

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONVERSORES QUASE-RESSONANTES : NOVAS TOPOLOGIAS, PROJETO E ANÁLISE

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA

JOÃO BATISTA VIEIRA JÚNIOR

FLORIANÓPOLIS, AGOSTO 1991

SC-00008574-0

Bibliography LIFSS
N. 0192 370-4 ♀
Date 10 9/91

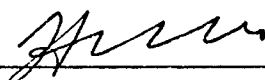
BU/DPT
0.192.370-4

CETD
JFSC
PEEL
0087
ex. 2

CONVERSORES QUASE-RESSONANTES : NOVAS TOPOLOGIAS, PROJETO E ANÁLISE

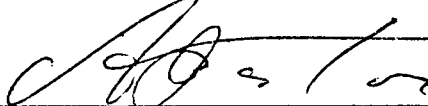
JOÃO BATISTA VIEIRA JÚNIOR

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



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

ORIENTADOR

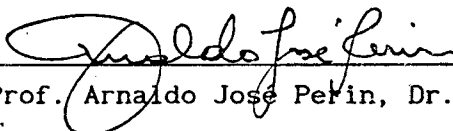


Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr. de Estado
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

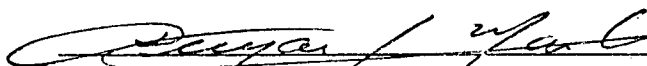
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Peñin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo, Dr. Ing.



Prof. Valdeir José Farias, Dr.

À minha esposa Lillian
Aos meus filhos Flávio,
Ticiane, Guilherme e
Tamara

A G R A D E C I M E N T O S

Ao Prof. Ivo Barbi pela orientação, e principalmente pela dedicação, amizade e ensinamentos que muito contribuíram no desenvolvimento deste trabalho.-

À minha esposa Lillian, meus filhos Flávio, Ticiane, Guilherme e Tamara e a meus pais João e Luiza pelo incentivo, contribuição e o tempo de minha convivência que abdicaram para que este trabalho fosse concluído.-

Aos Professores Arnaldo José Perin e Denizar Cruz Martins pela amizade, ensinamentos e dedicação que muito contribuíram para elaboração deste trabalho e também pela sua participação na banca examinadora.-

À Rosângela Márcia Livramento pela amizade, carinho e compreensão.-

Aos funcionários do Lamep, Coelho e Pacheco, pela dedicação e presteza em atender às nossas solicitações de auxílio.-

Aos professores, funcionários e colegas do Programa de Pós-Graduação e do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC que, de uma forma ou de outra, auxiliaram para a realização deste trabalho.-

Aos colegas, professores e funcionários, do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, pela boa vontade, companheirismo, apoio, interesse e colaboração que foram fundamentais para a conclusão deste.-

À Universidade Federal de Uberlândia, Universidade Federal de Santa Catarina e ao Programa CAPES pelo apoio financeiro.-

Ao professor Porfírio Cabaleiro Cortizo, pela revisão e participação na banca examinadora.-

Aos professores Enio Valmor Kassick e Valdeir José Farias pela sua participação na banca examinadora.-

RESUMO

Este trabalho trata do estudo dos conversores quase-ressonantes buck, boost, buck-boost e de Cuk, com chaveamento à corrente nula ou à tensão nula, modulados em frequência e por largura de pulso.-

São apresentados métodos de sínteses para estes conversores.-

É analisado, à título de exemplo, um conversor obtido pelo método de síntese baseado nos blocos V e I.-

São também analisados todos os conversores obtidos pelo método de síntese baseado na célula de comutação ressonante.- Para os conversores quase-ressonantes com chaveamento à corrente nula e modulação por largura de pulso são estabelecidas rotinas de projeto e um conversor de cada família é projetado e montado.- As famílias que tiveram estruturas montadas são as seguintes: buck, boost, buck-boost, forward e half-bridge.-

Os resultados obtidos em laboratório são comparados com os obtidos por simulação.-

A B S T R A C T

This thesis is concerned with the study of quasi-resonant converters of the following types: buck, boost, buck-boost and Cuk. These converters can be either zero current switching type (modulated by both frequency and pulse width) and zero voltage switching type (modulated by frequency). This study deals with methods of synthesis and analysis for these converters, based upon the resonant commutation cells.

The buck converter of the zero current switching developed, which was obtained through the V and I blocks, is then analyzed. The design procedure of such converter is also presented.-

Moreover the zero current switching converters of the modulated by pulse width type were examined in detail. Thus, the design procedures of these converters are presented. To check this theoretical analysis, the following types of converters were then built: buck, boost, buck-boost, forward an half-bridge. All of these converters are modulated by pulse width.

S U M Á R I O

SIMBOLOGIA.....	XIX
INTRODUÇÃO.....	XXIII
CAPÍTULO 1 - ORIGEM DOS CONVERSORES QUASE-RESSONANTES	
1.1 - Introdução.....	01
1.2 - Comutação sem perdas.....	03
1.3 - Comutação sem perdas com frequência fixa.....	09
1.4 - A volta ao passado.....	12
CAPÍTULO 2 - MÉTODO DE SÍNTESE DE CONVERSORES QUASE-RESSONANTES, COM MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, ATRAVÉS DAS CÉLULAS DE COMUTAÇÃO RESSONANTES	
2.1 - Introdução.....	15
2.2 - Células de comutação ressonantes e circuitos generalizados gerados.....	15
2.3 - Conclusões.....	19
CAPÍTULO 3 - CONVERSORES QUASE-RESSONANTES, COM MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, ISOLADOS	
3.1 - Introdução.....	21
3.2 - Circuitos generalizados.....	21
3.3 - Ressonância no secundário.....	25
3.4 - Conclusões.....	29
CAPÍTULO 4 - CONVERSORES QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO	
4.1 - Introdução.....	31
4.2 - Conversores quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso.....	31
4.3 - Conclusões.....	38

CAPÍTULO 5 - MÉTODO DE SÍNTESE DE CONVERSORES CC-CC QUASE-RESSONANTES, PARA UM CONVERSOR BUCK-ZCS OU BOOST-ZVS GENERALIZADO

5.1 - Introdução.....	39
5.2 - Caracterização das fontes de energia elétrica e regras de associação.....	39
5.3 - Caracterização dos interruptores.....	41
5.4 - Conversores CC-CC.....	43
5.5 - Obtenção dos circuitos quase-ressonantes pelo processo de síntese.....	45
5.6 - Análise das estruturas.....	64
5.7 - Seqüências de funcionamento.....	67
5.8 - Formas de ondas e planos de fases.....	69
5.9 - Modelo matemático.....	70
5.10- Ganho estático e t_q	73
5.11- Conclusões.....	75

CAPÍTULO 6 - ANÁLISE DOS CONVERSORES QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, SINTETIZADOS NO CAPÍTULO 2

6.1 - Introdução.....	77
6.2 - Conversores buck quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, com interruptor bidirecional em corrente.....	77
6.3 - Conversores buck quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, com interruptor unidirecional em corrente.....	92
6.4 - Conversores boost quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, com interruptor bidirecional em corrente.....	105
6.5 - Conversores boost quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, com interruptor unidirecional em corrente.....	116
6.6 - Conversores buck-boost quase-ressonantes, com comutação à	

corrente nula e modulação em frequência, com interruptor bi- direcional em corrente.....	127
6.7 - Conversores buck-boost quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, com interruptor uni- direcional em corrente.....	140
6.8 - Conversores de Cuk quase-ressonantes, com comutação à cor- rente nula e modulação em frequência, com interruptor bidire- cional em corrente.....	152
6.9 - Conversores de Cuk quase-ressonantes, com comutação à cor- rente nula e modulação em frequência, com interruptor unidi- recional em corrente.....	165
6.10- Equacionamento unificado.....	178
6.11- Conclusões.....	181
CAPÍTULO 7 - ANÁLISE DOS CONVERSORES QUASE-RESSONANTES, COM CO- MUTAÇÃO À TENSÃO NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, SINTETIZADOS NO CAPÍTULO 2	
7.1 - Introdução.....	183
7.2 - Conversores buck quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência, com interruptor bidirecional em tensão.....	183
7.3 - Conversores buck quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência, com interruptor unidirecio- nal em tensão.....	198
7.4 - Conversores boost quase-ressonantes, com comutação à ten- são nula e modulação em frequência, com interruptor bidire- cional em tensão.....	214
7.5 - Conversores boost quase-ressonantes, com comutação à ten- são nula e modulação em frequência, com interruptor unidi- recional em tensão.....	226
7.6 - Conversores buck-boost quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência, com interruptor bidi- recional em tensão.....	239
7.7 - Conversores buck-boost quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência, com interruptor bidi- recional em tensão.....	254

7.8 - Conversores de Cuk quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência, com interruptor bidirecional em tensão.....	270
7.9 - Conversores de Cuk quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência, com interruptor unidirecional em tensão.....	285
7.10- Equacionamento unificado.....	301
7.11- Conclusões.....	304

CAPÍTULO 8 - ESTUDO DO CONVERSOR BUCK QUASE-RESSONANTE COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

8.1 - Introdução.....	305
8.2 - Seqüências de funcionamento.....	305
8.3 - Formas de ondas e planos de fases.....	310
8.4 - Modelo matemático.....	313
8.5 - Ganho estático e t_q	316
8.6 - Valores médios e eficazes.....	317
8.7 - Roteiro de projeto.....	348
8.8 - Projeto.....	349
8.9 - Simulação.....	355
8.10- Resultados experimentais.....	356
8.11- Conclusões.....	359

CAPÍTULO 9 - ESTUDO DO CONVERSOR BUCK QUASE-RESSONANTE COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO, COM INTERRUPTOR UNIDIRECIONAL EM CORRENTE

9.1 - Introdução.....	361
9.2 - Seqüências de funcionamento.....	361
9.3 - Formas de ondas e planos de fases.....	365
9.4 - Modelo matemático.....	368
9.5 - Ganho estático e t_q	371
9.6 - Valores médios e eficazes.....	376
9.7 - Roteiro de projeto.....	398
9.8 - Projeto.....	399

9.9 - Simulação.....	403
9.10- Resultados experimentais.....	405
9.11- Conclusões.....	408

CAPÍTULO 10 - ESTUDO DO CONVERSOR BOOST QUASE-RESSONANTE COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

10.1 - Introdução.....	411
10.2 - Sequências de funcionamento.....	411
10.3 - Formas de ondas e planos de fases.....	415
10.4 - Modelo matemático.....	418
10.5 - Ganho estático e t_q	421
10.6 - Valores médios e eficazes.....	423
10.7 - Roteiro de projeto.....	428
10.8 - Projeto.....	428
10.9 - Simulação.....	433
10.10- Resultados experimentais.....	435
10.11- Conclusões.....	439

CAPÍTULO 11 - ESTUDO DO CONVERSOR BUCK-BOOST QUASE-RESSONANTE COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

11.1 - Introdução.....	441
11.2 - Sequências de funcionamento.....	441
11.3 - Formas de ondas e planos de fases.....	448
11.4 - Modelo matemático.....	452
11.5 - Ganho estático e t_q	462
11.6 - Valores médios e eficazes.....	469
11.7 - Roteiro de projeto.....	474
11.8 - Projeto.....	474
11.9 - Simulação.....	480
11.10- Resultados experimentais.....	481
11.11- Conclusões.....	484

CAPÍTULO 12 - ESTUDO DO CONVERSOR DE CUK QUASE-RESSONANTE COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

12.1 - Introdução.....	487
12.2 - Seqüências de funcionamento.....	487
12.3 - Formas de ondas e planos de fases.....	494
12.4 - Modelo matemático.....	498
12.5 - Ganho estático e t_q	501
12.6 - Valores médios e eficazes.....	504
12.7 - Roteiro de projeto.....	509
12.8 - Projeto.....	510
12.9 - Simulação.....	515
12.10- Conclusões.....	515

