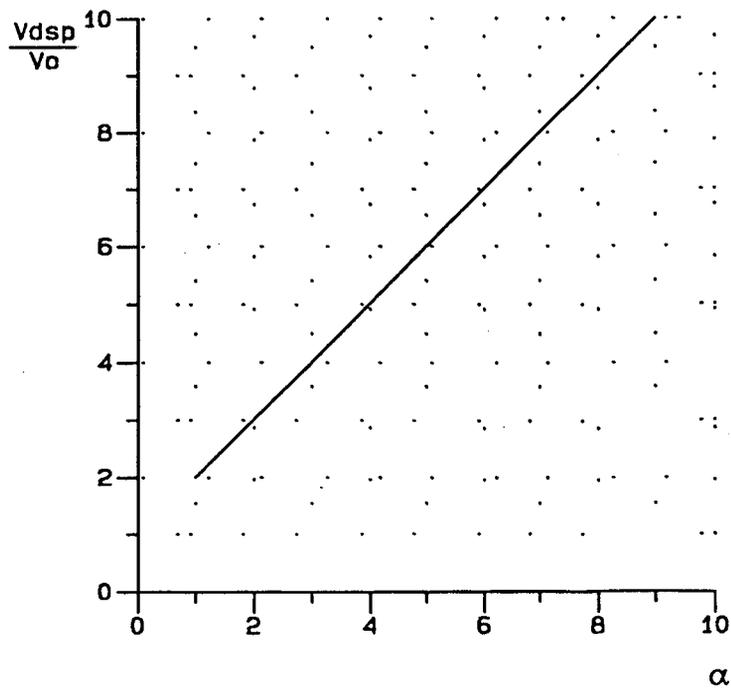


Fig. 3.8 Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear

3.3 *Análise do Conversor Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear*

Os estágios de funcionamento são os mesmos do Conversor Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear. A única diferença é a saturação do indutor ressonante.

A análise será feita, baseada nas expressões (2.33) e (2.34), que para o Conversor Boost ZVS-QRC são:

$$L_r = L_o \quad \text{pl} \quad I_l < I_a \quad (3.27)$$

$$L_r = \frac{L_o \cdot I_a^2}{I_l^2} \quad \text{pl} \quad I_l \geq I_a \quad (3.28)$$

Assim, o comportamento do Conversor Boost ZVS-QRC fica definido pelas expressões (3.29) e (3.30) para $I_o < I_a$, e pelas expressões (3.31), (3.32) e (3.33) para $I_o \geq I_a$.

$$\frac{V_{Dsp}}{V_o} = 1 + \alpha \quad (3.29)$$

$$\frac{V_l}{V_o} = \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{2\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \pi + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \alpha \right) \quad (3.30)$$

$$\alpha_a = \frac{I_a}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_r}} \quad (3.31)$$

$$\frac{V_{Dsp}}{V_o} = 1 + \alpha_a \quad (3.32)$$

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{f}{2\pi f_o} \cdot \left(\frac{1}{2\alpha_a} + \arcsin \frac{1}{\alpha_a} + \pi + \sqrt{\alpha_a^2 - 1} + \alpha_a \right) \quad (3.33)$$

A partir da definição da expressão (2.41), as expressões (3.30) e (3.33) podem ser reescritas como:

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{f}{2\pi f_o} \cdot K \quad (3.34)$$

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{f}{2\pi f_o} \cdot K_a \quad (3.35)$$

Aplicando a técnica da regressão linear, sobre as expressões que definem K e K_a , obtêm-se:

$$K = 1,9218 \cdot \alpha + 3,8726 \quad (3.36)$$

$$K_a = 1,9218 \cdot \alpha_a + 3,8726 \quad (3.37)$$

Logo a característica de saída fica sendo:

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{f}{2\pi f_o} \cdot (1,9218 \cdot \alpha + 3,8726) \quad \text{pl } I_i < I_a \quad (3.38)$$

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{f}{2\pi f_o} \cdot (1,9218 \cdot \alpha_a + 3,8726) \quad \text{pl } I_i \geq I_a \quad (3.39)$$

As características do Conversor Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear estão representados nas Figs. 3.9 e 3.10.

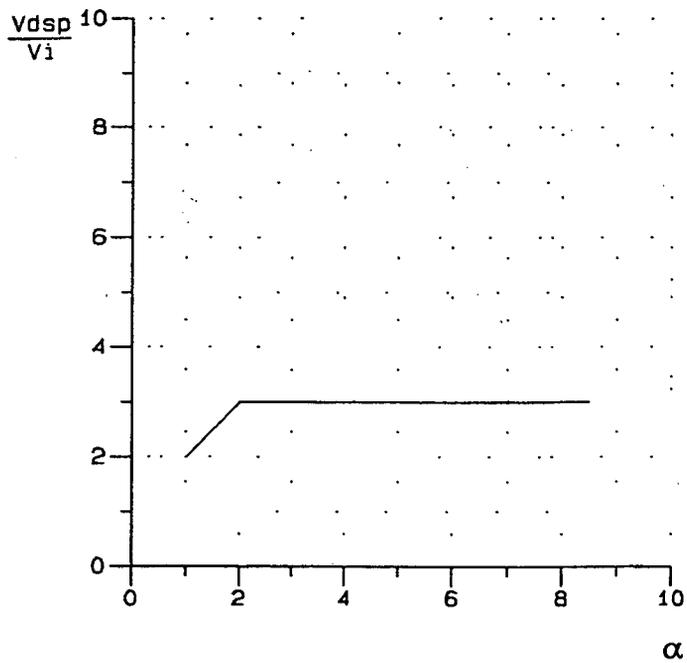


Fig. 3.9 Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear

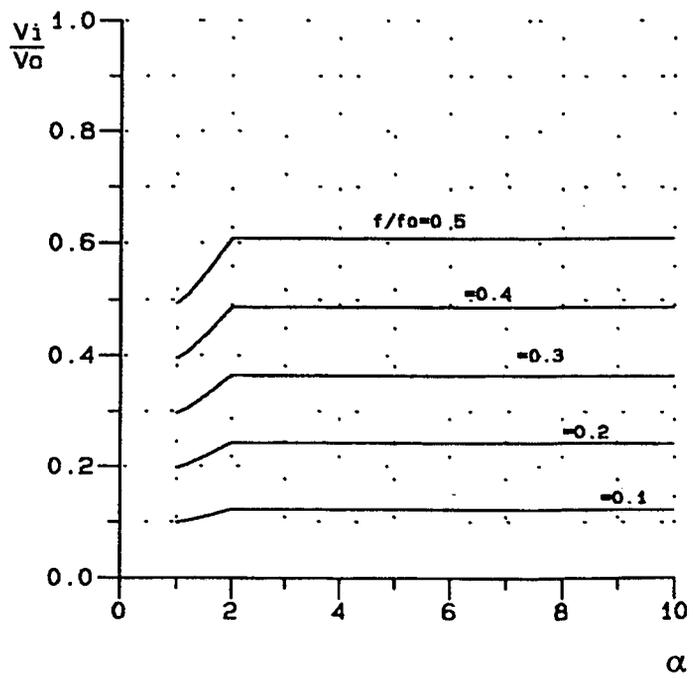


Fig. 3.10 Características de saída teóricas do Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.

3.4 Simulações do Conversor Boost ZVS-QRC

Com a finalidade de ratificar a técnica proposta, algumas simulações foram realizadas. O modelo de Jilles-Atherton [69], para o indutor não linear, foi empregado nas simulações. A estrutura simulada está representada na Fig. 3.11, com os seguintes parâmetros:

$$V_o = 40V$$

$$L_o = 6\mu H \text{ (linear)}$$

$$L_o = 6\mu H \text{ e } I_a = 4A \text{ (não linear)}$$

$$C_r = 27nF$$

$$I_i = 2.6 - 10A$$

A Fig. 3.12, mostra os resultados da simulação para uma corrente de carga de 2.6A. Para este valor de corrente não há sinais de saturação do indutor, como pode ser visto através das formas de onda e o indutor comporta-se de maneira linear.

A Fig. 3.13 mostra as formas de onda obtidas por simulação para uma corrente de carga de 10A. A saturação do indutor, para este valor de corrente, é visível e o pico de tensão sobre o MOSFET é bem inferior ao valor que teria se o indutor linear fosse empregado. Para tornar mais claro as diferenças, com relação ao indutor linear, foi realizada uma simulação com o indutor linear e esta simulação está representada na Fig 2.15, superposta a simulação com o indutor não linear. Desta forma, as diferenças ficam bem mais evidentes.

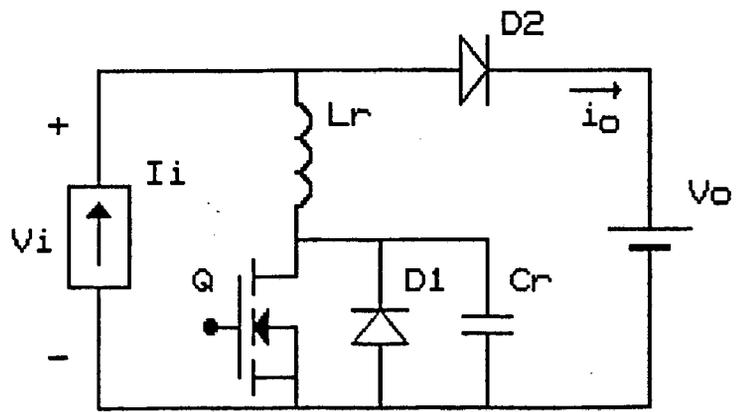


Fig. 3.11 Conversor Boost ZVS-QRC utilizado nas simulações

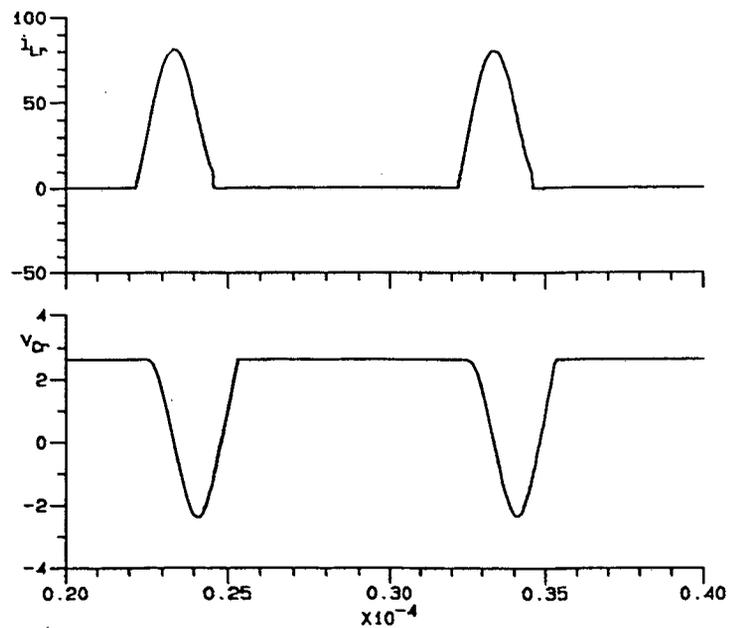


Fig. 3.12 Simulação do conversor Boost ZVS-QRC, com indutor ressonante não linear, para $I_o = 2.6A$ e $f = 100kHz$.

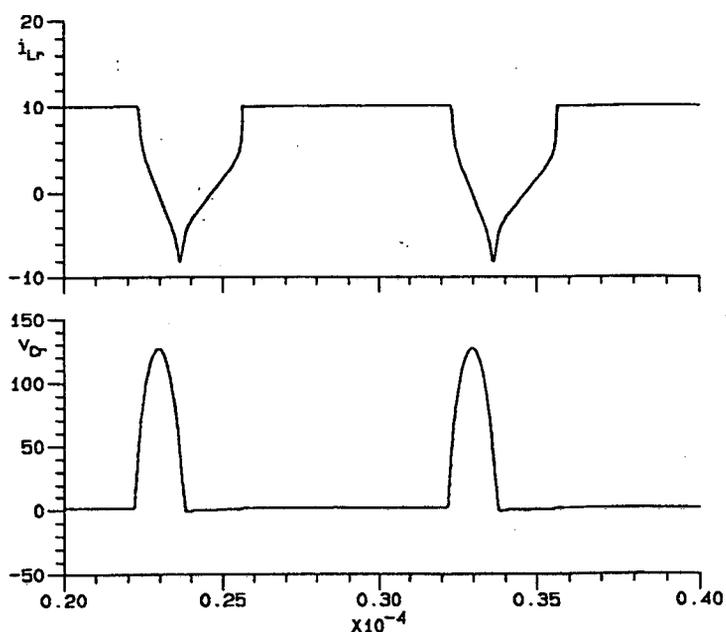


Fig. 3.13 Simulação do conversor Boost ZVS-QRC, com indutor ressonante não linear, para $I_o = 10A$ e $f = 100kHz$.

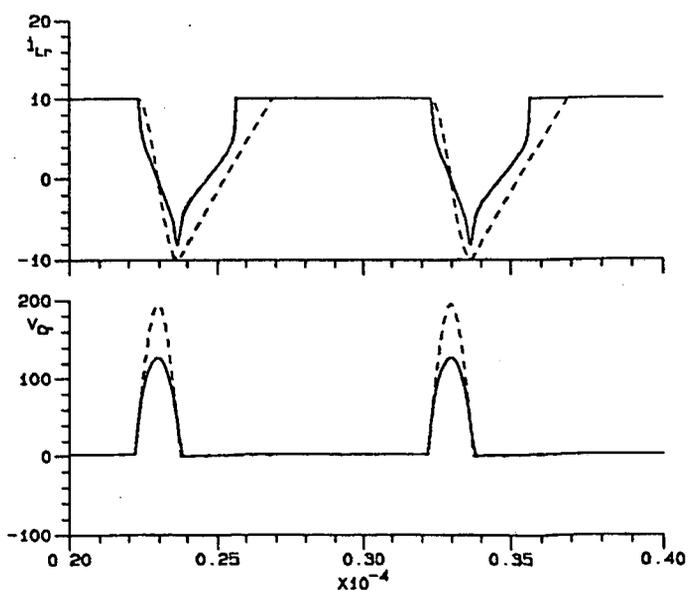


Fig. 3.14 Comparação por simulação do conversor Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear e com o linear, para $I_o = 10A$ e $f = 100kHz$.

3.5 Conclusões

A substituição do indutor ressonante linear, por outro não linear, é uma técnica desejável também para o Conversor Boost ZVS-QRC. A redução da sobretensão no MOSFET e o aumento da faixa de carga do Conversor Boost ZVS-QRC, foram alcançados com o indutor ressonante não linear.

A técnica foi proposta e discutida neste capítulo. O estudo analítico do Conversor Boost ZVS-QRC, com o indutor ressonante linear e depois com o não linear, foram apresentados. As características de saída foram obtidas e comparadas as suas principais diferenças.

Os resultados da simulação, ratificam o estudo teórico apresentado e mostram as vantagens que esta técnica oferece.

CAPÍTULO 4

CONVERSOR BUCK-BOOST QUASE RESSONANTE COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

4.1 Introdução

Inicialmente será feita a análise do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear. Os estágios de funcionamento, o estudo analítico e as características de saída seguirão os procedimentos anteriores. A análise com o indutor ressonante não linear, também será feita e comparada com a análise com o indutor ressonante não linear.

4.2 Análise do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear

Estão representadas na Fig. 4.1 duas variações topológicas do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC. Outras variações topológicas podem ser encontradas na referência [10].

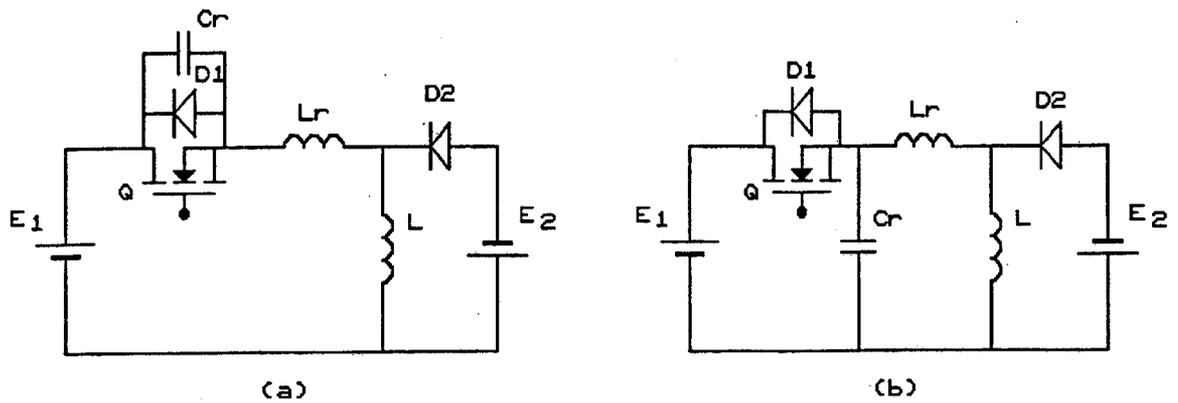


Fig. 4.1 Conversores Buck-Boost ZVS-QRCs com indutor ressonante linear

4.2.1 Estágios de Funcionamento

O indutor L será considerado uma fonte de corrente constante I, como representado na Fig. 4.2 e seus estágios de funcionamento são os seguintes, para o circuito da Fig. 4.1a.

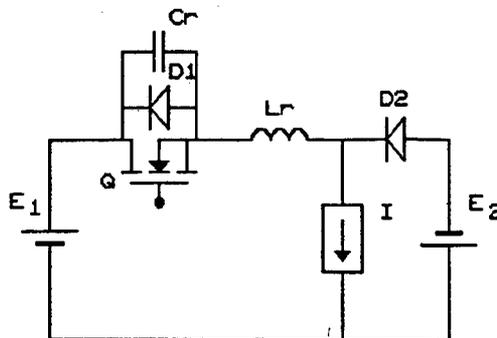


Fig. 4.2 Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com Indutor ressonante linear

- Primeiro estágio ($0, t_0$) - Condução do MOSFET

Inicialmente o transistor está conduzindo a corrente I . A corrente no indutor é $i_L = I$ e o capacitor está descarregado. D_1 e D_2 estão bloqueados.

- Segundo estágio (t_0, t_1) - Carga linear do capacitor

Quando o transistor é bloqueado, a corrente i_L é desviada para o capacitor. O capacitor se carrega linearmente com I até que $v_C = E_1 + E_2$.

- Terceiro estágio (t_1, t_2) - Estágio ressonante

Quando a tensão nos terminais do capacitor for igual a $E_1 + E_2$, o diodo D_2 é polarizado diretamente e entra em condução, dando início ao estágio ressonante.

- Quarto estágio (t_2, T) - Carga linear do indutor

Quando a tensão sobre o capacitor se anular, o diodo D_1 entra em condução. O indutor se carrega linearmente com $E_1 + E_2$. Nesta etapa o transistor entra em condução, assumindo a corrente i_L . Quando $i_L = I$, tem-se o primeiro estágio novamente. Os estágios de funcionamento e as formas de onda principais encontram-se representadas na Figs. 4.3 e 4.4, respetivamente.

Os estágios de funcionamento da Fig. 4.1b são os mesmos da estrutura analisada, com algumas diferenças nas formas de onda da tensão sobre o capacitor e a corrente no transistor. Os estágios de funcionamento e as formas de onda principais, para o conversor da Fig. 4.1b, estão representadas nas Figs. 4.5 e 4.6, respetivamente.

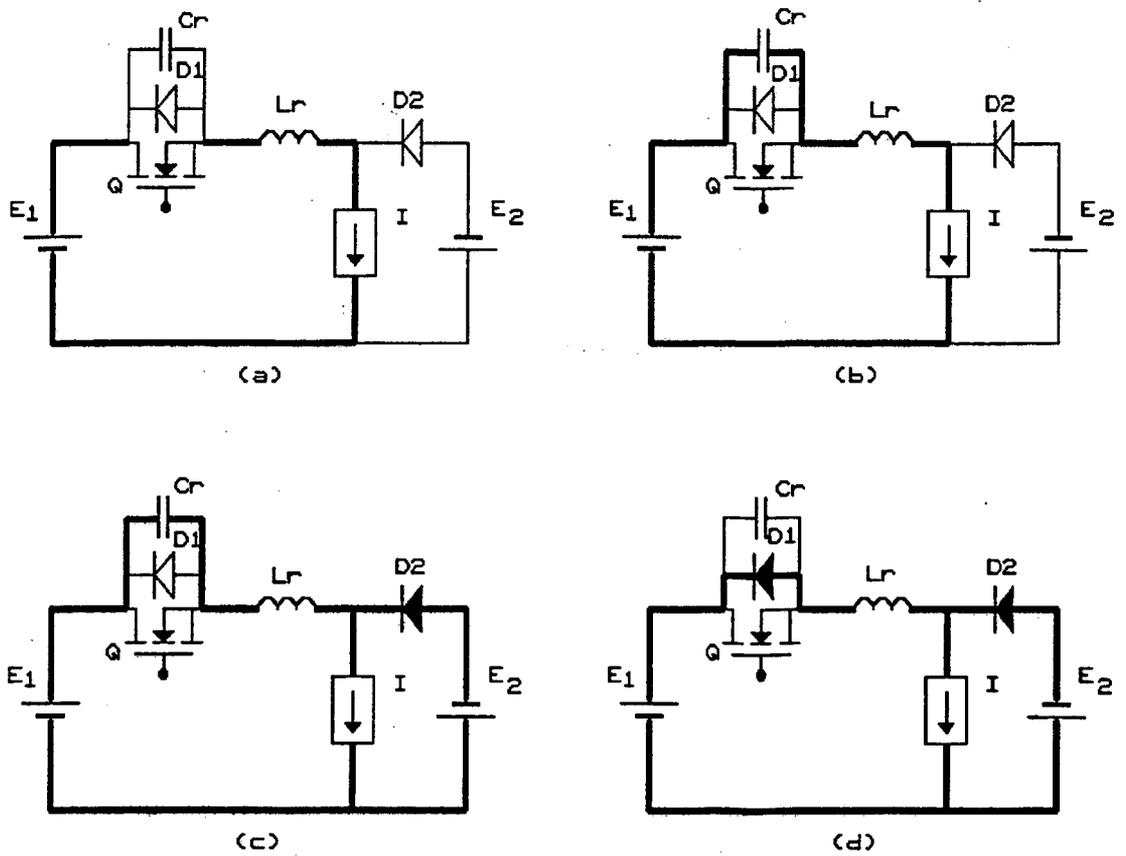


Fig. 4.3 Estágios de funcionamento do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

(a) Condução do MOSFET

(b) Carga linear do capacitor

(c) Estágio ressonante

(d) Carga linear do indutor.

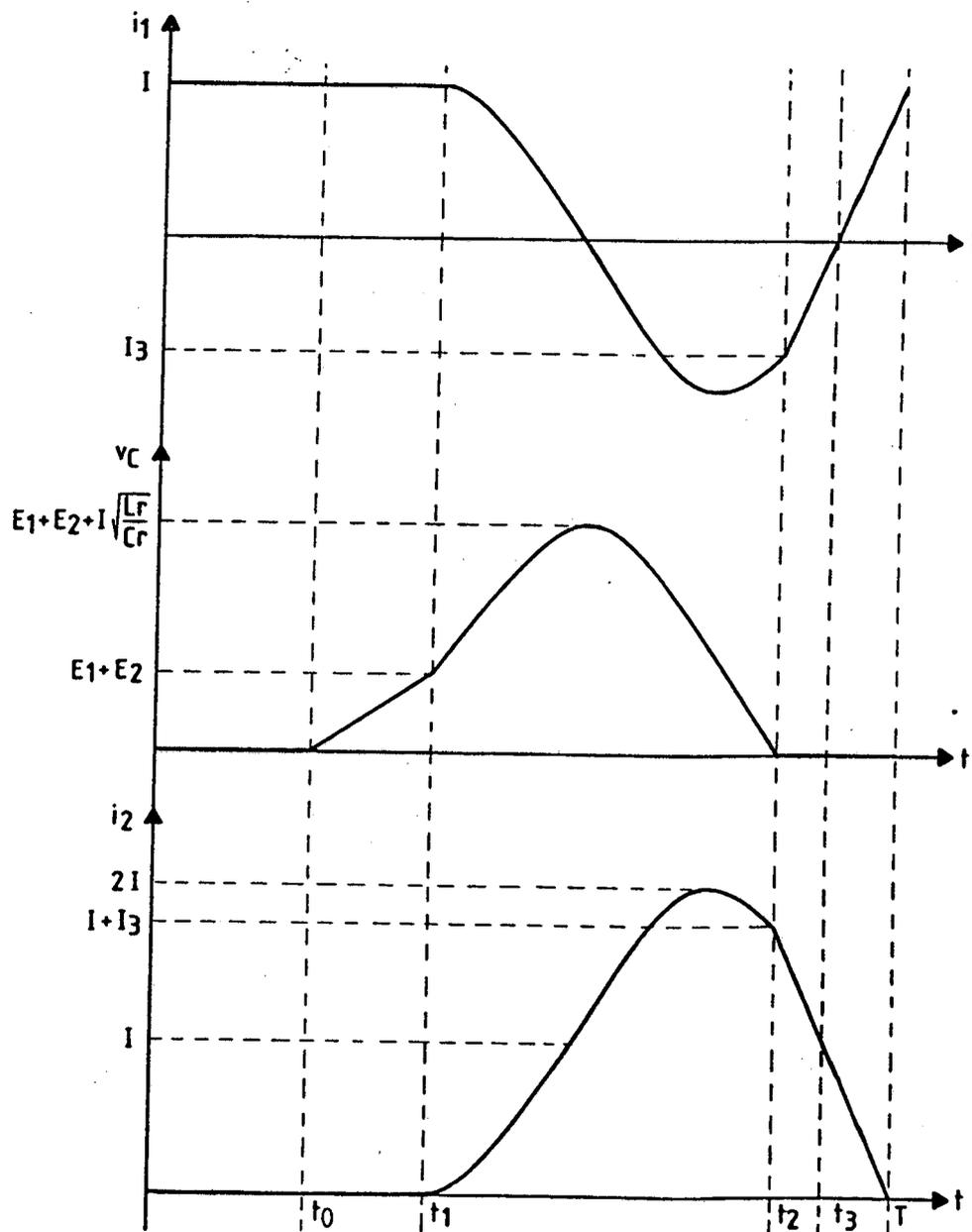


Fig. 4.4 Formas de onda principais do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC, com indutor ressonante linear

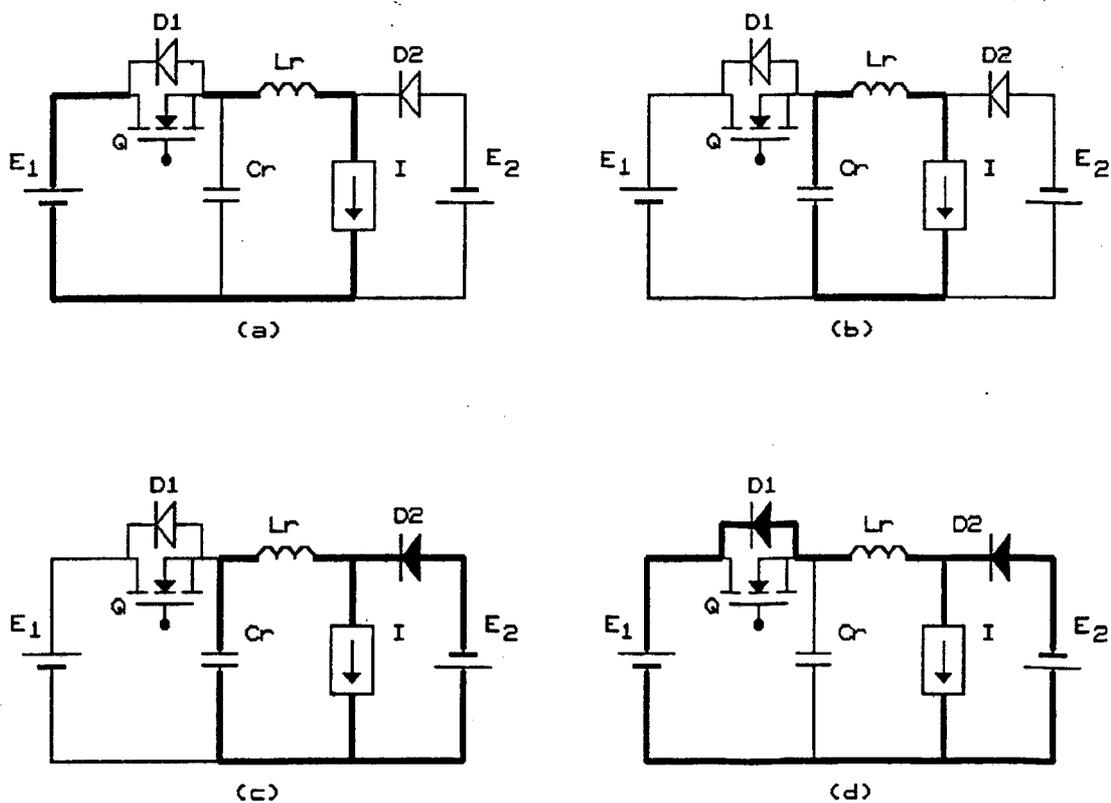


Fig. 4.5 Estágios de funcionamento do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear

- (a) Condução do MOSFET
- (b) Carga linear do capacitor
- (c) Estágio ressonante
- (d) Carga linear do indutor

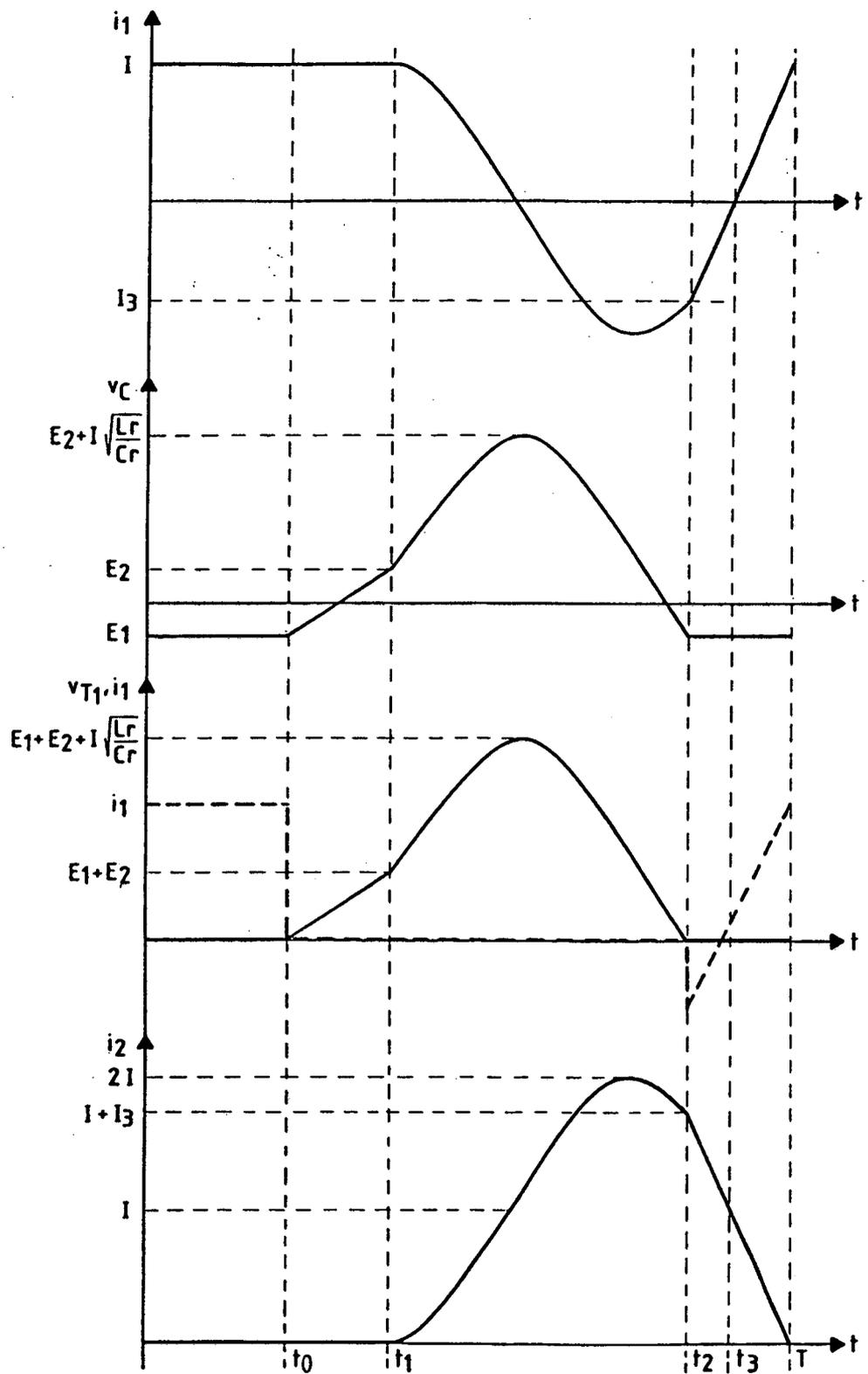


Fig. 4.6 Formas de onda principais do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com Indutor ressonante linear

4.2.2 Estudo Analítico do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear.

O estudo, que será feito, é válido para as duas estruturas representadas na Fig.

4.1. O circuito da Fig. 4.1a será utilizado para o estudo.

- Primeiro estágio (0,t₀)

Representado por:

$$i_L = I \quad (4.1)$$

$$v_C = 0 \quad (4.2)$$

-Segundo estágio (t₀,t₁)

As equações para este estágio são:

$$i_L = I \quad (4.3)$$

$$v_C = \frac{I}{C_r} \cdot t \quad (4.4)$$

para $\Delta t_1 = t_1 - t_0$; $v_C = E_1 + E_2$, logo:

$$\Delta t_1 = \frac{E_1 + E_2}{I} \cdot C_r \quad (4.5)$$

Fazendo

$$\beta = \frac{I}{E_1 + E_2} \cdot \omega_\sigma L_r = \frac{I}{E_1 + E_2} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (4.6)$$

tem-se

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_\sigma \beta} \quad (4.7)$$

-Terceiro estágio (t_1, t_2)

Representado pelas seguintes equações:

$$i_L = I \cdot \cos \omega_\sigma t \quad (4.8)$$

$$v_C = (E_1 + E_2) + I \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \text{sen} \omega_\sigma t \quad (4.9)$$

para $\Delta t_2 = t_2 - t_1$, a tensão sobre o capacitor é $v_C = 0$, assim:

$$\text{sen} \omega_\sigma \Delta t_2 = -\frac{(E_1 + E_2)}{I \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad (4.10)$$

Onde $\omega_\sigma \Delta t_2$ está no terceiro quadrante. Referindo $\omega_\sigma \Delta t_2$ para o primeiro quadrante, tem-se:

$$\omega_\sigma \Delta t_2 = \arcsin \frac{1}{\beta} + \pi \quad (4.11)$$

Com $\arcsin(1/\beta)$ no primeiro quadrante. Evidenciando Δt_2 :

$$\Delta t_2 = \frac{\arcsin \frac{1}{\beta} + \pi}{\omega_o} \quad (4.12)$$

Neste intervalo de tempo, ocorre o pico de tensão sobre o transistor, que é dado pela expressão (4.13).

$$V_{Dsp} = (E_1 + E_2) + I. \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (4.13)$$

Reescrevendo na forma normalizada:

$$\frac{V_{Dsp}}{(E_1 + E_2)} = 1 + \beta \quad (4.14)$$

Quando $t = \Delta t_2$, a corrente no indutor é:

$$I_3 = I. \cos \omega_o \Delta t_2 \quad (4.15)$$

Substituindo a expressão (4.11) na expressão (4.15)

$$I_3 = -I. \frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{\beta} \quad (4.16)$$

- Quarto estágio (t_2, T)

Neste intervalo de tempo tem-se:

$$v_C = 0 \quad (4.17)$$

$$i_L = \frac{(E_1 + E_2)}{L_r} \cdot t + I_3 \quad (4.18)$$

Para $\Delta t_3 = T - t_2$, a corrente no indutor é igual a I , assim:

$$\Delta t_3 = \frac{I + I_3}{E_1 + E_2} \cdot L_r \quad (4.19)$$

Substituindo a expressão (4.15) na expressão (4.19), este intervalo de tempo fica determinado por:

$$\Delta t_3 = \frac{\beta + \sqrt{\beta^2 - 1}}{\omega_o} \quad (4.20)$$

4.2.3 Características de Saída do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear

As características de saída são obtidas fazendo a potência de saída igual a de entrada.

$$P_1 = E_1 \cdot I_1 \quad (4.21)$$

$$P_2 = E_2 \cdot I_2 \quad (4.22)$$

Assim, pela igualdade tem-se:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{I_1}{I_2} \quad (4.23)$$

onde

I_1 = Corrente média na fonte E_1

I_2 = Corrente média na fonte E_2

Os cálculos de I_1 e I_2 são realizados a partir das formas de onda da Fig. 4.4 e as expressões que representam estas correntes estão mostradas pelas expressões (4.24) e (4.25).

$$\frac{I_1}{I} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{2\beta} + \arcsin \frac{1}{\beta} + \pi + \sqrt{\beta^2 - 1} + \beta \right) \quad (4.24)$$

$$\frac{I_2}{I} = \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{2\beta} + \arcsin \frac{1}{\beta} + \pi + \sqrt{\beta^2 - 1} + \beta \right) \quad (4.25)$$

A partir das equações (4.23), (4.24) e (4.25) obtêm-se:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{\frac{f}{2\pi f_o} - KB}{KB} \quad (4.26)$$

onde:

$$KB = \frac{1}{2\beta} + \beta + \arcsin \frac{1}{\beta} + \sqrt{\beta^2 - 1} + \pi \quad (4.27)$$

As características de saída e os ganhos estáticos, obtidos a partir da expressão (4.26), estão representados nas Figs. 4.7 e 4.8.

A Fig. 4.9 mostra a tensão de pico sobre o transistor, em função de β .

Os problemas mencionados nos outros conversores, também estão presente neste conversor.