CAPÍTULO 13 - ESTUDO DOS CONVERSORES ISOLADOS, QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

13.1 - Introdução.....	519
13.2 - Famílias de conversores quase-ressonantes isolados.....	519
13.3 - Seqüências de funcionamento.....	529
13.4 - Formas de ondas.....	534
13.5 - Modelo matemático.....	535
13.6 - Ganho estático.....	542
13.7 - Valores médios e eficazes.....	550
13.8 - Roteiro de projeto.....	572
13.9 - Projeto.....	574
13.10- Simulação.....	584
13.11- Resultados experimentais.....	585
13.12- Conclusões.....	589
CONCLUSÕES GERAIS.....	591
BIBLIOGRAFIA.....	593

S I M B O L O G I A

P -	potência;
f -	freqüência de funcionamento;
vs -	tensão sobre o interruptor S;
is -	corrente no interruptor S;
tc -	tempo despendido na comutação;
Vv -	tensão na fonte de tensão;
Vi -	tensão na fonte de corrente;
I -	corrente na fonte de corrente;
E1 -	tensão na fonte de tensão 1;
E2 -	tensão na fonte de tensão 2;
I1 -	corrente na fonte de corrente 1;
I2 -	corrente na fonte de corrente 2;
Lr -	indutor de ressonância;
Cr -	capacitor de ressonância;
DRL -	diodo de roda livre;
S, S1, } S2, S3, } S1, S3, }	interruptores genéricos;
iLr -	corrente no indutor de ressonância;
vcr -	tensão no capacitor de ressonância;
Lm -	indutor de acumulação;
Ca -	capacitor de acumulação;
Da2, D1, } Da1, Da, } D2 }	diodos;
Ld -	indutância de dispersão;
T -	tiristor;
Td -	transistor comandado como tiristor dual;
icr -	corrente no capacitor de ressonância;
Vco -	tensão inicial no capacitor de ressonância;
$\Delta t_1 = t_1 - t_0$	duração da primeira etapa de funcionamento;
$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$	freqüência de ressonância (rad/seg);

$\alpha_1 = \frac{I}{V_{CO}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ corrente da fonte de corrente parametrizada em função de V_{CO} ;

Z - raio do plano de fases;

$\Delta t_2 = t_2 - t_1$ duração da segunda etapa de funcionamento;

$V_{Cr2} = V_{C2}$ tensão no capacitor de ressonância no final da segunda etapa de funcionamento;

$\alpha = \frac{I}{V_w} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ corrente da fonte de corrente parametrizada em função da tensão da fonte de tensão;

$$\delta = \text{tg}^{-1} \left[\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right]$$

$$\theta = 2\delta$$

$\Delta t_3 = t_3 - t_2$ duração da terceira etapa de funcionamento;

i_1 - corrente na fonte de tensão 1;

i_2 - corrente na fonte de tensão 2;

i_{1med} - corrente média na fonte de tensão 1;

i_{2med} - corrente média na fonte de tensão 2;

f_0 - freqüência de ressonância (hertz);

t_q - tempo de polarização reversa do tiristor ou tempo disponível para que o transistor T_1 seja desligado;

$\Delta t_2 = t_2 - t_1$ tempo que o transistor T_1 conduz durante a segunda etapa de funcionamento;

$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ - corrente no indutor de acumulação parametrizada em função da soma das tensões das fontes de tensões;

I_M - corrente no indutor de acumulação;

$\beta = \frac{I_1 + I_2}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ - soma das correntes nas fontes de correntes parametrizada em função da tensão no capacitor de acumulação;

E - tensão no capacitor de acumulação;

E_{1med} - tensão média na fonte de corrente 1;

E_{2med} - tensão média na fonte de corrente 2;

I_2 - corrente no indutor de ressonância no final da segunda etapa de funcionamento;

t_{on} - tempo disponível para que o transistor T_1 entre em condução;

i_{T1med} - corrente média no transistor T_1 ;

i_{T1ef} - corrente eficaz no transistor T_1 ;

i_{T2med} - corrente média no transistor T_2 ;

i_{T2ef} - corrente eficaz no transistor T2;

i_{D1med} - corrente média no diodo D1;

i_{D1ef} - corrente eficaz no diodo D1;

i_{D2med} - corrente média no diodo D2;

i_{D2ef} - corrente eficaz no diodo D2;

i_{D3med} - corrente média no diodo D3;

i_{D3ef} - corrente eficaz no diodo D3;

$\Delta t_4 = t_4 - t_3$ duração da quarta etapa de funcionamento;

$\Delta t_5 = t_5 - t_4$ duração da quinta etapa de funcionamento;

$\Delta t_4 = t_4 - t_3$ tempo que o transistor T1 conduz durante a quarta etapa de funcionamento;

$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1} \omega_0$ - frequência de ressonância (rad/seg);

V_{c4} - tensão no capacitor de ressonância no final da quarta etapa de funcionamento;

I_{m1} - corrente em L_m no final da primeira etapa de funcionamento;

i_{Lm} - corrente instantânea em L_m ;

i_{Lr2} - corrente em L_r no final da segunda etapa de funcionamento;

I_{m2} - corrente em L_m no final da segunda etapa de funcionamento;

i_{Lr3} - corrente em L_r no final da terceira etapa de funcionamento;

I_{m3} - corrente em L_m no final da terceira etapa de funcionamento;

I_{m4} - corrente em L_m no final da quarta etapa de funcionamento;

V_{cr4} - tensão em C_r no final da quarta etapa de funcionamento;

$\omega_2 = \sqrt{\frac{L_r}{L_m}} \omega_0$ frequência de ressonância (rad/seg);

I_{m5} - corrente em L_m no final da quinta etapa de funcionamento;

I_{m6} - corrente em L_m no final da sexta etapa de funcionamento;

$\Delta t_6 = t_6 - t_5$ duração da sexta etapa de funcionamento;

$$B = \frac{L_r}{L_m}$$

$$I_{1med} = \frac{i_{1med}}{E_1} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$I_{2med} = \frac{i_{2med}}{E_1} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$I_{1med} = I_{1med} + I_{1med} + I_{1med} + I_{1med}$$

$$I_{1med} = \frac{i_{1med}}{E_1} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$I_{1med} = \frac{i_{1med}}{E_1} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$I_{1med}'' = \frac{i_{1med}''}{E_1} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$I_{1med}''' = \frac{i_{1med}'''}{E_1} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

- i_{S2med} - corrente média no diodo de roda livre;
- i_{S2ef} - corrente eficaz no diodo de roda livre;
- $I_{T1picomax}$ - máximo pico de corrente em T₁;
- $I_{D1picomax}$ - máximo pico de corrente em D₁;
- $I_{T2picomax}$ - máximo pico de corrente em T₂;
- I_{D3max} - máxima corrente em D₃;
- v_{S2max} - máxima tensão no diodo de roda livre;
- v_{T1max} - máxima tensão em T₁;
- v_{T2max} - máxima tensão em T₂;
- v_{Crmax} - máxima tensão em C_r;
- v_{D3max} - máxima tensão em D₃.

I N T R O D U C Ã O

Com o desenvolvimento e o conseqüente barateamento dos aparelhos eletrônicos eles se tornaram comuns no dia a dia das pessoas.- Para que isto acontecesse foi necessário muito investimento em processos de integração em larga escala para diminuir o peso, o volume e o custo destes equipamentos. Porém a parte de alimentação destes aparelhos (fontes chaveadas) não observou a mesma evolução ao longo do tempo.- Seguindo-se a tendência de integração em escala cada vez maior, por volta de 1995 [47] as fontes de alimentação ocupariam 60% do volume de um computador, por exemplo.- Para evitar este problema estas fontes devem se tornar mais compactas, e uma das maneiras de se fazer isto é aumentando a freqüência de funcionamento, reduzindo assim o tamanho dos capacitores, indutores e transformadores presentes.-

Porém, nos conversores PWM o aumento da freqüência de funcionamento é limitado pela velocidade dos interruptores.- Isto acontece porque as comutações são forçadas, gerando com isto perdas que aumentam linearmente com a freqüência de funcionamento.-

Estes fatos levaram os pesquisadores à procurar as comutações teóricamente sem perdas, e isto levou à ressonância.-

Em uma fonte ressonante a energia não é fornecida em formas de ondas retangulares como nas fontes PWM [52], ao contrário elas variam suavemente em formatos quase senoidais, saindo de e retornando à zero, possibilitando assim que o interruptor comute sem perdas.- Para se obter as formas de ondas ressonantes utiliza-se um circuito L-C com alto fator de qualidade (Q) em série ou em paralelo com a carga, estes circuitos fornecem as formas de ondas quase senoidais quando energizados.-

Com os conversores quase-ressonantes, que são utilizados para o tipo de aplicação em pauta, conseguiu-se elevar a freqüência de funcionamento das fontes de alimentação.- Para a obtenção deste conversores foram utilizados os seguintes interruptores ressonantes: 1) interruptor com comutação sob corrente nula (ZCS), e 2) interruptor com comutação sob tensão nula (ZVS).- Estes conversores foram obtidos substituindo-se, nos conversores PWM, o interruptor convencional por um ressonante, ou seja as estruturas PWM foram adaptadas.-

O controle de potência nos conversores quase-ressonantes ocorre com a variação da freqüência de funcionamento, isto traz os seguintes problemas:

1) os filtros devem ser projetados para a mínima frequência de funcionamento; e 2) os circuitos de comando devem ser projetados para a máxima.- Isto faz com que se construa circuitos de comando e controle altamente sofisticados sem a conseqüente redução em peso e volume.-

PROPOSTA DESTA TESE

Conforme foi visto nos parágrafos anteriores, e também na bibliografia listada no final desta tese, os pesquisadores têm despendido muito tempo na busca de novas topologias de conversores quase-ressonantes adaptando as estruturas PWM existentes.- Porém não existem métodos sistemáticos de síntese de conversores quase-ressonantes, presentes na literatura (1988).- Todo o esforço despendido tem resultado em estruturas que funcionam com frequência variável, o que é indesejável pelos problemas de controle envolvidos.-

Nesta tese procura-se contribuir para o preenchimento destas duas lacunas, ou seja, apresentar métodos de síntese sistemáticos para os conversores quase-ressonantes convencionais e também buscar conversores quase-ressonantes que funcionem com frequência fixa.- Com os métodos de síntese propostos é possível obter, além das estruturas conhecidas, novas estruturas que apresentam características operacionais bem diversificadas, abrindo novos horizontes para o estudo dos conversores quase-ressonantes.- Os conversores quase-ressonantes funcionando com frequência fixa que são obtidos nesta tese possuem as vantagens da comutação não dissipativa dos quase-ressonantes clássicos e do controle da potência pela variação do tempo de condução dos PWM.- Este trabalho será desenvolvido em 13 capítulos relacionados à seguir.-

CAPÍTULO 1 - Neste capítulo é traçado um histórico dos conversores quase-ressonantes.-

CAPÍTULO 2 - Aqui é apresentado um método de síntese baseado nas células de comutação ressonantes.- Este método de síntese fornece todas as estruturas quase-ressonantes convencionais existentes e algumas inéditas.-

CAPÍTULO 3 - Neste capítulo são sintetizados os conversores quase-ressonantes convencionais isolados.- Estes conversores são obtidos à partir daqueles do capítulo 2.-

CAPÍTULO 4 - Neste capítulo são sintetizados os conversores quase-ressonantes que funcionam com frequência fixa (QRC-PWM).- Estes conversores são obtidos à partir daqueles encontrados nos capítulos 2 e 3.-

CAPÍTULO 5 - Aqui é apresentado um método de síntese automático para conversores quase-ressonantes buck-ZCS ou boost-ZVS.- Este método de síntese é completamente automático e pode ser implantado em um computador, ele é baseado nas direcionalidades das fontes.- Com ele são obtidas estruturas inéditas, que funcionam com frequência fixa e que possibilitam a reversibilidade, isto acontece apenas alterando-se o comando.-

CAPÍTULO 6 - Aqui são analisados todos os conversores quase-ressonantes ZCS convencionais obtidos no capítulo 2.- É apresentado um equacionamento unificado para as famílias de conversores.-