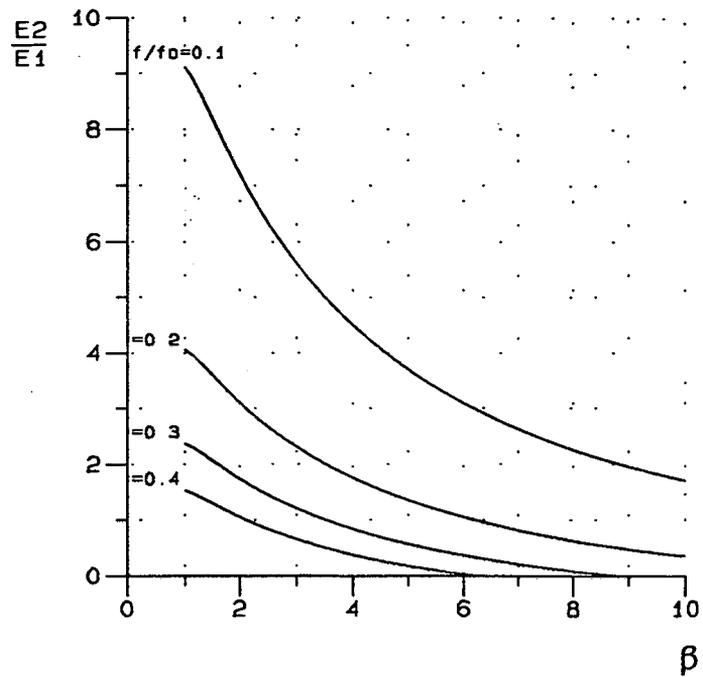


Fig. 4.7 Características de saída teóricas do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

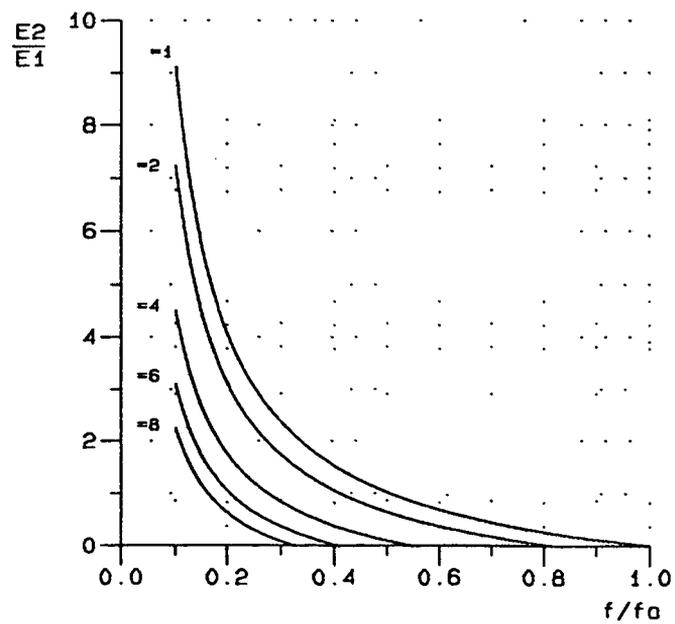


Fig. 4.8 Ganhos estáticos teóricos do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

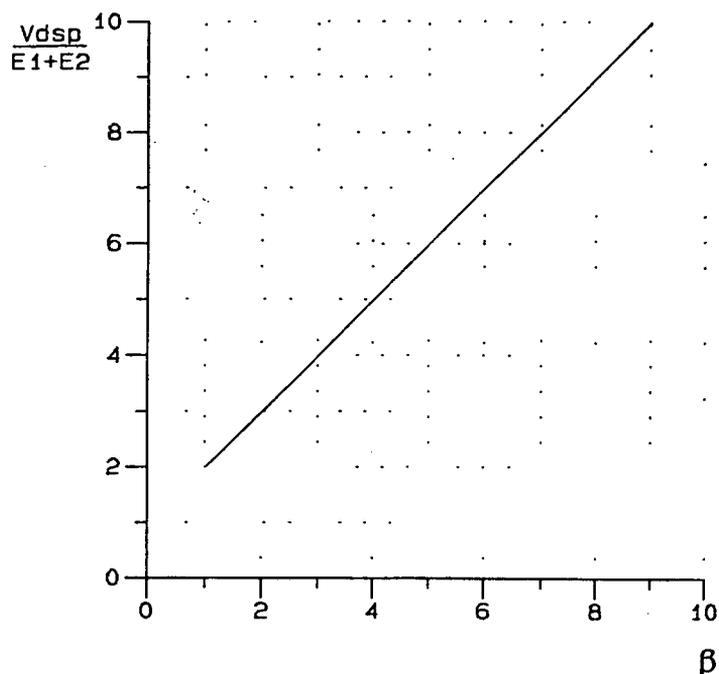


Fig. 4.9 Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

4.3 Análise do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear

O Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear, possui os mesmos estágios de funcionamento do conversor com o indutor ressonante linear.

O estudo será feito baseado nas expressões (2.33) e (2.34), que para o Conversor Buck-Boost ZVS-QRC são:

$$L_r = L_o \quad \rho \mid I < I_a \quad (4.28)$$

$$L_r = L_o \frac{I_a^2}{I^2} \quad \text{p/ } I \geq I_a \quad (4.29)$$

Substituindo a expressão (4.29) em (4.6), tem-se:

$$\beta_a = \frac{I_a}{E_1 + E_2} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_r}} \quad (4.30)$$

Assim o comportamento do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC fica definido pelas expressões (4.31) e (4.32).

$$\frac{V_{Dsp}}{E_1 + E_2} = 1 + \beta_a \quad (4.31)$$

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{\frac{2\pi f_o}{f} - KB_a}{KB_a} \quad (4.32)$$

onde:

$$KB_a = \frac{1}{2\beta_a} + \beta_a + \arcsin \frac{1}{\beta_a} + \pi + \sqrt{\beta_a^2 + 1} \quad (4.33)$$

A máxima tensão de pico sobre o MOSFET fica limitada por β_a . A partir das expressões (3.36) e (3.37) pode-se reescrever KB como:

$$KB = 1,9218.\beta + 3,8726 \quad p/ \quad I < I_a \quad (4.34)$$

$$KB_a = 1,9218.\beta_a + 3,8726 \quad p/ \quad I \leq I_a \quad (4.35)$$

As características do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear, estão representadas nas Figs. 4.10 e 4.11. As conclusões são as mesmas obtidas para os outros Conversores ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.

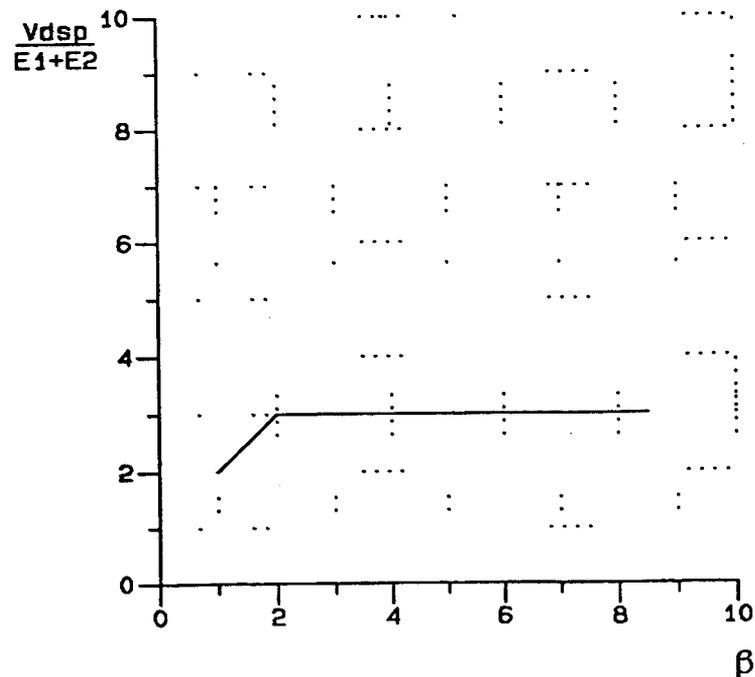


Fig. 4.10 Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.

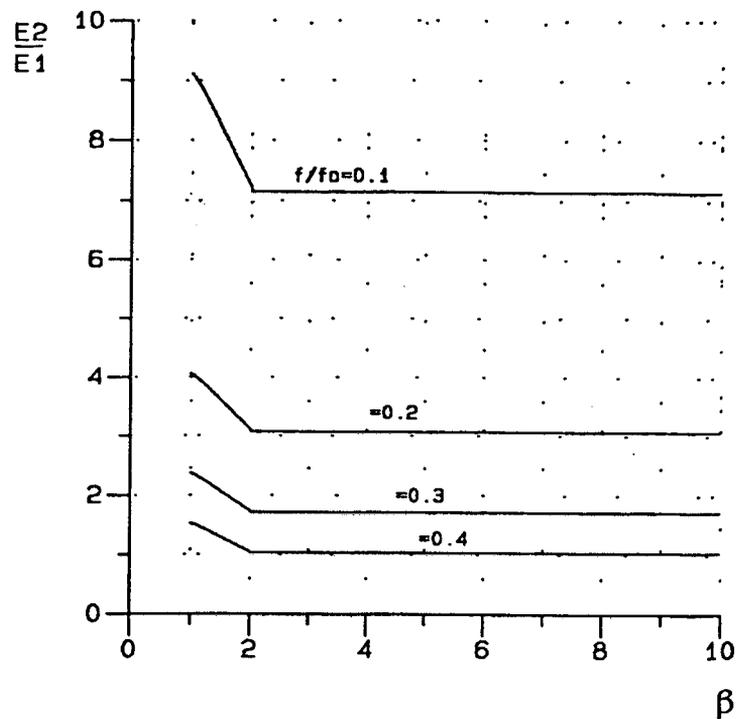


Fig. 4.11 Características de saída do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC com Indutor ressonante não linear.

4.4 Simulações do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC

Com a finalidade de confirmar a técnica proposta, algumas simulações foram realizadas. O modelo empregado nas simulações, para o indutor ressonante não linear, foi o modelo de Jiles-Atherton [69]. A estrutura simulada está representada na Fig. 4.12. A simulação do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC, com o indutor ressonante linear, foi realizada com a finalidade de comparar as técnicas.

Os parâmetros empregados na simulação são os seguintes:

$$E_1 = 20V$$

$$E_2 = 20V$$

$$I = 10A$$

$$L_r = 6,0\mu H \text{ e } I_a = 4A \text{ (indutor n\~{a}o linear)}$$

$$L_r = 6,0\mu H \text{ (indutor linear)}$$

$$C_r = 27nF$$

$$f = 100kHz$$

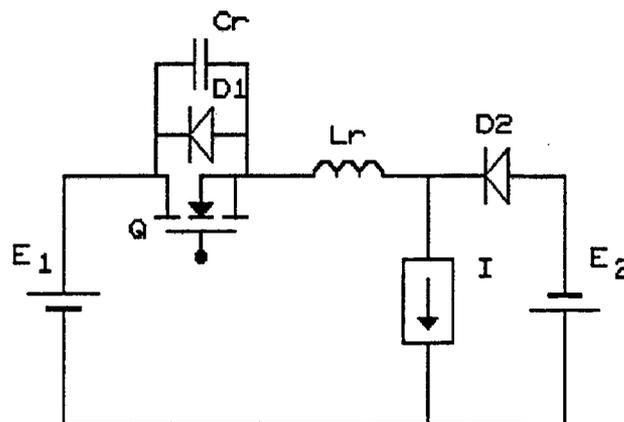


Fig. 4.12 **Conversor Buck-Boost ZVS-QRC, empregado nas simulações**

Na Fig. 4.13 estão representadas as simulações para o Conversor Buck-Boost ZVS-QRC, com o indutor ressonante não linear e com o indutor linear.

As simulações confirmam a técnica proposta, ratificando o estudo teórico apresentado.

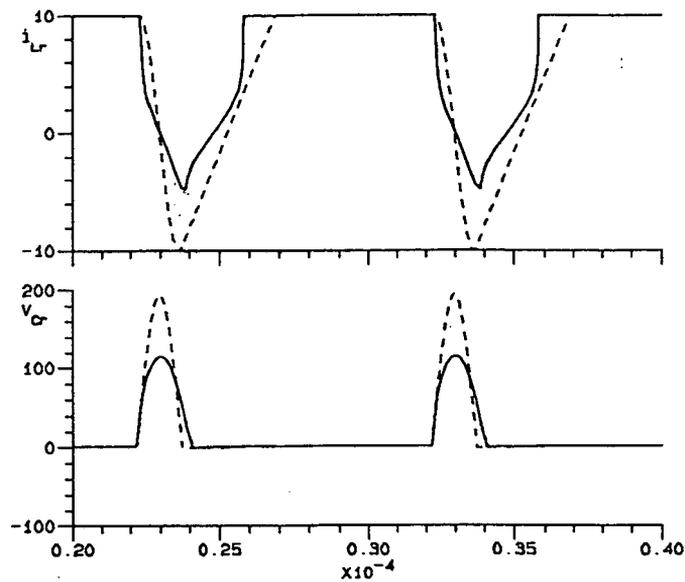


Fig. 4.13 Simulações do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC, com indutor ressonante não linear e com o indutor linear.

4.5 Conclusões

A técnica da utilização do indutor ressonante não linear, em substituição ao indutor linear, no Conversor Buck-Boost ZVS-QRC, mostrou-se desejável. A redução da sobretensão no MOSFET e o aumento da faixa de carga foram alcançados.

A técnica foi proposta e discutida neste capítulo. O estudo analítico do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC, com o indutor ressonante linear e depois com o não linear, foram apresentados. As características de saída foram obtidas, e comparadas as suas principais diferenças.

Os resultados das simulações ratificam o estudo teórico apresentado e mostram as vantagens que esta técnica oferece.

CAPÍTULO 5

CONVERSOR CÜK QUASE RESSONANTE COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

5.1 Introdução

Neste Capítulo o Conversor Cük ZVS-QRC será analisado. Os estágios de funcionamento, o estudo analítico e as características de saída serão obtidos para o Conversor Cük ZVS-QRC com indutor ressonante linear e posteriormente o estudo do comportamento do conversor, com o indutor ressonante não linear, será apresentado.

5.2 Análise do Conversor Cük ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear.

Os conversores Cük a serem abordados estão representados na Fig. 5.1. Para fins de análise, será considerado uma fonte de corrente I_1 , alimentando uma fonte de corrente I_2 . O capacitor C será considerado como uma fonte de tensão E.

5.2.1 Estágios de Funcionamento

- Primeiro estágio ($0, t_0$) - Condução do MOSFET

Inicialmente o transistor está conduzindo a corrente $I_1 + I_2$. O capacitor está descarregado e a corrente no indutor é $i_L = I_1 + I_2$. D_1 e D_2 estão bloqueados.

- Segundo estágio (t_0, t_1) - Carga linear do capacitor

Quando o transistor é bloqueado, a corrente i_L é desviada instantaneamente para o capacitor. O capacitor carrega-se linearmente com a corrente $I_1 + I_2$, até que $v_C = E$. D_1 e D_2 continuam bloqueados.

- Terceiro estágio (t_1, t_2) - Estágio ressonante

Quando a tensão nos terminais do capacitor for igual a E , o diodo D_2 fica polarizado diretamente e entra em condução. Inicia-se o estágio ressonante.

- Quarto estágio (t_2, T) - Carga linear do indutor

A tensão nos terminais do capacitor se anula, e o diodo D_1 fica polarizado diretamente e assume a corrente i_L , até que esta se anule. O indutor carrega-se linearmente com a tensão E , até assumir a corrente $I_1 + I_2$. Neste intervalo de tempo, o transistor é habilitado e entra em condução assumindo a corrente $I_1 + I_2$. O diodo D_2 é bloqueado e tem-se o primeiro estágio novamente.

As Figs. 5.2 e 5.3 mostram os estágios de funcionamento e as principais formas de onda, para o circuito da Fig. 5.1a.

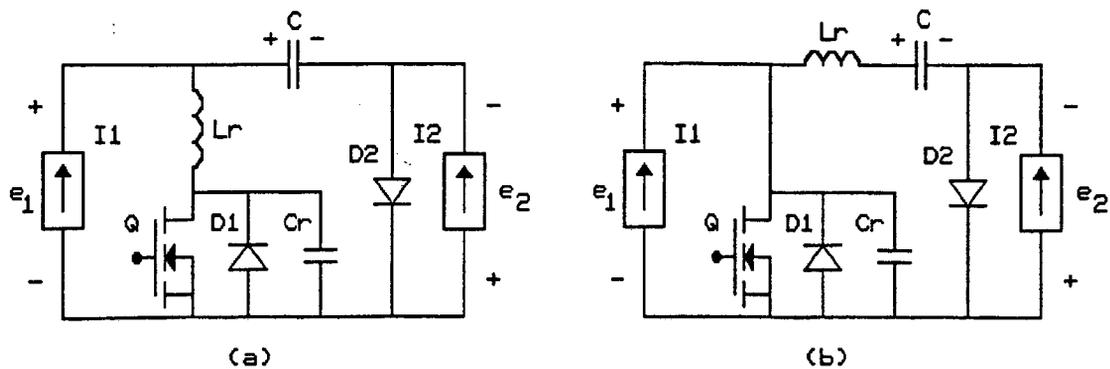


Fig. 5.1 Conversores Cük ZVS-QRCs com indutor ressonante linear

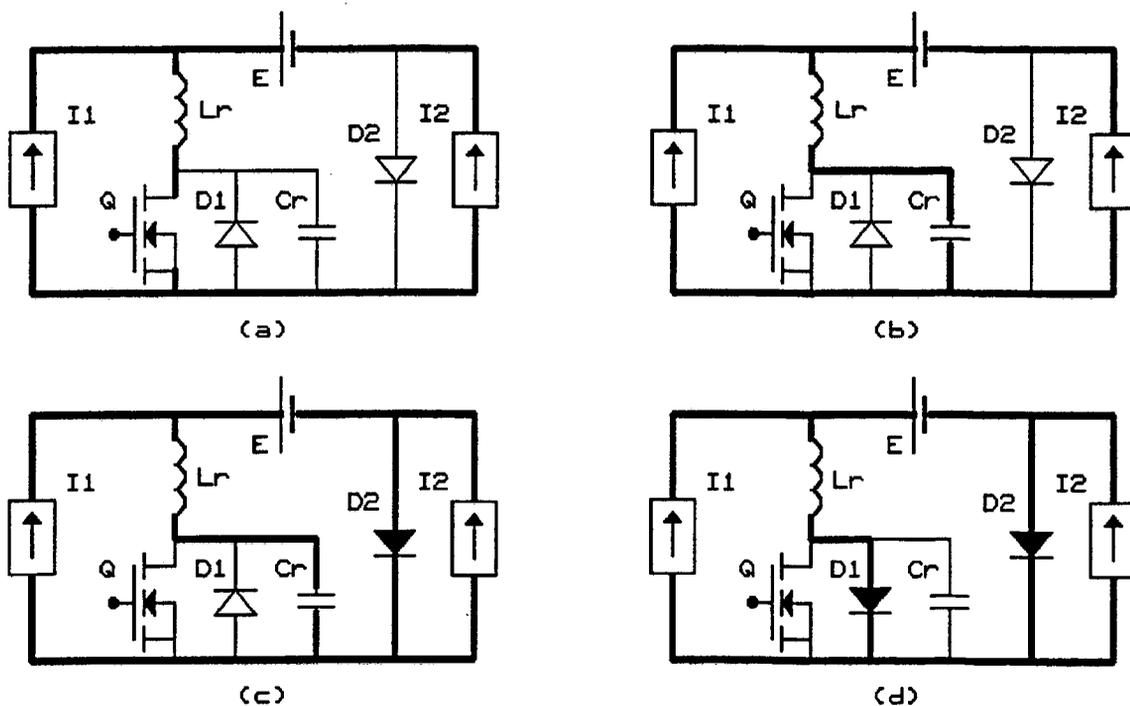


Fig. 5.2 Estágios de funcionamento do Conversor Cük ZVS-QRC

- (a) Condução do MOSFET
- (b) Carga linear do capacitor
- (c) Estágio ressonante
- (d) Carga linear do indutor

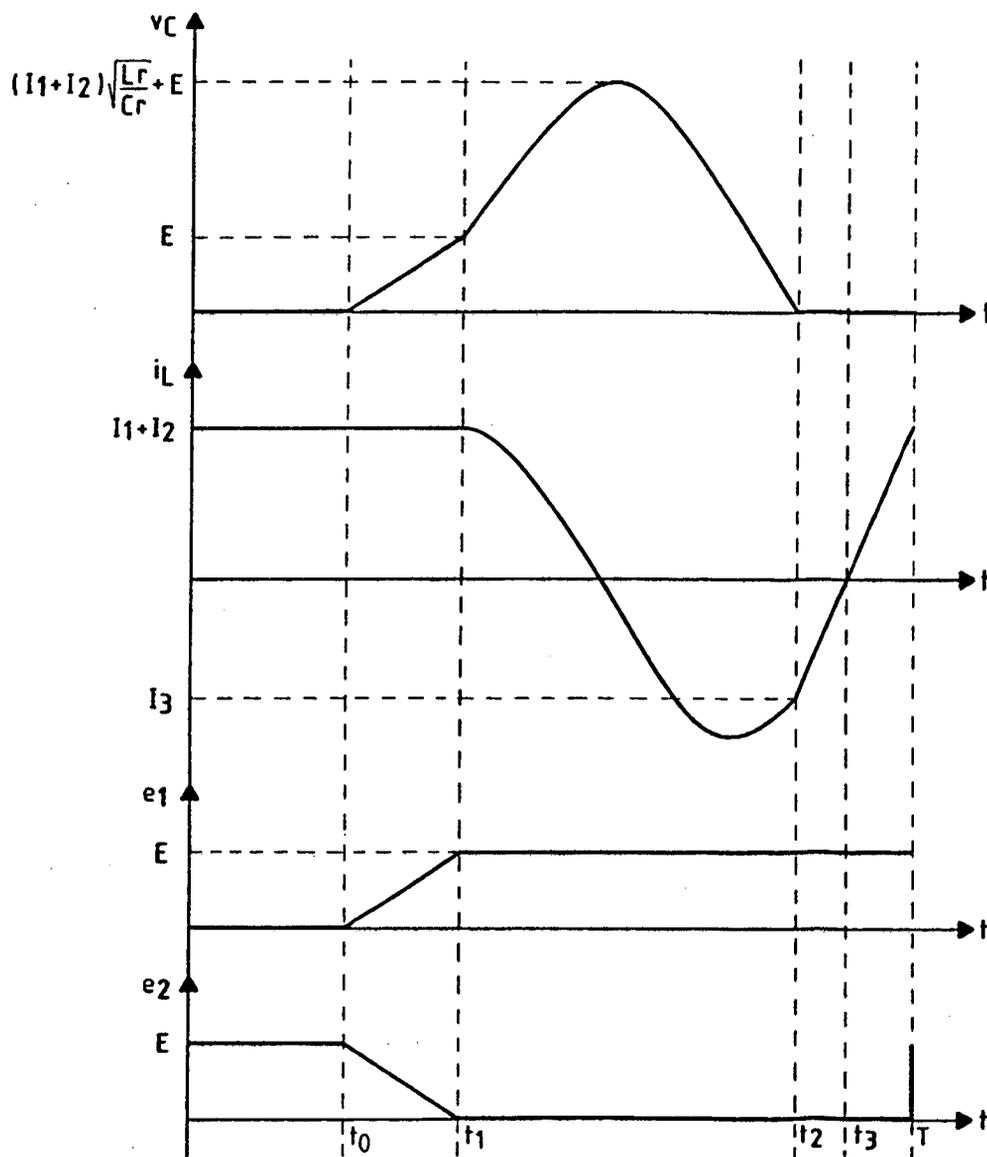


Fig. 5.3 Formas de onda principais do Conversor Cük ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

A estrutura da Fig. 5.1b possui os mesmos estágios de funcionamento da estrutura analisada. Algumas diferenças aparecem nas formas de onda. A Fig. 5.4 mostra os estágios de funcionamento para a estrutura da Fig. 5.1b, e a Fig. 5.5 as suas formas de onda.

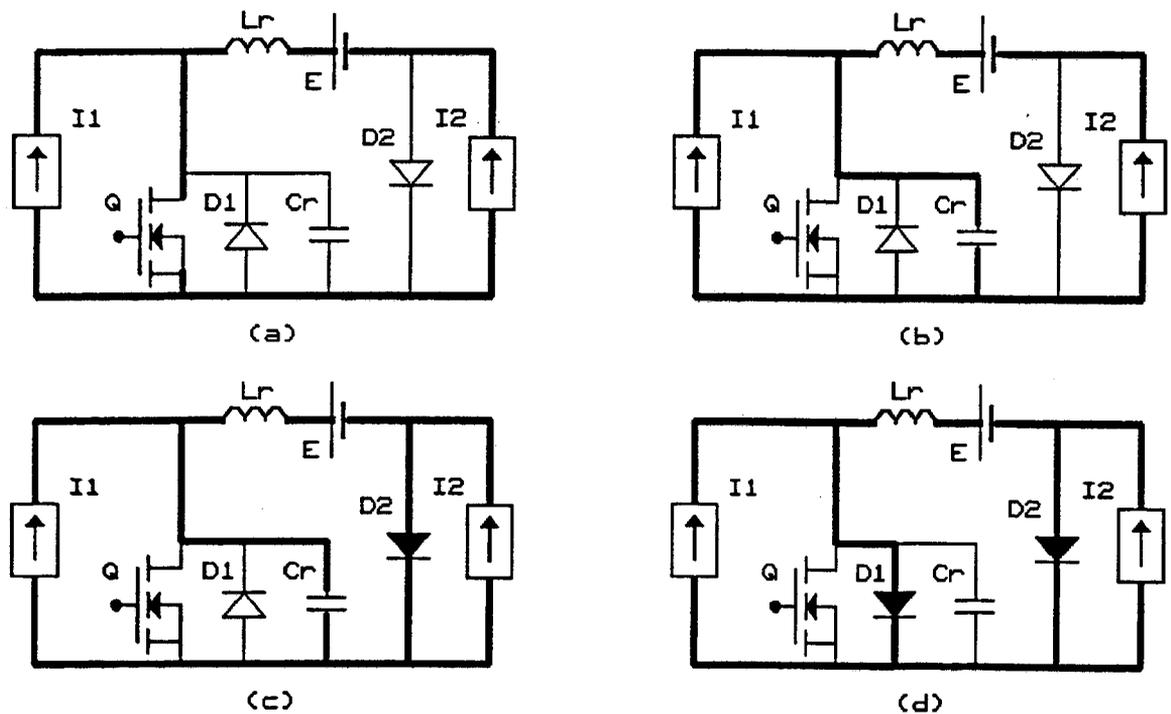


Fig. 5.4 Estágios de funcionamento do Conversor Cük ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

(a) Condução do MOSFET

(b) Carga linear do capacitor

(c) Estágio ressonante

(d) Carga linear do Indutor

5.2.2 Estudo Analítico do Conversor Cúk ZVS-QRC com Indutor Ressonante linear.

Será efetuado o estudo da estrutura representada na Fig.5.1a, e os resultados podem ser estendidos para a estrutura representada na Fig. 5.1b.

- Primeiro estágio (0,t₀)

$$i_L = I_1 + I_2 \quad (5.1)$$

$$v_C = 0 \quad (5.2)$$

- Segundo estágio (t₀,t₁)

Representado por:

$$i_L = I_1 + I_2 \quad (5.3)$$

$$v_C = \frac{I_1 + I_2}{C_r} \cdot t \quad (5.4)$$

Para $\Delta t = t_1 - t_0$, a tensão nos terminais do capacitor é igual a E, logo:

$$\Delta t_1 = \frac{E \cdot C_r}{I_1 + I_2} \quad (5.5)$$

fazendo:

$$\gamma = \frac{I_1 + I_2}{E} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.6)$$

A definição de γ é a mesma utilizada para α e β , mudando apenas a tensão ou corrente. O intervalo de tempo Δt_1 é escrito agora como:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\gamma \cdot \omega_o} \quad (5.7)$$

onde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (5.8)$$

- Terceiro estágio (t_1, t_2)

Este estágio é representado pelas seguintes expressões:

$$i_L = (I_1 + I_2) \cdot \cos \omega_o t \quad (5.9)$$

$$v_C = (I_1 + I_2) \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \sin \omega_o t + E \quad (5.10)$$

Este intervalo termina quando a tensão nos terminais do capacitor se anula, assim:

$$\sin \omega_o \Delta t_2 = -\frac{E}{I_1 + I_2} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} = -\frac{1}{\gamma} \quad (5.11)$$

O ângulo $\omega_o \Delta t_2$ está no terceiro quadrante. Referindo o seu valor ao primeiro, tem-se:

$$\omega_o \Delta t_2 = \arcsin \frac{1}{\gamma} + \pi \quad (5.12)$$

ou

$$\Delta t_2 = \frac{\arcsin \frac{1}{\gamma} + \pi}{\omega_o} \quad (5.13)$$

O valor do ângulo $\arcsin(1/\gamma)$ está referido ao primeiro quadrante. O valor da corrente i_L no final deste intervalo é:

$$I_3 = (I_1 + I_2) \cdot \cos \omega_o \Delta t_2 \quad (5.14)$$

Substituindo a expressão (5.12) em (5.14), obtém-se:

$$I_3 = -(I_1 + I_2) \cdot \frac{\sqrt{\gamma^2 - 1}}{\gamma} \quad (5.15)$$

Neste estágio ocorre o pico de tensão sobre o transistor, dado por:

$$V_{Dsp} = E + (I_1 + I_2) \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.16)$$

Ou na forma parametrizada

$$V_{Dsp} = 1 + \gamma \quad (5.17)$$

- Quarto estágio (t_2, T)

As seguintes expressões representam este estágio:

$$i_L = \frac{E}{L_r} \cdot t + I_3 \quad (5.18)$$

$$v_C = 0 \quad (5.19)$$

Para $\Delta t_3 = T - t_2$, a corrente no indutor é igual a $I_1 + I_2$, logo:

$$\Delta t_3 = (I_1 + I_2 - I_3) \cdot \frac{L_r}{E} \quad (5.20)$$

Substituindo a expressão (5.15) em (5.20), Δt_3 fica determinado por:

$$\Delta t_3 = \frac{\gamma + \sqrt{\gamma^2 - 1}}{\omega_o} \quad (5.21)$$

5.2.3 Características de Saída do Conversor Cük ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear.

O procedimento para a obtenção das características de saída, foi demonstrado no Capítulo 5 para o Conversor Buck-Boost ZVS-QRC. Para o Conversor Cük ZVS-QRC, é definida por:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{I_1}{I_2} \quad (5.22)$$

Os cálculos de E_2 e E_1 , são dados pelas expressões (5.23) e (5.24) e baseam-se nas formas de onda da Fig. 5.3.

$$E_1 = \frac{1}{T} \int_0^T e_1 \cdot dt \quad (5.23)$$

$$E_2 = \frac{1}{T} \int_0^T e_2 \cdot dt \quad (5.24)$$

Os resultados destas integrais estão nas expressões (5.25) e (5.26).

$$\frac{E_1}{E} = \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{2\gamma} + \gamma + \arcsin \frac{1}{\gamma} + \pi + \sqrt{\gamma^2 - 1} \right) \quad (5.25)$$

$$\frac{E_2}{E} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{2\gamma} + \gamma + \arcsin \frac{1}{\gamma} + \pi + \sqrt{\gamma^2 - 1} \right) \quad (5.26)$$

Substituindo as expressões (5.25) e (5.26) em (5.22), a característica de saída fica sendo:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{\frac{f}{2\pi f_o} - KC}{KC} \quad (5.27)$$

onde:

$$KC = \frac{1}{2\gamma} + \gamma + \arcsin \frac{1}{\gamma} + \pi + \sqrt{\gamma^2 - 1} \quad (5.28)$$

Aplicando a técnica da regressão linear, a expressão (5.28) pode ser representada por:

$$KC = 1,9218.\gamma + 3,8726 \quad (5.29)$$

As características de saída e os ganhos estáticos, obtidos a partir da expressão (5.27), estão representados através das Figs. 5.6 e 5.7. A tensão de pico sobre o transistor está representada na Fig. 5.8.

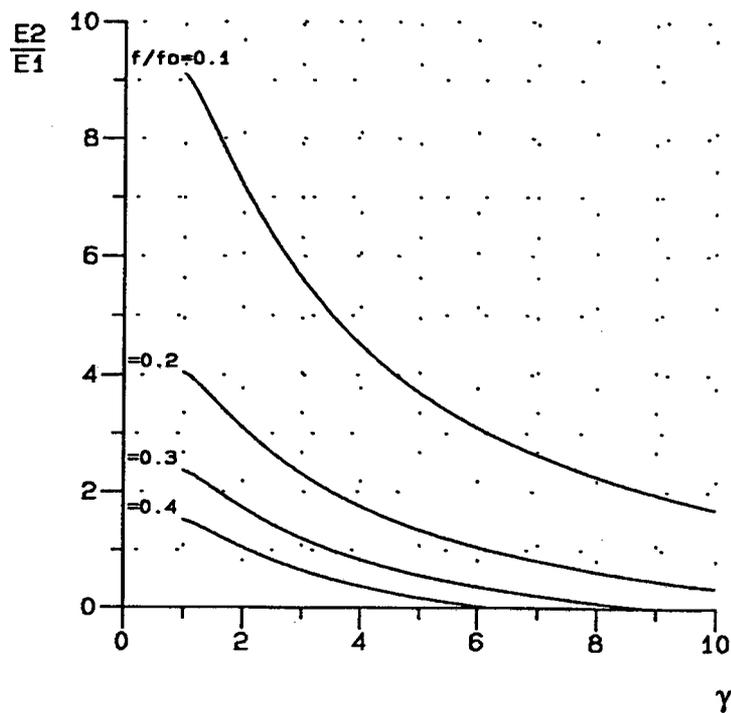


Fig. 5.6 Características de saída do Conversor Cúk ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

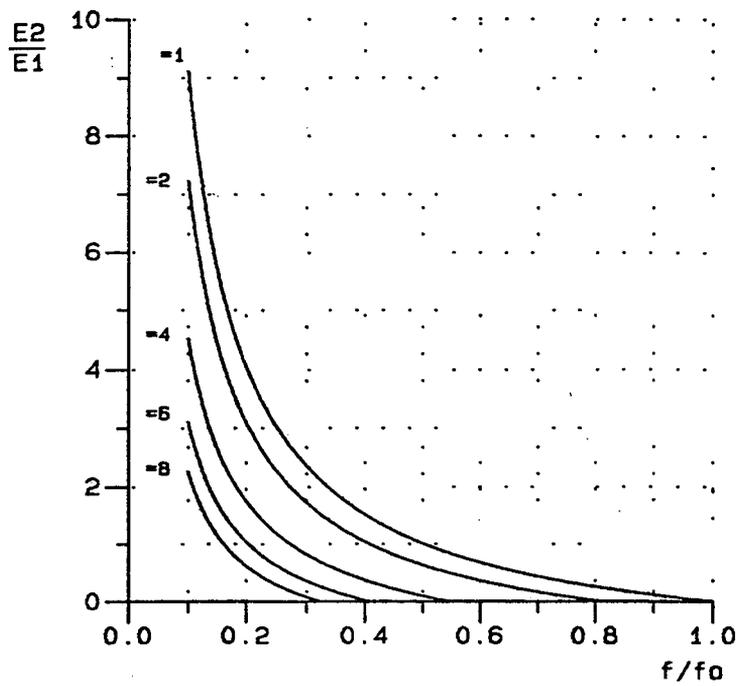


Fig. 5.7 Ganhos estáticos do Conversor Cük ZVS-QRC com indutor linear.

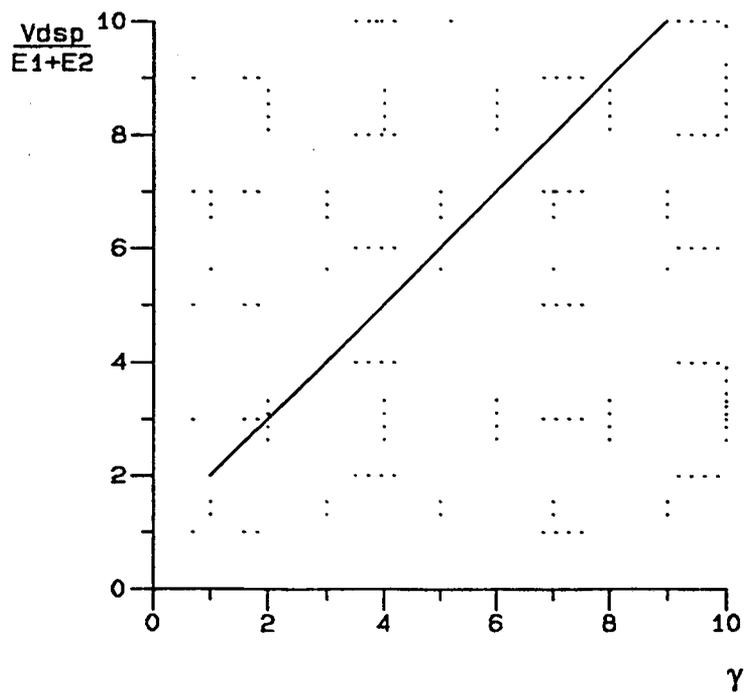


Fig. 5.8 Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Cük ZVS-QRC com o indutor ressonante linear

Os problemas detectados nos outros Conversores ressonantes também estão presentes neste conversor.

5.3 *Análise do Conversor Cúk ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear.*

Os estágios de funcionamento são os mesmos deste conversor com o indutor ressonante linear. A saturação do indutor é a diferença.

O estudo será feito baseado nas expressões (2.33) e (2.34), que para o Conversor Cúk ZVS-QRC são:

$$L_r = L_o \quad \text{pl} \quad I_1 + I_2 < I_a \quad (5.30)$$

$$L_r = \frac{L_o I_a^2}{(I_1 + I_2)^2} \quad \text{pl} \quad I_1 + I_2 \geq I_a \quad (5.31)$$

$$\gamma_a = \frac{I_a}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.32)$$

O comportamento do Conversor Cúk ZVS-QRC é definido, para $(I_1 + I_2) \geq I_a$, pelas expressões (5.33) e (5.34).

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{\frac{f}{2\pi f_o} - KC_a}{KC_a} \quad (5.33)$$

$$\frac{V_{Dsp}}{E} = 1 + \gamma_a \quad (5.34)$$

onde

$$KC_a = \frac{1}{2\gamma_a} + \gamma_a + \arcsin\frac{1}{\gamma_a} + \pi + \sqrt{\gamma_a^2 - 1}$$

ou

$$KC_a = 1,9218 \cdot \gamma_a + 3,8726 \quad (5.36)$$

As características do Conversor Cúk ZVS-QRC com indutor ressonante não linear, estão representadas nas Figs. 5.8 e 5.9. As conclusões para este conversor, com indutor ressonante não linear, são as mesmas obtidas para os outros conversores com indutor ressonante não linear já estudados.

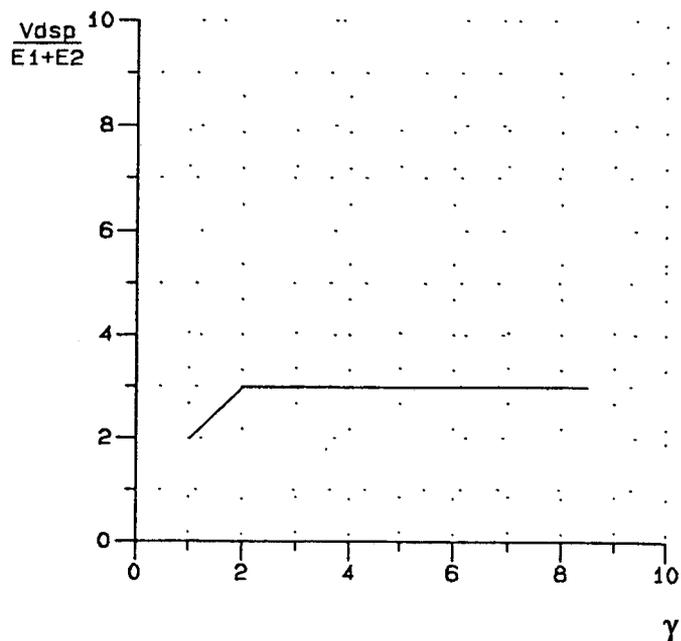


Fig. 5.8 Tensão de pico sobre o MOSFET do Conversor Cúk ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.

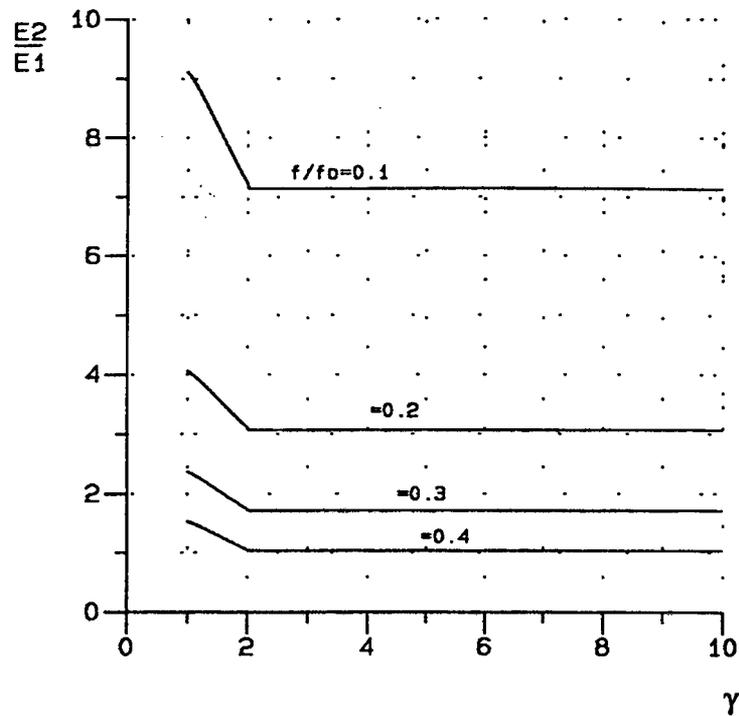


Fig. 5.9 Características de saída do Conversor Cük ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.

5.4 Simulações do Conversor Cük ZVS-QRC

Com a finalidade de confirmar a técnica proposta, algumas simulações foram realizadas. O modelo empregado nas simulações, para com o indutor ressonante não linear, foi o modelo de Jiles-Atherton [69]. A estrutura simulada está representada na Fig. 5.10. A simulação do Conversor Buck-Boost ZVS-QRC, o indutor ressonante linear, foi realizada com a finalidade de comparar as técnicas.

Os parâmetros empregados na simulação, são os seguintes:

$$I_1 = 5A$$

$$I_2 = 5A$$

$$E = 40V$$

$$L_r = 6,0\mu H \text{ e } I_a = 4A \text{ (indutor não linear)}$$

$$L_r = 6,0\mu H \text{ (indutor linear)}$$

$$C_r = 27nF$$

$$f = 100kHz$$

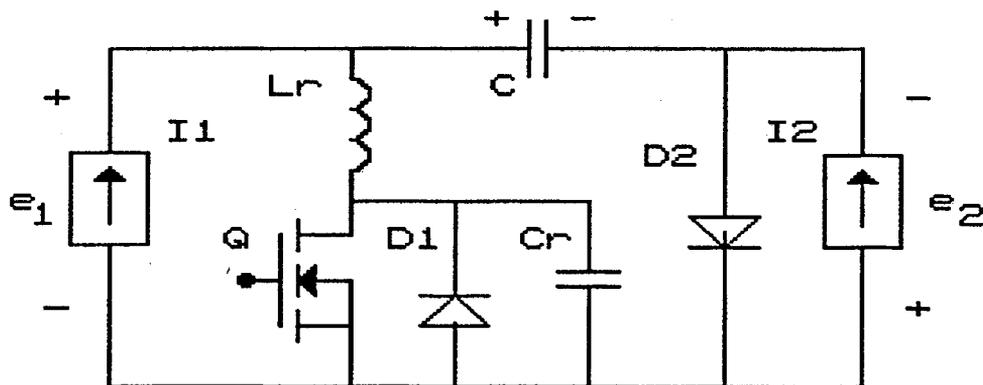


Fig. 5.10 Conversor Cük ZVS-QRC, empregado nas simulações

Na Fig. 5.11 estão representadas as simulações para o Conversor Cük ZVS-QRC, com o indutor ressonante não linear e com o indutor linear.

As simulações confirmam a técnica proposta, ratificando o estudo teórico apresentado.

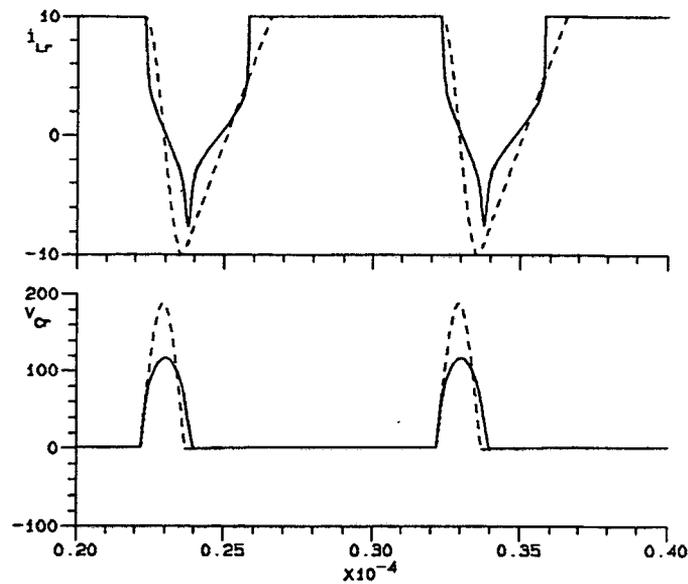


Fig. 5.11 Simulações do Conversor Cük ZVS-QRC, com indutor ressonante não linear e com o indutor linear.

5.5 Conclusões

A substituição do indutor ressonante linear, por outro não linear, é uma técnica desejável também para o Conversor Cük ZVS-QRC. A redução da sobretensão no MOSFET, o aumento da faixa de carga e a redução da faixa da frequência de chaveamento, do Conversor Cük ZVS-QRC, foram alcançados com o indutor ressonante não linear.

A técnica foi proposta e discutida neste capítulo. O estudo analítico do Conversor Cük ZVS-QRC, com o indutor ressonante linear e depois com o não linear, foram apresentados. As características de saída foram obtidas e comparadas as suas principais diferenças.

CAPÍTULO 6

CONVERSOR EM MEIA PONTE QUASE RESSONANTE COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

6.1 Introdução

O Conversor HB-ZVS-QRC ("Half-Bridge Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant Converter") será analisado. Os estágios de funcionamento, as formas de onda e as características de saída serão apresentadas, para o Conversor HB-ZVS-QRC, com indutor ressonante linear. O comportamento com o indutor ressonante não linear será considerado.

6.2 Análise do Conversor HB-ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear

Nas topologias de conversores que empregam múltiplas chaves, tais como Push-Pull, ponte completa (FB) e meia ponte (HB), a tensão sobre o transistor é automaticamente grampeada pela condução de sua chave complementar, evitando a sobretensão elevada no transistor [21,23,25]. Uma das dificuldades encontrada nos outros conversores é amenizada no Conversor HB-ZVS-QRC. As limitações para

Conversor o HB-ZVS-QRC são a faixa de carga limitada e a faixa de operação da frequência de chaveamento muito larga. A Fig. 6.1 mostra a estrutura do Conversor HB-ZVS-QRC a ser analisada.

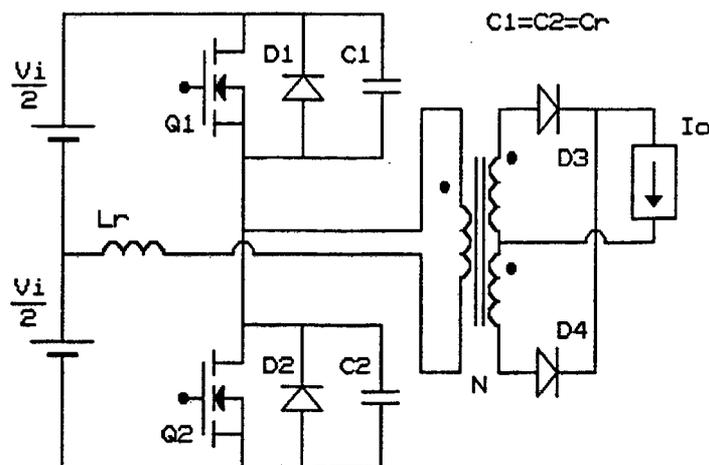


Fig. 6.1 Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante linear

6.2.1 Estágios de Funcionamento

- Primeiro estágio ($0, t_0$) - Condução do MOSFET

O transistor Q_1 conduz a corrente de carga, refletida ao primário. O capacitor C_1 está descarregado e o capacitor C_2 está carregado com tensão V_i . A corrente em L_r é igual a I_o/N . O diodo D_4 está bloqueado e D_3 conduz a corrente de carga.

- Segundo estágio (t_0, t_1) - Carga linear do capacitor

O transistor Q_1 é bloqueado, a corrente é desviada instantaneamente para o capacitor C_1 . O capacitor C_1 se carrega linearmente com I_o/N , enquanto o capacitor C_2 descarrega-se linearmente. A corrente de carga ainda flui pelo diodo D_3 .

- Terceiro estágio (t_1, t_2) - Estágio ressonante

Quando a tensão nos terminais do capacitor for igual a $V/2$, o enrolamento primário do transformador torna-se negativo e o diodo D_4 começa a conduzir. Para manter a corrente de carga constante, os diodos D_3 e D_4 conduzem simultaneamente e o secundário do transformador é curto-circuitado, como pode ser visto na Fig. 6.2c. O indutor L_r forma junto com C_1 e C_2 , um circuito ressonante série.

- Quarto estágio ($t_2, T/2$) - Descarga linear do indutor

Quando a tensão v_{c2} torna-se zero, o diodo D_2 inicia sua condução. Uma tensão constante $-V/2$ é aplicada sobre o indutor e a sua corrente decresce linearmente. A corrente no indutor se anula, fazendo D_2 abrir. O transistor Q_2 , que já estava habilitado, assume a partir de t_3 corrente primária negativa. Quando a corrente no indutor for igual a $-I_o/N$, isto indica que a corrente de carga foi completamente comutada de D_3 para D_4 . Assim, o transistor Q_2 conduz a corrente de carga referida ao primário, e o diodo D_4 a corrente de carga no secundário. Os estágios de funcionamento estão representados na Fig. 6.2, e as formas de onda na Fig. 6.3.

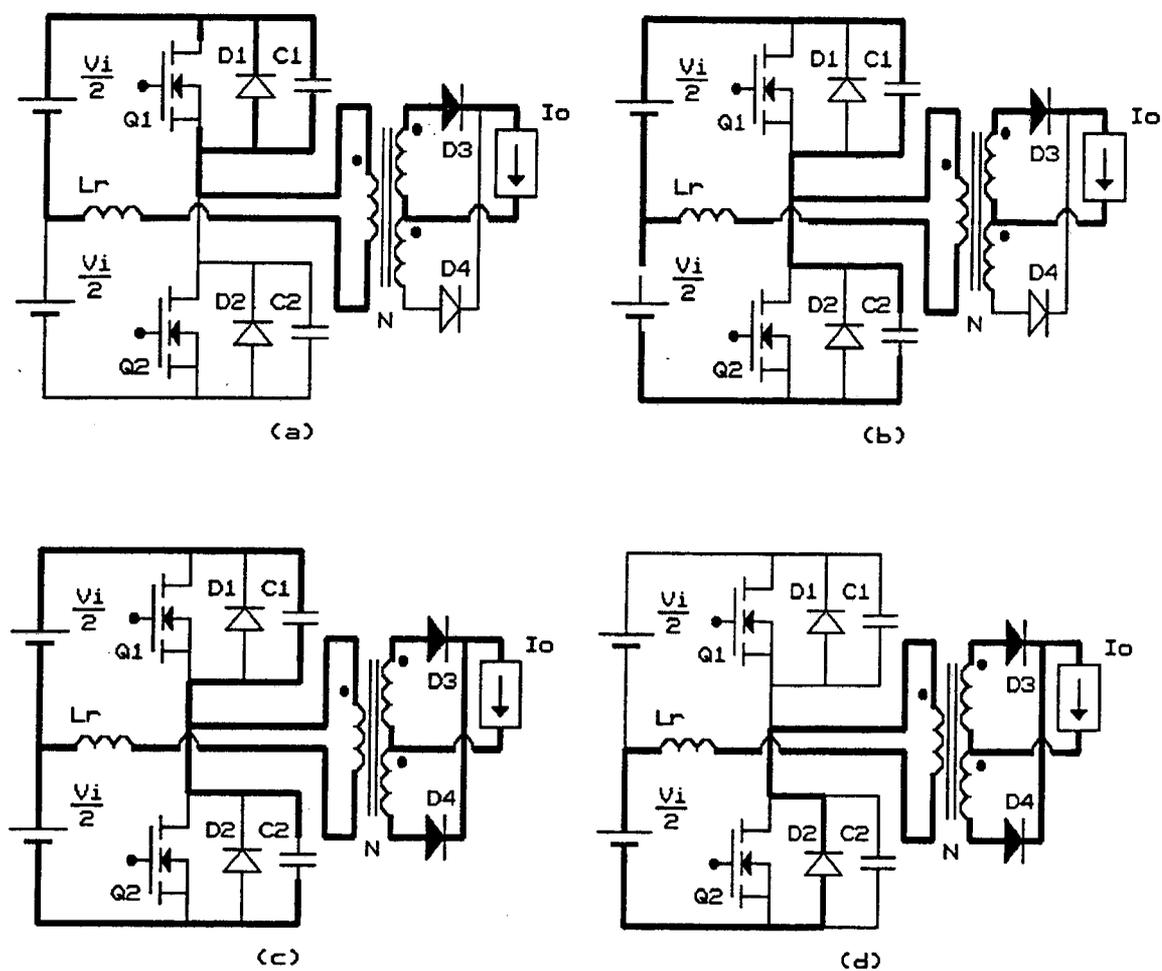


Fig. 6.2 Estágios de funcionamento do Conversor HB-ZVS-QRC

- (a) Condução do MOSFET
- (b) Carga linear do capacitor
- (c) Estágio ressonante
- (d) Descarga linear do indutor

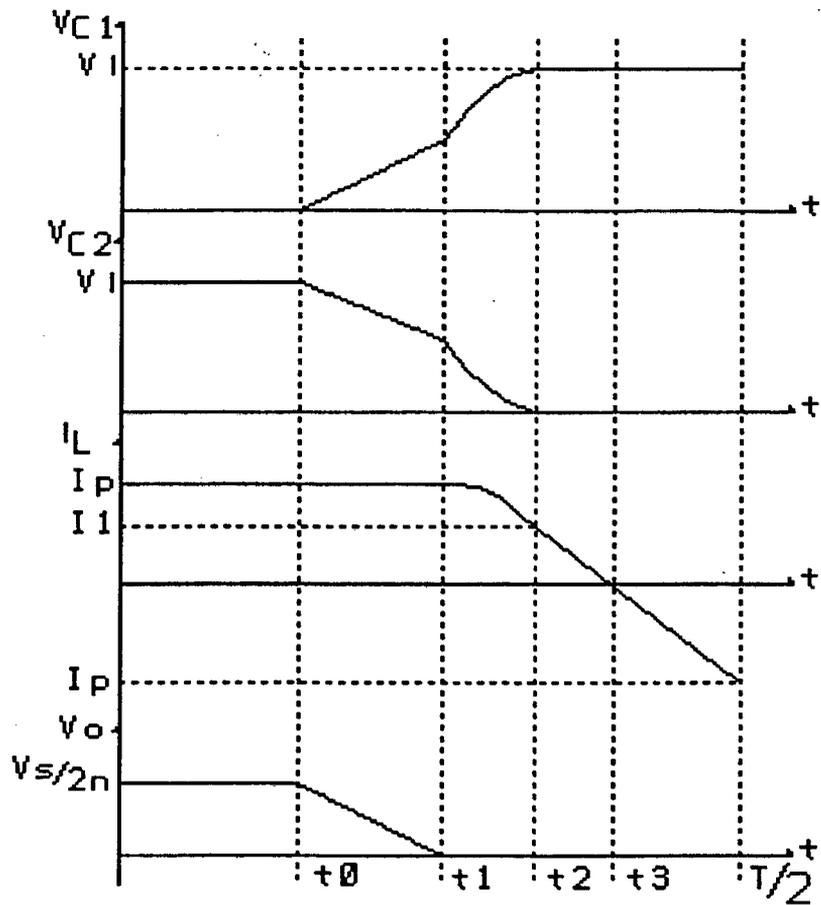


Fig. 6.3 Formas de onda do Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante linear

6.2.2 Estudo Analítico do Conversor HB-ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear

- Primeiro estágio (0, t_0)

$$i_L = I_p \quad (6.1)$$

$$v_{C_1} = 0 \quad (6.2)$$

onde:

I_p = corrente de carga refletida ao primário (I_o/N)

- Segundo estágio (t_0, t_1)

Este estágio fica representado por:

$$i_L = I_p \cos \omega_o t \quad (6.3)$$

$$v_{C_1} = \frac{I_p}{C_r} \cdot t \quad (6.4)$$

onde:

$$C_r = C_1 = C_2$$

Para $\Delta t_1 = t_1 - t_0$, a tensão sobre o capacitor é igual a $V_f/2$, assim:

$$\Delta t_1 = \frac{V_f}{\frac{2}{I_p}} \cdot C_r \quad (6.5)$$

Lembrando que:

$$\alpha = \frac{I_o}{V_i} \cdot \omega_o \cdot L_r \quad (6.6)$$

Para o Conversor HB-ZVS-QRC, o α fica:

$$\alpha = \frac{I_p}{\frac{V_i}{2}} \cdot \omega_o \cdot L_r \quad (6.7)$$

onde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot L_r \cdot C_r}} \quad (6.8)$$

logo a expressão (6.7) fica:

$$\alpha = \frac{I_p}{\frac{V_i}{2}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{2 \cdot C_r}} \quad (6.9)$$

Substituindo a expressão (6.9) em (6.5), tem-se:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\alpha \cdot \omega_o} \quad (6.10)$$

- Terceiro estágio (t_1, t_2)

As expressões para este estágio ressonante, são as seguintes:

$$i_L = I_p \cdot \cos \omega_o t \quad (6.11)$$

$$v_{C_1} = \frac{V_I}{2} + I_p \sqrt{\frac{L_r}{2.C_r}} \cdot \sin \omega_o t \quad (6.12)$$

Para $\Delta t = t_2 - t_1$, a tensão em C_1 é igual a V_I , logo:

$$\sin \omega_o \Delta t_2 = \frac{\frac{V_I}{2}}{I_p \sqrt{\frac{L_r}{2.C_r}}} = \frac{1}{\alpha} \quad (6.13)$$

Neste caso $\omega_o \Delta t_2$ está no primeiro quadrante. A corrente no indutor, no final deste intervalo é:

$$I_1 = I_p \cos \omega_o \Delta t_2 \quad (6.14)$$

A expressão para o cálculo de Δt_2 fica sendo:

$$\Delta t_2 = \frac{\arcsin \frac{1}{\alpha}}{\omega_o} \quad (6.15)$$

Desta forma a corrente I_1 é expressa por:

$$I_1 = I_p \frac{\sqrt{\alpha^2 - 1}}{\alpha} \quad (6.16)$$

- Quarto estágio ($t_2, T/2$)

Representado por:

$$i_L = I_1 - \frac{V_I}{L_r} \cdot t \quad (6.17)$$

$$V_{C_1} = V_I \quad (6.18)$$

Para $\Delta t_3 = T - t_2$, a corrente no indutor será igual a $-I_p$, assim:

$$\Delta t_3 = \frac{I_p + I_1}{\frac{V_I}{2}} \cdot L_r \quad (6.19)$$

Substituindo as expressões (6.9) e (6.14) em (6.19), tem-se:

$$\Delta t_3 = \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\omega_o} \quad (6.20)$$

6.2.3 Características de Saída do Conversor HB-ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear

A característica de saída do HB-ZVS-QRC fica sendo definida por:

$$\frac{V_o}{\frac{V_I}{2N}} = \frac{I_I}{I_p} \quad (6.21)$$

O cálculo de V_o é dado por:

$$V_o = \frac{\Delta t_1 \cdot \frac{V_i}{2N}}{2 \cdot T} + \frac{t_o \cdot \frac{V_i}{2N}}{T} \quad (6.22)$$

Substituindo a expressão (6.22) em (6.21), obtêm-se:

$$\frac{V_o}{\frac{V_i}{2N}} = \frac{\frac{\Delta t_1}{2} + \Delta t_2 + \Delta t_3}{T} \quad (6.23)$$

Substituindo as expressões (6.10), (6.15) e (6.20) em (6.23), a característica de saída fica expressa por:

$$\frac{V_o}{\frac{V_i}{2N}} = 1 - \frac{f}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \alpha \right) \quad (6.24)$$

As características de saída e os ganhos estáticos, obtidos a partir da expressão (6.24) estão representados graficamente nas Figs. 6.4 e 6.5.

A tensão de pico sobre o transistor, para o Conversor HB-ZVS-QRC, é limitada em V_i devido a entrada em condução do transistor complementar.

Neste conversor, a faixa de carga é mais larga, se comparada a Fig. 1.7 para o Conversor Buck ZVS-QRC, mas ainda é limitada. A faixa de frequência de chaveamento também é muito larga. A máxima tensão de pico sobre o transistor é limitada em V_i . A relação de transformação atua na faixa de carga e na eficiência do Conversor HB-ZVS-QRC. Se N for menor, as perdas em condução do transistor aumentam e a faixa de carga é estreitada. Uma indutância ressonante grande é necessária para garantir a comutação sob tensão nula com carga leve, desta forma o Conversor HB-ZVS-QRC opera com a frequência de ressonância mais baixa.

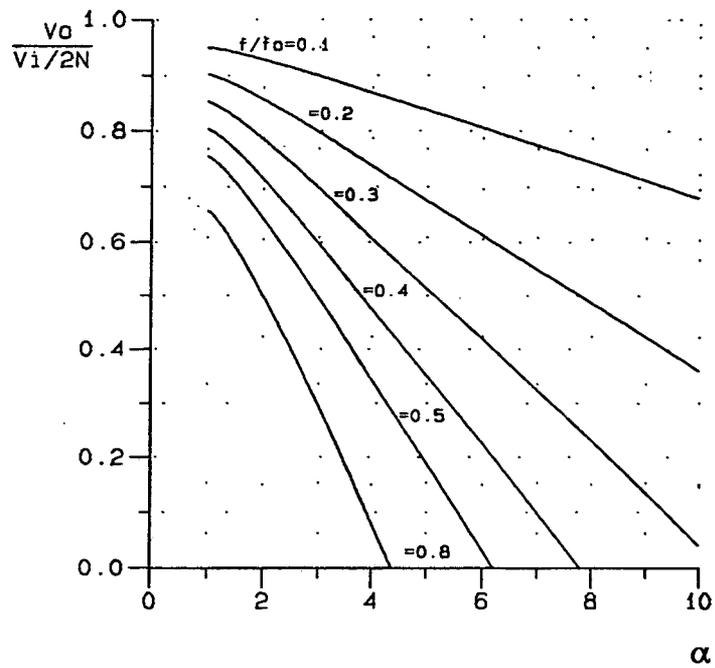


Fig. 6.4 Características de saída do Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante linear

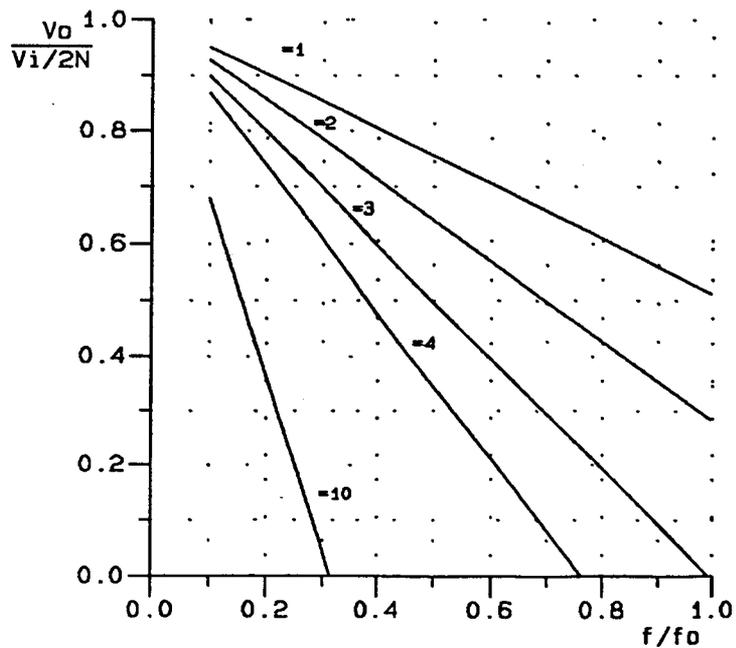


Fig. 6.5 Ganhos estáticos do Conversor HB-ZVS-QRC com Indutor ressonante linear

6.2.4 Resultados Experimentais do Conversor HB-ZVS-QRC, com Indutor Ressonante Linear, em 1MHz

Para uma verificação experimental, com indutor ressonante linear, um protótipo foi montado e testado em laboratório. O diagrama do estágio de potência está representado na Fig. 6.6.

Os parâmetros do protótipo são os seguintes:

Q_1, Q_2 - IRF 830 (International Rectifier);

C_1, C_2 - Capacitância de junção do IRF 830, $C_{oss} = 100\text{pF}$ em 25V

C_1 - $0,27\mu\text{F}/250\text{V}$ polipropileno

L_r - $18\mu\text{H}$

D_3, D_4 - MBR 1545 (Motorola)

L - $60\mu\text{H}$

C - $220\mu\text{F}/250\text{V}$ (Série HFC da ICOTRON)

R - $0,1 - 5,0\Omega$

V_i - 200V

$n = N_p/N_s = 10$

As características de saída do Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante linear, obtidas experimentalmente, estão representados na Fig. 6.7, para diferentes valores da frequência de chaveamento.

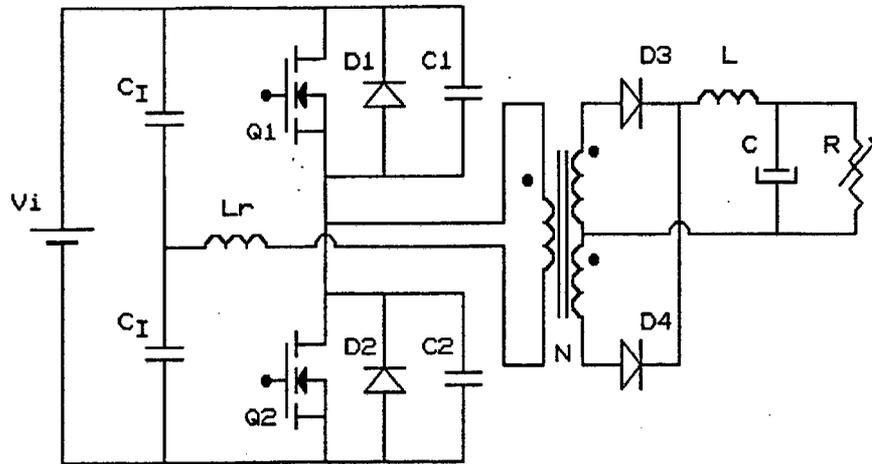


Fig. 6.6 Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante linear

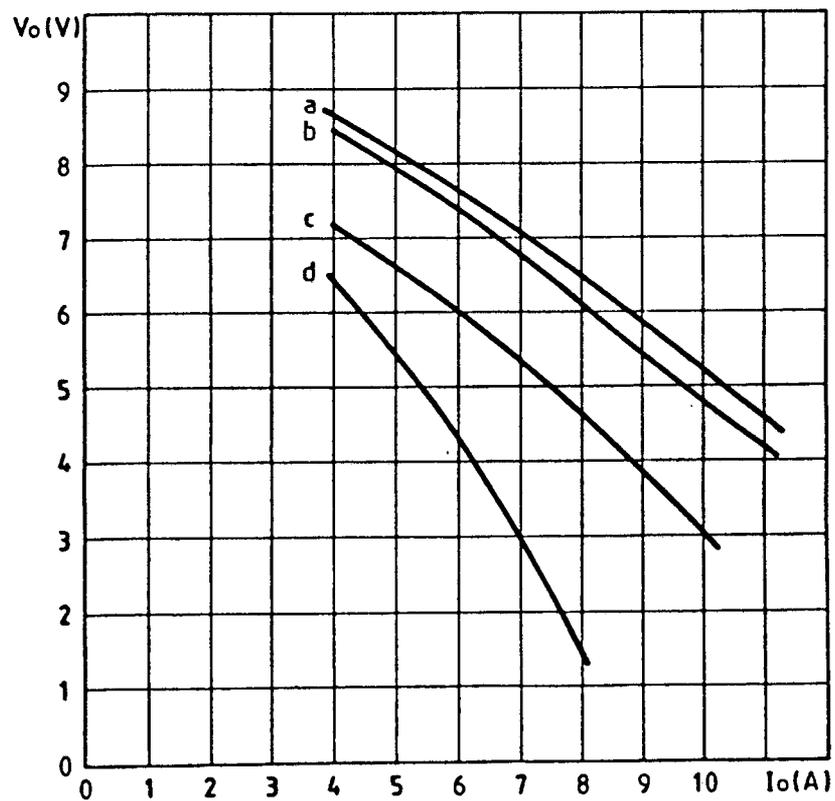


Fig. 6.7 Características de saída experimentais do Conversor HB-ZVS-QRC, com os seguintes valores de frequência de chaveamento: (a) 520KHz; (b) 600KHz; (c) 800KHz; (d) 1,1MHz.

As formas de onda dos resultados experimentais, para a tensão nos terminais do MOSFET e a corrente no indutor, para diferentes valores da frequência de chaveamento, são mostradas nas Figs. 6.8, 6.9 e 6.10. A corrente de carga mínima, para garantir as propriedades da técnica ZVS foi de $I_{o\min} = 4A$. Os resultados experimentais ratificaram a teoria desenvolvida para o Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante linear.

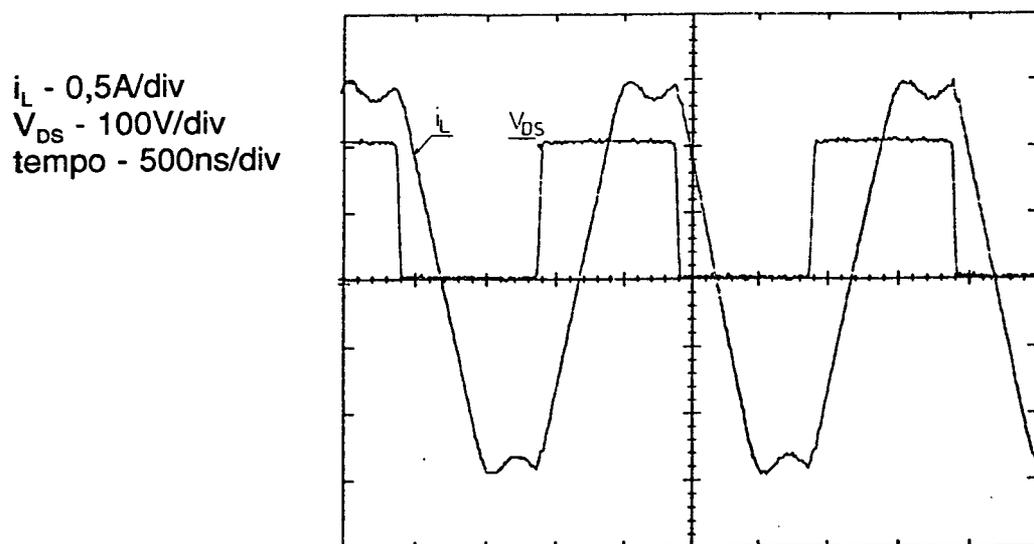


Fig. 6.8 Formas de onda experimentais para o Conversor HB-ZVS-QRC com Indutor linear, com $f = 500KHz$; $I_o = 12A$; $V_o = 4,0V$.

i_L - 0,5A/div
 V_{DS} - 100V/div
tempo - 200ns/div

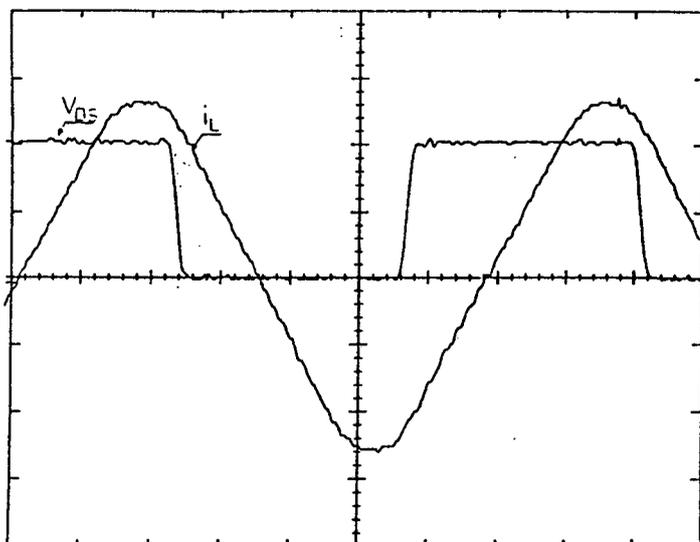


Fig. 6.9 Formas de onda experimentais para o Conversor HB-ZVS-QRC com indutor linear, com $f = 750\text{KHz}$; $I_o = 10,50\text{A}$; $V_o = 2,9\text{V}$.

i_L - 0,5A/div
 V_{DS} - 100V/div
tempo - 200ns/div

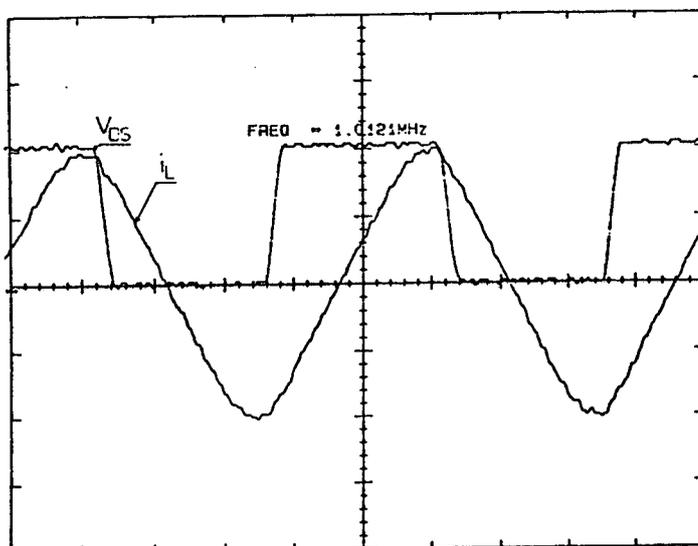


Fig. 6.10 Formas de onda experimentais para o Conversor HB-ZVS-QRC com indutor linear, com $f = 1,0\text{MHz}$; $I_o = 7,8\text{A}$; $V_o = 2,5\text{V}$.

6.3 Análise do Conversor HB-ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear

Os estágios de funcionamento são os mesmos do Conversor HB-ZVS-QRC com o indutor ressonante linear.

As expressões que representam o comportamento do indutor ressonante como função da corrente, para o Conversor HB-ZVS-QRC são:

$$L_r = L_o \quad \text{p/ } I_p < I_a \quad (6.25)$$

$$L_r = L_o \frac{I_a^2}{I_p^2} \quad \text{p/ } I_p \geq I_a \quad (6.26)$$

Substituindo a expressão (6.26) em (6.9), obtêm-se:

$$\alpha_a = \frac{I_a}{V_I} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{2 \cdot C_r}} \quad (6.27)$$

6.3.1 Características de Saída do conversor HB-ZVS-QRC, com o Indutor Ressonante Não Linear

As características de saída para o Conversor HB-ZVS-QRC ficam definidas pela expressão (6.28), para $I_p < I_a$ e pela expressão (6.29), para $I_p \geq I_a$.

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{2\alpha} + \arcsin \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \alpha \right) \quad (6.28)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 - \frac{f}{2\pi f_o} \left(\frac{1}{2\alpha_a} + \arcsin \frac{1}{\alpha_a} + \sqrt{\alpha_a^2 - 1} + \alpha_a \right) \quad (6.29)$$

As características de saída teóricas para o Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante não linear, obtidas das expressões (6.28) e (6.29), estão representados na Fig. 6.11.

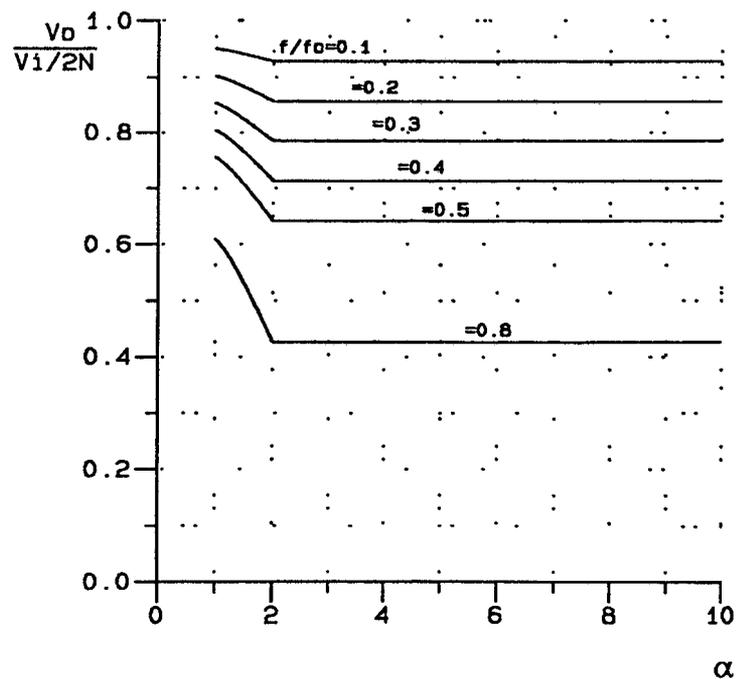


Fig. 6.11 Características de saída teóricas para o Conversor HB-ZVS-QRC com indutor ressonante não linear.