CAPÍTULO 7 - Neste capítulo é feito o mesmo que no anterior, somente que para os conversores quase-ressonantes ZVS.-

CAPÍTULO 8 - Neste capítulo são estudados detalhadamente os conversores buck quase-ressonantes ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente obtidos no capítulo 4.- São feitos estudos analíticos e matemáticos.- É desenvolvido um método de projeto.- Um conversor é projetado, montado, ensaiado e simulado, buscando demonstrar o princípio de funcionamento dos conversores propostos.- Não são feitas otimizações visando melhorar o desempenho e o layout, uma vez que o objetivo é apenas comprovar o funcionamento da estrutura proposta.-

CAPÍTULO 9 - Aqui é repetido o procedimento do capítulo 8, somente que para os conversores buck quase-ressonantes ZCS com modulação por largura de pulso (PWM) com interruptor unidirecional em corrente.-

CAPÍTULO 10 - É repetido o procedimento do capítulo anterior para o conversor boost quase-ressonante ZCS com modulação por largura de pulso (PWM) com interruptor bidirecional em corrente.-

CAPÍTULO 11 - Da mesma forma do capítulo anterior, somente que para o conversor buck-boost quase-ressonantes ZCS com modulação por largura de pulso (PWM) com interruptor bidirecional em corrente.-

CAPÍTULO 12 - É repetido, uma vez mais, o procedimento dos capítulos 8 à 11, agora para o conversor cuk quase-ressonantes ZCS com modulação por largura de pulso (PWM) com interruptor bidirecional em corrente, somente que aqui não é feita montagem.-

CAPÍTULO 13 - Finalmente neste capítulo são repetidos os procedimentos dos capítulos 8 à 12 para os conversores forward

quase-ressonantes ZCS com modulação por largura de pulso (PWM) com interruptor bidirecional em corrente e os half-bridge quase-ressonantes ZCS com modulação por largura de pulso (PWM) com interruptor unidirecional em corrente e ressonância no secundário.-

CAPÍTULO 1

ORIGEM DOS CONVERSORES QUASE-RESSONANTES

1.1 - INTRODUÇÃO

Quando os primeiros conversores CC-CC apareceram, o único interruptor controlador de potência que existia era o tiristor.-

O fato do tiristor não ter capacidade própria de bloqueio levou os pesquisadores a conceberem circuitos de comutação forçada, sendo que um dos mais difundidos [22] está representado na figura 1.1.-

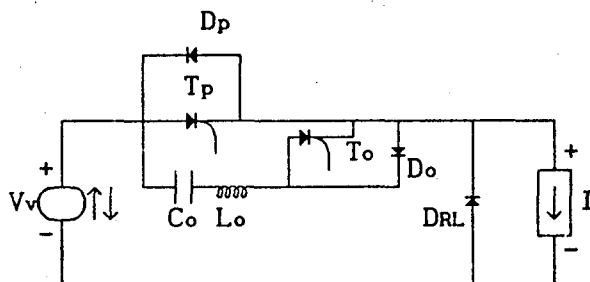


FIGURA 1.1 - Pulsador PWM à comutação forçada.-

Na figura 1.1 L_o , C_o , T_o e D_o constituem o circuito de comutação forçada.-

A estrutura apresentada possui os seguintes inconvenientes:

- a) - A frequência de operação é baixa.-
- b) - Exige dois tiristores: o principal T_p e o auxiliar T_o .-

A sua principal vantagem é a operação em frequência fixa.-

Com o objetivo de reduzir o número de tiristores foi concebida a estrutura representada na figura 1.2.-

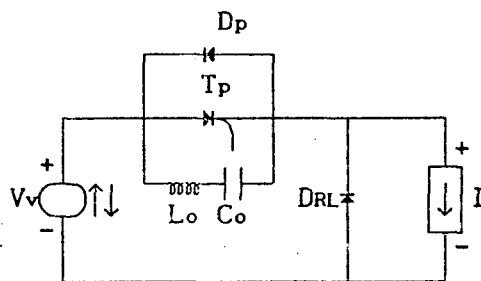


FIGURA 1.2 - Pulsador à comutação forçada, com um só tiristor, à frequência variável.-

O circuito apresentado na figura 1.2 não foi muito empregado industrialmente, porque para operar adequadamente exigia tiristores extremamente rápidos, não disponíveis na época.-

Posteriormente, o transistor de potência, ao aparecer, substituiu o tiristor e o seu circuito de comutação forçada no conversor CC-CC, dando origem ao circuito representado na figura 1.3.-

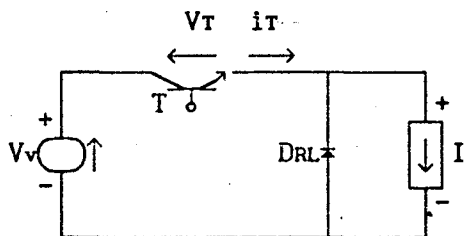


FIGURA 1.3 - Pulsador a transistor de potência.-

O pulsador a transistor de potência apresenta duas vantagens em relação ao à tiristor.-

- a) - Emprega apenas um interruptor comandado.-
- b) - Pode operar com frequência bem mais elevada.-

A comutação no conversor à transistor é dissipativa, como pode ser observado pela figura 1.4.-

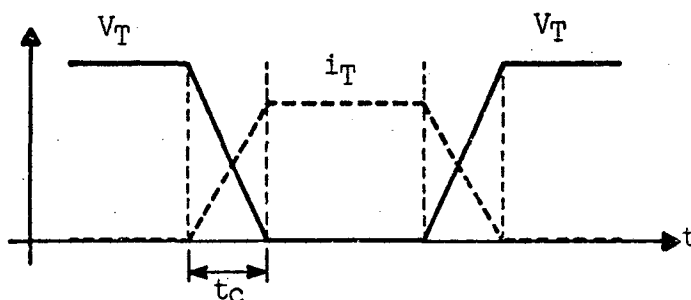


FIGURA 1.4 - Tensão e corrente sobre o transistor.-

A potência perdida na comutação é dada pela relação $P = k f t_c$.- Desse modo um aumento na frequência de operação, na busca de uma maior "densidade de potência", leva à uma redução significativa do rendimento.- Com o advento dos MOS-FETs, os tempos de comutação foram muito reduzidos (dezenas de nanosegundos).- Com eles pode-se obter conversores CC-CC (figura 1.5) convencionais operando com 100 kHz de frequência, com bom rendimento ($\geq 70\%$).-

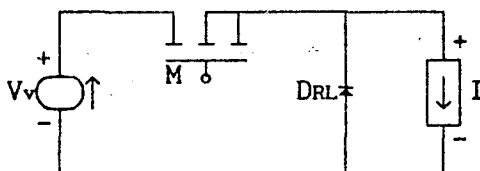


FIGURA 1.5 - Pulsador à MOS-FET.-

1.2 - COMUTAÇÃO SEM PERDAS

A operação com frequências mais elevadas, na busca de maior "densidade de potência", levou os pesquisadores a descobrirem a comutação teoricamente sem perdas; isto ocorre quando a tensão ou a corrente do interruptor são nulas durante a comutação.-

1.2.1 - COMUTAÇÃO COM CORRENTE NULA

Exemplos de conversores CC-CC à comutação com corrente nula, [1] a [3], estão representados nas figuras 1.6 e 1.7 e foram chamados de conversores quase-ressonantes.-

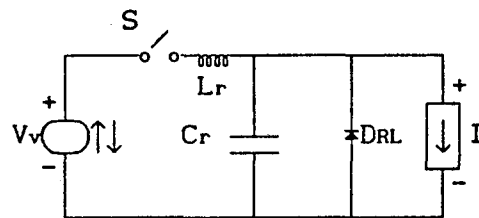


FIGURA 1.6 - Conversor E-I quase-ressonante.-

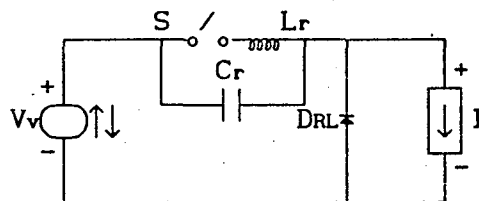


FIGURA 1.7 - Conversor E-I quase-ressonante.-

Os interruptores empregados e que estão representados na figura 1.8, são chamados de interruptores ressonantes [1] a [3].

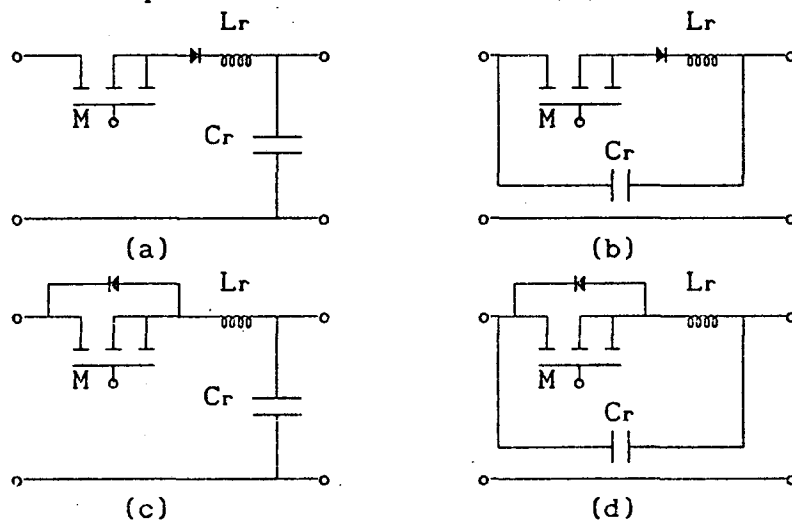


FIGURA 1.8 - Interruptores ressonantes.- a e b) De meia onda (unidirecional em corrente).- c e d) De onda completa (bidirecional em corrente).-

Nesses conversores (figuras 1.6 e 1.7), o interruptor "S" fecha e abre quando a sua corrente é nula, como está representado na figura 1.13.-

O conversor que será estudado aqui, como exemplo, é o da figura 1.6, considerando que "S" é um interruptor de "onda completa".- Neste caso o conversor tem as seguintes seqüências de funcionamento.-

1ª ETAPA (t_0, t_1)

Esta etapa tem início quando o interruptor "S" é fechado e se finda quando $i_{Lr} = I$.-

Durante esta etapa a corrente no indutor de ressonância cresce linearmente até atingir o valor de I .-

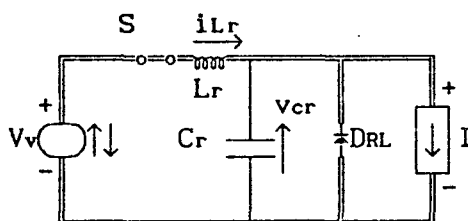


FIGURA 1.9 - Conversor E-I quase-ressonante na configuração da primeira etapa.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) (etapa oscilante ou etapa ressonante)

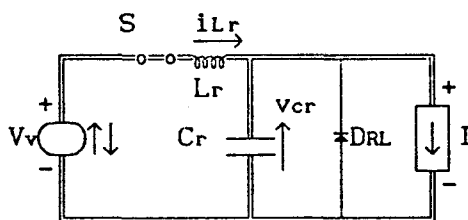


FIGURA 1.10 - Conversor E-I quase-ressonante na configuração da segunda etapa.-

Esta etapa tem início quando $i_{Lr} = I$ e se finda quando $i_{Lr} = 0$.-

Durante esta etapa o circuito ressonante oscila, a corrente i_{Lr} cresce, passa por um máximo, decresce, se anula, muda de sentido, decresce, passa por um mínimo, cresce novamente e se anula; neste instante o interruptor "S" é aberto.- Enquanto a corrente no indutor de ressonância oscila, a tensão no capacitor de ressonância oscila também da seguinte maneira cresce, passa por um máximo e decresce até o instante em que o interruptor "S" é aberto.-

3ª ETAPA (t_2, t_3)

Esta etapa tem início quando $i_{Lr} = 0$ e se finda quando $v_{cr} = 0$.-

Durante esta etapa o capacitor de ressonância se descarrega linearmente com a corrente I .-

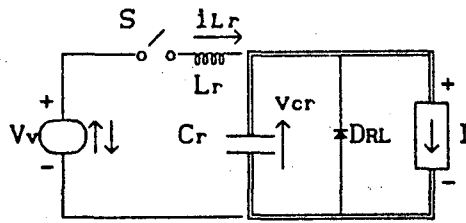


FIGURA 1.11 - Conversor E-I quase-ressonante na configuração da terceira etapa.-

4ª ETAPA (t3, t4)

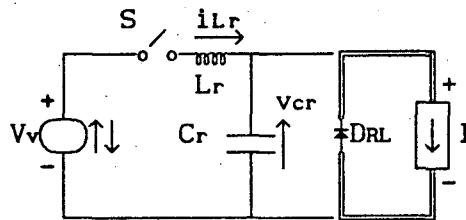


FIGURA 1.12 - Conversor E-I quase-ressonante na configuração da quarta etapa.-

Esta etapa inicia-se quando $v_{cr} = 0$ e se finda quando o interruptor "S" é fechado, dando início à primeira etapa do ciclo seguinte.-

Durante esta etapa o diodo DRL conduz a corrente I da fonte de corrente.-

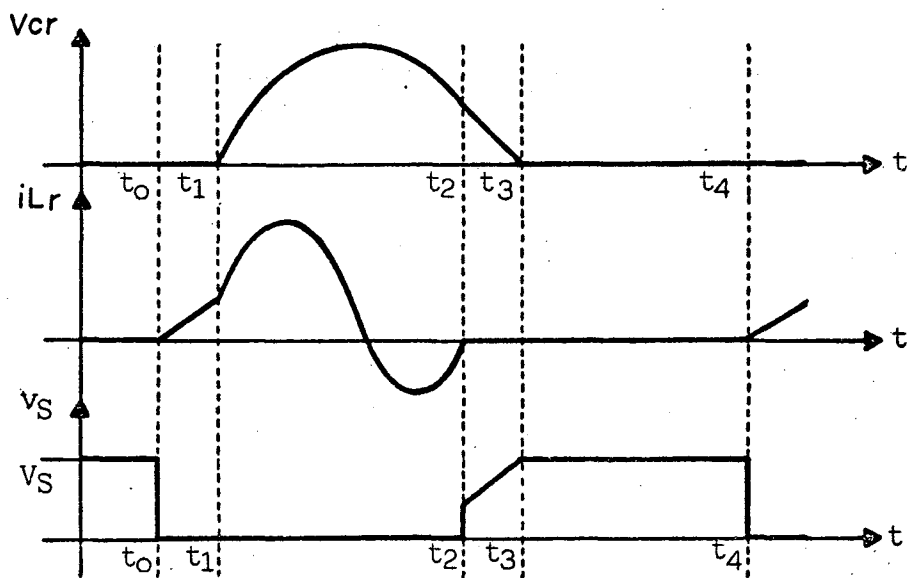


FIGURA 1.13 - Formas de ondas para o conversor E-I quase-ressonante com interruptor de onda completa.-

1.2.2 - COMUTACÃO COM TENSÃO NULA

Exemplos de conversores CC-CC quase-ressonantes à comutação com

tensão nula apresentados em [4] e [7], estão representados nas figuras 1.14 e 1.15, respectivamente.-

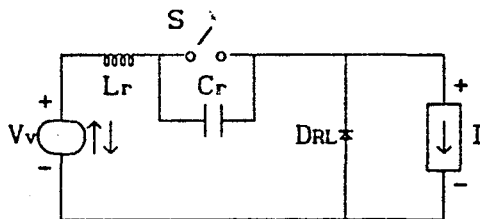


FIGURA 1.14 - Conversor E-I quase-ressonante, à comutação com tensão nula.-

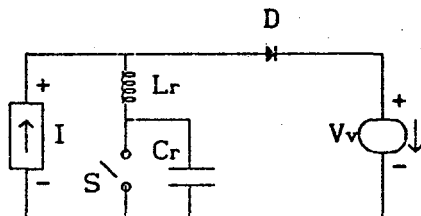


FIGURA 1.15 - Conversor E-I quase-ressonante, à comutação com tensão nula.-

Os interruptores ressonantes associados estão representados na figura 1.16.-

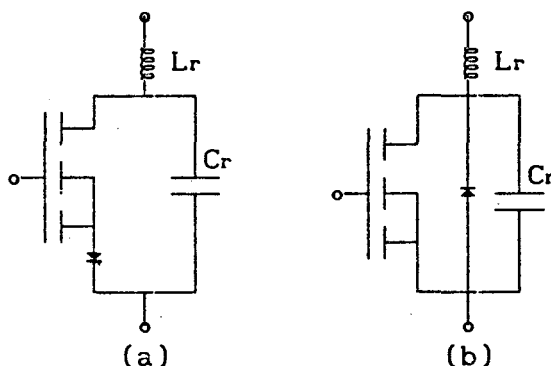


FIGURA 1.16 - Interruptores com comutação à tensão nula: a) De onda completa (bidirecional em tensão); b) De meia onda (unidirecional em tensão).

Nesses conversores o interruptor "S" fecha e abre quando a tensão nos seus terminais é nula, como pode ser visto na figura 1.21.-

O conversor que será estudado aqui, como exemplo, é o da figura 1.14, considerando que "S" é um interruptor de "meia onda".- Neste caso o conversor tem as seguintes seqüências de funcionamento:

1ª ETAPA (t₀, t₁)

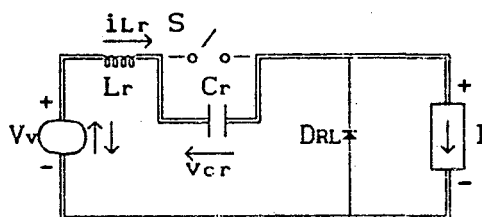


FIGURA 1.17 - Estrutura E-I quase-ressonante, à comutação com tensão nula, na configuração da primeira etapa.-

Esta etapa tem início quando o interruptor "S" é aberto e se finda quando $v_{cr} = V_v$.-

Durante esta etapa o capacitor de ressonância C_r se carrega linearmente com a corrente I da fonte de corrente.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) (etapa oscilante ou etapa ressonante)

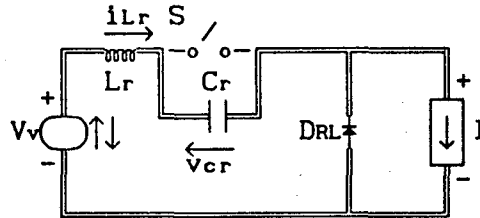


FIGURA 1.18 - Estrutura E-I quase-ressonante, à comutação com tensão nula, na configuração da segunda etapa.-

Esta etapa inicia-se quando $v_{cr} = V_v$ e se finda quando $v_{cr} = 0$.-

Durante esta etapa o circuito ressonante oscila.- A corrente i_{Lr} decresce, se anula, inverte de sentido, continua decrescendo, passa por um mínimo e começa à crescer até o interruptor "S" ser fechado.- A tensão no capacitor de ressonância cresce, passa por um máximo e decresce até se anular, quando então o interruptor "S" é fechado.-

3ª ETAPA (t_2, t_3)

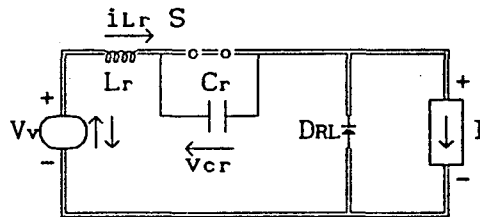


FIGURA 1.19 - Estrutura E-I quase-ressonante, à comutação com tensão nula, na configuração da terceira etapa.-

Esta etapa tem início quando $v_{cr} = 0$ e se finda quando $i_{Lr} = I$, bloqueando o diodo DRL.-

Durante esta etapa a corrente no indutor de ressonância cresce linearmente até atingir o valor I , forçada pela fonte de tensão V_v .-

4ª ETAPA (t_3, t_4)

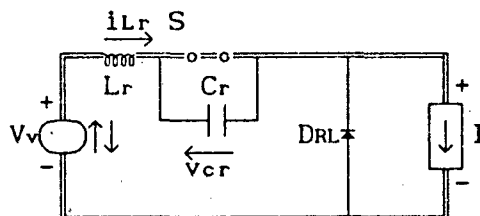


FIGURA 1.20 - Estrutura E-I quase-ressonante, à comutação com tensão nula, na configuração da quarta etapa.-

Esta etapa inicia-se quando a corrente $i_{Lr} = I$ e termina quando o interruptor "S" é aberto dando início à primeira etapa.-

Durante esta etapa a fonte de tensão V_v está conectada à fonte de corrente I (carga), fornecendo potência.-

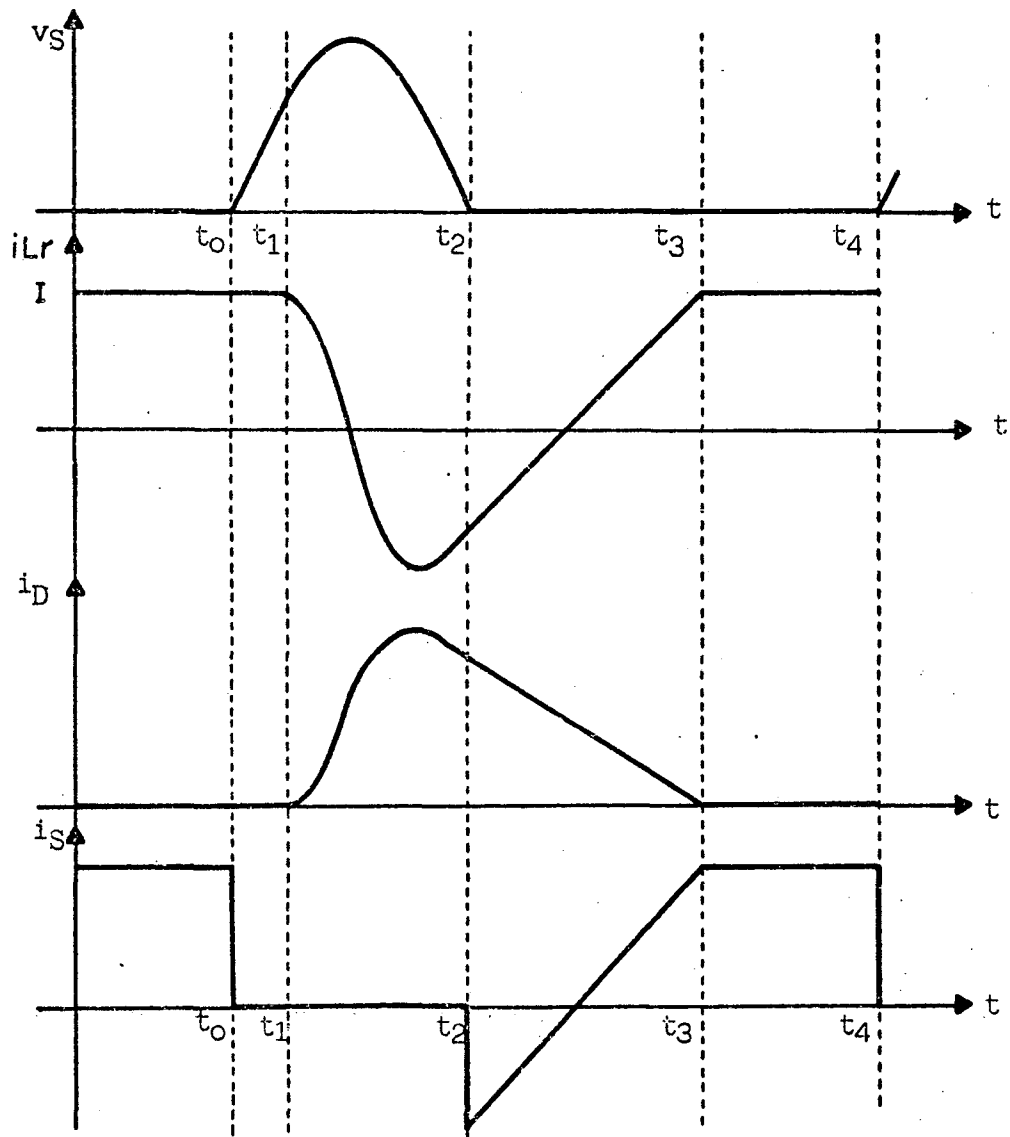


FIGURA 1.21 - Formas de ondas para a estrutura E-I quase-ressonante com interruptor de meia onda.-