6.3.2 O Conversor HB-ZVS-QRC, com Indutor Ressonante Não Linear em 1MHz

As capacitâncias ressonantes, são as capacitâncias de saída dos MOSFETs (C_{oss}). Para os MOSFETs disponíveis, C_{oss} está na faixa de 35-500pF (em $V_{DS} = 25V$), com valores menores correspondentes a MOSFETs de alta tensão ($\geq 200V$) e, conseqüentemente, com uma R_{DSon} relativamente alta [23]. Uma frequência ressonante muito grande, requer uma capacitância ressonante muito pequena. Como a capacitância ressonante é a capacitância de saída do MOSFET, as escolhas para o valor de C são limitadas. Assim, o projeto do indutor ressonante não linear fica preso ao valor de C .

Outra dificuldade, é que este conversor trabalha com correntes baixas no primário, ou seja, o indutor ressonante não linear, deve saturar com uma corrente muito baixa. Para que isto ocorra, o número de espiras deve ser muito grande, e conseqüentemente seu valor também será muito grande. Assim a frequência ressonante fica baixa, pois não se pode alterar o valor do capacitor ressonante, implicando em uma operação do Conversor HB-ZVS-QRC, com uma frequência de chaveamento menor. Deve-se considerar que, uma indutância ressonante muito grande, operando em alta frequência, resulta em uma impedância extremamente alta, comportando-se como um circuito aberto, não permitindo a transferência de potência para a carga. Estas considerações são válidas para o núcleo utilizado (E20 material IP6 Thornton).

As maiores limitações para a operação do HB-ZVS-QRC, com indutor ressonante não linear em 1MHz, são os seguintes:

- O indutor ressonante não linear, trabalha com uma excursão de fluxo muito alta, em torno de $2B_{sat}$.

- As perdas no núcleo, são proporcionais a excursão do fluxo e a frequência de chaveamento [84]. Desta forma, as perdas do núcleo em 1MHz e com $\Delta B = 2B_{\text{sat}}$, são elevadíssimas.

- A limitação à operação em 1MHz, é determinada principalmente pela tolerância térmica do material do núcleo. Verificou-se em laboratório que em 1MHz, a temperatura no núcleo atingiu a sua temperatura Curie.

A colocação do indutor ressonante não linear no secundário diminui as perdas no núcleo, pois ele trabalha com a metade da excursão do fluxo.

A obtenção de núcleos de ferrite minúsculos, para operação em frequências em torno de Megahertz, com uma permeabilidade muito alta, soluciona alguns destes problemas.

6.4 Conclusões

A utilização do indutor ressonante não linear, como uma técnica para aumentar a faixa de carga e diminuir a faixa de frequência de chaveamento do Conversor HB-ZVS-QRC foi proposta e discutida neste capítulo. Estudos analíticos do Conversor HB-ZVS-QRC, com o indutor ressonante linear e depois com o não linear, foram apresentados. A técnica mostrou-se desejável também para o Conversor HB-ZVS-QRC.

Os esforços para trabalhar com o Conversor HB-ZVS-QRC, com indutor

ressonante não linear, em 1MHz, depararam-se com a limitação da faixa de frequência de chaveamento, em algumas centenas de KHz, devido às perdas no núcleo e principalmente à tolerância térmica do material do núcleo.

O emprego do indutor ressonante não linear, em conversores com tensão de entrada elevada, frequência de chaveamento alta e correntes baixas no primário, fica limitado. Isto é devido a necessidade de uma corrente de saturação para o núcleo. Para que o indutor sature é necessário muitas espiras, tornando-o um indutor com grande valor, o que não é desejado.

CAPÍTULO 7

CONVERSOR EM PONTE COMPLETA MODULADO POR LARGURA DE PULSO COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

7.1 *Introdução*

Uma eficiente conversão de potência em alta frequência requer redução das perdas de comutação. Os conversores ressonantes convencionais podem prover comutação sob tensão nula (ZVS) ou comutação sob corrente nula (ZCS), mas eles requerem uma faixa de frequência de controle mais ampla. Os conversores quase-ressonante e multi-ressonante foram propostos para uma faixa de frequência de controle reduzida. Os estresses elevados sobre os componentes, tornaram-os impraticáveis para aplicações com potência alta e tensão elevada. Os conversores ressonantes com frequência fixa podem alcançar a comutação sob tensão nula ou sob corrente nula. No entanto, isto é obtido às custas do aumento do estresse sobre os componentes.

Nos conversores PWM convencionais as perdas de comutação são especialmente pronunciadas em aplicações de alta potência e tensão elevada [33]. Circuitos "Snubbers" são normalmente necessários, adicionando perdas significativas na operação em alta frequência.

Novas técnicas para reduzir as perdas na comutação, nos conversores modulados em largura de pulso (PWM), tem sido propostas [28,33,36,37,44]. A técnica PWM com comutação sob tensão nula, aplicada ao conversor em Ponte Completa, é considerada mais desejável para aplicações que combinem os benefícios do conversor quase-ressonante com comutação sob tensão nula e as técnicas PWM, evitando suas maiores desvantagens. As chaves no primário, do Conversor em Ponte Completa ZVS-PWM são comutadas sob tensão nula e estão submetidas a baixo estresse de corrente. Desta forma, as perdas de comutação são bem reduzidas, sem um aumento significativo na perda em condução. Além disso, o conversor opera com uma frequência constante, facilitando a otimização do projeto do circuito.

No entanto, devido a necessidade de um indutor ressonante relativamente grande, o Conversor FB-ZVS-PWM opera com uma energia circulante alta [33,45], a qual aumenta as perdas em condução e os estresses de corrente e tensão das chaves, comparadas com o conversor PWM. Em adição, este indutor ressonante interage com a capacitância de junção do diodo retificador, provocando oscilações parasitas, e aumentando a perda e o ruído na comutação. Estas são as maiores limitações do Conversor FB-ZVS-PWM.

Este capítulo apresenta um método simples e efetivo para superar as desvantagens acima mencionadas. Utilizando um indutor saturável como indutor ressonante, durante a transição da comutação, o desempenho do Conversor FB-ZVS-PWM é melhorado [38,45].

7.2 Análise do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Linear

A Fig. 1, mostra o diagrama do circuito e suas formas de onda principais. A operação deste circuito está detalhada nas referências [33,35,37].

Empregando o controle por defasamento, ele cria um estágio de roda livre com operação quase-ressonante, o que habilita a operação com frequência constante através do controle do intervalo de tempo deste estágio de roda livre.

Para alcançar a comutação sob tensão nula, este circuito não requer chaves adicionais. A indutância de dispersão do transformador de potência, é usada para aumentar a faixa da comutação sob tensão nula. Neste conversor, a corrente eficaz é maior do que a do conversor FB-PWM convencional, mas menor do que as correntes eficazes nos conversores ressonantes [33]. A comutação sob tensão nula permite a operação com estresse e perdas de comutação bem reduzidas, eliminando a necessidade de circuitos "snubber"s no primário. Isto habilita a operação em alta frequência.

O Conversor FB-ZVS-PWM providencia a comutação sob tensão nula para todas as chaves. Um defasamento determina a razão cíclica de operação do conversor. A comutação sob tensão nula é alcançada utilizando a energia armazenada no indutor ressonante, para descarregar a capacitância de saída das chaves, antes delas entrarem em condução. Para garantir a comutação sob tensão nula, a energia armazenada no indutor ressonante deve ser maior do que a energia armazenada nas capacitâncias de saída dos MOSFETs.

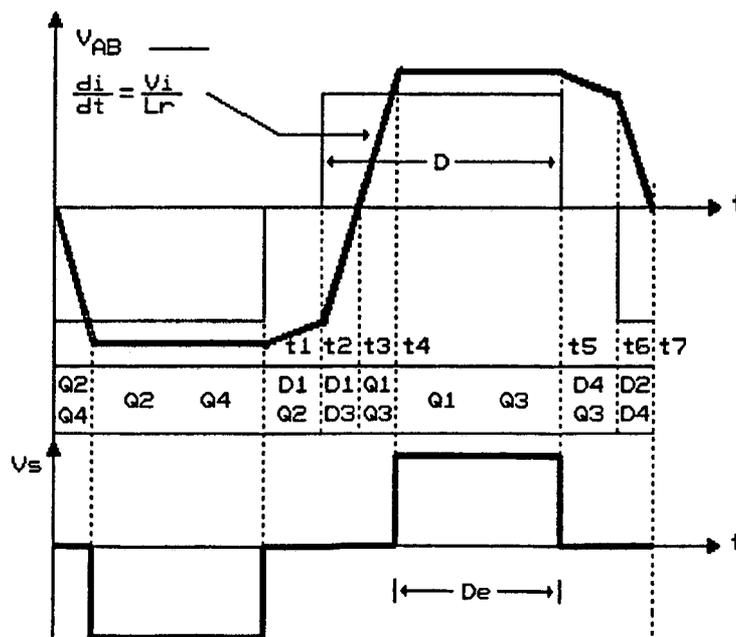
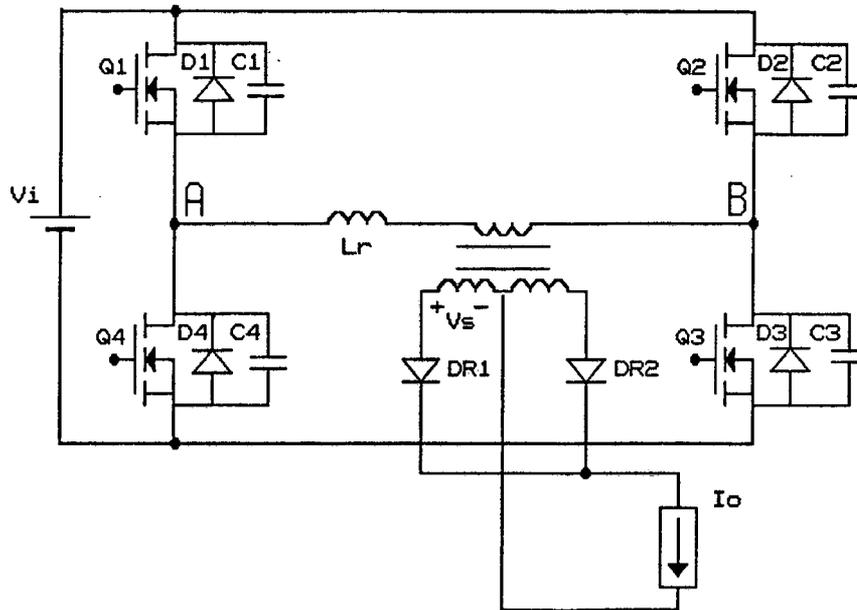


Fig. 7.1 Formas de onda principais, do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear

Q_2 e D_1 estão conduzindo, e no instante t_2 , Q_2 é bloqueado e a corrente através do primário do transformador carrega a capacitância de saída de Q_2 e descarrega a capacitância de Q_3 , habilitando o diodo D_3 . Depois que D_3 entra em condução, Q_3 pode ser habilitado para entrar em condução, sem tensão aplicada sobre ele. A comutação sob tensão nula, das chaves Q_2 e Q_3 , é obtida pela ressonância entre a indutância ressonante L_r e a capacitância de saída das chaves. A comutação destas chaves é dependente da corrente de carga do conversor e, para baixos valores da corrente de carga, a energia do indutor ressonante pode não ser suficiente para carregar/descarregar a capacitância de saída dos MOSFETs e por em condução o diodo em antiparalelo. Para baixos valores da corrente de carga a comutação sob tensão nula é perdida.

No instante t_5 , Q_1 é bloqueado e a corrente através do primário descarrega a capacitância de saída de Q_4 e carrega a capacitância de saída de Q_1 . O diodo D_4 entra em condução. Depois de D_4 estar conduzindo, Q_4 pode ser habilitado a conduzir, sem tensão aplicada. Neste caso, a corrente através do primário do transformador é a corrente de saída refletida ao primário. A carga e a descarga das capacitâncias de saída de Q_1 e Q_4 , utilizam a energia armazenada em L_r mais a energia no indutor do filtro de saída. Desde que a energia no indutor de filtragem é alta, comparada com a energia necessária para a carga/descarga das capacitâncias no primário, elas podem ser consideradas carregadas de forma linear com uma corrente constante. A comutação sob tensão nula nestas chaves é facilmente obtida.

Comparado com o conversor PWM convencional, o Conversor FB-ZVS-PWM utiliza um indutor ressonante (L_r) para alcançar a comutação sob tensão nula. O valor do indutor é determinado pela faixa de carga e faixa de tensão de entrada, sob a qual a comutação sob tensão nula é mantida. Uma indutância ressonante grande é requerida

para reduzir as perdas na comutação para uma faixa larga de carga e tensão de entrada. No entanto, uma indutância ressonante grande obriga a uma energia circulante muito alta, aumentando as perdas de condução. Portanto, a corrente de carga, sob a qual a comutação sob tensão nula é mantida, é relativamente limitada em circuitos práticos, ou seja, a comutação existe para uma faixa de carga limitada [28,33,35,43,44,45].

A quantidade de energia circulante, está diretamente ligada a perda da razão cíclica no secundário. Na Fig. 7.1, pode ser visto que a razão cíclica da tensão secundária, D_e , é bem menor do que a da tensão primária. A perda da razão cíclica é provocada pelo intervalo de tempo (t_2-t_4) necessário para mudar a direção da corrente no primário, devido a presença de um indutor ressonante grande. Dada a tensão de entrada, a perda da razão cíclica é determinada pela corrente de carga, I_o , e pela inclinação da curva, (V/L_r), da corrente no indutor. Uma indutância ressonante maior ou uma corrente de carga mais alta, aumenta a perda da razão cíclica.

7.2.1 Razão Cíclica Efetiva

A razão cíclica efetiva, no secundário do transformador, do Conversor FB-ZVS-PWM, D_e , pode ser representada por:

$$D_e = D - \Delta D \quad (7.1)$$

onde:

ΔD = perda da razão cíclica.

D = razão cíclica do conversor.

Desprezando-se as perdas no indutor de filtragem e nas R_{DSon} dos MOSFETs, a corrente do indutor ressonante fica representada pela Fig. 7.2.

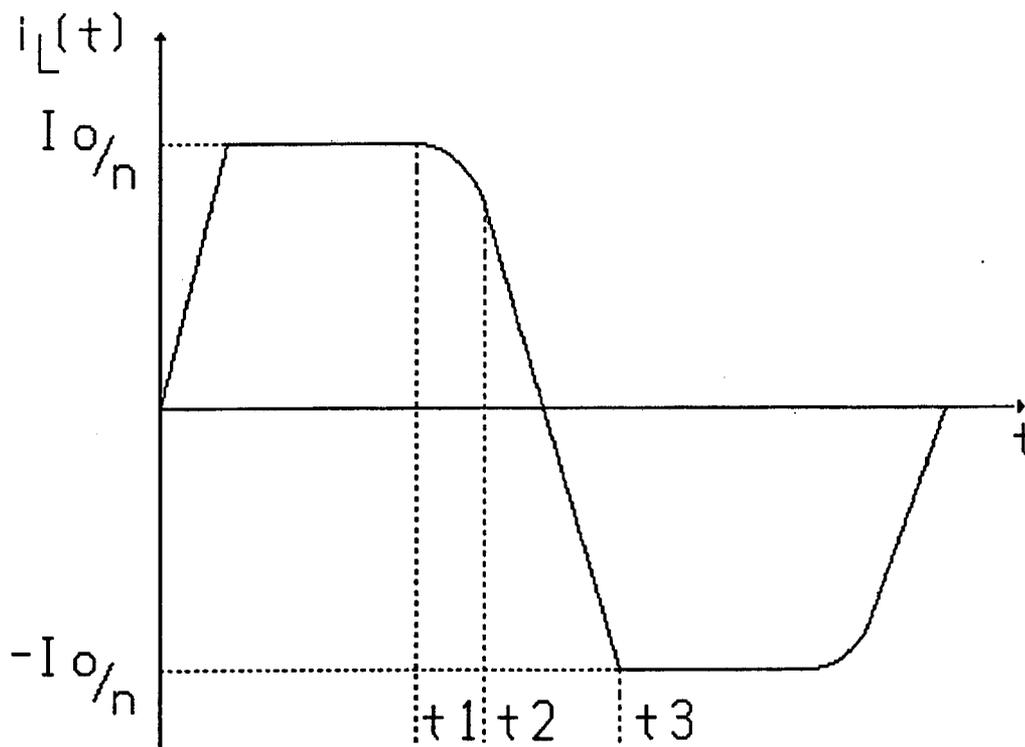


Fig. 7.2 Forma de onda da corrente, no indutor ressonante linear, do Conversor FB-ZVS-PWM

Considerando-se a forma de onda da corrente no indutor, representada na Fig. 7.2, para fins de cálculo da razão cíclica efetiva, notam-se os dois estágios que provocam perda da razão cíclica e que são:

- Estágio Ressonante (t_1, t_2)

Representado pelas expressões:

$$i_L = I_p \cos \omega_o t \quad (7.2)$$

$$v_C = I_p \sqrt{\frac{L_r}{2C}} \sin \omega_o t \quad (7.3)$$

onde:

$$I_p = I_d n \quad (7.4)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r 2C}} \quad (7.5)$$

C = capacitância intrínseca do MOSFET.

Este estágio termina quando $v_C = V_i$, assim:

$$\sin \omega_o t = \frac{V_i}{I_p \sqrt{\frac{L_r}{2C}}} = \frac{1}{\alpha} \quad (7.6)$$

ou

$$\alpha = \frac{I_p}{V_i} \sqrt{\frac{L_r}{2C}} \quad (7.7)$$

Desta forma:

$$t_2 - t_1 = \Delta t_1 = \frac{\arcsin(1/\alpha)}{\omega_o} \quad (7.8)$$

- Estágio linear (t_2, t_3)

Representado pelas expressões:

$$i_L = I_1 - \frac{V_I}{L_r} \cdot t \quad (7.9)$$

$$v_C = V_I \quad (7.10)$$

Quando $i_L = I_p$, encerra-se este estágio, e o intervalo de tempo fica definido por:

$$t_3 - t_2 = \Delta t_2 = (I_p - I_1) \cdot \frac{V_I}{L_r} \quad (7.11)$$

onde:

$$I_1 = I_p \cos \omega_o \Delta t_1 = \sqrt{1 - \sin^2 \omega_o \Delta t_1} \quad (7.12)$$

Assim:

$$I_1 = I_p \frac{\sqrt{\alpha^2 - 1}}{\alpha} \quad (7.13)$$

Substituindo a expressão (7.13) na expressão (7.11), tem-se:

$$\Delta t_2 = \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}}{\omega_o} \quad (7.14)$$

A perda da razão cíclica, fica sendo definida pela soma das expressões (7.8) e (7.14) e está representada na expressão (7.15). A expressão (7.16), representa a razão cíclica efetiva.

$$\Delta D = \frac{(\Delta t_1 + \Delta t_2)}{\frac{T}{2}} = \frac{2.f}{\omega_o} \left(\arcsin \frac{1}{\alpha} + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right) \quad (7.15)$$

$$D_e = D - \frac{f}{\pi f_o} \left(\arcsin \frac{1}{\alpha} + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right) \quad (7.16)$$

Como a tensão de entrada e frequência de chaveamento são constantes, a perda da razão cíclica fica sendo definida pela corrente de carga refletida ao primário e pela indutância ressonante.

Para situações em que o estágio ressonante é bem menor do o estágio linear, a expressão (7.15), que representa a perda da razão cíclica, pode ser simplificada e representada pela expressão (7.17) e a razão cíclica efetiva pela expressão (7.18).

$$\Delta D = \frac{4.L_\sigma I_p f}{V_i} \quad (7.17)$$

$$D_e = D - \frac{4.L_\sigma I_p f}{V_i} \quad (7.18)$$

7.2.2 Características de Saída do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Linear

A característica de saída do Conversor FB-ZVS-PWM, pode ser representada como:

$$V_o = D_e \frac{V_i}{n} \quad (7.19)$$

onde:

n = relação de transformação

A característica de saída, normalizada, fica representada pela expressão (7.20).

$$\frac{V_o}{V_i} = D - \frac{f}{\pi \cdot f_o} \left(\arcsin \frac{1}{\alpha} + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right) \quad (7.20)$$

As características de saída estão representadas na Fig. 7.3.

A partir da Fig. 7.3, observa-se que este conversor possui uma faixa de carga limitada. Para aumentar esta faixa, uma indutância ressonante maior é necessária, mas uma indutância muito grande corresponde a uma razão cíclica efetiva, D_e , muito pequena, o que obriga a uma relação de espiras, do transformador, muito pequena. Conseqüentemente, a corrente no primário, I_p/N , é maior, levando a perdas em condução maiores. Da mesma forma, a sobretensão nos diodos do secundário, $2V/n$, é também aumentada, obrigando ao uso de diodos retificadores com uma capacidade de tensão maior.

O Conversor FB-ZVS-PWM, tem outro problema que são as oscilações parasitas,

entre as capacitâncias de junção dos diodos retificadores e o indutor ressonante [28,33,43,45]. Este problema é o mais crítico neste conversor, do que no Conversor FB-PWM convencional, por que a indutância ressonante é bem maior do que a indutância de dispersão do transformador do Conversor FB-PWM convencional. A frequência de oscilação é:

$$f_{osc} = \frac{n}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r C_{ret}}} \quad (7.21)$$

onde:

C_{ret} = capacitância de junção do diodo.

Para grandes valores de L_r , a f_{osc} é baixa, provocando uma sobretensão maior no diodo, no circuito "snubber" e ruído na comutação [28,43,45].

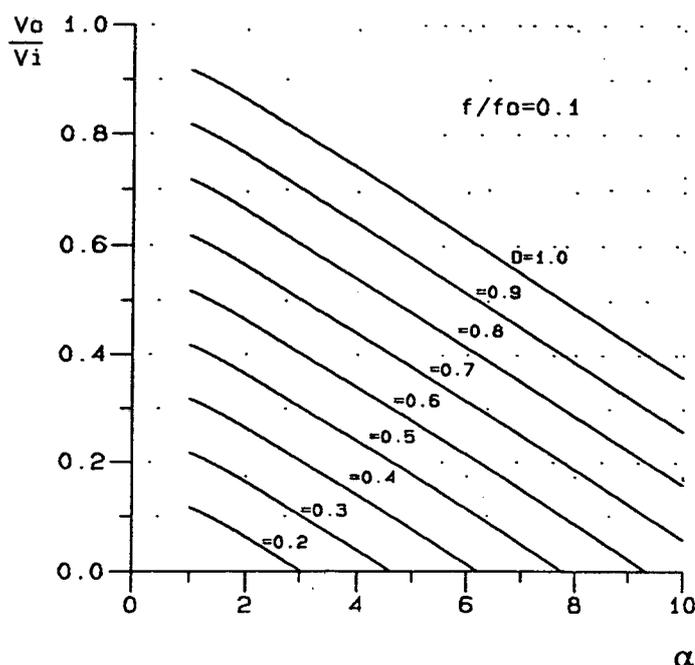


Fig. 7.3 Características de saída do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear

7.3 Análise do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear

O Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear, e as formas de onda principais estão representadas na Fig. 7.4

No instante t_2 ou t_5 , a corrente no indutor alcança a corrente de saturação, e o indutor é saturado, Então a corrente no indutor cresce abruptamente até atingir a corrente de saída refletida ao primário, I_o/n . No mesmo tempo a tensão no secundário passa para V_o/n . A razão cíclica efetiva do conversor é acrescida de ΔD_e , como visto na Fig. 7.4. Quando D_1 entra em condução, a corrente do indutor decresce rapidamente até o indutor sair da saturação. O comportamento do indutor ressonante não linear, como função da corrente de carga, pode ser representado pelas seguintes expressões:

$$L_r = L_o \quad \text{pl} \quad I_p < I_a \quad (7.22)$$

$$L_r = L_o \frac{I_a^2}{I_p^2} \quad \text{pl} \quad I_p \geq I_a \quad (7.23)$$

Substituindo as expressões (7.22) e (7.23) em (7.7), tem-se:

$$\alpha = \frac{I_p}{V_i} \sqrt{\frac{L_o}{2C}} \quad \text{pl} \quad I_p < I_a \quad (7.24)$$

$$\alpha_a = \frac{I_a}{V_i} \sqrt{\frac{L_o}{2C}} \quad \text{pl} \quad I_p \geq I_a \quad (7.25)$$

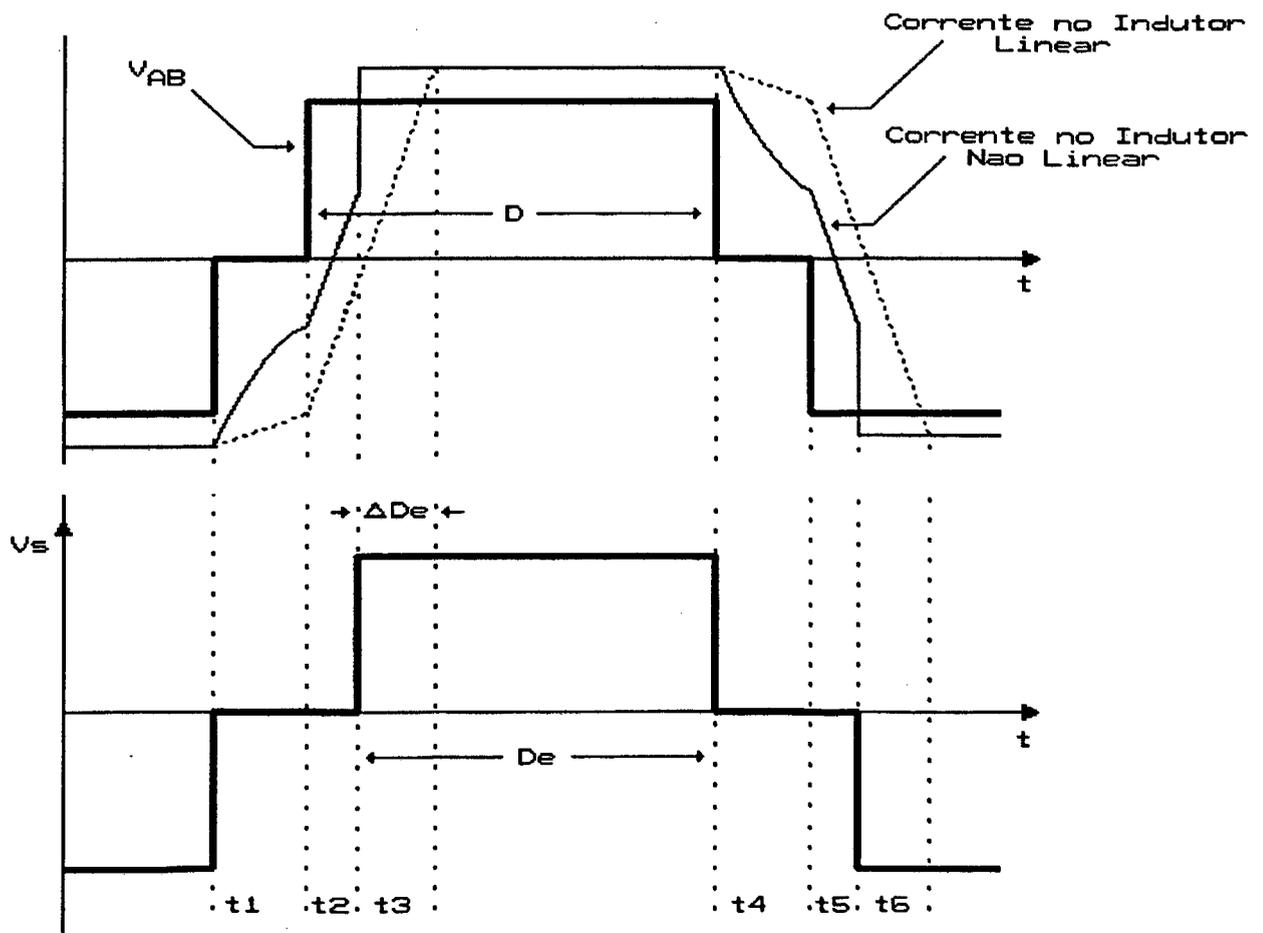
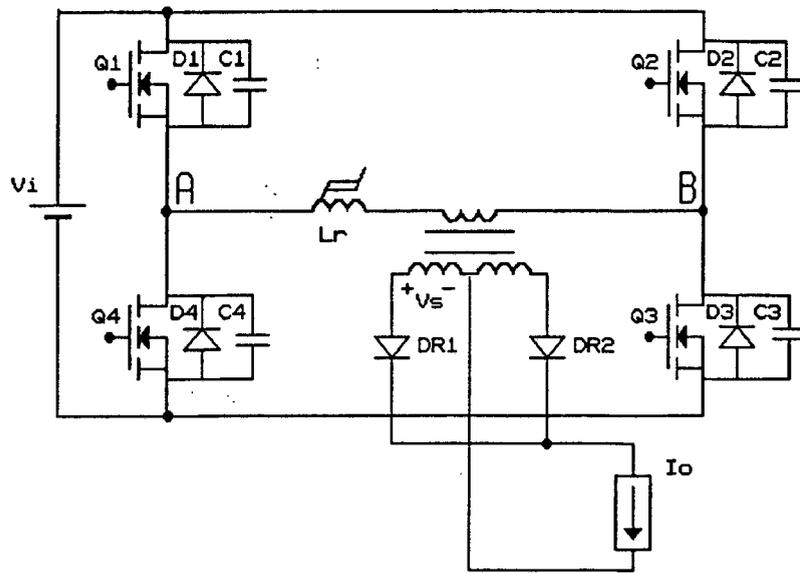


Fig. 7.4 Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear

7.3.1 Razão Cíclica Efetiva

A perda da razão cíclica, para o Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear, torna-se constante a partir de $I_p > I_a$ e fica definida por:

$$\Delta D = \frac{f}{\pi \cdot f_o} \left(\arcsin \frac{1}{\alpha_a} + \alpha_a + \sqrt{\alpha_a^2 - 1} \right) \quad (7.26)$$

Como o aumento de corrente não produz mais aumento da perda da razão cíclica, uma relação de transformação maior é possível, o que por sua vez diminui a corrente no primário, reduzindo as perdas por condução dos MOSFETs e também reduzindo a sobretensão nos diodos retificadores ($2V/n$).

A razão cíclica efetiva é representada pelas expressões (7.27) e (7.28).

$$D_e = D - \frac{f}{\pi \cdot f_o} \left(\arcsin \frac{1}{\alpha} + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right) \quad \text{pl } I_p < I_a \quad (7.27)$$

$$D_e = D - \frac{f}{\pi \cdot f_o} \left(\arcsin \frac{1}{\alpha_a} + \alpha_a + \sqrt{\alpha_a^2 - 1} \right) \quad \text{pl } I_p \geq I_a \quad (7.28)$$

7.3.2 Características de Saída do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear

A característica de saída, normalizada, é representada pelas expressões (7.29) e (7.30).

$$\frac{V_o}{V_i} = D - \frac{f}{\pi \cdot f_o} \cdot \left(\arcsin \frac{1}{\alpha} + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right) \quad \text{pl } I_p < I_a \quad (7.29)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = D - \frac{f}{\pi \cdot f_o} \cdot \left(\arcsin \frac{1}{\alpha_a} + \alpha_a + \sqrt{\alpha_a^2 - 1} \right) \quad \text{pl } I_p \geq I_a \quad (7.30)$$

As características de saída do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear, são mostradas na Fig. 7.5, para diferentes valores da razão cíclica D. Pode ser visto que o conversor comporta-se como uma fonte de tensão, com tensão de saída dependente diretamente da razão cíclica, D, e pouco dependente da corrente de carga, para $I_p > I_a$.

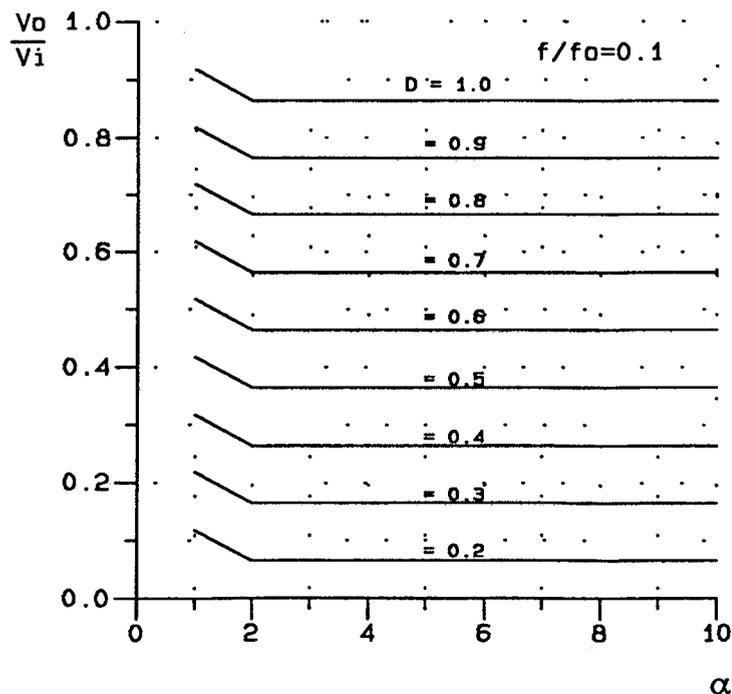


Fig. 7.5 Características de saída do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear

7.3.3 Energia Armazenada no Indutor Ressonante

A energia armazenada, em um indutor linear, é proporcional ao quadrado de sua corrente. Desta forma, a energia circulante, no Conversor FB-ZVS-PWM, é proporcional ao quadrado da corrente de carga. Se o conversor é projetado para alcançar a comutação sob tensão nula para 20% da corrente de carga, a energia circulante para plena carga será 25 vezes a energia necessária para descarregar as capacitâncias dos MOSFETs.

No caso do indutor ressonante não linear, a energia armazenada torna-se constante, quando a corrente $I_p > I_a$. Esta energia é a energia de saturação do indutor ressonante não linear, e é dada pela expressão (7.31).

$$E_s = \frac{L_o I_a^2}{2} \quad \text{pl } I_p \geq I_a \quad (7.31)$$

Teoricamente, se o conversor é projetado para ter o indutor saturado em 20% da corrente de carga ($I_a/I_p = 5$), e a energia de saturação do indutor é igual a energia necessária para descarregar as capacitâncias de junção dos MOSFETs, esta energia armazenada, que garante a comutação sob tensão nula é:

$$\frac{L_o I_a^2}{2} = \frac{C \cdot V_i^2}{2} \quad (7.32)$$

Então, o conversor operará com comutação sob tensão nula para 20% da corrente de carga, enquanto impõe a mínima energia circulante. Com o emprego do indutor ressonante não linear, o Conversor FB-ZVS-PWM pode alcançar a comutação

sob tensão nula, para uma faixa de carga maior, sem aumentar a energia circulante.

A Fig. 7.6, mostra a energia do indutor ressonante não linear como função da corrente.

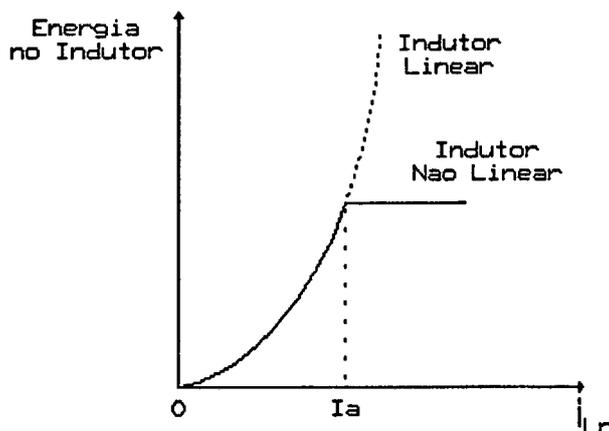


Fig. 7.6 Energia do indutor ressonante não linear versus corrente.

7.4 Projeto do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear

Dados de entrada

$$P_o = 1,25\text{kW}$$

$$V_i = 300\text{V}$$

$$V_o = 50\text{V}$$

$$f = 100\text{kHz}$$

$$I_o = 25\text{A}$$

7.4.1 Cálculo do Transformador

a) Produto $A_e \cdot A_w$ do núcleo

O produto $A_e \cdot A_w$ do núcleo é obtido utilizando-se a expressão (7.33) [58,84].

$$A_e \cdot A_w = \frac{P_{in(máx)}}{K_t K_u K_p J \Delta B f} \cdot 10^4 \text{ cm}^4 \quad (7.33)$$

Onde:

A_e = área efetiva da perna central do núcleo

A_w = área da janela do núcleo com carretel

$P_{in(máx)} = P_{o(máx)}/\eta$

η = eficiência

K_t = fator de topologia

K_u = fator de utilização da janela

K_p = fator de utilização do primário

J = densidade máxima de corrente

ΔB = excursão da densidade de fluxo magnético

f = frequência de chaveamento do conversor

Para o Conversor FB-ZVS-PWM:

$$K_t = 1,00$$

$$K_u = 0,40$$

$$K_p = 0,41$$

e adotando:

$$\eta = 0,85$$

$$J = 300\text{A/cm}^2$$

$$\Delta B = 0,3T$$

Com estes valores, o produto $A_e \cdot A_w$ fica sendo:

$$A_e \cdot A_w = 9,96\text{cm}^4$$

Com este valor, foi escolhido o núcleo o núcleo de ferrite E-65/26, material IP-6 Thornton, com os seguintes valores:

$$A_e = 5,32\text{cm}^2$$

$$A_w = 3,70\text{cm}^2$$

b) Número de espiras do enrolamento primário

O número mínimo de espiras no primário é calculado pela expressão (7.34).

$$N_p \geq \frac{V_I}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f} \quad (7.34)$$

Com os valores de A_e e A_w , ΔB fica sendo:

$$\Delta B = 0,15T$$

Com este valor, o número mínimo de espiras no primário é:

$$N_p = 19 \text{ espiras}$$

c) Relação de transformação

A relação de transformação é calculada pela seguinte expressão:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{0,9 \cdot (V_i - 2 \cdot V_{DSon}) \cdot D_e}{V_o + V_F} \quad (7.35)$$

onde:

$$V_F = 1V \text{ (queda de tensão direta do diodo)}$$

$$V_{DSon} = 3V \text{ (queda de tensão direta do MOSFET)}$$

$$D_e = 0,8 \text{ para } V_o = 50V$$

$$n = 4$$

optou-se por:

$$N_p = 24 \text{ espiras}$$

$$N_s = 6 \text{ espiras}$$

d) Dimensionamento do enrolamento secundário

A corrente eficaz, em cada enrolamento secundário, é dada pela expressão (7.36).

$$I_{Sef} = I_o \sqrt{\frac{D_{em\acute{a}x}}{2}} \quad (7.36)$$

Assumindo $D_{em\acute{a}x} = 0,9$, para $I_o = 25A$, a corrente eficaz fica sendo:

$$I_{Sef} = 16,8A$$

A área total dos fios dos enrolamentos do secundário é obtida por:

$$S_{TS} = \frac{I_{S_{ef}}}{J} \quad (7.37)$$

Para $J = 300A/cm^2$, obtêm-se:

$$S_{TS} = 0,056cm^2$$

Para evitar o efeito pelicular e minimizar o efeito de proximidade, quando circula uma corrente alternada de alta frequência (maior ou igual a 100kHz) nos enrolamentos do transformador, associa-se fios trançados em paralelo, formando o fio Litz. Neste caso o raio de cada fio deve ser menor que a profundidade de penetração Δ . Recomenda-se também, para minimizar o efeito de proximidade, o emprego de uma única camada de fios para cada enrolamento. A profundidade de penetração é obtida pela expressão (7.38).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (7.38)$$

Para a frequência de 100kHz, a profundidade é igual a:

$$\Delta = 0,023717 \text{ cm}$$

Desse modo, o diâmetro máximo de um fio nessa frequência é:

$$Diam_{m\acute{a}x} = 2 \cdot \Delta \quad (7.39)$$

Assim:

$$Diam_{m\acute{a}x} = 0,04743\text{cm}$$

Neste caso o fio 24 AWG foi escolhido. A sua seção transversal é igual a $S_f = 0,002047\text{cm}^2$. O número de fios a serem empregados em paralelo é dado pela expressão (7.40)

$$n_f = \frac{S_{TS}}{S_f} \quad (7.40)$$

Com os valores acima, o valor obtido é:

$$n_f = 27 \text{ fios}$$

e) Dimensionamento do enrolamento primário

A corrente eficaz no enrolamento primário é dada pela expressão (7.41)

$$I_{p\text{ef}} = \frac{I_o}{n} \cdot \sqrt{D_{m\acute{a}x}} \quad (7.41)$$

Assumindo $D_{m\acute{a}x} = 1$, para $I_o = 25\text{A}$, o valor da corrente eficaz obtida é:

$$I_{p\text{ef}} = 6,25\text{A}$$

Adotando o mesmo procedimento anterior, obtem-se para o enrolamento do primário, 10 fios da bitola 24 AWG.

f) Cálculo térmico do transformador

f.1) Perdas no núcleo de ferrite

Estas perdas são calculadas pela seguinte expressão empírica:

$$P_N = \Delta B^{2.4} \cdot (K_H \cdot f + K_E \cdot f^2) \cdot V_o \quad (7.42)$$

onde:

K_H = coeficiente de perdas por histerese.