A seguir, na figura 1.22, estão apresentadas algumas estruturas com comutação à tensão nula.-

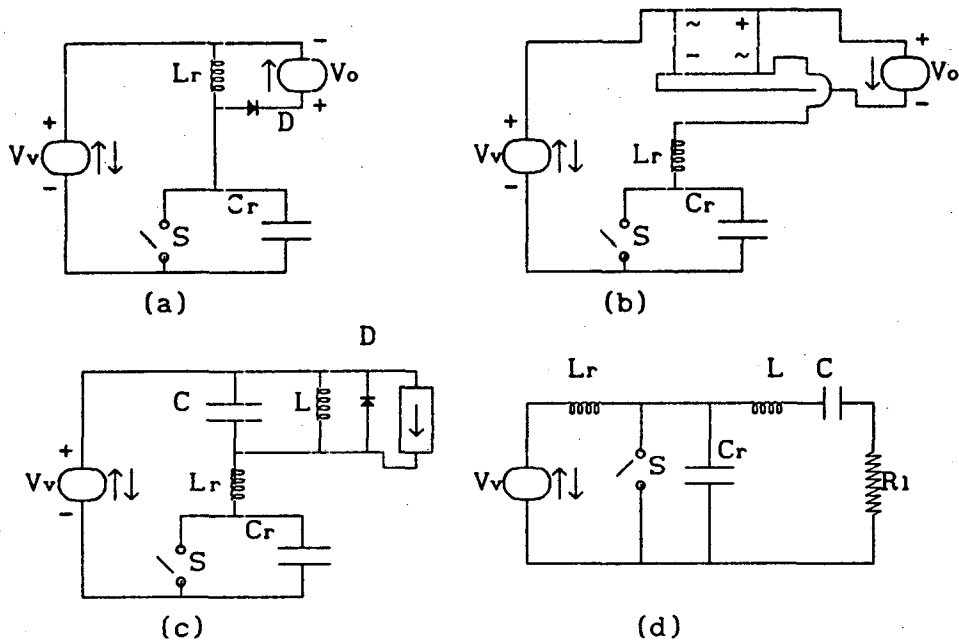


FIGURA 1.22 - Conversores com comutação com tensão nula, apresentados por: a) Schramm [19] e Schramm; Barbi e Kassick [21]; b) Ferrieux, Feuillet; Le Huy e Toutain [13] e Hendrix [14]; c) Nijhof [12]; d) Lutteke e Raets [15] e Redl; Molnár e Sokal [16].-

1.3 - COMUTACÃO SEM PERDAS COM FREQUÊNCIA FIXA

O principal problema nos conversores quase-ressonantes tradicionais é o seu controle de potência pela variação da frequência de funcionamento.- Esta característica faz com que se necessite de circuitos de comandos extremamente elaborados, para que possam funcionar satisfatoriamente na máxima frequência de funcionamento prevista, sem a contrapartida em miniaturização, já que os filtros de saída devem ser projetados para a mínima frequência de funcionamento, que é o pior caso.-

Para resolver o problema de funcionamento em frequência variável foram desenvolvidos os conversores quase-ressonantes com modulação por largura de pulso [31] a [33], que funcionam com frequência fixa.- Um exemplo deste tipo de conversor está representado na figura 1.23.-

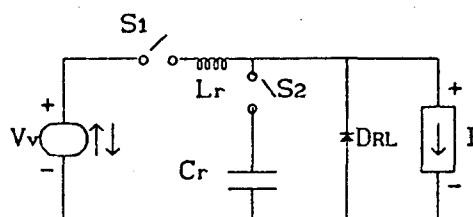


FIGURA 1.23 - Conversor E-I (Buck) quase-ressonante com modulação por largura de pulso.-

A única diferença existente entre os circuitos das figuras 1.6 e

1.23, é o interruptor bidirecional "S2" colocado em série com o capacitor de ressonância (C_r) no circuito da figura 1.23.- O conversor quase-ressonante clássico, figura 1.6, pode ser derivado do conversor quase-ressonante com modulação por largura de pulso, figura 1.23, bastando para isto curto-circuitar o interruptor "S2" na figura 1.23.-

O conversor da figura 1.23 será estudado à seguir considerando-se o interruptor "S1" como um interruptor de "onda completa".- Neste caso o conversor tem as seguintes seqüências de funcionamento:

1ª ETAPA (t_0, t_1)

Esta etapa se inicia quando o interruptor "S1" é fechado e se finda quando $i_{Lr} = I$.-

Durante esta etapa a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente até atingir o valor de I .-

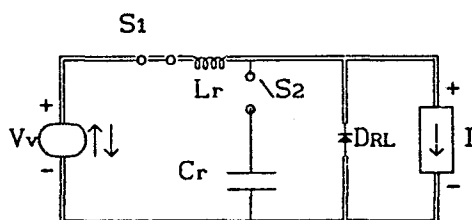


FIGURA 1.24 - Conversor E-I (Buck) quase-ressonante com modulação por largura de pulso, na configuração da primeira etapa.-

2ª ETAPA (t_1, t_2)

Esta etapa inicia-se quando $i_{Lr} = I$ e se finda quando $i_{Lr} = I$ novamente, neste instante o interruptor "S2" é aberto.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila, a corrente i_{Lr} cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente até atingir o valor I .- Enquanto isto acontece, a tensão no capacitor de ressonância cresce cossenoidalmente.-

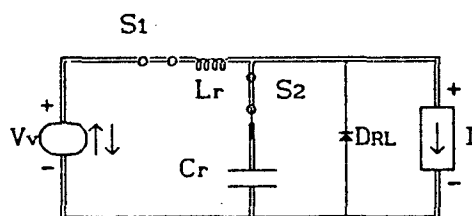


FIGURA 1.25 - Conversor E-I (Buck) quase-ressonante com modulação por largura de pulso, na configuração da segunda etapa.-

3ª ETAPA (t_2, t_3)

Esta etapa se inicia quando $i_{Lr} = I$ e se finda quando o interruptor

"S2" é fechado novamente.-

Durante esta etapa a fonte de tensão (V_v) fornece energia para a carga (I).-

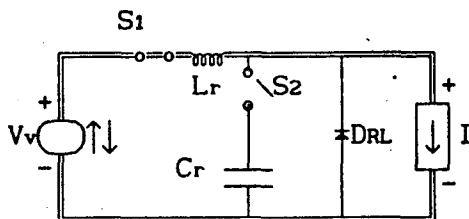


FIGURA 1.26 - Conversor E-I (Buck) quase-ressonante com modulação por largura de pulso, na configuração da terceira etapa.-

4ª ETAPA (t_3, t_4)

Esta etapa inicia-se quando o interruptor "S2" é fechado e se finda quando $i_{Lr} = 0$.-

Durante esta etapa o circuito ressonante oscila novamente.- A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, se anula, passa por um mínimo e cresce até se anular novamente, de maneira senoidal.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}) decresce cossenoidalmente.-

A configuração desta etapa é a mesma da segunda e está representada na figura 1.25.-

5ª ETAPA (t_4, t_5)

Esta etapa tem início quando $i_{Lr} = 0$ e se finda quando $v_{Cr} = 0$.-

Durante esta etapa a tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}) decresce linearmente com corrente I constante.-

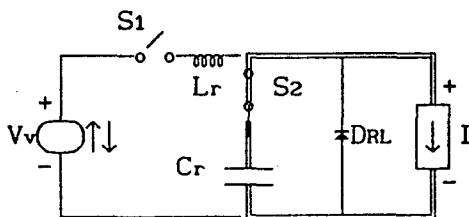


FIGURA 1.27 - Conversor E-I (Buck) quase-ressonante com modulação por largura de pulso, na configuração da quinta etapa.-

6ª ETAPA (t_5, t_6)

Esta etapa inicia-se quando $v_{Cr} = 0$ e se finda quando o interruptor "S1" é fechado, dando início à primeira etapa.-

Durante esta etapa a corrente da carga (I) circula pelo diodo de roda livre DRL.-

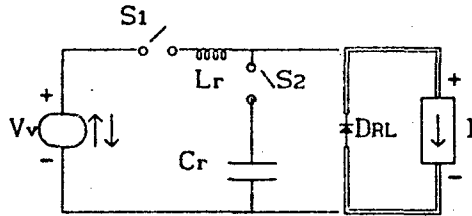


FIGURA 1.28 - Conversor E-I (Buck) quase-ressonante com modulação por largura de pulso, na configuração da sexta etapa.-

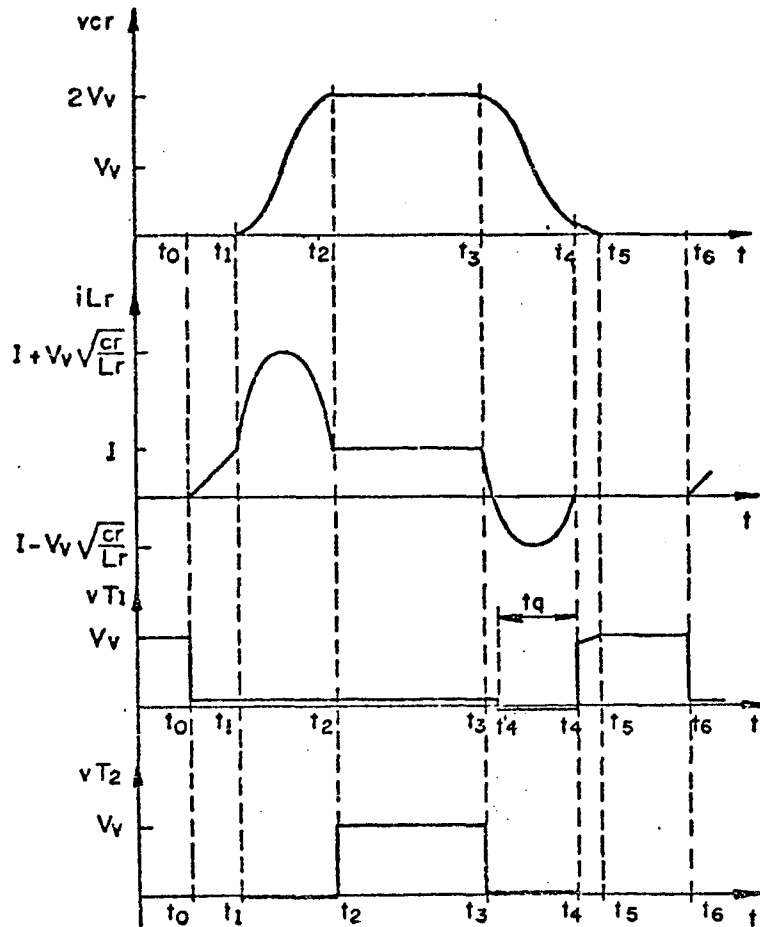


FIGURA 1.29 - Formas de ondas para o conversor E-I (Buck) quase-ressonante, com modulação por largura de pulso, utilizando interruptor de onda completa.-

Comparando-se as formas de ondas das figuras 1.13 e 1.29, observa-se que a única diferença que existe entre elas é o intervalo de tempo t_2-t_3 , que caracteriza os conversores quase-ressonantes com modulação por largura de pulso.- Porque é com a variação deste intervalo de tempo que se varia a potência fornecida à carga.-