K_E = coeficiente de perdas por correntes parasitas

V_o = volume do núcleo

Para núcleo de ferrite:

$$K_H = 4 \times 10^{-5}$$

$$K_E = 4 \times 10^{-10}$$

Para o núcleo escolhido tem-se $V_o = 78,2\text{cm}^3$ e considerando $\Delta B = 0,15\text{T}$, as perdas obtidas são:

$$P_N = 6,6\text{W}$$

f.2) Perdas no cobre

As perdas no cobre, são calculadas pela expressão (7.43).

$$P_C = R_C \cdot N \cdot I_r^2 \quad (7.43)$$

onde:

R_C = resistência por unidade de comprimento (ohm/cm)

l_t = comprimento médio de uma espira (cm)

N = número de espiras de cada enrolamento

I_{ef} = valor eficaz da corrente no enrolamento (A)

A partir dos catálogos do fio 24 AWG e do núcleo E-65/26, obtêm-se:

$$R_C = 0.001125 \Omega/\text{cm}$$

$$l_t = 14,8 \text{ cm}$$

O total de perdas no cobre é a soma das perdas no primário e no secundário, e o seu valor é :

$$P_C = 3,5\text{W}$$

f.3) Elevação da temperatura do transformador

O cálculo da elevação da temperatura no núcleo, é feita pela expressão (7.44)

$$\Delta T = P_T R_T \quad (7.44)$$

onde:

ΔT = elevação da temperatura (°C)

P_T = total das perdas no núcleo(W)

R_T = resistência térmica do núcleo (°C/W)

R_T é calculado pela expressão (7.45)

$$R_T = 23.(A_e.A_w)^{-0,37} \quad (7.45)$$

Com as perdas calculadas e o núcleo especificado, ΔT é:

$$\Delta T = 77^\circ\text{C}$$

Na prática, a elevação de temperatura foi inferior.

7.4.2 Capacitor Série

Nos conversores em Ponte Completa ou Meia Ponte, emprega-se em série com o primário do transformador, um capacitor destinado a impedir a circulação de componente contínua de corrente no próprio transformador. Tais correntes provocariam a saturação do núcleo, oferecendo como conseqüência uma provável destruição de um dos MOSFETs.

A componente contínua aparece devido as desigualdades dos tempos de comutação dos transistores. A capacitância C_b pode ser calculada com a seguinte expressão:

$$C_b \geq \frac{I_{p_{máx}}}{2.f.\Delta V_{C_{máx}}} \quad (7.46)$$

Assumindo : $\Delta V_{C_{máx}} = 0,03 \cdot V_i = 9\text{V}$

$$C_b = 5\mu\text{F}$$

7.4.3 Diodos Retificadores de Saída

O indutor ressonante interage com as capacitâncias de junção dos diodos, provocando sobretensões, oscilações parasitas e aumentando as perdas na comutação. Os diodos ultra-rápidos são utilizados para reduzir estas perdas. Um circuito de grampeamento deve ser utilizado, para limitar a máxima tensão sobre os diodos [28,33].

Considerando que a corrente média em cada diodo é $I/2 = 12,5A$ e que a máxima tensão reversa não será maior do que 300V, o diodo MUR1530 foi escolhido.

Ele apresenta os seguintes parâmetros:

$$I_F = 15A \text{ (corrente direta)}$$

$$I_{Fpk} = 30A \text{ (corrente de pico repetitivo)}$$

$$V_R = 300V \text{ (máxima tensão reversa)}$$

$$t_{rr} = 60ns \text{ (tempo de recuperação reversa)}$$

O projeto do circuito de grampeamento está no apêndice A.

7.4.4 Escolha dos MOSFETs

A escolha dos MOSFETs teve como critério principal, a disponibilidade. O MOSFET escolhido foi o MTM15N50, com os seguintes parâmetros:

$$V_{DS} = 500V$$

$$R_{DS} = 0,4\Omega \text{ em } 25^\circ C$$

$$I_D = 15A$$

$$C_{oss} = 500pF$$

7.4.5 Escolha da Faixa de Comutação Sob Tensão Nula.

A faixa de carga escolhida é de 80% da corrente de carga nominal, ou seja a corrente mínima que garante a comutação sob tensão nula é:

$$I_{min} = 1,25A$$

7.4.6 Cálculo do Indutor Ressonante Não Linear

a) Cálculo de L_o

Com a corrente mínima definida, o cálculo de L_o é feito pela expressão (7.47)

$$L_o = \left(\frac{V_l}{I_{min}} \right)^2 \cdot 2 \cdot C \quad (7.47)$$

Lembrando que L_o é a indutância na região linear.

b) Cálculo de I_a

Utilizando-se o núcleo E-20, material IP-6, que foi utilizado no capítulo 2, com os valores de $L_o = 6\mu H$ e $I_a = 4A$, a sua energia de saturação pode ser calculada com a expressão (7.31), assim:

$$E_s = 48\mu J$$

Com o valor de L_o e E_s , pode-se calcular a corrente I_a , para o Conversor FB-ZVS-PWM, com a expressão (7.48).

$$I_a = \sqrt{\frac{2 \cdot E_s}{L_o}} \quad (7.48)$$

$$I_a = 1,33A$$

c) Número de espiras

Como o núcleo é o mesmo utilizado para o Conversor Buck, e aplicando a lei de Ampère, pode-se calcular o número de espiras com a expressão (7.49).

$$N_{FB} = \frac{N_{BUCK} \cdot I_{aBUCK}}{I_{aFB}} \quad (7.49)$$

N_{FB} = número de espiras do indutor para o FB-ZVS-PWM.

N_{BUCK} = número de espiras do indutor para o Buck.

I_{aFB} = corrente I_a do FB-ZVS-PWM.

I_{aBUCK} = corrente I_a do Buck.

Com os valores do capítulo 2, o número de espiras do indutor ressonante não linear, para o Conversor FB-ZVS-PWM é:

$$N_{FB} = 12 \text{ espiras}$$

O indutor fica definido com os seguintes parâmetros:

$$L_o = 60\mu H$$

$$I_a = 1,33A$$

$$N = 12 \text{ espiras}$$

O núcleo escolhido tem os seguintes parâmetros:

$$A_e = 0,312\text{cm}^2$$

$$A_w = 0,26\text{cm}^2$$

$$l_t = 3,8\text{cm}$$

$$l_e = 4,28\text{cm}$$

$$V_e = 1,34\text{cm}^3$$

d) Dimensionamento dos fios do Indutor ressonante não linear.

A corrente eficaz no indutor é a mesma do enrolamento primário. O fio 24 AWG foi escolhido e o número de fios trançados em paralelo foi de 10 fios.

e) Cálculo térmico do indutor ressonante não linear

e.1) Perdas no núcleo de ferrite

As perdas no núcleo são calculadas com a expressão (7.42). O indutor opera com a máxima densidade de fluxo, desta forma $\Delta B = 0,6\text{T}$ e as perdas ficam sendo:

$$P_N = 3,14\text{W}$$

e.2) Perdas no Cobre

As perdas no cobre são calculadas com a expressão (7.43). O valor obtido para as perdas no cobre é de:

$$P_C = 0,2\text{W}$$

As perdas no cobre são desprezíveis.

e.3) Elevação de temperatura ΔT do núcleo

A elevação de temperatura é obtida com a expressão (7.44). A resistência térmica deste núcleo é igual a 58,3°C/W, e a elevação da temperatura obtida é:

$$\Delta T = 194,6^{\circ}\text{C}$$

Devido a elevação de temperatura ser muito alta, o indutor ressonante foi montado sobre um dissipador. O dissipador escolhido foi o KP1.4 da SEMIKRON.

7.4.7 Cálculo da perda da razão cíclica

Com a corrente I_a calculada, pode-se obter a perda da razão cíclica, com a expressão (7.26), onde:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_o \cdot 2C}} \quad (7.50)$$

$$\alpha_a = \frac{I_a}{V_i} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{2C}} \quad (7.51)$$

Substituindo os valores obtêm-se $f_o = 650\text{kHz}$ e $\alpha_a = 1,09\text{radianos}$ e a perda da razão cíclica obtida é:

$$\Delta D = 0,13$$

Na prática ΔD é menor, pois com o aumento da corrente de carga, a indutância diminui e a frequência f_o aumenta, o que diminui ΔD . O comportamento de f_o está explicado no capítulo 2.

7.4.8 Considerações sobre o Projeto

a) Indutor linear

Substituindo-se o indutor não linear por outro linear, e com o mesmo valor ($L_o = 60\mu\text{H}$), a perda da razão cíclica, mantendo-se todas as condições anteriores, é:

$$\Delta D = 0,5$$

Este valor de ΔD , levaria a um transformador com relação de transformação de $n = 2,2$. Isto resulta em um significativo aumento na perda em condução no primário (cerca de 230%) e sobretensões maiores nos diodos retificadores.

b) Indutância de dispersão do transformador

O transformador de potência deve ter uma indutância de dispersão mínima, quando a estrutura estiver operando com o indutor ressonante não linear. Uma indutância de dispersão muito alta, iria absorver o efeito do indutor não linear.

c) Limitações do Indutor ressonante não linear

O tamanho do indutor ressonante não linear é muito pequeno, desde que um material magnético com uma permeabilidade muito alta possa ser empregado. Entretanto, devido a excursão da densidade de fluxo magnético ser muito alta (da área

de saturação negativa para a área de saturação positiva), a faixa da frequência de chaveamento do conversor deve ser limitado a algumas centenas de kHz, a qual é determinada principalmente pela tolerância térmica do material do núcleo

O Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear, projetado, está representado na Fig. 7.7.

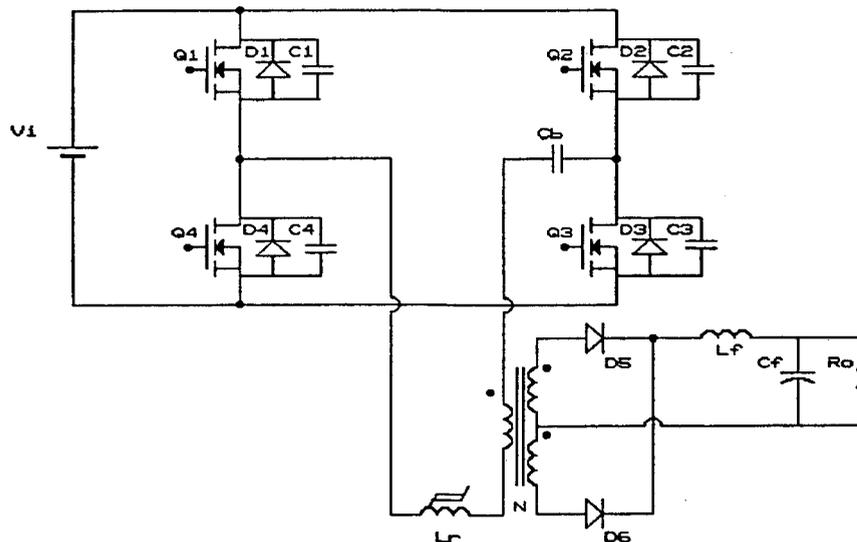


Fig. 7.7 Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear, projetado.

Os parâmetros do protótipo são os seguintes:

$$V_i = 300V$$

$$Q_1-Q_4 = \text{MTM15N50 (Motorola)}$$

$$D_5, D_6 = \text{MUR1530 (Motorola)}$$

$$L_r = 12 \text{ espiras/núcleo E-20, material IP-6 (Thornton)}$$

$$C_b = 5\mu F$$

$$L_f = 61\mu H$$

$$C_f = 4 \times 220 \mu\text{F}$$

$$f = 100 \text{kHz}$$

Transformador - 24 espiras no primário e 6 espiras no secundário, sobre o núcleo E65/26, material IP-6 (Thornton)

7.4.9 Características de Saída Teóricas, do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear

Com o Conversor FB-ZVS-PWM projetado, as características de saída teóricas, obtidas através das expressões (7.29) e (7.30), estão representadas na Fig. 7.8. Elas foram obtidas dos dados provenientes do projeto. Para $I_o < 5\text{A}$, a comutação é dissipativa.

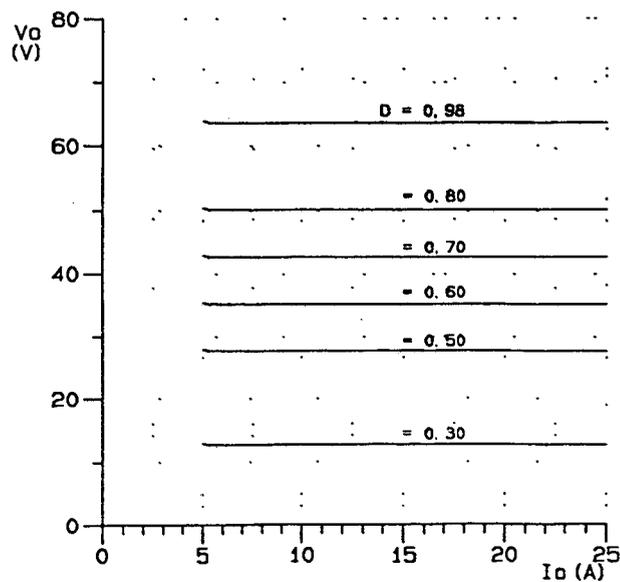


Fig 7.8 Características de saída teóricas, do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear.

7.5 Simulações do Conversor FB-ZVS-PWM

Com o fim de confirmar a técnica proposta, algumas simulações foram realizadas. O modelo do indutor não linear, utilizado nestas simulações, é o modelo de Jilles-Atherton [69]. A estrutura simulada está representada na Fig. 7.7. Foram feitas simulações com o indutor linear, com o fim de comparar as técnicas.

Os parâmetros empregados na simulação, são os seguintes:

$$V_i = 300V$$

$$C_1, C_4 = 500pF$$

$$n = N_p/N_s = 4$$

$$L_r = 60\mu H \text{ e } I_a = 1,33A \text{ (indutor não linear)}$$

$$L_r = 60\mu H \text{ (indutor linear)}$$

$$f = 100kHz$$

Na Fig. 7.9, está representada a simulação para $I_o = 25A$ e $D = 0,98$, para o conversor com indutor linear e não linear, e na Fig. 7.10 para $I_o = 10A$ e $D = 0,5$.

As simulações confirmam a técnica proposta, ratificando a teoria apresentada e mostrando que ela é desejável.

7.6 Resultados Experimentais

Um protótipo foi construído e testado em laboratório, para verificar os resultados previstos teoricamente [45]. O diagrama do estágio de potência está representado na Fig. 7.7.

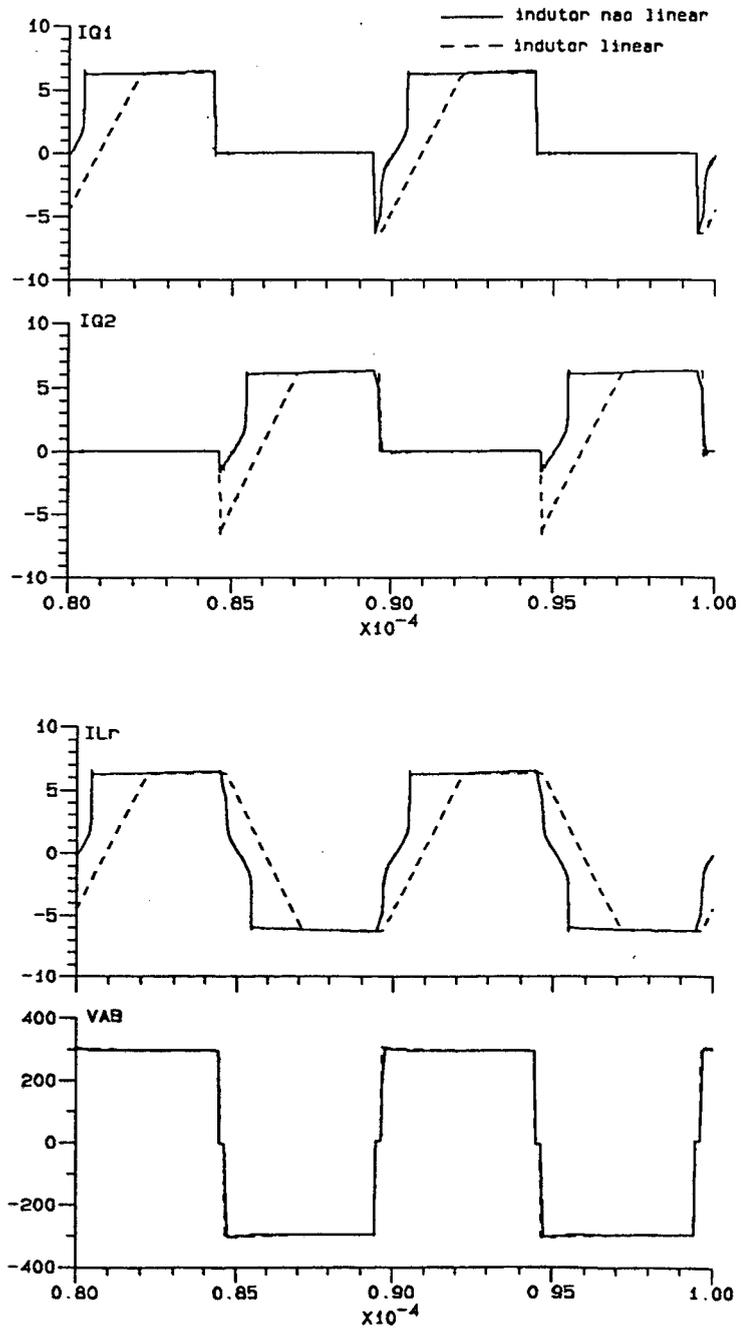


Fig. 7.9 Simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com Indutor ressonante linear e não linear, com $I_o = 25A$ e $D = 0,98$

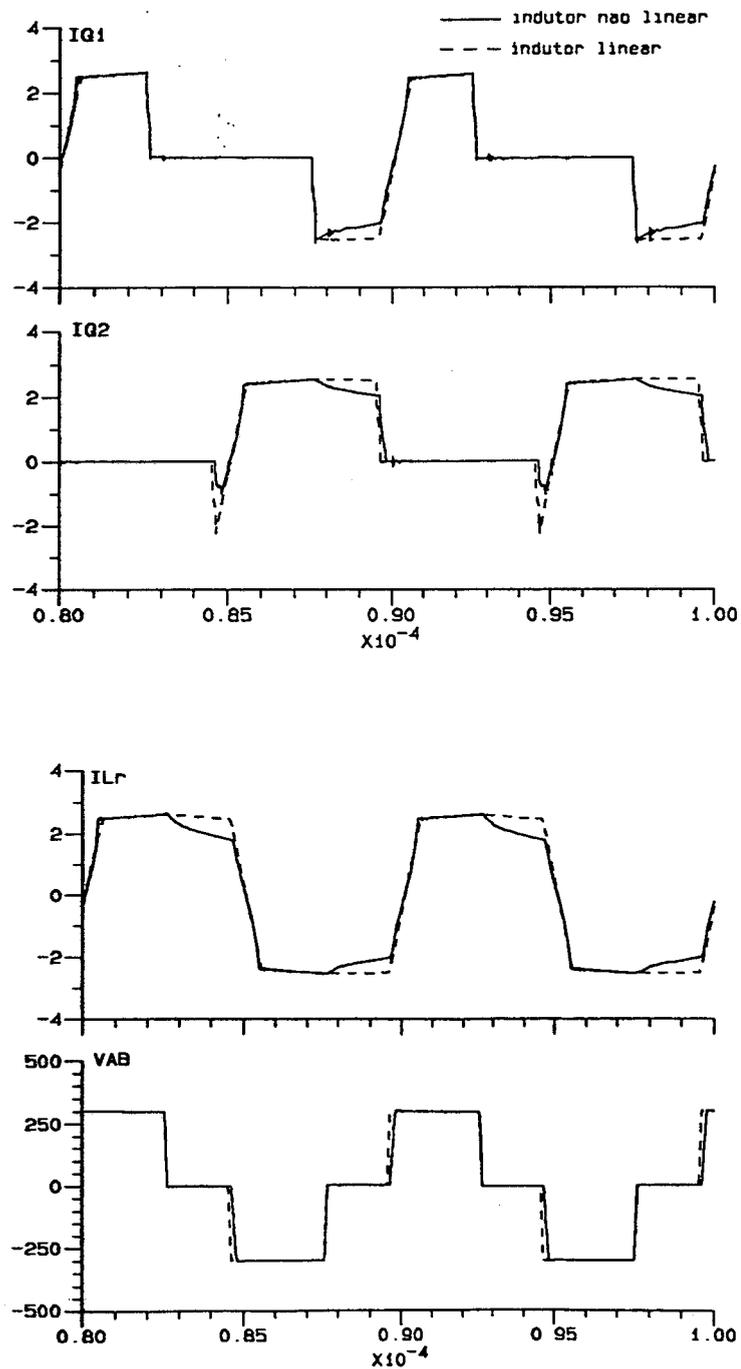


Fig. 7.10 Simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante linear e não linear, com $I_o = 10A$ e $D = 0,5$

As características de saída, obtidas experimentalmente, são mostradas na Fig. 7.11, para diferentes valores da razão cíclica do primário, D . O conversor comporta-se como uma fonte de tensão, com a tensão de saída dependente diretamente da razão cíclica e pouco dependente da corrente de carga, para $I_o > 5A$.

As características de saída com o indutor linear estão representadas na Fig. 7.12, considerando o mesmo valor do indutor ressonante não linear ($L_r = 60\mu H$). As diferenças são evidentes.

A eficiência medida como função da potência de saída, está representada na Fig. 7.13. Como pode ser visto, seu valor é alto. Uma relação de transformação maior, reduzindo as perdas de condução dos MOSFETs, justifica este valor.

As formas de onda dos resultados experimentais, são mostradas na Fig. 7.14.

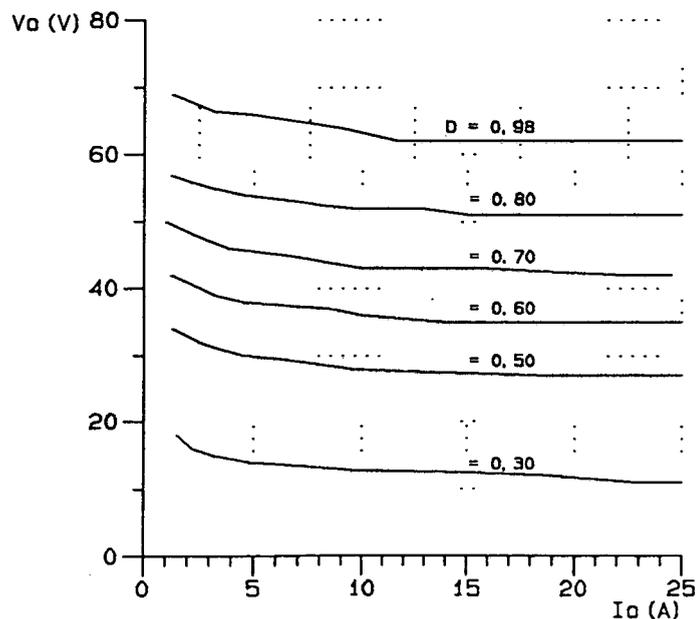


Fig. 7.11 Características de saída experimentais, do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor ressonante não linear.

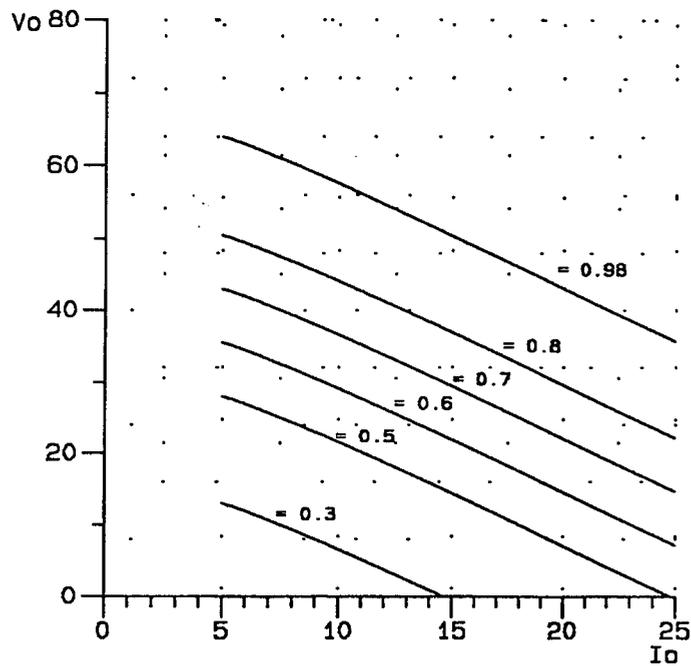


Fig. 7.12 Características de saída, do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear

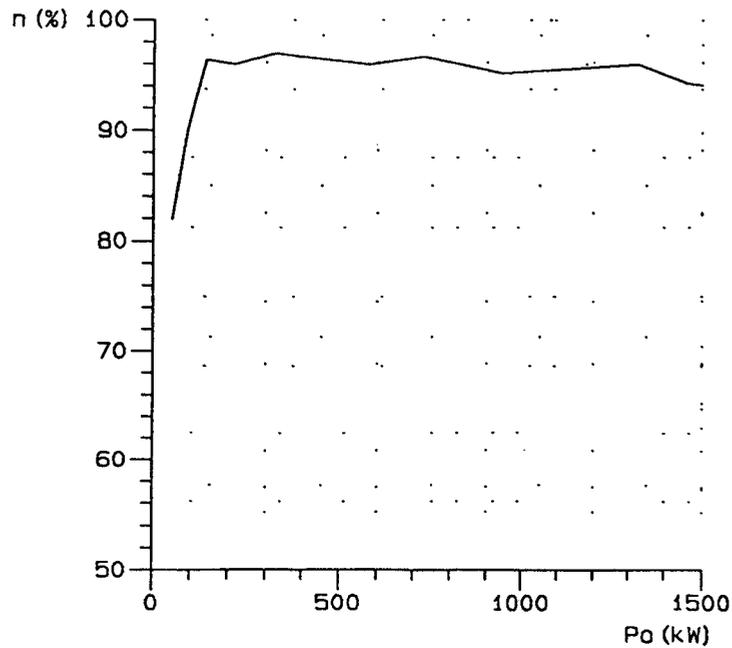


Fig. 7.13 Eficiência medida versus potência de saída, do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear.

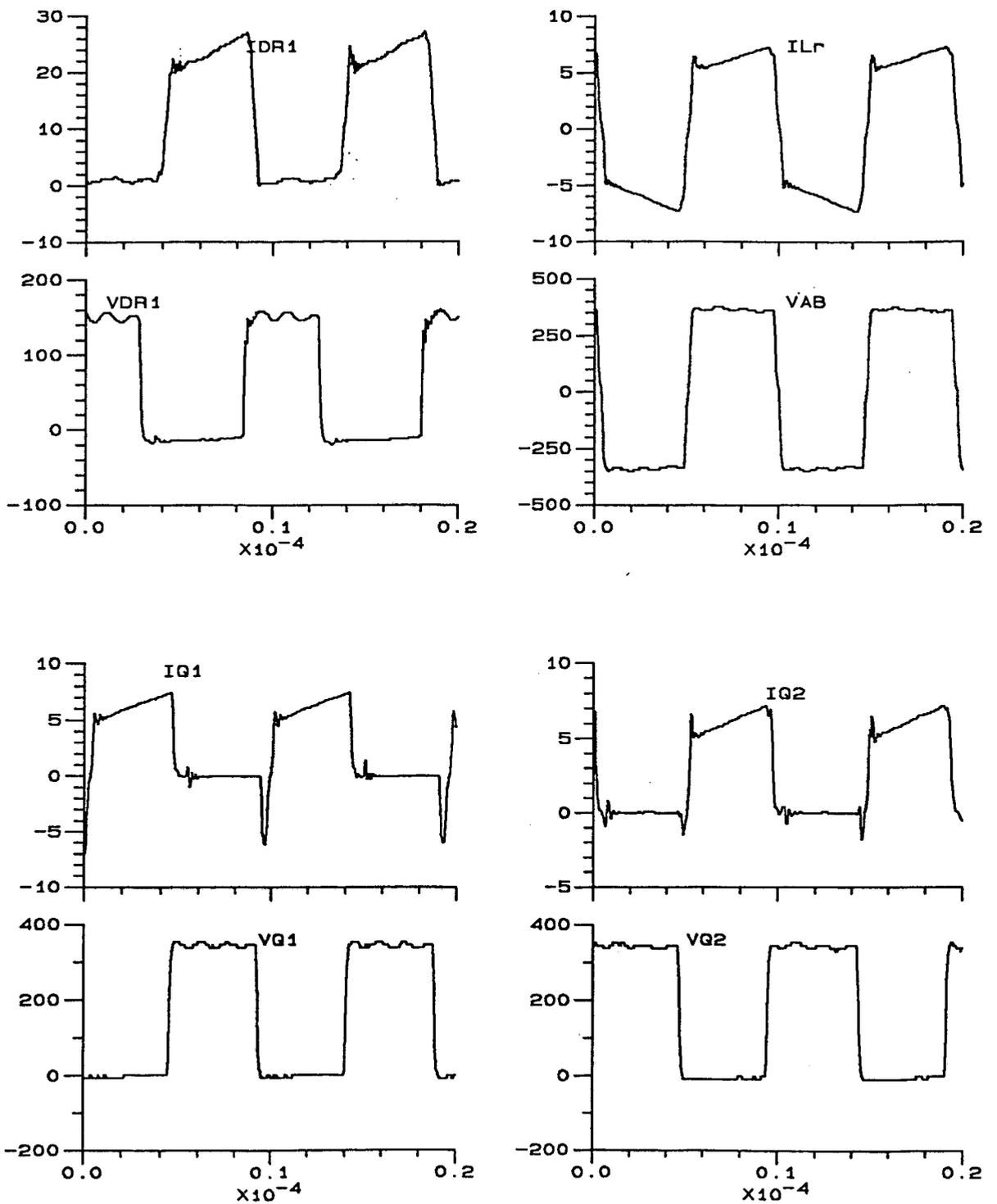


Fig. 7.14 Formas de onda experimentais, do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear, para $V_1 = 300\text{V}$; $f = 100\text{kHz}$; $I_o = 25\text{A}$; $D = 0,98$.

7.7 Variações Topológicas do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear

É possível manter a comutação sob tensão nula, para toda faixa de carga, empregando um circuito auxiliar [45] como o mostrado na Fig. 7.15. As características de saída não são significativamente alteradas com este circuito auxiliar. A Fig. 7.16 mostra outra variação topológica, consistindo em um circuito auxiliar com indutor ressonante não linear [45].

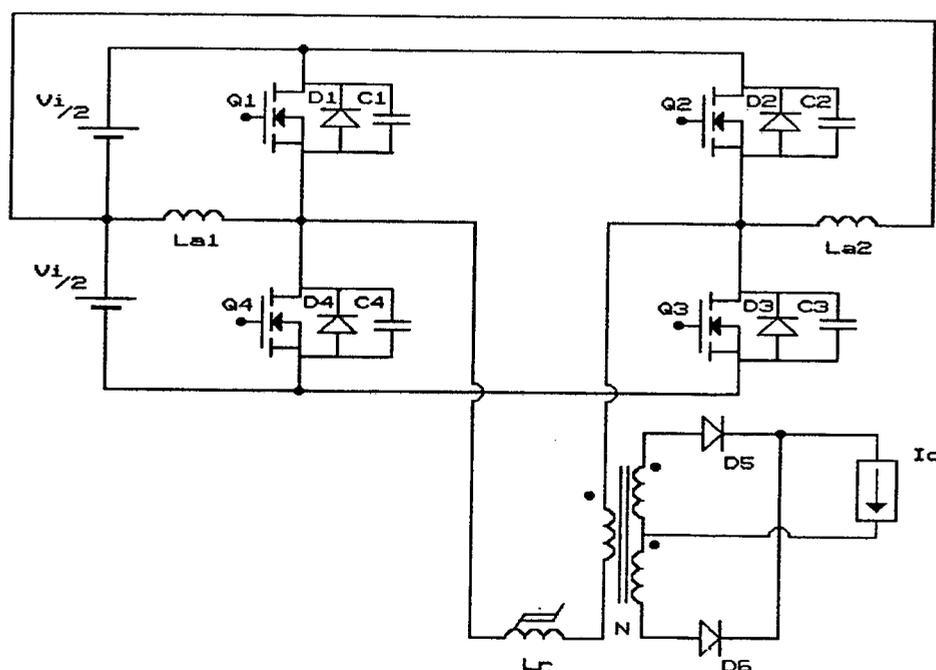


Fig. 7.15 Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear com circuito auxiliar.

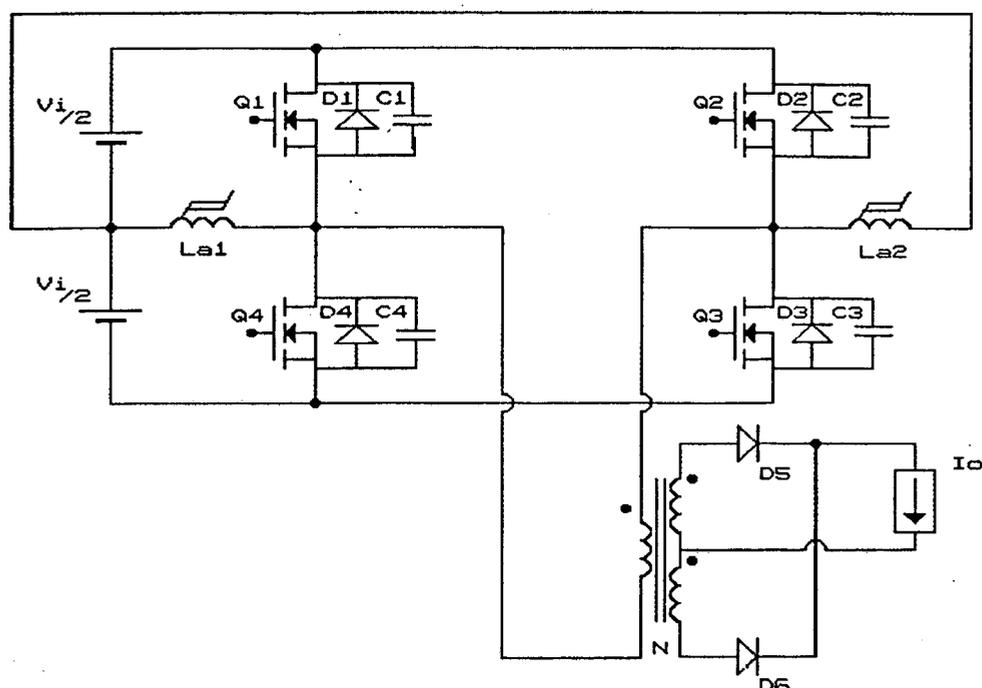


Fig. 7.16 Conversor FB-ZVS-PWM com circuito auxiliar com indutor ressonante não linear.

7.8 Recuperação Reversa dos Diodos Retificadores de Saída do Conversor FB-ZVS-PWM

O Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear, tem outra desvantagem que é a oscilação parasita entre a capacitância de junção do diodo e o indutor ressonante [33,37,41,42,43,45]. Este problema é mais crítico no Conversor FB-ZVS-PWM do que no Conversor FB-PWM, por que a indutância ressonante no Conversor FB-ZVS-PWM é consideravelmente maior do que a indutância de dispersão do transformador do Conversor PWM convencional. Para grandes valores de L_r , a frequência

da oscilação é baixa, causando uma sobretensão maior no diodo, perdas maiores no "snubber" e ruídos na comutação maiores [33,37,41,43].

Com o indutor ressonante não linear, esta oscilação parasita é bem reduzida, desde que o indutor ressonante esteja saturado, no instante em que o processo de recuperação reversa tem início.

7.8.1 Simulações do Conversor FB-ZVS-PWM, com Modelo do Diodo com Recuperação Reversa

O modelo do diodo é o mesmo empregado no Capítulo 2, e está detalhado na referência [76]. As simulações foram feitas considerando o indutor ressonante linear e o não linear, para evidenciar suas diferenças. A estrutura simulada está representada na Fig. 7.7, com os seguintes parâmetros:

$$V_i = 300V$$

$$C_1, C_4 = 500pF$$

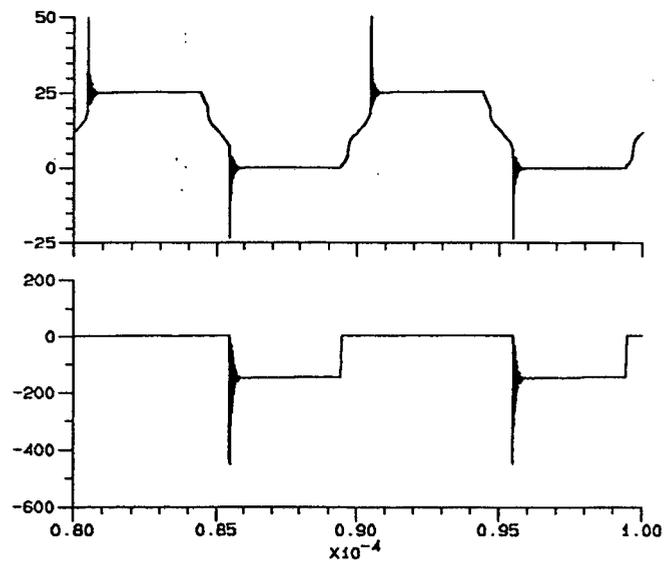
$$n = N_p/N_s = 4$$

$$L_r = 60\mu H \text{ e } I_a = 1,33A \text{ (indutor não linear)}$$

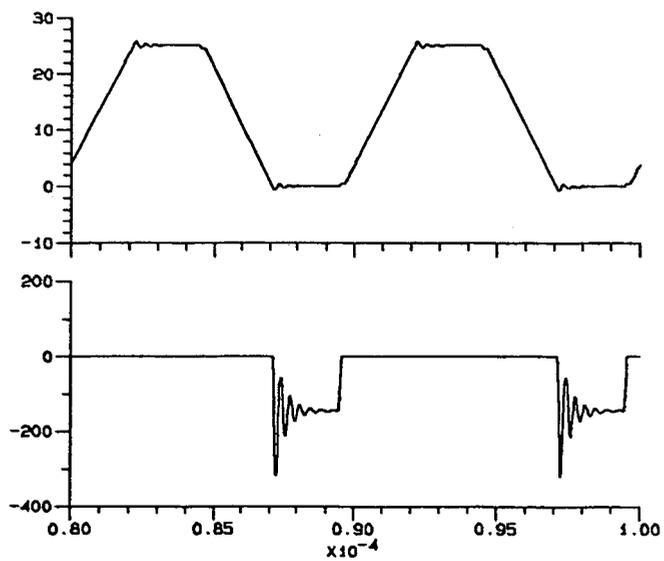
$$L_r = 60\mu H \text{ (indutor linear)}$$

$$f = 100kHz$$

Na Fig. 7.17, está representada a simulação para $I_o = 25A$ e $D = 0,98$, para o Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear e com o linear. A simulação para $I_o = 10A$ e $D = 0,5$, está representada na Fig. 7.18.



(a)

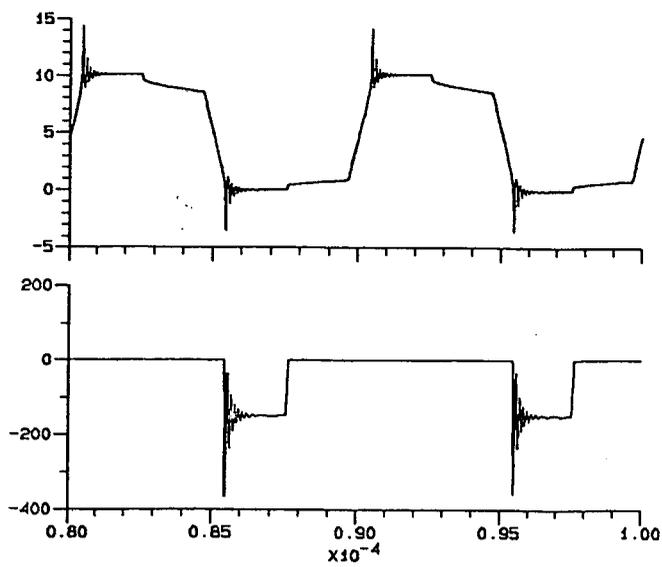


(b)

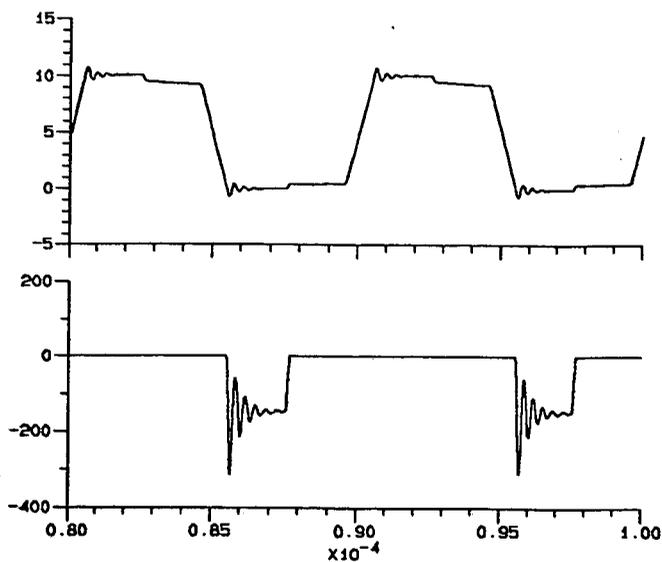
Fig. 7.17 Formas de onda de tensão e corrente no diodo D_5 , obtidas por simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com modelo do diodo com recuperação reversa, para $I_o = 25A$ e $D = 0,98$.

(a) com indutor ressonante não linear

(b) com indutor ressonante linear



(a)



(b)

Fig. 7.18 Formas de onda de tensão e corrente no diodo D_5 , obtidas por simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com modelo do diodo com recuperação reversa, para $I_o = 10A$ e $D = 0,50$.

(a) com indutor ressonante não linear

(b) com indutor ressonante linear

Nota-se pelas simulações, que o comportamento da recuperação reversa do diodo, na presença do indutor ressonante não linear, é o mesmo observado no Conversor Buck ZVS-QRC e as considerações que foram feitas são válidas, para o Conversor FB-ZVS-PWM. A recuperação reversa do diodo é bem mais crítica para o Conversor FB-ZVS-PWM, principalmente com uma tensão de entrada mais elevada.

O projeto do circuito grampeador, está no apêndice A.

7.9 Conclusões

Uma técnica para alcançar a comutação sob tensão nula, para uma faixa de carga maior do Conversor FB-ZVS-PWM, foi proposta e discutida neste capítulo. A partir dos resultados experimentais e teóricos apresentados pode-se concluir que:

- (a) O indutor ressonante não linear reduz a energia circulante do conversor, reduzindo as perdas de condução dos MOSFETs.
- (b) A razão cíclica efetiva é aumentada.
- (c) A relação de transformação é maior, reduzindo a corrente no primário e a tensão no secundário.
- (d) Uma faixa de carga mais ampla é alcançada sem sacrificar a comutação sob tensão nula.

- (e) A tensão de carga é praticamente independente da corrente de carga.
- (f) A eficiência é incrementada.
- (g) Uma substancial redução na oscilação parasita, entre a capacitância de junção do diodo retificador e o indutor ressonante foi verificada.

CAPÍTULO 8

CONVERSOR EM PONTE COMPLETA MODULADO POR LARGURA DE PULSO COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA COM INDUTOR RESSONANTE NO SECUNDÁRIO

8.1 Introdução

O estudo com o indutor ressonante no primário, do Conversor FB-ZVS-PWM, foi apresentado no capítulo 7. O deslocamento do indutor ressonante para o secundário será analisado neste capítulo. As principais vantagens e desvantagens serão salientadas e comparadas com o indutor ressonante no primário.

8.2 Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Linear no Secundário

A operação do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante linear no secundário, é idêntica a operação deste Conversor com o indutor ressonante linear no primário, desde que o indutor possa ser refletido para o primário, durante cada estágio de operação. O Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear no secundário,

está representado na Fig. 8.1.

O fluxo em L_{r1} ou L_{r2} , opera somente no primeiro quadrante, ao invés de excursionar da área positiva para a área negativa de magnetização do núcleo, como acontece com o indutor ressonante no primário. Devido a este fato, a perda no núcleo é reduzida comparada ao circuito operando na mesma frequência de chaveamento [43].

Durante o intervalo de roda livre na carga, a indutância refletida ao primário é a resultante do paralelo dos indutores L_{r1} e L_{r2} . Como estes indutores são lineares, eles deverão ser iguais a:

$$L_{r1} = L_{r2} = 2 \cdot \frac{L_r}{n^2} \quad (8.1)$$

onde:

L_r = indutor ressonante no primário

n = relação de espiras do transformador

As indutâncias L_{r1} e L_{r2} , terão o dobro do valor do indutor ressonante no primário. Isto é necessário porque no intervalo de roda livre ocorre o paralelismo entre eles, e o valor da indutância ressonante refletida ao primário é a metade. Se este critério não for adotado, a comutação sob tensão nula das chaves Q_2 e Q_3 , fica comprometida e a faixa de carga mais limitada.

A análise feita para o Conversor FB-ZVS-PWM, com o indutor ressonante linear no primário, é válida também para o Conversor com o indutor ressonante linear no secundário. Com a finalidade de ilustrar, na Fig. 8.2 estão representadas simulações com o indutor ressonante linear no primário e simulações com o indutor ressonante linear no

secundário, com os seguintes parâmetros:

$$V_i = 300V$$

$$I_o = 25A$$

$$D = 0,5$$

$$L_{r1} = L_{r2} = 7,5\mu H$$

$$C_1 - C_4 = 500pF$$

$$n = N_p / N_s = 4$$

$$f = 100kHz$$

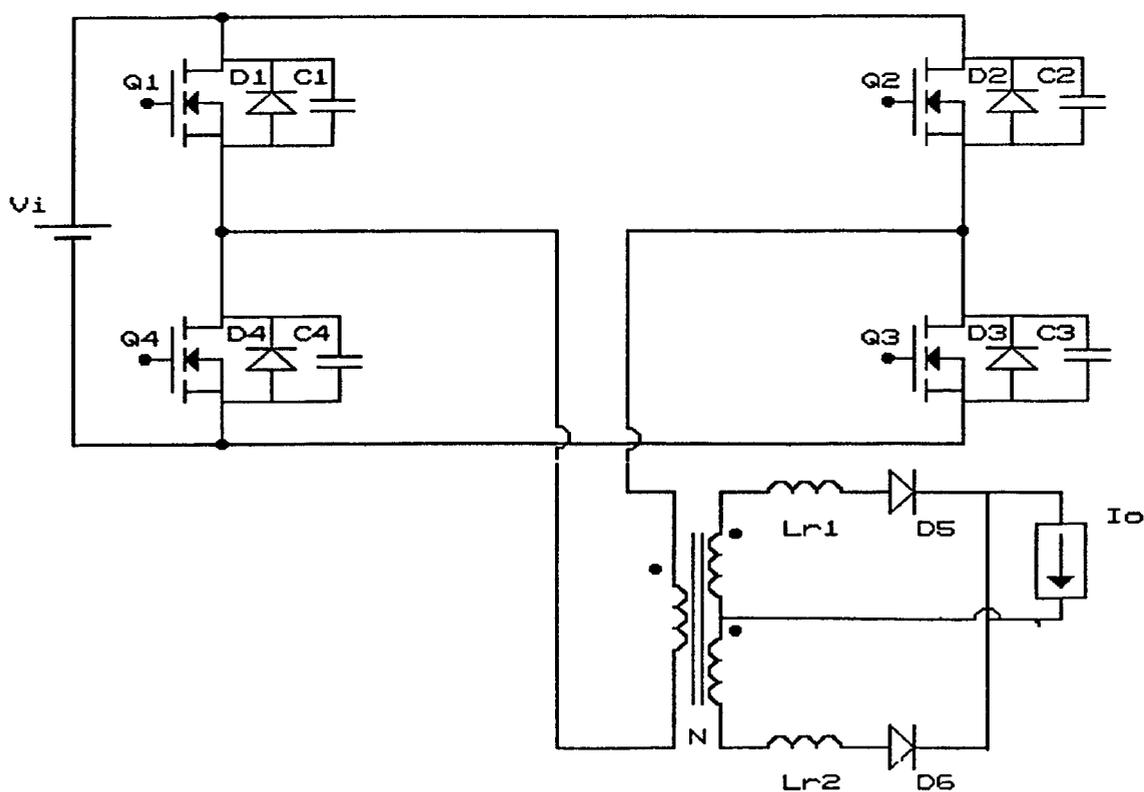
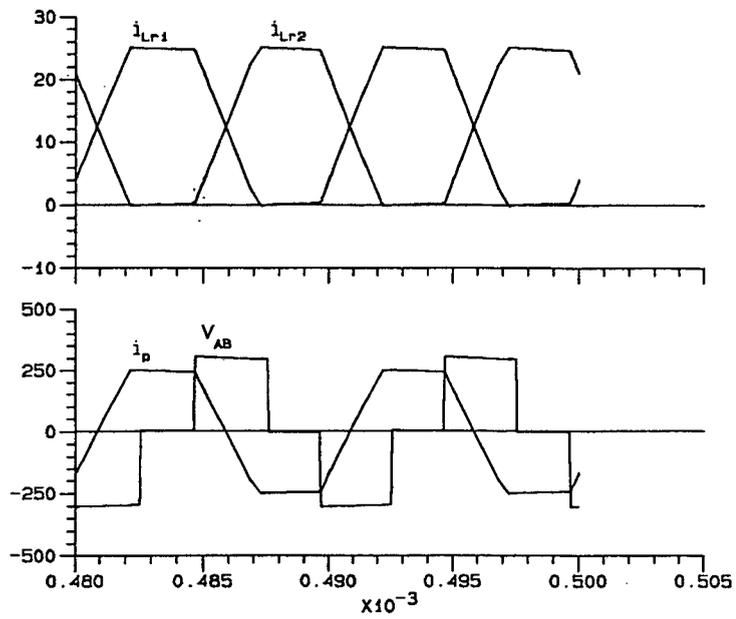
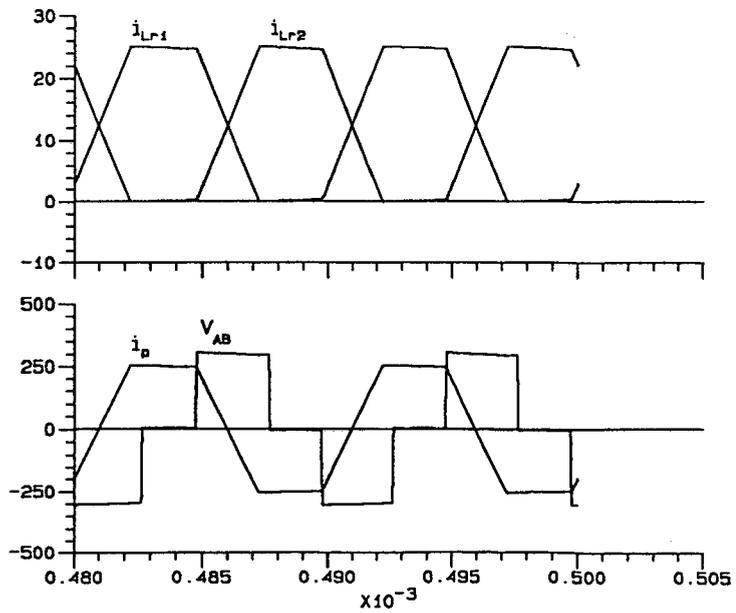


Fig. 8.1 **Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear no secundário**



(a)



(b)

Fig. 8.2 Simulações do Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante linear

a) no primário

b) no secundário

8.3 *Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear no Secundário*

Outro método para implementar a técnica proposta, é deslocar o indutor ressonante não linear do primário para o secundário, como está representado na Fig. 8.3. A operação deste Conversor é idêntica ao Conversor FB-ZVS-PWM, com o indutor ressonante não linear no primário, desde que o indutor ressonante no secundário possa ser refletido ao primário, durante cada estágio de operação.

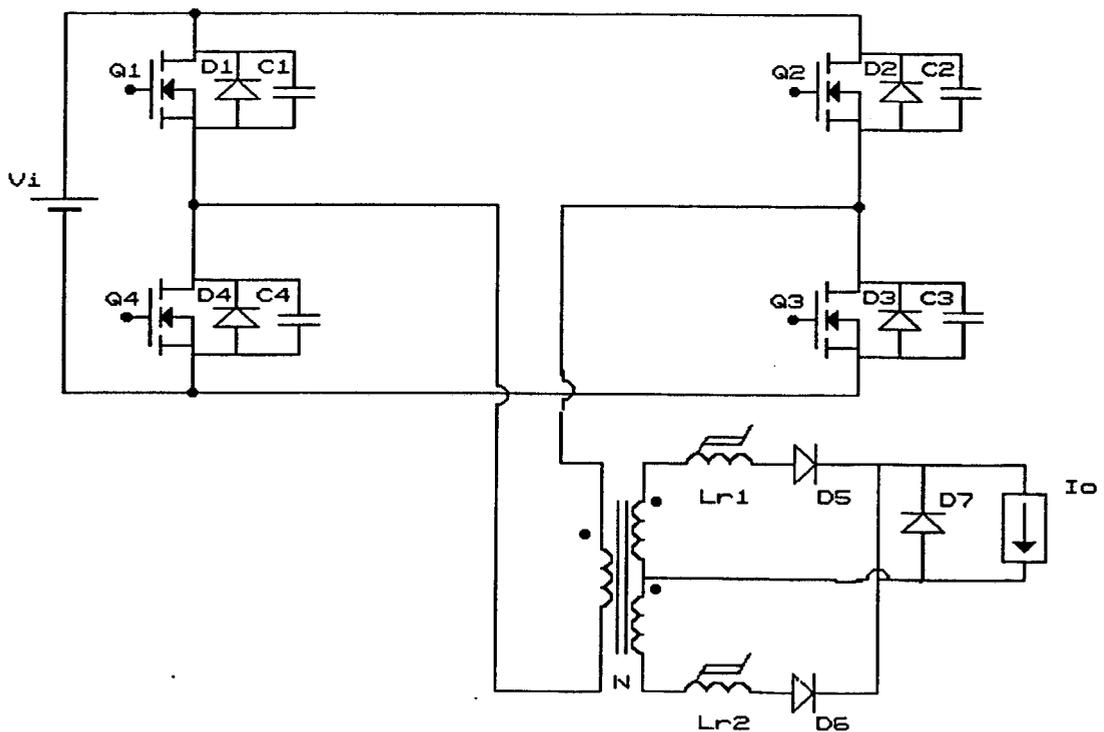


Fig. 8.3 **Conversor FB-ZVS-PWM com indutor ressonante não linear no secundário**

O tamanho do indutor ressonante não linear é muito pequeno, desde que um material magnético com uma alta permeabilidade possa ser empregado. Contudo, devido a grande excursão do fluxo no núcleo, a frequência de chaveamento do conversor deve ser limitada a algumas centenas de kHz [43], a qual é determinada pelas perdas no núcleo e principalmente pela tolerância térmica do material do núcleo. Com o indutor ressonante não linear no secundário, o fluxo em L_{r1} e L_{r2} , opera sómente no primeiro quadrante ao invés de excursionar da área negativa de saturação até a área positiva de saturação, como acontece com o indutor ressonante não linear no primário. A perda no núcleo é significativamente reduzida, comparada com o indutor ressonante não linear no primário, operando na mesma frequência de chaveamento.

O diodo D_7 é necessário para fornecer um caminho para a corrente de carga, durante o estágio de roda livre. A indutância refletida ao primário, é a resultante do paralelo das indutâncias não lineares L_{r1} e L_{r2} . Como elas não são lineares, suas impedâncias serão diferentes e função da corrente que passa em cada uma delas. As correntes i_{Lr1} e i_{Lr2} são complementares, desta forma quando uma indutância estiver saturada a outra não estará.

As Figs. 8.4 e 8.5 mostram algumas simulações do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear no secundário, com os seguintes parâmetros:

$$V_i = 300V$$

$$L_{r1} = L_{r2} = 10\mu H \text{ e } I_a = 3.26A$$

$$C_1 - C_4 = 500pF$$

$$n = N_p / N_s = 4$$

$$f = 100kHz$$

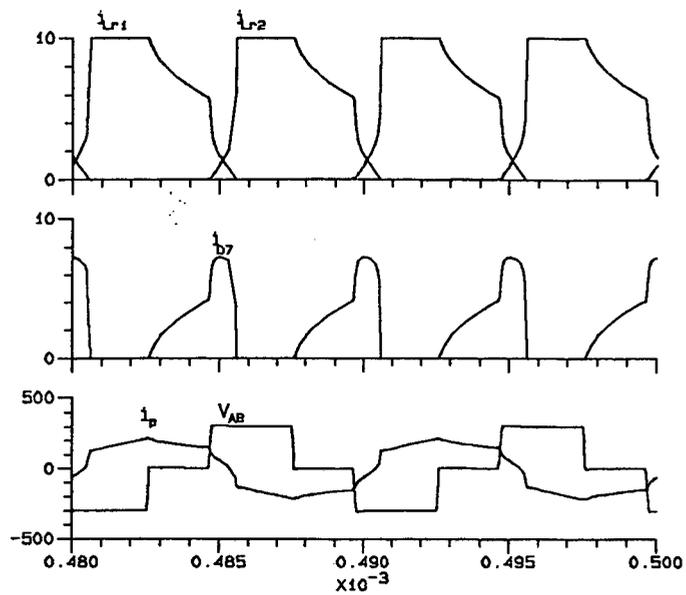


Fig. 8.4 Simulações do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear no secundário, para $I_o = 10A$, $D = 0,5$.

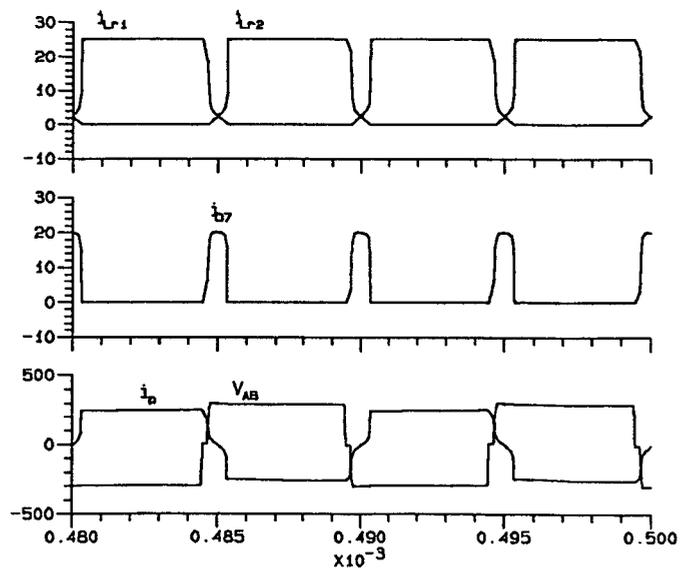


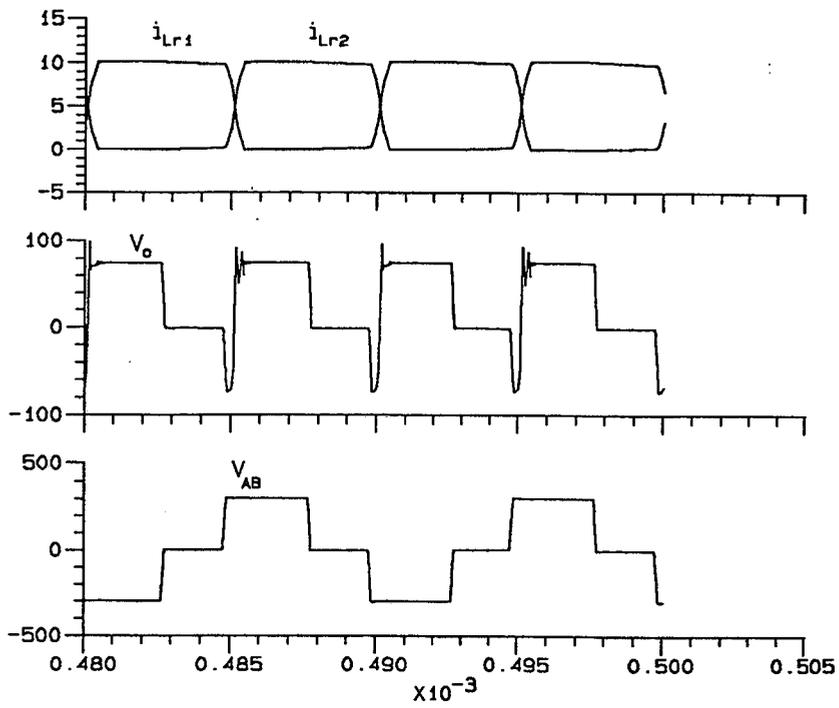
Fig. 8.5 Simulações do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear no secundário, para $I_o = 25$, $D=0,98$

A Fig. 8.6, mostra o resultado da simulação da estrutura proposta, sem o diodo de roda livre na carga, D_7 . Uma tensão negativa aparece na carga, durante o estágio de roda livre no secundário. Isto acontece porque quando, após o término da roda livre no primário, a tensão no transformador inverte de polaridade, o indutor que conduz a corrente de carga está saturado, podendo ser considerado como um curto-circuito, e a tensão dos terminais do transformador aparece na carga com polaridade invertida. Tudo isto pode ser visualizado, através do detalhe nas formas de onda, obtidas por simulação, representadas na Fig. 8.6b.

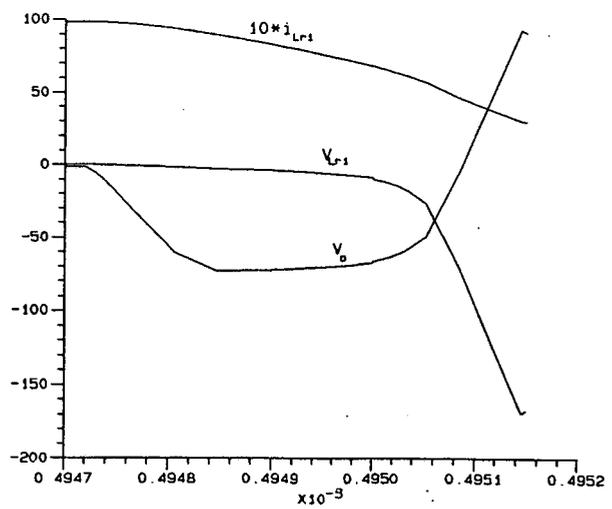
8.3.1 Características de Saída do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear no Secundário

As características de saída do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear no secundário, foram obtidas por simulação e estão representadas na Fig. 8.7, para diferentes valores de indutância. Com a finalidade de comparar, uma característica de saída, com indutor ressonante não linear no primário, foi obtida e está na Fig. 8.7.

A partir das curvas representadas na Fig. 8.7, pode-se afirmar que o conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear no secundário, possui características de saída melhores, no que diz respeito a regulação de carga. A variação da tensão de saída com a corrente de carga, é menor com o indutor ressonante não linear no secundário do que com ele no primário.



(a)



(b)

Fig. 8.6 Simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com o indutor ressonante não linear, no secundário, sem o diodo de roda livre na carga, D_7 , para $I_o = 10A$ e $D = 0,5$.

A tensão de saída é maior, se comparada com o Conversor FB-ZVS-PWM, com o indutor ressonante não linear no primário, e respeitando a expressão (8.1). A explicação para isto é que, durante o estágio de roda livre, as correntes nos indutores são menores e os indutores estão em paralelo.

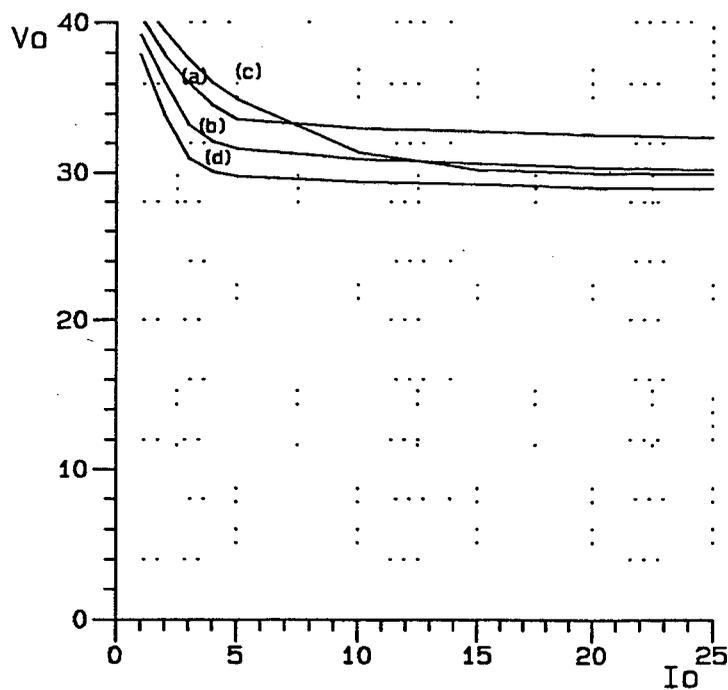


Fig. 8.7 Características de saída do conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear no secundário, para $D = 0,5$.

(a) $L_o = 10\mu\text{H}$ $I_a = 3,26\text{A}$

(b) $L_o = 15\mu\text{H}$ $I_a = 2,7\text{A}$

(c) $L_o = 60\mu\text{H}$ $I_a = 1,33\text{A}$; c/ indutor no primário

(d) $L_o = 20\mu\text{H}$ $I_a = 2,3\text{A}$

8.3.2 Recuperação Reversa dos Diodos Retificadores do Conversor FB-ZVS-PWM com Indutor Ressonante Não Linear no Secundário

O emprego do indutor ressonante não linear no secundário, tem como desvantagem a oscilação parasita entre a capacitância de junção do diodo e o indutor ressonante. Este problema é bem mais crítico, porque o indutor ressonante não linear é bem maior, durante o processo de recuperação reversa do diodo.

Durante o início do processo de recuperação reversa do diodo, a corrente no diodo diminui. Como o indutor ressonante não linear, está em série com o diodo, a corrente nele também diminui. A medida que esta corrente diminui, a indutância cresce. No instante do processo de recuperação reversa, a indutância está dessaturada, possuindo um grande valor. Um grande valor de indutância gera uma baixa frequência de oscilação, causando uma maior sobretensão nos diodos, aumentando as perdas no circuito snubber e ruídos na comutação.

Na Fig. 8.8, estão representadas simulações do Conversor FB-ZVS-PWM, com indutor ressonante não linear no secundário, com modelo do diodo com recuperação reversa [76]. Como pode ser visto, as simulações confirmam a teoria exposta.

Os parâmetros são os mesmos empregados nas simulações cujos resultados estão representados na Fig. 8.4.

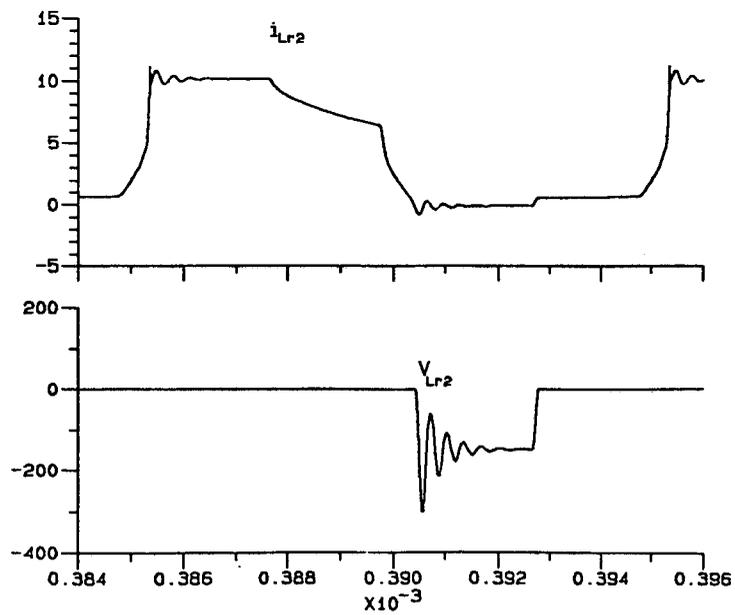
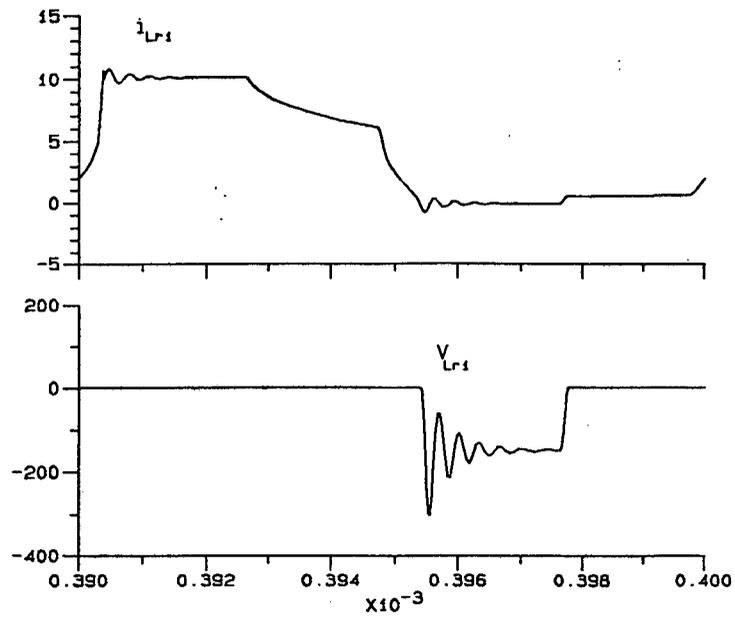


Fig. 8.8 Simulação do Conversor FB-ZVS-PWM, com Indutor ressonante não linear, no secundário, com modelo do diodo com recuperação reversa, para $I_o = 10A$ e $D = 0,5$

8.4 Conclusões

O deslocamento do indutor ressonante não linear, do primário para o secundário, do Conversor FB-ZVS-PWM foi apresentado. As vantagens desta técnica proposta, são as seguintes:

- a) Características de saída melhores, no que diz respeito à regulação de carga, pois a variação da tensão de saída com a corrente de carga é muito pequena. Esta variação é menor do que a obtida com o indutor ressonante não linear no primário.
- b) Operação com uma frequência de chaveamento mais alta, pois os indutores operam com a metade do fluxo que operariam, se o indutor estivesse no primário.
- c) As perdas nos indutores são significativamente reduzidas, pelo fato de que o fluxo, nos indutores ressonantes não lineares, é a metade, quando eles estão no secundário.

A principal desvantagem é a recuperação reversa dos diodos retificadores de saída, que ocorre quando o indutor ressonante não linear está dessaturado. Isto faz com que a indutância possua um grande valor. A indutância com grande valor, gera uma frequência de oscilação baixa, aumentando a sobretensão nos diodos retificadores de saída, aumentando as perdas no circuito snubber e ruídos na comutação.

CAPÍTULO 9

MODELOS PARA O INDUTOR NÃO LINEAR

9.1 Introdução

Nos estudos de conversores estáticos, utilizando a técnica da comutação sob tensão nula, o emprego de elementos não lineares (capacitores e indutores) para melhorar o desempenho da estrutura, está sendo mais usado [12-21, 28, 32, 34, 39-57].

Nos capítulos precedentes, o indutor não linear foi apresentado, e o trabalho foi desenvolvido em cima dele. Simulações foram realizadas, sem apresentar modelos que representam o comportamento deste indutor.

Neste capítulo, serão apresentados alguns modelos para o indutor não linear, que podem ser incorporados em simulações e outros estudos, que por ventura envolvam este elemento. Comparações entre os modelos, serão apresentadas e as características principais de cada modelo serão salientadas.

9.2 Características do Indutor Não Linear

O material ferromagnético tem como característica estática, a típica curva mostrada na Fig. 9.1.

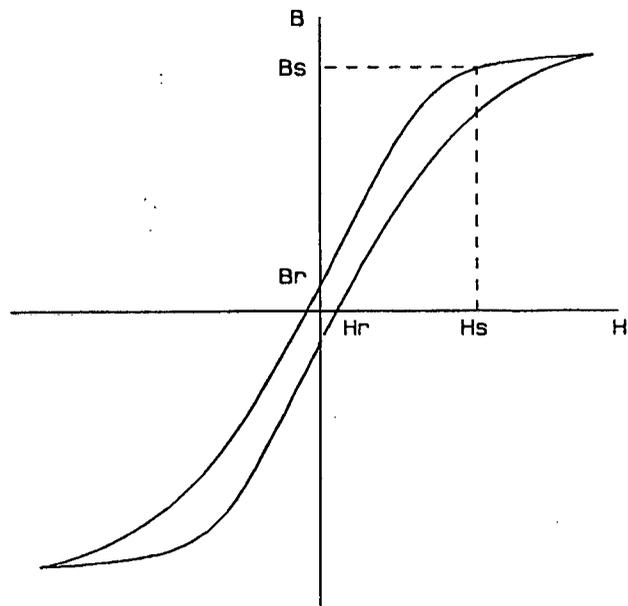


Fig. 9.1 Curva típica de magnetização de um material ferromagnético

A expressão analítica desta curva, é usualmente escrita como:

$$B = \mu_0 H + \mu_0 M(H) \quad (9.1)$$

onde:

B = indução magnética (T)

H = campo magnético (A/m)

M(H) = magnetização (A/m)

μ_0 = permeabilidade no vácuo (H/m)

A expressão (9.1), coloca em evidência a existência de uma contribuição linear ($\mu_0 \cdot H$), para a indução magnética B, e de uma outra não linear devido as propriedades do material.

O indutor não linear é construído, enrolando-se um fio em torno de um núcleo de ferrite (material ferromagnético), o que dá a característica de saturação do núcleo. Em geral, a relação B_s/B_r deve ser baixa, em torno de 0,1 [70,72], de forma que a histerese magnética possa ser tomada como uma simples fonte de perda.

As duas equações seguintes, permitem obter as propriedades do núcleo a partir das propriedades do material:

$$\Phi = \int_S B \cdot ds = B \cdot A_e \quad (9.2)$$

$$I = \oint_L H \cdot dl = H \cdot l_e \quad (9.3)$$

onde:

A_e = área efetiva do núcleo (m^2)

l_e = comprimento efetivo do núcleo (m)

Os parâmetros A_e e l_e dependem especialmente da geometria do núcleo ferromagnético.

A característica $\phi \times I$ do núcleo, pode então ser facilmente obtida da curva $B \times H$ do material, multiplicando as escalas dos eixos por A_e e l_e .

O valor da indutância é dado pela inclinação da curva $\phi \times I$, isto é:

$$L = \frac{d\phi}{di} \quad (9.4)$$

9.3 Modelos para o Indutor Não Linear, para o Estudo em Regime Permanente

Os modelos que serão apresentados, são modelos simples, sem histerese, sendo mais indicados para estudos analíticos.