1.4 - A VOLTA AO PASSADO

Seja o conversor quase-ressonante representado na figura 1.30.-

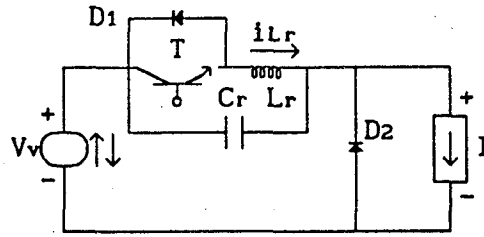


FIGURA 1.30 - Estrutura E-I quase-ressonante com interruptor transistorizado.-

Admitindo-se que a corrente i_{Lr} se anula e se inverte, o transistor pode ser substituído por um tiristor, como está representado na figura 1.31.-

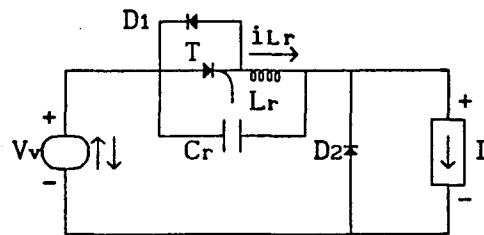


FIGURA 1.31 - Estrutura E-I quase-ressonante com interruptor tiristorizado.-

Observando-se a estrutura E-I da figura 1.31 nota-se uma grande semelhança com a estrutura da figura 1.2.- A diferença que existe entre elas é apenas na colocação do indutor L_r de ressonância.- Este indutor foi deslocado para o circuito de potência de maneira à propiciar a comutação do tiristor à corrente nula, o que não ocorria na estrutura da figura 1.2.-

Observando-se estas semelhanças entre as estruturas quase-ressonantes e antigas estruturas à comutação forçada, nota-se que a ressonância foi utilizada muito tempo sem que se atentasse para ela.- Atualmente com o surgimento do interesse por esse tipo de comutação sem perdas é que começa-se a organizar os circuitos ressonantes e então se descobre que os circuitos de comutação forçada topologicamente fazem parte desse grupo.-

As mesmas observações são válidas para os conversores quase-ressonantes com modulação por largura de pulso.-

CAPÍTULO 2

MÉTODO DE SÍNTESE DE CONVERSORES QUASE-RESSONANTES, COM MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, ATRAVÉS DAS CÉLULAS DE COMUTAÇÃO RESSONANTES

2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas oito células de comutação ressonantes, para o controle de potência por variação de frequência (FM) [30].

Com as células apresentadas serão gerados os conversores quase-ressonantes generalizados, buck, boost, buck-boost e cuk (boost-buck).-

Entre as topologias geradas existem algumas inéditas na bibliografia presente (1989).-

2.2 - CÉLULAS DE COMUTAÇÃO RESSONANTES E CIRCUITOS GENERALIZADOS GERADOS

As células de comutação ressonantes para controle de potência por variação da frequência de funcionamento são definidas como circuitos compostos de dois interruptores (semicondutores) S_1 e S_2 , um indutor de ressonância L_r e um capacitor de ressonância C_r conectados de modo que, anulando-se os valores de L_r e C_r , elas voltam à ser células de comutação convencionais.- As várias combinações possíveis, destes elementos, estão representadas na figura 2.1.-

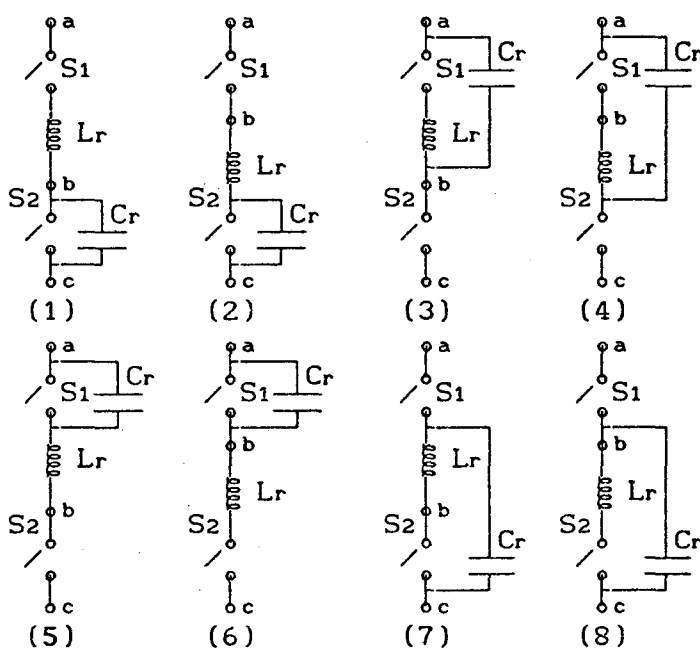


FIGURA 2.1 - Células de comutação ressonantes, com controle de potência pela variação da frequência de funcionamento.

Para se obter as topologias dos conversores CC-CC, as células de comutação ressonantes devem ser associadas à fontes de tensão e corrente.- As fontes de tensão devem ser conectadas entre os pontos a e c enquanto que as de corrente entre os pontos b e c (figura 2.1).-

Fazendo-se as conexões citadas acima, obtém-se as famílias de conversores quase-ressonantes representadas nas figuras 2.2 e 2.3.-

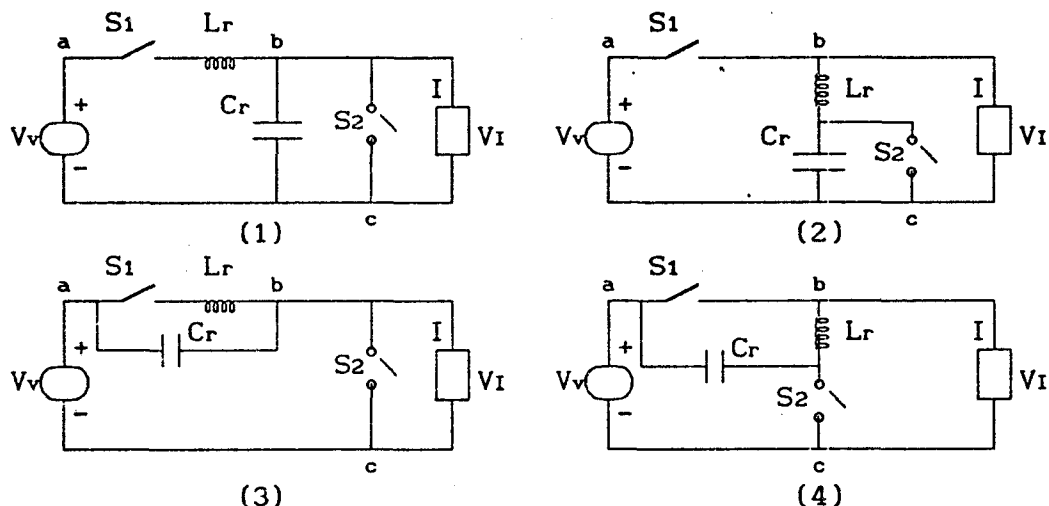


FIGURA 2.2 - Família de conversores buck-ZCS-FM ou boost-ZVS-FM, gerada pelas células de comutação ressonantes, com controle de potência pela variação da frequência de funcionamento (figura 2.1).-

- 1) - Célula número 1;
- 2) - Célula número 2;
- 3) - Célula número 3;
- 4) - Célula número 4.-

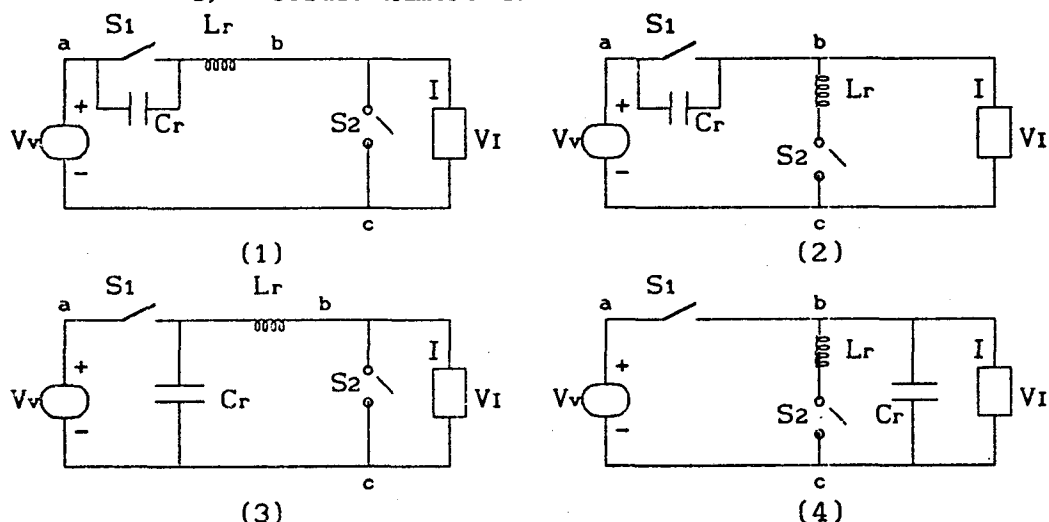


FIGURA 2.3 - Família de conversores buck-ZVS-FM ou boost-ZCS-FM, gerada pelas células de comutação ressonantes com controle de potência pela variação da frequência de funcionamento (figura 2.1).-

- 1) - Célula número 5;
- 2) - Célula número 6;
- 3) - Célula número 7;
- 4) - Célula número 8.-

As variedades de células de comutação ressonantes apresentadas até aqui são suficientes para gerar todas as variações dos conversores quase-ressonantes, com ligação direta.- Já que nestes conversores são envolvidas apenas duas fontes, a de alimentação e a carga.- Porém, para os conversores quase-ressonantes CC-CC à acumulação, o número de células pode ser ampliado.- Nestes conversores existem tres fontes envolvidas, a de alimentação, a carga e o elemento de acumulação.- Portanto, necessita-se de mais um ponto de conexão, já que os tres pontos (a, b e c) existentes nas células apresentadas até aqui não são suficientes para estes conversores.-

Estes novos pontos são os seguintes:

- 1) - Nos conversores buck-boost é o ponto *d* situado entre as duas fontes de tensão (alimentação e carga);
- 2) - Nos conversores de cuk (boost-buck) é o ponto *d* situado no ponto de ligação de uma das duas fontes de corrente (alimentação e carga).-

De posse destes novos pontos e das seguintes regras:-

REGRA 1 - o indutor de ressonância L_r deve sempre ser colocado em série com os interruptores S_1 e S_2 ;

REGRA 2 - o capacitor de ressonância C_r deve sempre ser colocado de modo que seja possível colocá-lo em paralelo com o interruptor correspondente, efetuando-se apenas uma ligação.-

Obtém-se duas novas células de comutação ressonantes para os conversores quase-ressonantes buck-boost e de cuk (boost-buck).- Estas novas células estão representadas na figura 2.4.-

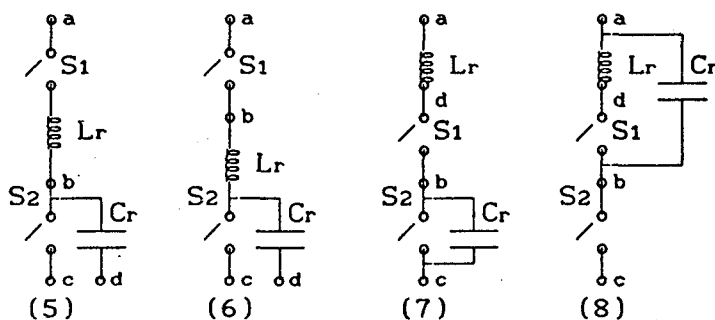


FIGURA 2.4 - Variações das células de comutação ressonantes, com controle de potência pela variação da frequência de funcionamento; 5 e 6) Buck-Boost; 7 e 8) Cuk.-

Para se obter os conversores buck-boost deve-se associar fontes de tensão e corrente às células.- As fontes de tensão são a de alimentação e a

carga, e a fonte de corrente é representada pelo indutor de acumulação (L_m).- As fontes de tensão são ligadas da seguinte forma, uma entre os pontos a e d e a outra entre os pontos d e c e a fonte de corrente (indutor de acumulação L_m) entre os pontos b e d.-

Efetuada-se as ligações descritas acima obtém-se as famílias de conversores quase-ressonantes da figura 2.5.-

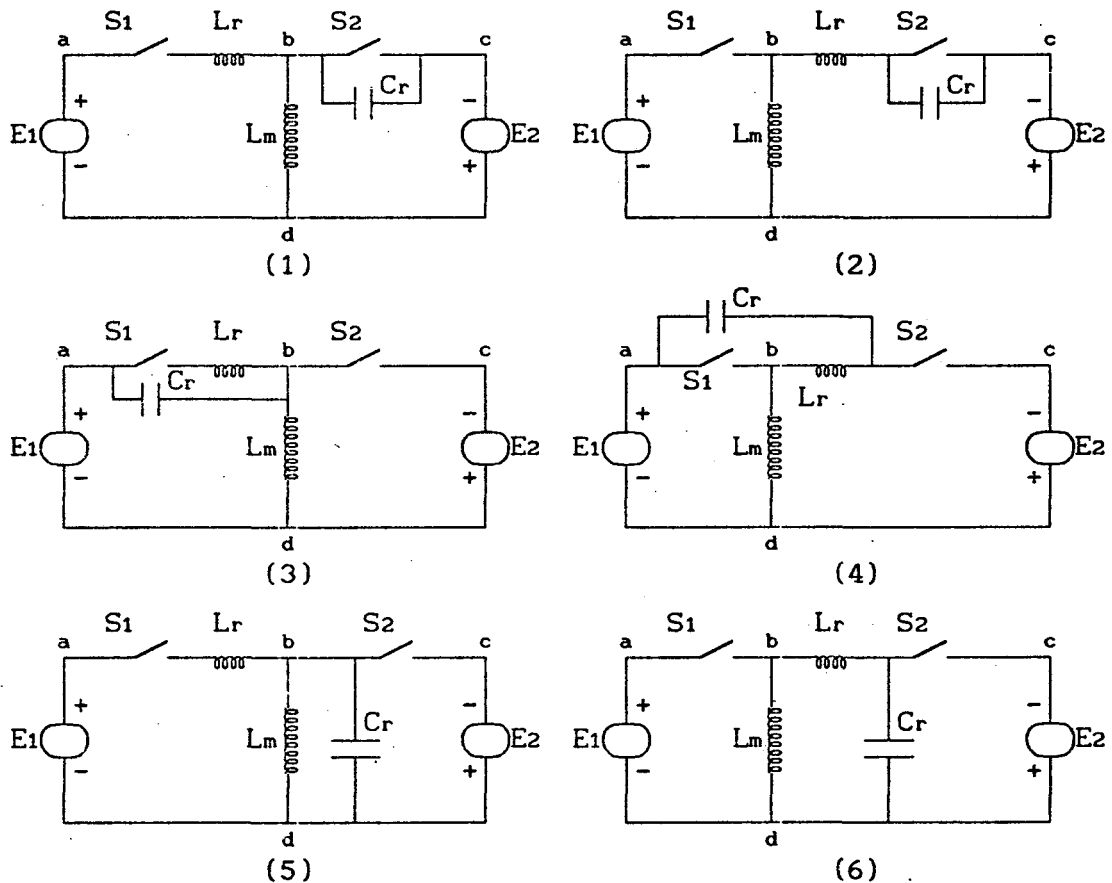


FIGURA 2.5 - Família de conversores buck-boost-ZCS-FM ou buck-boost-ZVS-FM gerada pelas células de comutação ressonantes com controle de potência pela variação da frequência de funcionamento, células 1,2,3 e 4 da figura 2.1 e células 5 e 6 da figura 2.4.-

Da mesma maneira que para os conversores quase-ressonantes buck-boost, para se obter os conversores de cuk (boost-buck) quase-ressonantes, deve-se associar fontes de tensão e corrente às células de comutação ressonantes.- As fontes de corrente são a de alimentação e a carga e a fonte de tensão é representada pelo capacitor de acumulação (C_a).- As células de comutação ressonantes, para a obtenção dos conversores de cuk (boost-buck) quase-ressonantes, são as células 1, 2, 3 e 4 da figura 2.1 e as células 7 e 8 da figura 2.4.- Nas células da figura 2.1 o ponto d coincide com o ponto a.-

Efetutando-se as ligações descritas acima, obtém-se as famílias de conversores da figura 2.6.-

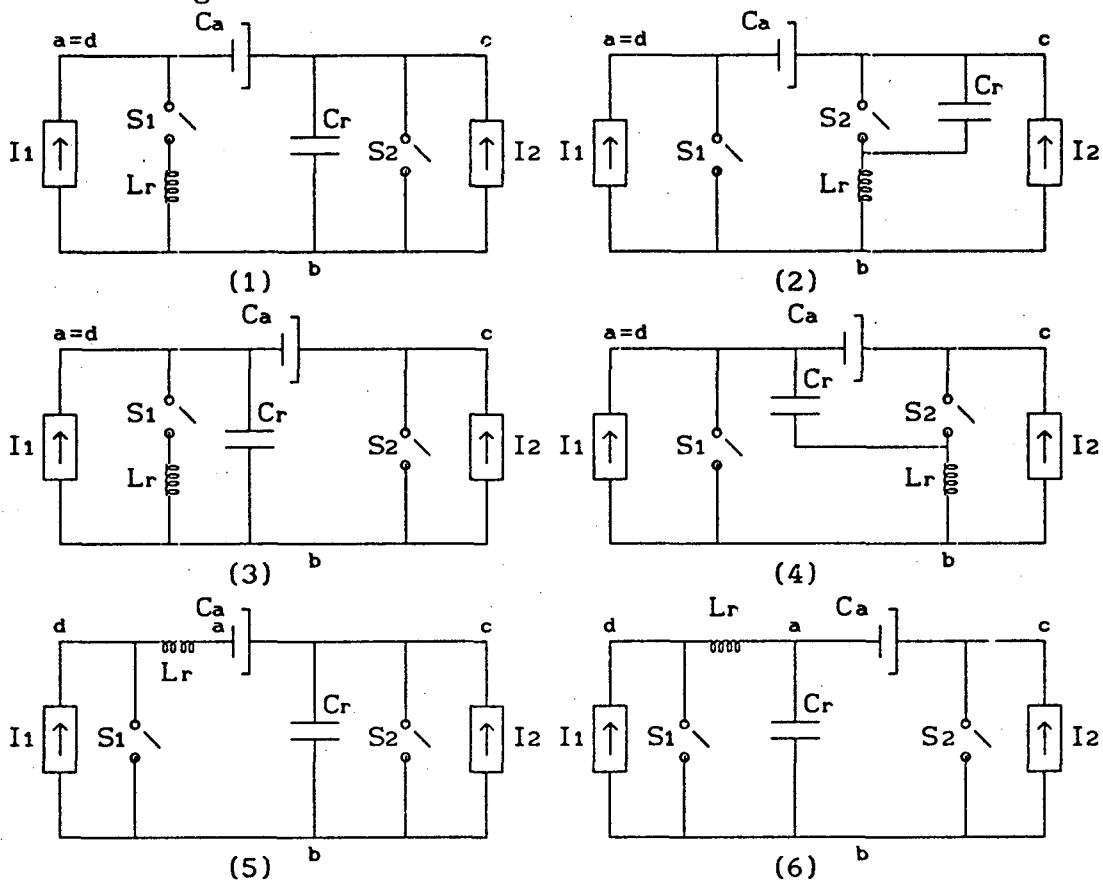


FIGURA 2.6 - Família de conversores de cuk-ZCS-FM ou ZVS-FM, gerada pelas células de comutação ressonantes com controle de potência pela variação da frequência de funcionamento, células 1, 2, 3 e 4 da figura 2.1 e células 7 e 8 da figura 2.4.-

2.3 - CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o método de síntese dos conversores quase-ressonantes CC básicos (buck, boost, buck-boost e de cuk), com controle de potência pela variação da frequência de funcionamento.- Este método de síntese é baseado na utilização das células de comutação ressonantes.-

Com o método de síntese proposto foram geradas 40 estruturas básicas dos conversores quase-ressonantes CC-CC, à saber: oito buck, oito boost, doze buck-boost e doze de cuk (boost-buck).- A metade funciona com comutação à corrente nula (ZCS) e a outra metade com comutação à tensão nula (ZVS).-

Com o método de síntese proposto foram reproduzidas todas as estruturas básicas existentes na literatura (1989) e foram geradas algumas estruturas de conversores buck-boost e de cuk ainda inéditas.- O que mostra que o método de síntese proposto é válido.-

Todas as estruturas apresentadas neste capítulo estão em sua forma generalizada.- A particularização dos interruptores será feita, posteriormente, no desenvolvimento do presente trabalho.-

As estruturas inéditas (1989) são as de números 1, 3, 4 e 5 da figura 2.5 e 2.6, todas funcionando como ZVS [27].-

CAPÍTULO 3

CONVERSORES QUASE-RESSONANTES, COM MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, ISOLADOS

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os conversores quase-ressonantes básicos, com modulação em frequência, isolados.-

Estes conversores serão gerados à partir dos conversores quase-ressonantes buck e buck-boost, obtidos no capítulo 2.-

3.2 - CIRCUITOS GENERALIZADOS

Os conversores quase-ressonantes forward são gerados adicionando-se transformadores aos conversores quase-ressonantes buck 1, 2 e 3 das figuras 2.2 e 2.3.- Os conversores forward quase-ressonantes que resultam deste procedimento são os das figuras 3.1 e 3.2.-

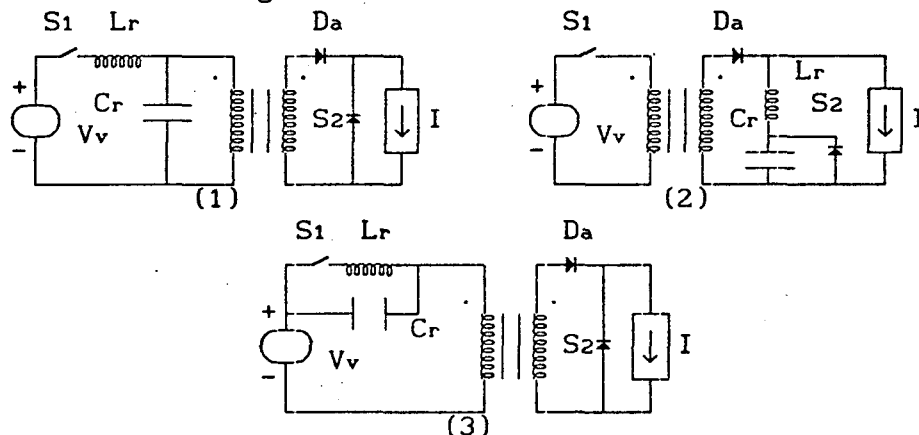


FIGURA 3.1 - Conversores forward quase-ressonantes, com comutação à corrente nula (ZCS), derivados dos conversores buck quase-ressonantes 1, 2 e 3 da figura 2.2, respectivamente.

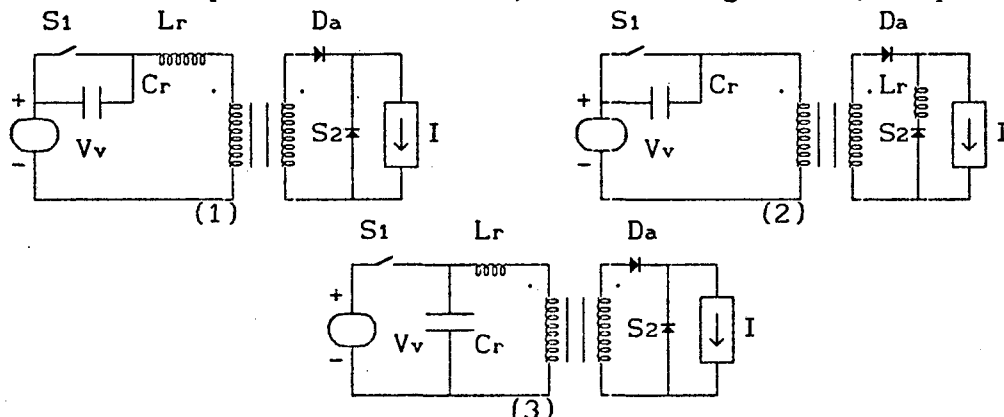


FIGURA 3.2 - Conversores forward quase-ressonantes, com comutação à tensão nula (ZVS), derivados dos conversores buck quase-ressonantes 1, 2 e 3 da figura 2.3, respectivamente.