Para que o modelo para o indutor não linear, seja considerado bom, alguns parâmetros são requeridos [70]:

- indutância para zero de corrente

$$L_o = \left. \frac{d\phi}{di} \right|_{i=0} \quad (9.5)$$

- indutância de saturação

$$L_s = \left. \frac{d\phi}{di} \right|_{i=\infty} \quad (9.6)$$

- corrente de saturação - I_s

- fluxo de saturação - ϕ_s

9.3.1 Modelo da Tangente Hiperbólica

É o modelo clássico, para representar a característica $\phi \times I$, de um material ferromagnético [70], e está representado pela expressão (9.7).

$$\Phi(I) = L_s I + \tanh\left(\frac{L_o + L_s}{\Phi_s}\right) \quad (9.7)$$

Através da expressão (9.4), a expressão da indutância é obtida e está representada pela expressão (9.8).

$$L(l) = L_S + \frac{L_O + L_S}{\cosh^2 \left(\frac{L_O + L_S}{\Phi_S} \right)} \quad (9.8)$$

A Fig. 9.2 mostra a curva $\phi \times I$, para este modelo, e a Fig. 9.3 o comportamento da indutância, para este modelo.

A vantagem deste modelo é não apresentar descontinuidade, sendo atrativo para simulações [73]. O fato deste modelo não fazer uso do parâmetro I_S , causa uma significativa perda de informação, em alguns casos práticos [70].

9.3.2 Modelo do Arco Tangente

Este modelo foi desenvolvido por mim. A característica $\phi \times I$, está representada pela expressão (9.9) e a expressão da indutância, obtida a partir da expressão (9.4), está representada pela expressão (9.10).

$$\Phi(l) = L_S I + \frac{\Phi_S}{\frac{\pi}{2}} \cdot \arctan \left[\left(\frac{L_O - L_S}{\Phi_S} \right) \cdot \frac{\pi}{2} \cdot I \right] \quad (9.9)$$

$$L(l) = L_S + \frac{L_O - L_S}{\left\{ 1 + \left[\left(\frac{L_O - L_S}{\Phi_S} \right) \cdot \frac{\pi}{2} \cdot I \right]^2 \right\}} \quad (9.10)$$

As Figs. 9.4 e 9.5, mostram as curvas $\phi \times I$ e $L(l) \times I$ para este modelo.

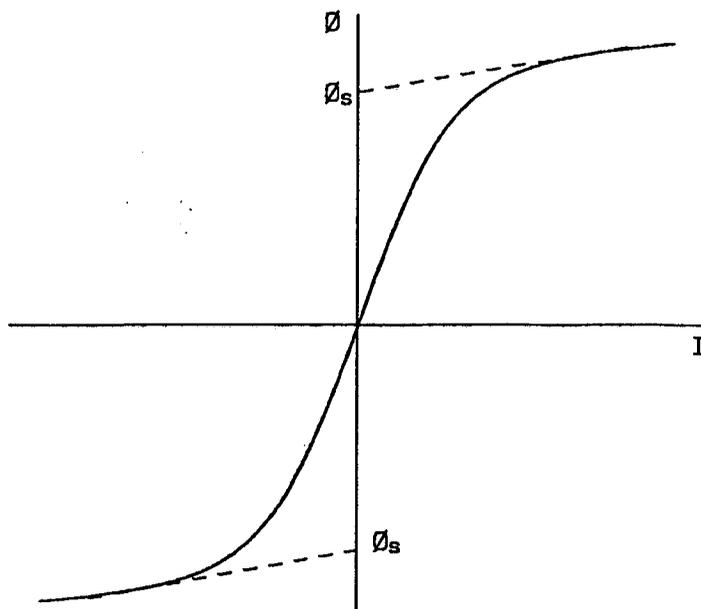


Fig. 9.2 Curva $\phi \times I$ para o modelo da tangente hiperbólica

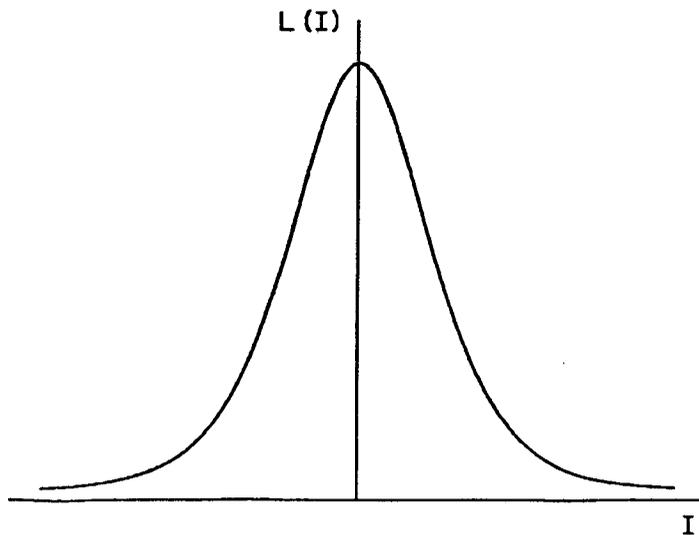


Fig. 9.3 Indutância versus corrente para o modelo da tangente hiperbólica

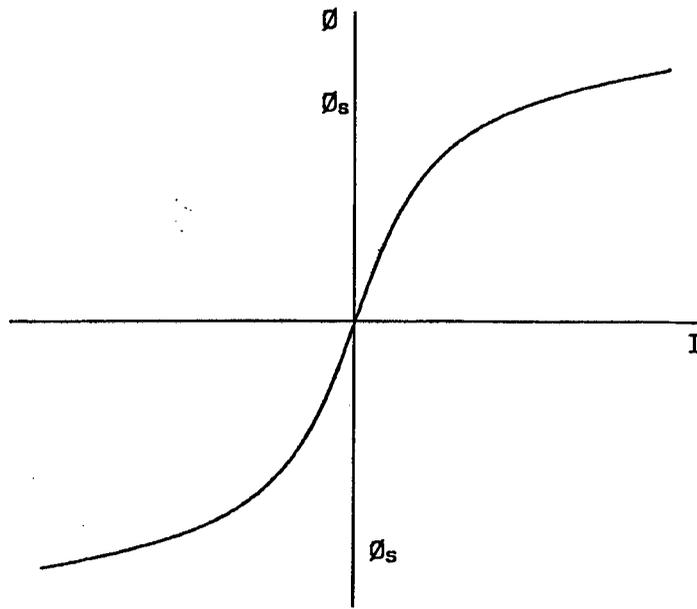


Fig. 9.4 Curva $\phi \times I$ para o modelo do arco tangente

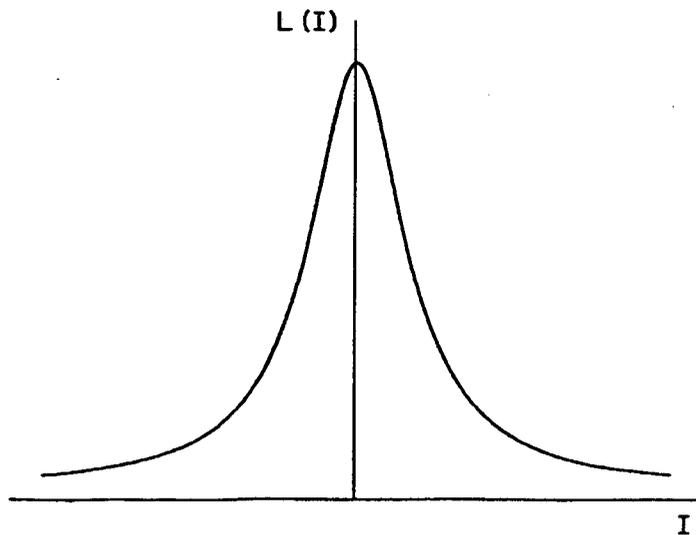


Fig. 9.5 Indutância versus corrente para o modelo do arco tangente

A vantagem deste modelo é não apresentar descontinuidade, sendo também atrativo para simulações numéricas e estudos analíticos. Este modelo também não inclui o parâmetro I_s , provocando também perda de informação em alguns casos práticos.

Em relação ao modelo da tangente hiperbólica, este modelo apresenta uma característica de saturação mais forte, sendo mais indicado para indutores com mínimo entreferro. Outra característica importante, é o fato da expressão da indutância ser muito simples, sendo desta forma indicada para ser utilizada em estudos analíticos.

9.3.3 Modelo Polinomial por Parte

Este modelo foi introduzido em 1988, e está na referência [70]. Ele foi desenvolvido, visando trabalhar com todas as grandezas que envolvem o indutor não linear. A característica $\phi \times I$ está representada na expressão (9.11). A expressão (9.15) representa a expressão da indutância.

$$\Phi(I) = \begin{cases} \alpha_1 \cdot I + \alpha_2 \cdot I^2 + \alpha_3 \cdot I^3 & \text{p/ } 0 \leq I \leq I_s \\ \Phi_s + L_s(I - I_s) & \text{p/ } I \geq I_s \end{cases} \quad (9.11)$$

$$L(I) = \begin{cases} \alpha_1 + 2 \cdot \alpha_2 \cdot |I| + 3 \cdot \alpha_3 \cdot I^2 & \text{p/ } 0 \leq |I| \leq |I_s| \\ L_s & \text{p/ } |I| \geq |I_s| \end{cases} \quad (9.12)$$

Onde:

$$\Phi(-I) = -\Phi(I) \quad (9.13)$$

$$\alpha_1 = L_0 \quad (9.14)$$

$$\alpha_2 = 3 \cdot \frac{\Phi_S}{I_S^2} - \frac{2 \cdot L_0 + L_S}{I_S} \quad (9.15)$$

$$\alpha_3 = \frac{L_S + L_0}{I_S^2} - \frac{2 \cdot \Phi_S}{I_S^3} \quad (9.16)$$

α_1 , α_2 e α_3 , são constantes que dependem sómente de determinados parâmetros do indutor.

As curvas $\phi \times I$ e $L(I) \times I$, para este modelo, estão representadas nas Figs. 9.6 e 9.7.

Este modelo, é mais completo que os outros dois apresentados, pois faz uso de todos os parâmetros importantes para o indutor não linear na prática (L_0 , L_S , Φ_S e I_S). A descontinuidade dentro deste modelo, é a sua desvantagem, bem como a necessidade da obtenção de todos os dados do indutor. Estes dados nem sempre estão presentes nos catálogos de fabricantes, tornado difícil a modelagem do indutor não linear. Outro problema, é o fato de que o maior valor para a indutância, não ocorre para o zero de corrente, mas para $I = 2 \cdot \alpha_2 / 6 \cdot \alpha_3$, como pode ser visto na Fig. 9.7, gerando uma descontinuidade também para a indutância.

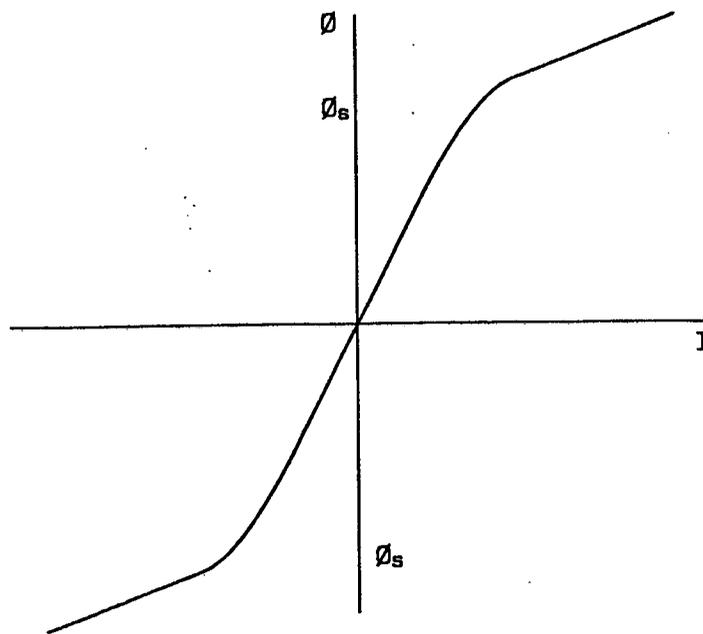


Fig. 9.6 Curva $\phi \times I$ para o modelo polinomial por parte

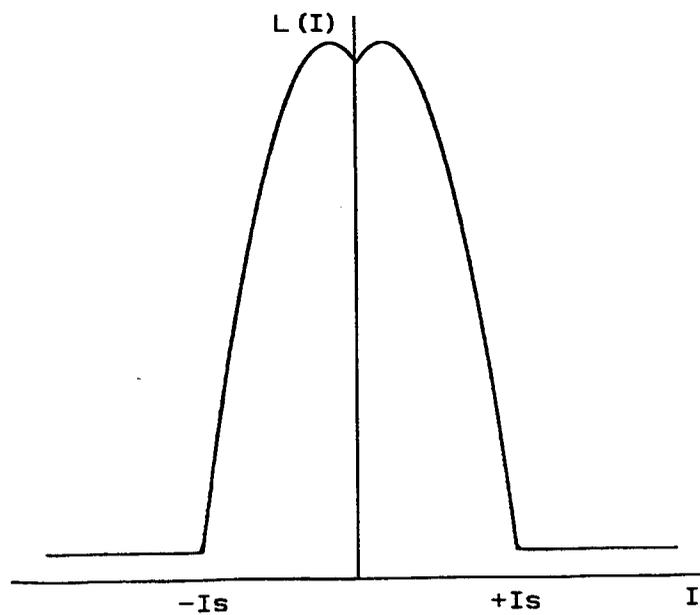


Fig. 9.7 Indutância versus corrente para o modelo polinomial por parte

9.4 Simulações do Conversor Buck ZVS-QRC, com Indutor Ressonante Não Linear, com os Modelos Apresentados

Com a finalidade de comparar os modelos apresentados, um Conversor Buck ZVS-QRC, com indutor ressonante não linear, foi simulado com cada um dos modelos apresentados. Os parâmetros empregados nas simulações foram os seguintes:

$V_i = 40V$	$C_r = 27nF$
$L_o = 6\mu H$	$L_s = 0,2\mu H$
$I_o = 10A$	$f = 100kHz$
$I_s = 4,5A$	$\phi_s = 30\mu Wb$

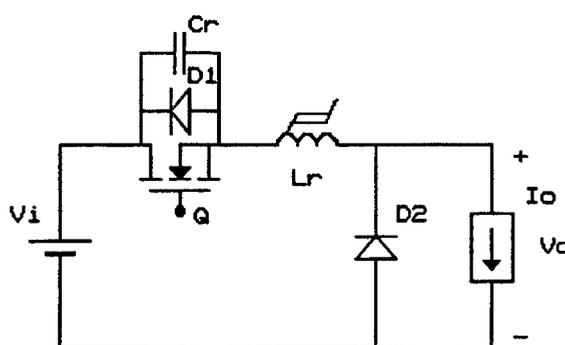


Fig. 9.8 Conversor Buck ZVS-QRC, com indutor ressonante não linear, empregado nas simulações

Os valores de L_o , L_s , I_s e ϕ_s foram obtidos para o núcleo E-20, material IP-6, com 4 espiras.

Os resultados das simulações estão nas Figs. 9.9, 9.10 e 9.11, para os modelos apresentados. As Figs. 9.12 e 9.13, apresentam uma comparação entre os modelos. A Fig. 9.14 mostra os resultados experimentais, para as mesmas condições das simulações.

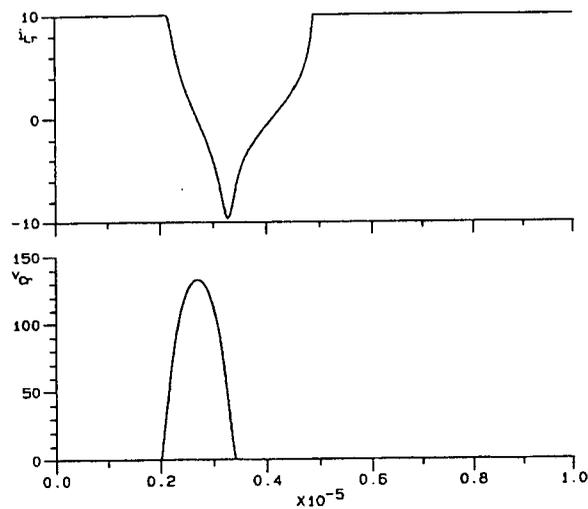


Fig. 9.9 Simulação do Conversor Buck-ZVS-QRC, com modelo hiperbólico para o indutor não linear

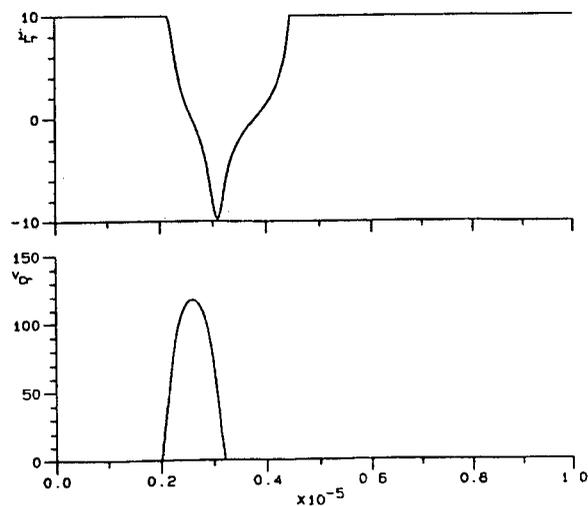


Fig. 9.10 Simulação do Conversor Buck ZVS-QRC, com o modelo arcotangente para o indutor não linear

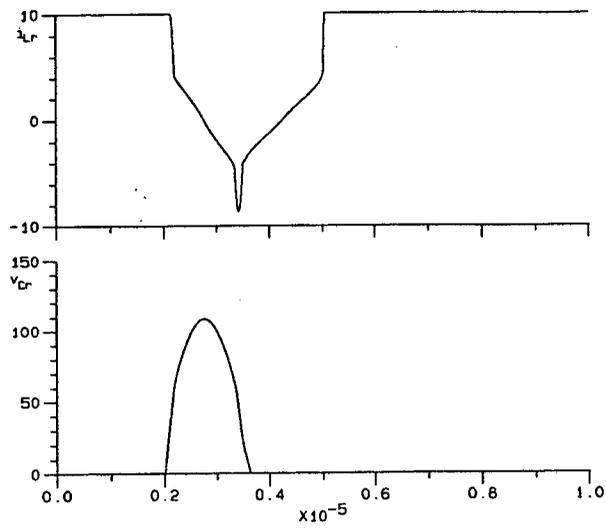


Fig. 9.11 Simulação do Conversor Buck ZVS-QRC, com o modelo polinomial para o indutor não linear

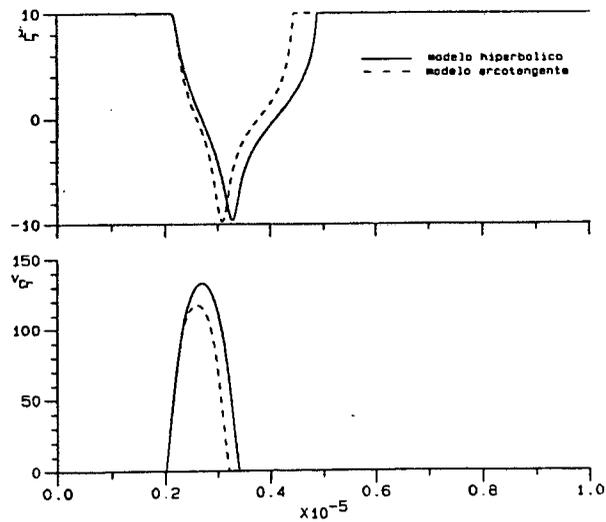


Fig. 9.12 Comparação das simulações do Conversor Buck ZVS-QRC, com os modelos hiperbólico e arcotangente

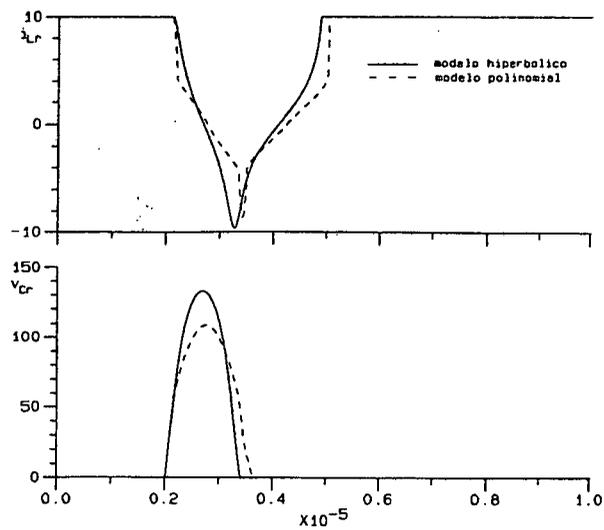


Fig. 9.13 Comparação das simulações do Conversor Buck ZVS-QRC, com os modelos hiperbólico e polinomial

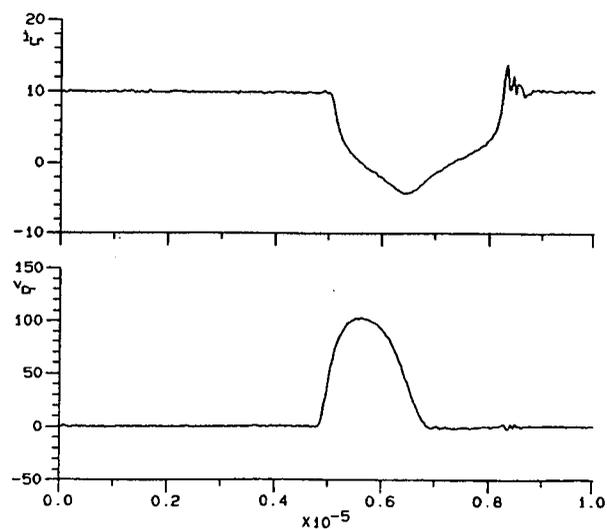


Fig. 9.14 Resultados experimentais, do Conversor Buck ZVS-QRC com o indutor ressonante não linear, para as mesmas condições das simulações.

Analisando as simulações do Conversor Buck ZVS-QRC, com os modelos para o indutor não linear, e através das comparações dos modelos apresentados, verifica-se que os resultados das simulações com os modelos hiperbólico e arcotangente, pouco diferem. O modelo arcotangente, leva uma certa vantagem, pelo de que sua expressão para a indutância é mais simples. O modelo polinomial, além da desvantagem da descontinuidade, tem a dificuldade da obtenção de todos os parâmetros, para o cálculo das constantes α_1 , α_2 e α_3 . Se estes parâmetros não forem corretamente obtidos, o modelo falha.

Comparando-se os resultados das simulações com os resultados obtidos experimentalmente, representados na Fig. 9.14, o modelo polinomial é o que mais se aproxima, ratificando o que já foi salientado, ou seja, que este modelo é o mais indicado para casos práticos, enquanto os outros modelos são indicados quando se deseja simular, para comprovar princípios e idéias.

9.5 Modelos para o Indutor Não Linear para o Estudo de Transitórios

9.5.1 Modelo de Jiles-Atherton

É um modelo mais completo e bem mais complexo. O entendimento do modelo é extremamente complicado. Este modelo foi publicado em 1986 por D.C. Jiles e D.L. Atherton [69]. É o modelo empregado no programa PSPICE, para transformadores e indutores não lineares.

As curvas $\phi \times I$, para este modelo, estão representadas na Fig. 9.15, com histerese.

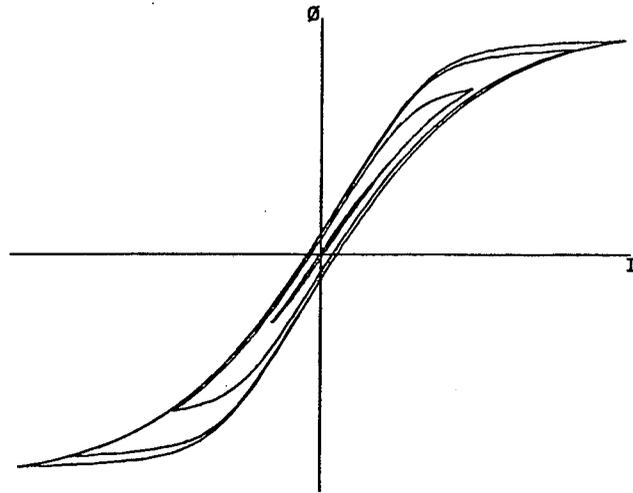


Fig. 9.15 Curvas $\phi \times I$ para o modelo de Jiles-Atherton, com histerese.

Este modelo incorpora todas as características de um indutor não linear na prática. Ele possui histerese, entreferro e outros parâmetros, para dar a forma que se deseja a curva $\phi \times I$. Por ser um modelo completo, ele precisa de todos os dados, do indutor não linear, como por exemplo, número de espiras, área efetiva do núcleo (A_e), comprimento efetivo do núcleo (l_e) e etc...

Este modelo é indicado para simulações, onde se deseja verificar o comportamento real do circuito, na presença do indutor não linear. Ele possui como desvantagem, a necessidade do conhecimento de todos os dados do indutor.

Reescrevendo a expressão (9.1), tem-se:

$$B = \mu_o H + \mu_o M(H) \quad (9.17)$$

onde:

$\mu_o \cdot H$ = parte linear

$\mu_o \cdot M(H)$ = parte não linear

Jiles-Atherton propõe um modelo para a magnetização, que é a parte não linear.

O modelo de Jiles-Atherton está representado pela expressão (9.18).

$$M(H) = M_{an} = M_s F\left(\frac{H_{ef}}{a}\right) \quad (9.18)$$

onde:

$$H_{ef} = H + \text{alfa} \cdot M_{an} \quad (9.19)$$

$$F\left(\frac{H_{ef}}{a}\right) = \coth\left(\frac{H_{ef}}{a}\right) - \frac{1}{\left(\frac{H_{ef}}{a}\right)} \quad (9.20)$$

M_{an} = magnetização sem histerese (A/m)

H_{ef} = campo efetivo (A/m)

a = parâmetro de forma (A/m)

M_s = magnetização de saturação (A/m)

alfa parâmetro de campo

O modelo de Jiles-Atherton propõe também um modelo para a histerese, que é representado pela seguinte equação diferencial:

$$M = M_{an} - \delta \cdot K \cdot \frac{dM}{dH_{ef}} \quad (9.21)$$

onde:

$$\delta = +1 \rightarrow dH/dt > 0$$

$$\delta = -1 \rightarrow dH/dt < 0$$

K = coeficiente responsável pela histerese

Uma descrição mais detalhada, deste modelo, pode ser obtida na referência [69].

Com os dados do fabricante e com a curva B x H do núcleo, foi possível modelar o núcleo E-20 material IP-6 (Thornton).

Os parâmetros requeridos por este modelo são:

- A_e área efetiva (cm²)
- l_e comprimento efetivo (cm)
- a parâmetro de forma (A/m)
- alfa parâmetro de campo
- K constante de histerese
- gap entreferro (cm)
- M_s magnetização de saturação (A/m)
- n número de espiras

O valor de M_s pode ser obtido, a partir da expressão (9.22).

$$M_s = \frac{B_s}{0.001257} \quad (9.22)$$

A estrutura representada na Fig. 9.8, foi simulada com o modelo de Jiles-Atherton.

A Fig. 9.16, representa a simulação para o núcleo s/ histerese, e a Fig. 9.17 mostra a mesma simulação, mas para o núcleo com histerese.

Os valores dos parâmetros empregados na modelização do núcleo E-20, material IP-6 (Thornton), são os seguintes:

$$\begin{aligned}A_e &= 0,31\text{cm}^2 \\l_e &= 4,30\text{cm} \\a &= 20 \\alfa &= 10\mu \\K &= 25 \\M_e &= 256\text{KA/m} \\n &= 4 \text{ espiras} \\gap &= 0,006\text{cm}\end{aligned}$$

Os resultados das simulações, para o modelo de Jiles-Atherton, sem histerese, assemelham-se aos obtidos para os modelos hiperbólico e arcotangente, e com histerese, aos obtidos para o modelo polinomial.

Os resultados obtidos por simulação, para o modelo de Jiles-Atherton com histerese, aproximam-se dos obtidos experimentalmente, e que estão representados na Fig. 9.14. Isto comprova a precisão deste modelo e mostra que ele é recomendado para uma visualização prática por simulação.

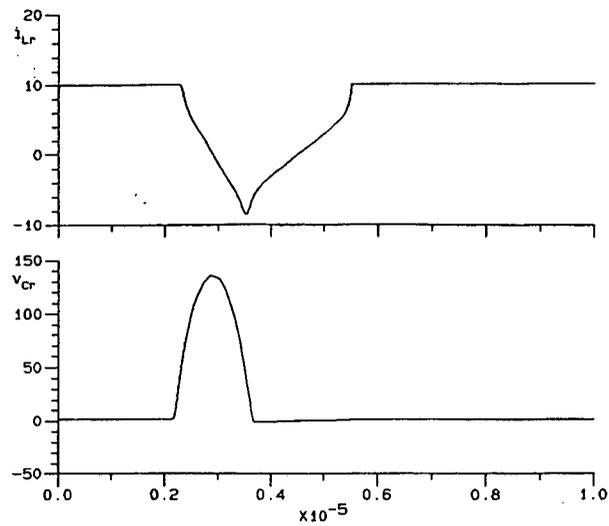


Fig. 9.16 Simulação do Conversor Buck ZVS-QRC, com o modelo de Jiles-Atherton para o indutor não linear, sem histerese.

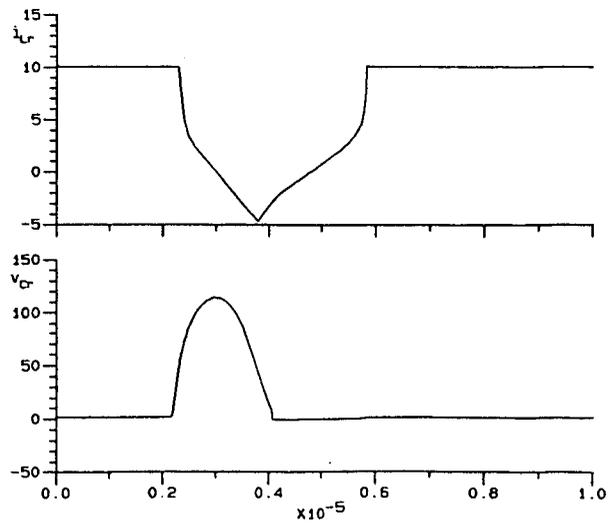


Fig. 9.17 Simulação do Conversor Buck ZVS-QRC, com o modelo de Jiles-Atherton para o indutor não linear, com histerese.

9.6 Conclusões

Alguns modelos para o indutor não linear, foram apresentados. Os modelos hiperbólico, arcotangente e polinomial por parte, foram apresentados como modelos para estudo em regime permanente, por serem modelos simples e indicados para estudos analíticos. A expressão da indutância, no modelo arcotangente, é a mais simples. Estes modelos não possuem histerese. Os resultados das simulações, com os modelos hiperbólico e arcotangente, mostram que estes dois modelos pouco diferem. O modelo polinomial, possui como desvantagem a descontinuidade e a necessidade da obtenção dos parâmetros, necessários para o cálculo das constantes α_1 , α_2 e α_3 . A comparação dos resultados das simulações, com os resultados experimentais, mostra que o modelo polinomial é o que mais se aproxima.

O modelo de Jiles-Atherton, foi apresentado como modelo para estudo de transitórios. Este modelo é mais completo e mais complexo. O modelo de Jiles-Atherton, incorpora características importantes como histerese, entreferro e outros parâmetros, para se dar a forma que se deseja a curva $\phi \times I$. Ele precisa de todos os dados do núcleo, para modelizar o indutor não linear. Este modelo é indicado para a verificação experimental via simulação, devido a sua precisão. Os resultados das simulações, com este modelo, mostram que com a histerese as formas de onda assemelham-se muito as obtidas experimentalmente.

CONCLUSÕES GERAIS

Os efeitos do indutor ressonante não linear, sobre o comportamento dos conversores quase-ressonantes com comutação sob tensão nula, e também sobre o conversor modulado por largura de pulso, com comutação sob tensão nula, foram apresentados e discutidos neste trabalho. A utilização do indutor ressonante não linear em substituição ao linear, objetivou a redução da sobretensão nos MOSFETs, o aumento da faixa de carga e a redução da faixa de frequência de chaveamento.

Inicialmente, o indutor ressonante não linear é aplicado ao Conversor Buck ZVS-QRC. Mostrou-se que com a substituição do indutor ressonante linear pelo não linear, os objetivos propostos foram alcançados. A oscilação parasita entre a capacitância de junção do diodo de roda livre e o indutor ressonante, é bem reduzida. A tensão sobre o MOSFET torna-se praticamente independente da corrente de carga, podendo-se trabalhar com correntes de carga mais elevadas. A análise dos efeitos do indutor ressonante não linear, sobre os valores médios e eficazes, de corrente e tensão, foram feitos. Uma nova família de conversores quase-ressonantes com comutação sob tensão nula, com o indutor ressonante não linear, foi gerada. Os dados obtidos experimentalmente, confirmaram a teoria exposta e ratificaram as simulações realizadas.

O estudo dos Conversores Boost, Buck-Boost e Cúk quase-ressonantes, com comutação sob tensão nula, com o indutor ressonante não linear, foi realizado e discutido nos capítulos seguintes. Os estudos mostraram que esta técnica é desejável também

para estes conversores.

Os esforços para trabalhar com o indutor ressonante não linear em 1MHz, foram feitos no capítulo 6, com o Conversor HB-ZVS-QRC. A limitação da faixa de frequência de chaveamento, em algumas centenas de KHz, devido as perdas no núcleo e principalmente a tolerância térmica do material do núcleo, não tornaram isto possível.

Devido ao compromisso, da existência de uma corrente que sature o indutor ressonante não linear, ele não é recomendado para conversores isolados com tensão elevada e correntes baixas no primário. Para saturar, o indutor ressonante não linear, com correntes baixas, é necessário um indutor com muitas espiras, tornando-o um indutor de valor grande.

O Conversor em Ponte Completa, modulado por largura de pulso com comutação sob tensão nula com o indutor ressonante não linear, foi analisado. Com o indutor ressonante não linear, uma faixa de carga maior foi alcançada, sem comprometer a comutação sob tensão nula das chaves. A energia circulante do conversor foi reduzida, reduzindo-se as perdas de condução dos MOSFETs. A razão cíclica no secundário, foi aumentada. Com o indutor ressonante não linear foi possível empregar um transformador com uma relação de espiras maior, reduzindo a corrente no primário e a sobretensão nos diodos retificadores de saída. Uma substancial redução na frequência da oscilação parasita, entre a capacitância de junção do diodo retificador e o indutor ressonante não linear, foi verificada.

Em conversores isolados, o transformador de potência deve ter uma indutância de dispersão mínima, quando a estrutura estiver operando com o indutor ressonante não linear. Uma indutância de dispersão muito alta, iria absorver o efeito do indutor ressonante não linear.

Para trabalhar com frequência de chaveamento maior e diminuir as perdas no núcleo, foi proposto, no capítulo 8, o deslocamento do indutor ressonante não linear para o secundário, do Conversor em Ponte Completa modulado por largura de pulso, com comutação sob tensão nula. Esta técnica apresenta como desvantagem, que a frequência da oscilação parasita é baixa, gerando maiores sobretensões nos diodos retificadores de saída da estrutura.

No capítulo 9, uma apresentação dos modelos para o indutor não linear, foi feita. Mostrou-se modelos para estudo em regime permanente e outros modelos para estudo de transitórios.

APÊNDICE A

PROJETO DO CIRCUITO DE GRAMPEAMENTO DE TENSÃO NO DIODO

A.1 *Conversores com Indutor Ressonante Linear.*

Os conversores com tensão de entrada alta e nível de potência elevado, merecem uma atenção especial para os efeitos parasitas que podem afetar sua operação.

A oscilação sobre os diodos é afetada pela indutância ressonante, indutância de dispersão do transformador e pelas características dos próprios diodos. Esta oscilação, sobre o diodo, ocorre quando a tensão nos seus terminais cresce. Quando os diodos ultra-rápidos são empregados, a recuperação reversa do diodo pode produzir picos de tensão maiores do que três vezes a tensão de entrada[33], para conversores não isolados, e três vezes a tensão aplicada no secundário, para os isolados.

A oscilação tem que ser amortecida, mas o uso de um circuito "Snubber" RC, em paralelo com o diodo, introduziria maiores perdas, pois a frequência de oscilação é menor do que 10 vezes a frequência de chaveamento, devido a indutância ressonante grande [33].

Um esquema foi proposto na referência [28], para grampear o máximo pico de tensão da oscilação e retornar parte da energia para a saída ou para a entrada.

O projeto do circuito de grampeamento está baseado no balanceamento da energia que é transferida para o capacitor de grampeamento, C_g , com a energia que é retornada para a saída, afim de manter a tensão sobre o capacitor constante.

O projeto do circuito grampeador de tensão será feito para o Conversor Buck-ZVS-QRC, mas vale também para os Conversores HB-ZVS e FB-ZVS, desde que o circuito esteja referido totalmente a um lado do transformador. O Conversor Buck-ZVS-QRC com o circuito grampeador está representado na Fig. A.1.

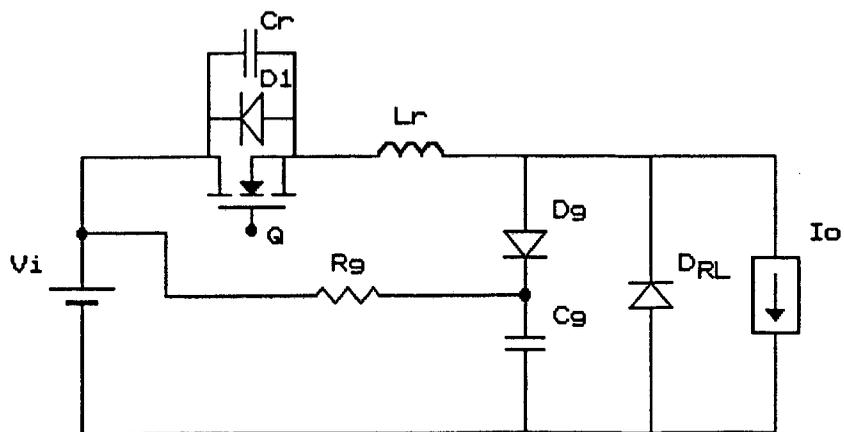


Fig. A.1 - Conversor Buck-ZVS-QRC com circuito grampeador.

Devido a sobretensão no diodo já ser alta, é importante impedir esta oscilação a partir do aumento deste estresse por fator de dois, se diodos Schottky estão sendo usados [33]. A Fig. A.2 mostra o modelo incremental e as formas de onda que resultam, uma vez que o circuito de grampeamento está instalado. O capacitor C pode ser a capacitância de junção do diodo, para o Conversor Buck-ZVS-QRC e para o conversor isolado com retificador de saída em ponte média, e uma combinação paralela de duas

capacitâncias de junção, para o conversor isolado com retificador de saída em ponte completa. O indutor L_r é a indutância ressonante mais a indutância de dispersão do transformador, e o resistor R_p representa as perdas do circuito.

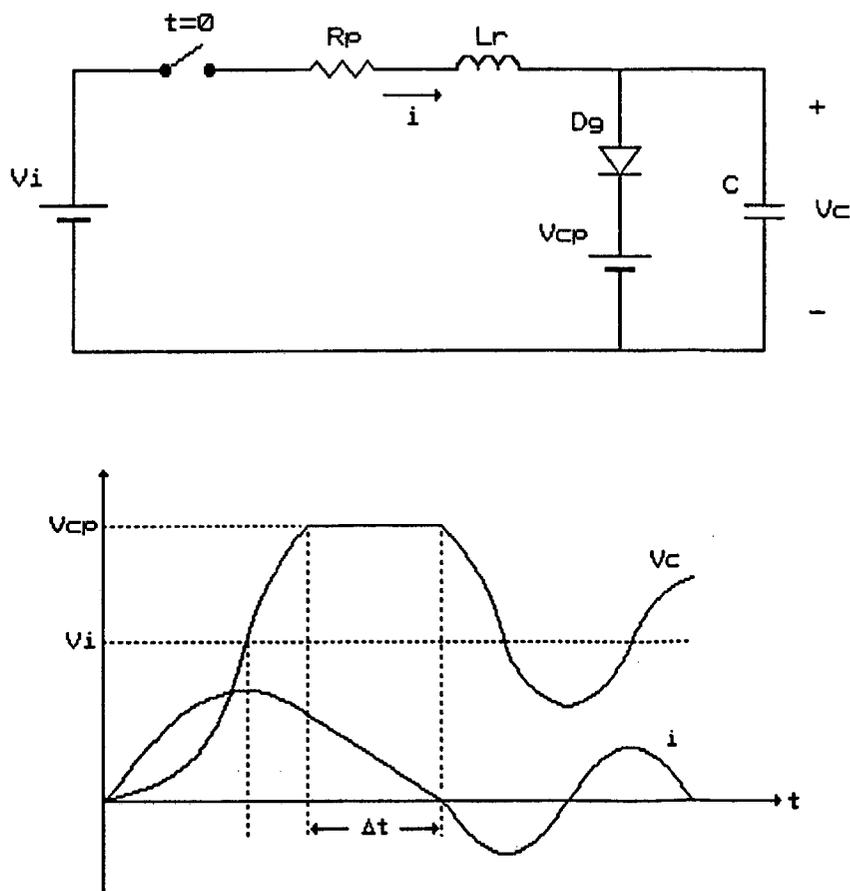


Fig. A.2 Modelo incremental e formas de onda para a carga da capacitância do diodo com circuito grampeador adicionado.

A capacitância do diodo é não linear, ela varia inversamente com a raiz quadrada de sua tensão [28]. Para o projeto do circuito grampeador, esta capacitância será assumida linear.

A corrente no indutor é $I_o + i_g$. Como a corrente de carga não atua neste

A corrente no indutor é $I_0 + i_g$. Como a corrente de carga não atua neste processo, ela não será considerada, logo a corrente no indutor fica sendo igual a i_g .

A energia que flui no grampeador, pode ser calculada da seguinte forma. Definindo α , como o ângulo do ciclo de oscilação a partir do instante em que a tensão do capacitor do diodo ultrapassa V_i até atingir o valor da tensão de grampeamento V_g .

O capacitor C_g deve ser grande o suficiente para comportar-se como uma fonte de tensão contínua V_g .

Definindo:

$$\sin \alpha = \frac{V_g - V_i}{V_i} = u \quad (\text{A.1})$$

Onde:

u = fator de correção.

Então:

$$\alpha = \arcsin(u) \quad (\text{A.2})$$

A corrente no indutor no final deste período é:

$$I(\alpha) = \frac{V_r \cos \alpha}{\sqrt{\frac{L_r}{C}}} = \frac{V_r \sqrt{1-u^2}}{\sqrt{\frac{L_r}{C}}} \quad (\text{A.3})$$

A corrente decresce linearmente com o tempo, até atingir zero. A duração da ação grampeadora é:

$$\Delta t = \frac{L_r I(\alpha)}{V_g - V_l} \quad (\text{A.4})$$

A energia fluindo no circuito grampeador é:

$$E_g = \frac{I(\alpha) \cdot V_g \cdot \Delta t}{2} = \frac{L_r I^2(\alpha)}{2} \cdot \left(\frac{V_g}{V_g - V_l} \right) = \frac{L_r I^2(\alpha)}{2} \cdot \left(\frac{1 + u}{u} \right) \quad (\text{A.5})$$

Como:

$$I^2(\alpha) = \frac{V_l^2 \cdot (1 - u^2)}{\frac{L_r}{C}} \quad (\text{A.6})$$

A expressão pode ser reescrita como:

$$E_g = \frac{C \cdot V_l^2}{2} \cdot \left[\frac{(1 + u)^2 \cdot (1 - u)}{u} \right] \quad (\text{A.7})$$

A expressão (A.7), mostra que a energia fornecida para o circuito grampeador é igual a energia armazenada na capacitância de junção do diodo vezes um fator de correção u .

Note-se que toda a energia fluindo no circuito grampeador deve ser perdida. Se a carga do grampeador é descarregada para a saída ou para a entrada, somente uma parcela da energia é perdida a outra parcela é recuperada para a entrada ou para a saída.

- Potência Perdida no Grampeador.

$$P_g = E_g f \quad (\text{A.8})$$

- Resistor do Circuito de Grampeamento.

a) Se toda a potência deve ser perdida.

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_g} \quad (\text{A.9})$$

b) Se parte da energia é recuperada para uma fonte de tensão V.

A fonte de tensão V, pode ser a tensão de entrada ou de saída.

$$R_g = \frac{V_g(V_g - V)}{P_g} \quad (\text{A.10})$$

A perda em R_g é:

$$P_{R_g} = \frac{(V_g - V)^2}{R_g} \quad (\text{A.11})$$

A energia recuperada para a fonte V é:

$$P_V = \frac{(V_g - V) \cdot V}{R_g} \quad (\text{A.12})$$

- Capacitor do Circuito de Grampeamento

O capacitor deve se comportar como uma fonte de tensão contínua, V_g , e não deve se descarregar por R_g , por esta razão ele deve ter um alto valor, de forma que a frequência do circuito grampeador seja muito menor que a frequência de chaveamento do conversor.

Adotando $f_{RC} = f/400$, pode-se calcular o valor para o capacitor:

$$C_g = \frac{400}{R_g f} \quad (\text{A.13})$$

- Diodo do Circuito de Grampeamento

O diodo D_g deve ser um diodo ultra-rápido, com tensão igual a V_g e corrente de pico igual a $I(\alpha)$. Como a corrente tem forma triangular, durante o grampeamento, o seu valor médio é dado pela expressão (A.14).

$$I_{md_{D_g}} = \frac{I(\alpha) \cdot \Delta t}{2 \cdot T} \quad (\text{A.14})$$

A.2 Conversores com Indutor Ressonante Não Linear

A diferença entre o Conversor Buck-ZVS-QRC com indutor linear, em relação ao não linear, é que no instante da carga da capacitância do diodo, o valor da indutância

ressonante será função da corrente de carga [20,21]. Quanto maior a corrente de carga, menor será o valor desta indutância, durante este processo de carga da capacitância. Embora a corrente de carga não entre no cálculo do circuito de grampeamento, ela será considerada para obter-se o valor da indutância. Durante o processo de carga da capacitância, a corrente na indutância é a corrente de carga, I_o , considerada constante, adicionada com a corrente que circula na capacitância de junção do diodo. Para cada valor da corrente de carga, tem-se um valor diferente para a indutância[20,21].

O maior sobretensão no diodo acontece para a corrente de carga nominal, pois para este valor de corrente, a indutância será a menor possível.

Assumindo as considerações feitas, para o caso do indutor linear, e considerando o comportamento do indutor como sendo função da corrente, com um valor inicial de L_r para I_o :

$$L_r = L(i + I_o) \quad (\text{A.15})$$

tem-se:

$$I(\alpha) = \frac{V_r \cos \alpha}{\sqrt{\frac{L(i + I_o)}{C}}} = \frac{V_r \sqrt{1 - u^2}}{\sqrt{\frac{L(i + I_o)}{C}}} \quad (\text{A.16})$$

- Duração da ação grampeadora

$$dt = \frac{L(i + I_o).di}{V_g - V_l} \quad (\text{A.17})$$

- Energia fluindo no circuito de grampeamento

$$E_g = \int v \cdot i dt = \int \frac{V_g}{V_g - V_i} \cdot i \cdot L(i + I_o) \cdot di \quad (\text{A.18})$$

$$E_g = \frac{V_g}{V_g - V_i} \cdot \int_0^{I(\alpha)} i \cdot L(i + I_o) \cdot di \quad (\text{A.19})$$

Representando a indutância pela sua expressão mais clássica [70], que é mostrada na expressão (A.20), a energia fica sendo calculada pela expressão (A.21).

$$L_r = L_o \cdot \text{sech}^2 \left(\frac{L_o}{\phi_s} \cdot i \right) \quad (\text{A.20})$$

$$E_g = \frac{V_g}{V_g - V_i} \cdot \int_0^{I(\alpha)} i \cdot \text{sech}^2 \left[\frac{L_o}{\phi_s} \cdot (i + I_o) \right] \cdot di \quad (\text{A.21})$$

onde:

ϕ_s = fluxo de saturação

L_o = indutância para baixos valores de corrente (região linear da indutância)

Integrando a expressão (A.21), a energia fica definida pela expressão (A.22).

$$E_g = \frac{V_g}{V_g - V_i} \cdot L_o \left\{ \frac{\phi_s}{L_o} \cdot i \cdot \tanh \left[\frac{L_o}{\phi_s} \cdot (i + I_o) \right] - \frac{\phi_s^2}{L_o^2} \cdot \ln \cosh \left[\frac{L_o}{\phi_s} \cdot (i + I_o) \right] \right\}_0^{I(\alpha)} \quad (\text{A.22})$$

$$E_g = \left(\frac{1+u}{u} \right) \cdot \left\{ \begin{array}{l} \phi_s \cdot I(\alpha) \cdot \tanh \left[\frac{L_o}{\phi_s} \cdot (I_o + I(\alpha)) \right] \\ - \frac{\phi_s^2}{L_o} \cdot \ln \cosh \left[\frac{L_o}{\phi_s} \cdot (I_o - I(\alpha)) \right] \\ + \frac{\phi_s^2}{L_o} \cdot \ln \cosh \left(\frac{L_o}{\phi_s} \cdot I_o \right) \end{array} \right. \quad (\text{A.23})$$

Substituindo a expressão (A.20) na (A.16), tem-se:

$$I(\alpha) = \frac{V_r \sqrt{1-u^2}}{\sqrt{\frac{L_o}{C}}} \cdot \cosh \left[\frac{L_o}{\phi_s} \cdot (I_o + I(\alpha)) \right] \quad (\text{A.24})$$

Conhecendo-se V_r , L_o , C , u , ϕ_s e I_o , a equação transcendental pode ser resolvida para $I(\alpha)$. Com $I(\alpha)$ conhecido, calcula-se E_g e o restante para o projeto do grampeador, como no caso do indutor linear.

A.3 Exemplos de Projetos com Comprovação Experimental.

A.3.1 Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Linear

Considerar o circuito representado na Fig. A.1, com os seguintes parâmetros:

$$V_i = 40\text{V}$$

$$C_r = 27\text{nF}$$

$$L_r = 6,0\mu\text{H}$$

Q = IRF640

D₂ = MUR1530; c/ C = 100pF em V_{D2} = 40V.

f = 100Khz

Adotando-se:

V_g = 50V.

a) *Fator de correção*

$$u = \frac{V_g - V_i}{V_i} \quad (\text{A.25})$$

$$u = 0,25$$

b) *Energia no circuito de grampeamento*

$$E_g = \frac{C \cdot V_i^2}{2} \cdot \left[\frac{(1 + u)^2 \cdot (1 - u)}{u} \right] \quad (\text{A.26})$$

$$E_g = 0,375 \mu\text{joules}$$

c) *Potência perdida no circuito de grampeamento*

$$P_g = E_g \cdot f \quad (\text{A.27})$$

$$P_g = 37,5 \text{mW}$$

d) *Resistor do circuito de grampeamento*

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_g} \quad (\text{A.28})$$

$$R_g = 68\text{K}\Omega$$

e) *Capacitor do circuito de grampeamento*

$$C_g = \frac{400}{R_g f} \quad (\text{A.29})$$

$$C_g = 60\text{nF}$$

Na prática, o valor de C_g utilizado foi de 120nF.

A Fig. A.3, mostra as formas de onda experimentais do diodo D_2 , do Conversor Buck ZVS-QRC, sem o circuito de grampeamento. A Fig. A.4 mostra as mesmas formas de onda, mas com o circuito de grampeamento.

corrente: 5A/div
tensão: 20V/div
tempo: 2 μ s/div

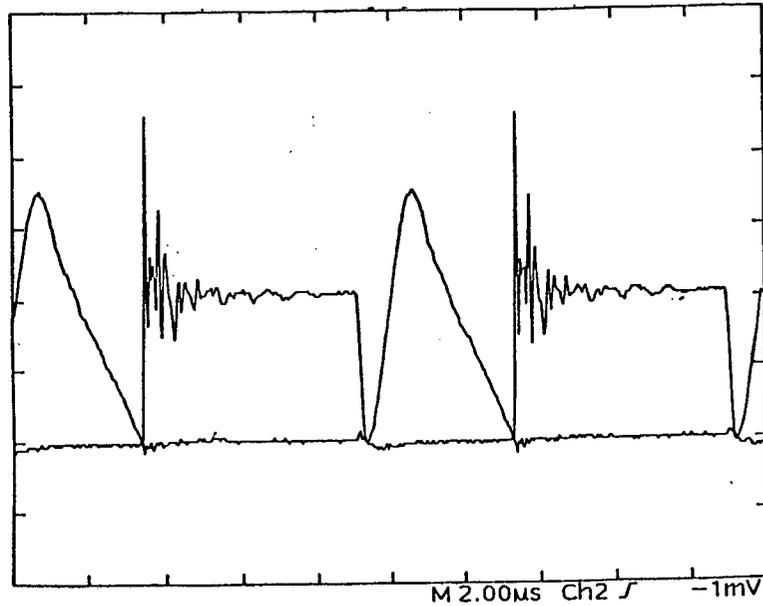


Fig. A.3 Formas de onda experimentais de tensão e corrente no diodo D_2 , do Conversor Buck ZVS-QRC, com o indutor ressonante linear, sem o grampeamento, para $I_o = 10A$.

corrente: 5A/div
tensão: 20V/div
tempo: 2 μ s/div

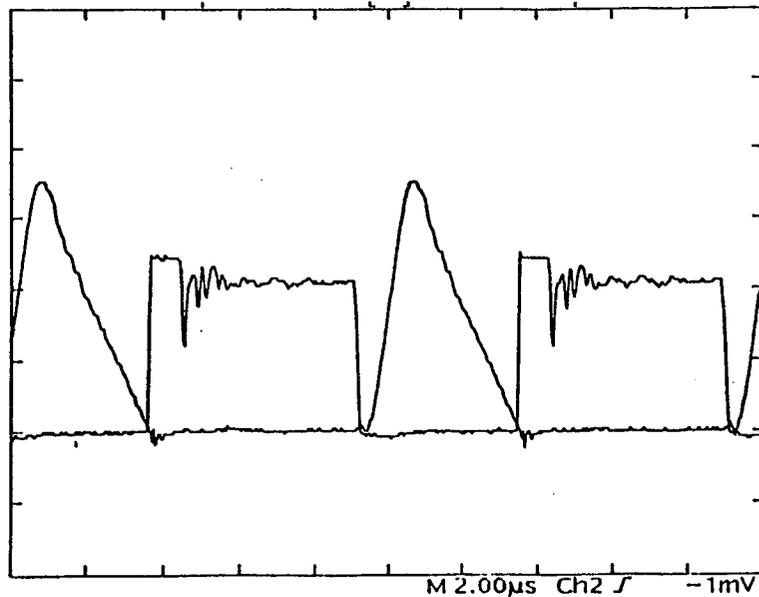


Fig. A.4 Formas de onda experimentais de tensão e corrente no diodo D_2 , do Conversor Buck ZVS-QRC, com o indutor ressonante linear, com o grampeamento, para $I_o = 10A$.

A.3.2 Conversor Buck ZVS-QRC com Indutor Ressonante Não Linear

Considerando o circuito representado na Fig. A.1, com os mesmos parâmetros do ítem anterior, mas com o indutor ressonante não linear, com os seguintes dados:

$$L_o = 6,0\mu\text{H} - \text{núcleo E20, material IP6 (Thornton)}$$

$$\phi_s = 37\mu\text{Wb}$$

$$I_o = 10\text{A}$$

Adotando-se:

$$V_g = 50\text{V}.$$

a) *Fator de correção*

$$u = \frac{V_g - V_l}{V_l} \quad (\text{A.30})$$

$$u = 0,25$$

b) *Cálculo da corrente $I(\alpha)$*

Para facilitar a obtenção do valor de $I(\alpha)$, considerou-se a seguinte aproximação dada pela expressão:

$$I(\alpha) = \frac{V_r \sqrt{1-u^2}}{\sqrt{\frac{L_o}{C}}} \cdot \cosh\left(\frac{L_o}{\phi_s} \cdot I_o\right) \quad (\text{A.31})$$

$$I(\alpha) = 0,42\text{A}$$

b) *Energia no circuito de grampeamento*

$$E_g = \left(\frac{1+u}{u} \right) \cdot \left\{ \begin{array}{l} \phi_s \cdot I(\alpha) \cdot \tanh \left[\frac{L_o}{\phi_s} \cdot (I_o + I(\alpha)) \right] \\ - \frac{\phi_s^2}{L_o} \cdot \ln \cosh \left[\frac{L_o}{\phi_s} \cdot (I_o - I(\alpha)) \right] \\ + \frac{\phi_s^2}{L_o} \cdot \ln \cosh \left(\frac{L_o}{\phi_s} \cdot I_o \right) \end{array} \right. \quad (\text{A.32})$$

$$E_g = 0,34 \mu\text{joules}$$

Levando-se em conta as considerações feitas, pode-se afirmar que a energia envolvida no processo de recuperação reversa, é a mesma do conversor com o indutor ressonante linear, e que esta energia é proveniente da capacitância de junção do diodo.

Utilizando os mesmos valores para R_g e C_g , projetados para o Conversor Buck ZVS-QRC com indutor ressonante linear, foram obtidos as formas de onda experimentais representadas nas Figs. A.5 e A.6.

Como pode ser visto, através das Figs. A.5 e A.6, a duração da ação grampeadora é menor, mas a corrente reversa é bem maior, resultando na mesma energia.

corrente: 5A/div
tensão: 20V/div
tempo: 2 μ s/div

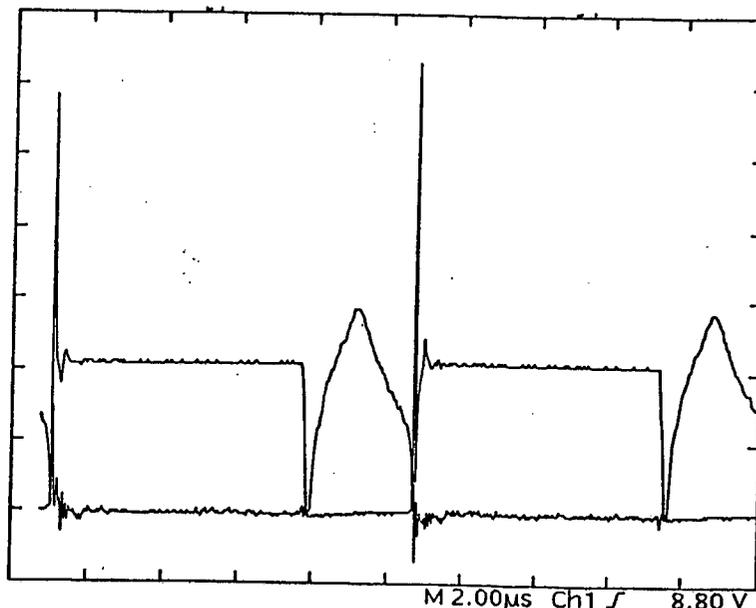


Fig. A.5 Formas de onda experimentais de tensão e corrente no diodo D_2 , do Conversor Buck ZVS-QRC, com o indutor ressonante não linear, sem o circuito de grampeamento, para $I_o = 10A$.

corrente: 5A/div
tensão: 20V/div
tempo: 2 μ s/div

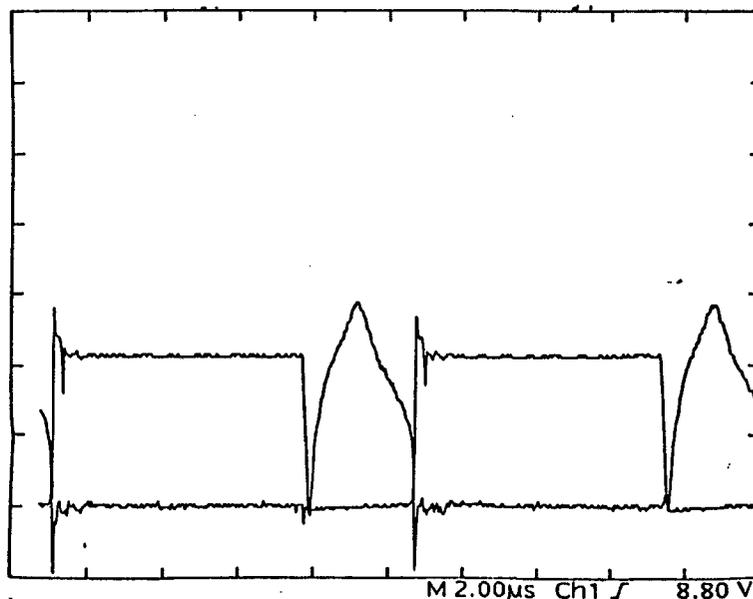


Fig. A.6 Formas de onda experimentais de tensão e corrente no diodo D_2 , do Conversor Buck ZVS-QRC, com o indutor ressonante não linear, com o circuito de grampeamento, para $I_o = 10A$.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] K.H. Liu, R. Oruganti, F.C. Lee. " Resonant Switches- Topologies and Characteristics". IEEE PESC'85 Record, pp. 106-116.
- [02] K.H. Liu, F.C. Lee. " Zero-Voltage Switching Tecnique in DC/DC Converters". IEEE PESC'86 Record, pp. 58-70.
- [03] T. Zeng, D.Y. Chen, F.C. Lee. "Variations of Quasi-Resonant DC-DC Converter Topologies". IEEE PESC'86 Record, pp.381-392.
- [04] K.H. Liu, R. Oruganti, F.C. Lee. "Quasi-Resonant Converters- Topologies and Characteristics". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE-2 nº 1, 1987, pp. 62-71.
- [05] W.A. Tabitz, P. Gradzki, F.C. Lee. " Zero-Voltage-Switched Quasi-Ressonant Buck and Flyback Converters Experimental results at 10MHz". IEEE PESC'87 Record, pp. 404-413.
- [06] F.C. Lee. "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies". Proceedings of the IEEE'88, pp. 377-390.
- [07] I. Barbi, J.B. Vieira Junior. "General Characteristics of Buck and Boost Quasi Resonant Converters". Primeiro Seminário de Eletrônica de Potência'88, pp. 63-68 - Florianópolis .
- [08] T.A. Meynard, Y. Cheron, H. Foch. "Generalization of the Resonant Switch Concept Structures and Performances". EPE'88 Proceedings, pp. 239-244.
- [09] A.W. Lotfi, V. Vorpérian, F.C. Lee. "Comparison of Stress in Quasi-Resonant and Pulse-Width-Modulated Converters". IEEE PESC'88 Record, pp. 591-598.

- [10] I. Barbi, D.C Martins, J.B. Vieira Junior." Variation of Buck-Boost Zero-Voltage Switching Quasi-Resonant Converters: Topologies and Analysis". EPE'89 Proceedings, pp. 1473-1478.
- [11] J.B. Vieira Júnior. "Conversores Quase-Ressonantes: Novas Topologias, Projeto e Análise." Tese Doutorado, LAMEP - UFSC, agosto/91.
- [12] D.A. Paice, P. Wood. "Nonlinear Reactors as Protective Elements for Thyristor Circuits." IEEE Trans. on Magnetics, Vol. Mag-3, nº 3, setembro/67, pp. 228-232.
- [13] T. Yamada, T. Inoue, I. Narigoe, C. Mullett. "A New Noise Suppressor with Amorphous Saturable Reactor." IEEE APEC'86 Proceedings, pp. 134-140.
- [14] C.E. Mullett, R. Hiramatsu. "An Improved Parallel Control Circuit for Saturable Reactor Output Regulators in High-Frequency Switched-Mode Converters." IEEE APEC'86 Proceedings, pp. 99-106.
- [15] O. Arakawa, T. Yamada, R. Hiramatsu. "Magnetic Snubber Using Amorphous Saturable Reactor - Amorphous Beads." IEEE APEC'88 Proceedings, pp. 334-340.
- [16] R.W. Erickson, A.F. Hernandez, A.F. Witubski, R. Xu. "A Nonlinear Resonant Switch". IEEE PESC'89 Record, pp. 43-50.
- [17] K. Harada, H. Sakamoto. "Non-Resonant Converter for Megahertz Switching." IEEE PESC'89 Record, pp. 889-894.
- [18] J. Sebastian, J. Blanco, J. Uceda, A. Lumberras. "An Alternative Method for Controlling Two-output DC to DC Converters Using Saturable Core Inductor." IEEE PESC'90 Record, pp. 43-50.

- [19] K. Harada, H. Sakamoto. "On the Saturable Inductor Commutation for Zero-Voltage-Switching." IEEE PESC'90 Record, pp. 189-196
- [20] I. Barbi, D.C. Martins, R.N. Prado. "Effects of Non-linear Resonant Inductor on the Behavior of Zero-Voltage-Switching Quasi-Resonant Converters". IEEE PESC'90 Record, pp. 522-527.
- [21] R.N. Prado. "Efeitos do Indutor Ressonante Não Linear Sobre o Comportamento dos Conversores Quase-Ressonantes com Comutação sob Tensão Nula." Memorial de Exame de Qualificação, UFSC, Publicações Internas, dezembro 1990.
- [22] K.H. Liu, F.C. Lee. "Secondary-Side Resonance for High Frequency Power Conversion." IEEE APEC'86 Proceedings, pp. 83-89.
- [23] M.M. Jovanovic, W.A. Tabisz, F.C.Lee. "Zero-Voltage -Switching Technique in High - Frequency Off - Line Converters". IEEE APEC'88 Proceedings, pp. 23-32.
- [24] A.S. Kislovski. "Half-Bridge Power-Processing Cell Utilizing a Linear Variable Inductor and Thyristor-Dual Switches." IEEE PESC'88 Record, pp. 284-289.
- [25] M.M. Jovanovic, R. Farrington, F.C. Lee. "Comparison of Half-Bridge ZCS-QRC and ZVS-MRC for Off-Line Applications." VPEC SEMINAR'89 Proceedings, pp. 74-82.
- [26] O.D. Patterson, D.M. Divan. "Pseudo-Resonant Full-Bridge DC/DC Converter." IEEE PESC'87 Record, pp.424-430.
- [27] C.P. Henze, H.C. Martin, D.W. Parsley. "Zero-Voltage-Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse Width Modulation." IEEE APEC'88 Proceedings, pp. 33-40.

- [28] L.H. Mweene, C.A. Wright, M.F. Schlecht. "A 1kW, 500kHz Front-End Converter for a Distributed Power Supply System." IEEE APEC'89 Proceedings, pp. 423-432.
- [29] S. Hamada, T.Kanazawa, Y. Ogino, M. Nakaoka. "A New Conceptional PWM DC-DC Converter with Zero-Voltage-Switching Incorporating Non-Controlled Saturable Reactors." IEEE PESC'89 Record, pp. 881-888.
- [30] D.M. Sable, F.C. Lee. "The Operation of a Full Bridge, Zero-Voltage-Switched, PWM Converter." VPEC SEMINAR'89 Proceedings, pp. 92-97.
- [31] R. Redl, N.O. Sokal, L. Balogh. "A Novel Soft-Switching Full Bridge DC/DC Converter: Analysis, Design Considerations, and Experimental Results at 1,5kW, 100kHz." IEEE PESC'90 Record, pp. 162-172.
- [32] J.A. Ferreira, A. van Ross, J.D. van Wyk. "A Generic Soft Switching Converter Topology with a Parallel Nonlinear Network for High Power Application." IEEE PESC'90 Record, pp. 298-304.
- [33] J.A. Sabaté, V. Vlatkovic, R.B. Ridley, F.C. Lee, B.H. Cho. "Design Considerations for High-Voltage High-Power Full Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter." VPEC SEMINAR'90 Proceedings, pp. 9-18.
- [34] A.W. Lotfi, J.A. Sabaté, F.C. Lee. "Design Optimization of the Zero-Voltage-Switched PWM Converter." VPEC SEMINAR'90 Proceedings, pp. 30-36.
- [35] C.Q. Lee, S. Sooksatra, H. Lee. "Performance Characteristics of the Full-Bridge Zero-Voltage-Switching PWM Resonant Converter." IEEE IECON'90 Record, pp. 869-874.

- [36] E. Morad, P.H. Ziogas, G. Joos. "High-Frequency High-Power DC-DC Full-Bridge PWM Converter with Zero-Current Zero-Voltage Commutation." IEEE APEC'91 Proceedings, pp. 71-77.
- [37] J.A. Sabaté, V Vlatkovic, R.B. Ridley, F.C. Lee. "High-Voltage, High-Power, Full-Bridge PWM Converter Employing An Active Snubber." IEEE APEC'91 Proceedings, pp. 158-163
- [38] K. Harada, H. Sakamoto. "High-Power and High Switching Frequency DC to DC Converter Using Saturable Inductor Commutation and Switched Snubber." IEEE PESC'91 Record, pp. 148-154.
- [39] S. Hamada, M. Nakaoka. "Analysis and Design of a Saturable Reactor Assisted Soft-Switching Full-Bridge DC-DC Converter." IEEE PESC'91 Record, pp. 155-162.
- [40] J.A. Ferreira, J.D. van Wyk, A.S. de Beer. "Nonlinear Resonant Pole ZVS in a Self Oscillating DC to DC Converter with Magnetic FeedBack." IEEE PESC'91 Record, pp. 171-176.
- [41] R. Farrington, M.M. Jovanovic, F.C. Lee. "A New Family of Isolated Zero-Voltage-Switched Converters." IEEE PESC'91 Record, pp. 209-215.
- [42] G. Hua, F.C. Lee. "A New Class of Zero-Voltage-Switched PWM Converters." VPEC SEMINAR'91 Proceedings, pp. 143-150.
- [43] G. Hua, F.C. Lee, M.M. Jovanovic. "An Improved Zero-Voltage-Switched PWM Converter Using a Saturable Inductor. VPEC SEMINAR'91 Proceedings, pp. 161-166.

- [44] J.L.F. Vieira, I. Barbi. "High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switching PWM Off-Line Power Supply with Wide Load Range." Primeiro Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP'91, pp. 14-20.
- [45] R.N. Prado, J.L.F. Vieira, I. Barbi. "A Wide Load Range Full-Bridge ZVS PWM Converter Employing Nonlinear Resonant Inductor." Primeiro Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP'91, pp. 50-55.
- [46] R. Saito, S. Ushika. "Reduced-Resonant-Current Zero-Voltage-Switched Forward Converter with Unsaturated-Region Resonance of Saturable Inductor." IEEE INTELEC'91 Record, pp. 151-158.
- [47] S. Hamada, Y. Ogino, M. Nakaoka. "A 350W-500kHz PWM DC-DC Converter Utilizing Saturable Reactor Assisted Soft-Switching Technique." EPE'91 Proceedings, Vol. 1, pp. 538-543.
- [48] Y. Murai, S.G. Abeyratne, T.A. Lipo, P. Caldeira. "Current Peak Limiting for a Series Resonant DC Link Power Conversion Using a Saturable Core." EPE'91 Proceedings, Vol. 2, pp. 8-12
- [49] W.J. Gu, K. Harada. "Novel Self-Excited PWM Converters with Zero-Voltage-Switched Resonant Transition Using a Saturable Core." IEEE APEC'92 Proceedings, pp. 58-65.
- [50] W.J. Gu, K. Harada. "A Novel, Self-Excited, PWM Forward Converter with ZVS Resonant Transition Using Two Minor-Loop- Operated Saturable Cores." IEEE PESC'92 Record, pp. 85-92.
- [51] S. Hamada, Y. Maruyama, M. Nakaoka. "Saturable Reactor Assisted Soft-Switching Technique in PWM DC-DC Converters." IEEE PESC'92 Record, pp. 93-99

- [52] J.R. de Villiers, J.D. van Wyk, J.A. Ferreira. "Study of a Generic Topology for a Double Nonlinear Resonant Pole Converter." IEEE PESC'92 Record, pp. 633-640.
- [53] P.C. Theron, P.H. Swarepoel, J.J. Schoeman, J.A. Ferreira, J.D. van Wyk. "Soft Switching Self-Oscillating Fet-Based DC-DC Converters." IEEE PESC'92 Record, pp. 641-648.
- [54] K. Harada, K. Harada. "Dead Angle Compensation Using Inductor in DC to DC Converter." IEEE PESC'92 Record, pp. 649-656.
- [55] C.J. Simpson, J.D. van Wyk, J.J. Schoeman. "Low-Loss DC to DC Converter System for Stand Alone Photovoltaic Applications." IEEE PESC'92 Record, pp. 701-707.
- [56] D.Y. Huh, H.S. Kim, G.H. Cho. "New Group of ZVS PWM Converters Operable On Constant Frequency and Its Application to Power Factor Correction Circuit." IEEE PESC'92 Record, pp. 1441-1446.
- [57] M. Nakaoka, M. Michihira, S. Hamada, Y. Murakami. "A New Generic Family of Saturable Reactor-Assisted Soft-Switching PWM DC-DC Converters for High-Power Density Distributed Power Systems." IEEE INTELEC'92 Record, pp. 306-315.
- [58] J.L.F. Vieira, G. Gabbiati, I. Barbi. "On the Design and Experimentation of a High Performance 25A/48V Rectifier Unit." IEEE INTELEC'92 Record, pp. 540-547.
- [59] W.A. Martin. "Step-gap "E" Core Swing Chokes." PowerTechnics Magazine, fevereiro/86, pp. 19-23.

- [60] M.H. Kheraluwala, D.W. Novotny, D.M. Divan. "Design Considerations for High Power High Frequency Transformers." IEEE PESC'90 Record, pp. 734-742.
- [61] C. Jamerson, M. Barker. "Magamp Design with Ferrite Core Saturable Reactors." IEEE APEC'91 Proceedings, pp. 359-364.
- [62] P.M. Gradski, F.C. Lee. "Domain Wall Resonance and Its Effect On Losses in Ferrites." IEEE PESC'91 Record, pp. 627-632.
- [63] W.M. Chew, P.D. Evans. "High Frequency Inductor Design Concepts." IEEE PESC'91 Record, pp. 673-678.
- [64] W. Roshen. "Ferrite Core Loss for Power Magnetic Components Design." IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 27, nº 6, novembro/91, pp. 4407-4415.
- [65] J.K. Watson. "On the Nonlinearities of Inductors Using Linear Ferrite Toroidal Cores". IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-17, nº 3, maio/81, pp. 1320-1325.
- [66] Y. Saito, H. Saotome, S. Hayano, T. Yamamura. "Modelling of Nonlinear Inductor Exhibiting Hysteresis Loops and its Application to the Single Phase Parallel Inverters". IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-19, nº 5, setembro/83, pp. 2189-2191.
- [67] D. Pei, P.O. Lauritzen. "A Computer Model of Magnetic Saturation and Hysteresis for Use On Spice2". IEEE Trans. on Power Eletronics, Vol. PE-1, nº 2, abril 1986, pp. 101-110.
- [68] L.G. Meares. "New Simulation Techniques Using SPICE." IEEE PESC'86 Record, pp. 198-205.

- [69] D.C. Jiles, D.L. Atherton. "Theory of Ferromagnetic Hysteresis." Journal of Magnetism and Magnetic Materials, nº 61, 1986, pp. 48-60.
- [70] A. Barili, A. Brambila, G. Cottafava, E. Dallago. "A Simulation Model for the Saturable Reactor." IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 35, nº 2, maio/88, pp. 301-306
- [71] K.H. Carpenter. "A Differential Equation Approach to minor Loops in the Jiles-Atherton Hysteresis Model." IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 27, nº 6, novembro/91, pp. 4404-4407.
- [73] D.C. Martins, O.L. Tortelli. "Model of Nonlinear Inductors Applied to Numerical Simulation of Static Converters." Primeiro Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP'91, pp. 333-337.
- [74] P.O. Lauritzen. "Power Semiconductor Device Models for use in Circuit Simulators." IEEE IAS'90 Record, pp. 1559-1563.
- [75] Y.C. Liang, V.J. Gosbell. "Diode Forward and Reverse Recovery Model for Power Electronic SPICE Simulations." IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.5, nº 3, julho,90 pp. 346-356.
- [76] W. McMurray. "Simulation of Power Rectifiers In SPICE." IEEE IAS'90 Record, pp. 1569-1574.
- [77] C.L. Ma, P.O. Lauritzen. "A Simple Power Diode Model with Forward and Reverse Recovery". IEEE PESC'91 Record, pp. 411-415.
- [78] C.L. Ma, P.O. Lauritzen. "A Simple Diode Model with Reverse Recovery." IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, nº 2, abril/91, pp. 188-191.
- [79] R. Kraus, K. Hoffmann, H.J. Mattausch. "A Precise Model for the Transient Characteristics of Power Diodes." IEEE PESC'92 Record, pp. 863-869.

- [80] T. Vogler, D. Schröder. "A New Accurate Circuit-Modelling Approach for the Power - Diode." IEEE PESC'92 Record, pp. 870-876.
- [81] I. Barbi. "Notas de Aulas de Tópicos Avançados em Eletrônica de Potência - Conversores Quase-Ressonantes." UFSC, Publicações Internas, 1987.
- [82] I. Barbi. "Notas de Aulas de Eletrônica de Potência III." UFSC, Publicações Internas, 1987.
- [83] I. Barbi. "Notas de Aulas de Eletrônica de Potência IV." UFSC, Publicações Internas, 1987.
- [84] I. Barbi. "Apostila do Curso de Projetos de Fontes Chaveadas." UFSC, Publicações Internas, 1990.