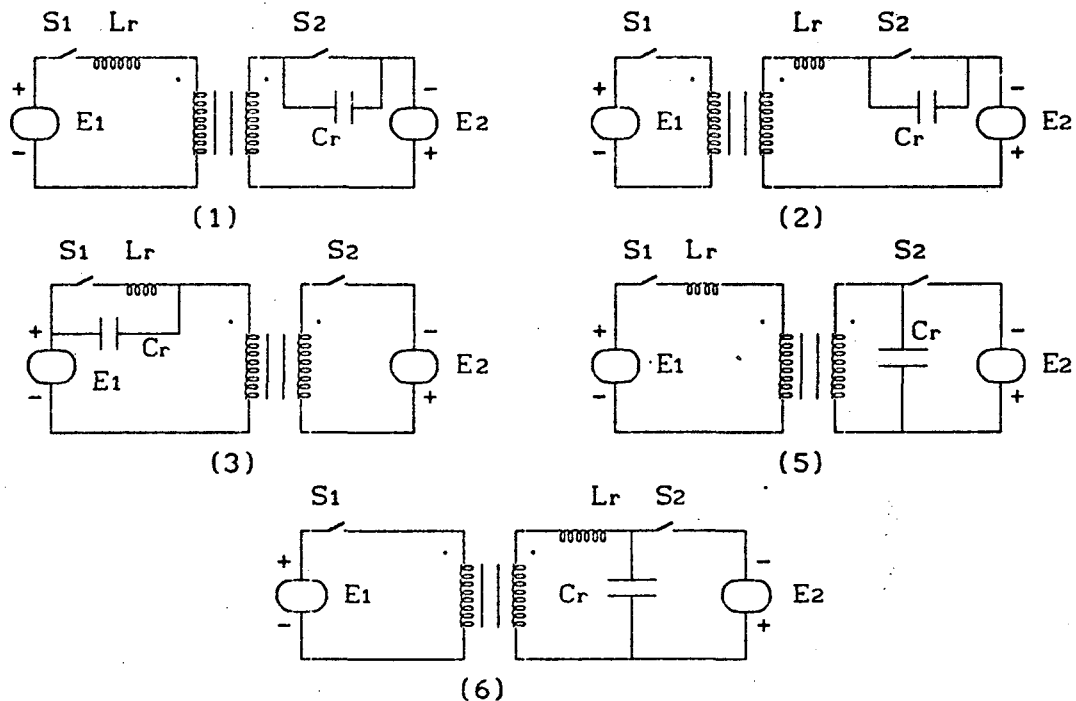


FIGURA 3.3 - Conversores flyback quase-ressonantes, com comutação à corrente nula (ZCS), de E1 para E2, ou com tensão nula (ZVS), de E2 para E1, derivados dos conversores buck-boost quase-ressonantes 1, 2, 3, 5 e 6 da figura 2.5.-

Os conversores quase-ressonantes flyback são obtidos substituindo-se o indutor de acumulação (L_m) por um transformador, nos conversores buck-boost quase-ressonantes 1, 2, 3, 5 e 6 da figura 2.5.- Os conversores flyback quase-ressonantes obtidos são os da figura 3.3.-

Os conversores half-bridge, full-bridge e push-pull, podem ser derivados dos conversores forward.- Estes conversores são obtidos ligando-se dois conversores forward em contraposição.- Um exemplo desta ligação é mostrado na figura 3.4, utilizando-se o conversor forward número 1 da figura 3.1.-

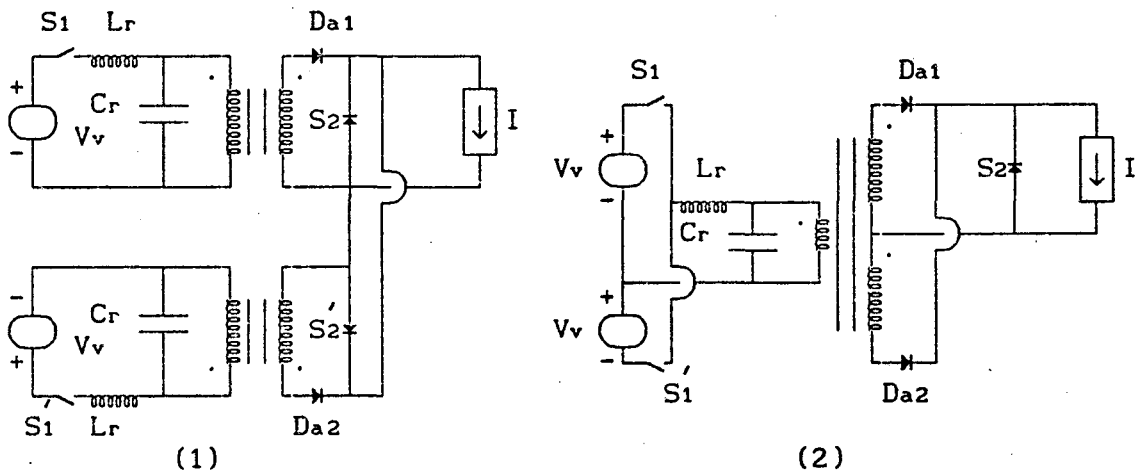


FIGURA 3.4 - Conversor half-bridge quase-ressonante, derivado do conversor forward quase-ressonante número 1 da figura 3.1.-

Aplicando-se o procedimento descrito acima sobre todas as estruturas forward quase-ressonantes das figuras 3.1 e 3.2 obtêm-se os conversores half-bridge quase-ressonantes das figuras 3.5 e 3.6.-

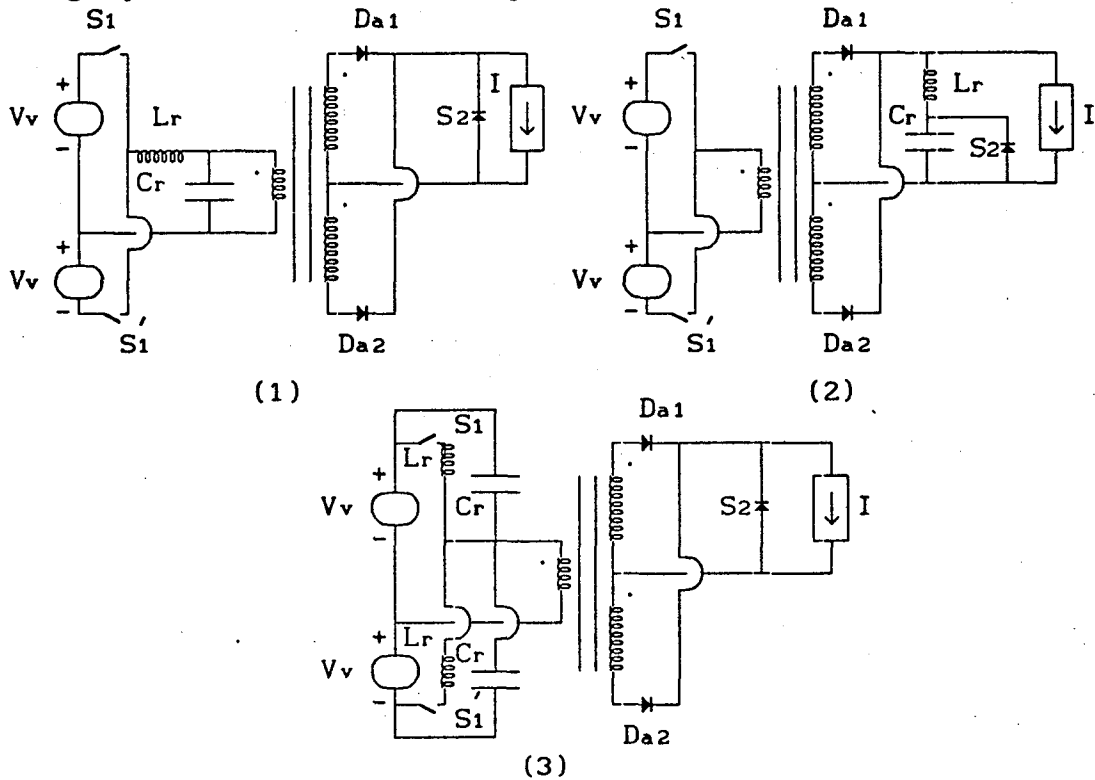


FIGURA 3.5 - Conversores half-bridge quase-ressonantes com comutação à corrente nula, derivados dos conversores forward quase-ressonantes da figura 3.1.-

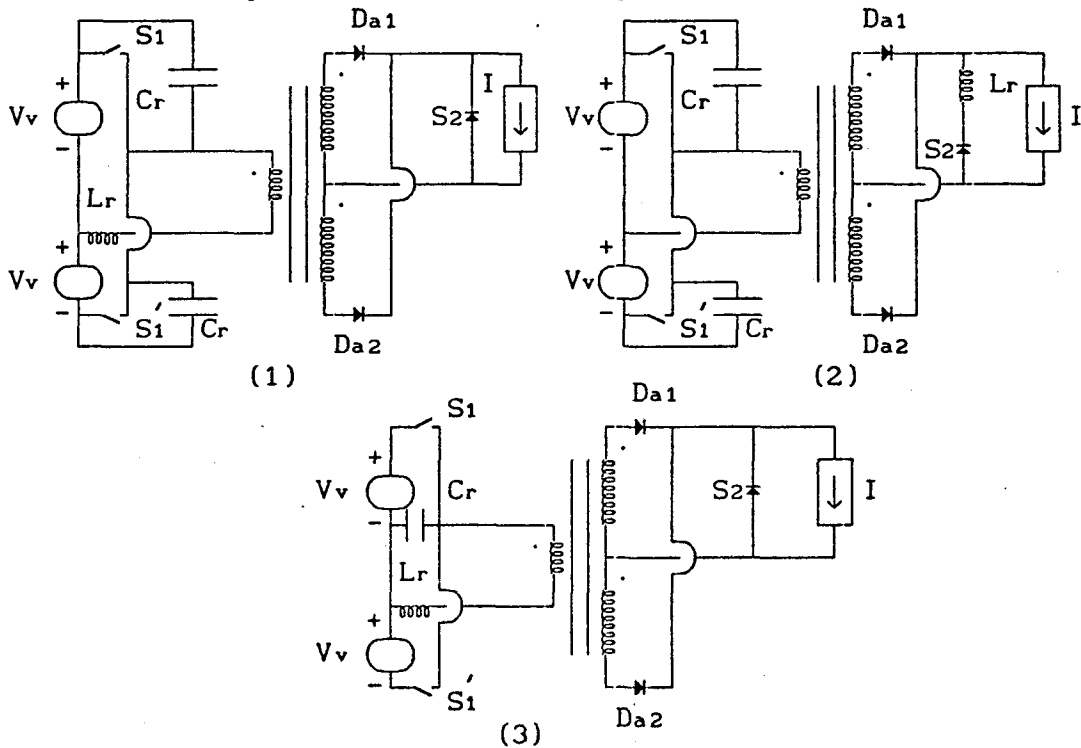


FIGURA 3.6 - Conversores half-bridge quase-ressonantes com comutação à tensão nula, derivados dos conversores forward quase-ressonantes da figura 3.2.-

Repetindo-se o procedimento acima, porém simplificando, no conversor resultante, para o uso de apenas uma fonte de alimentação e dois enrolamentos primários, obtêm-se os conversores push-pull quase-ressonantes das figuras 3.7 e 3.8.-

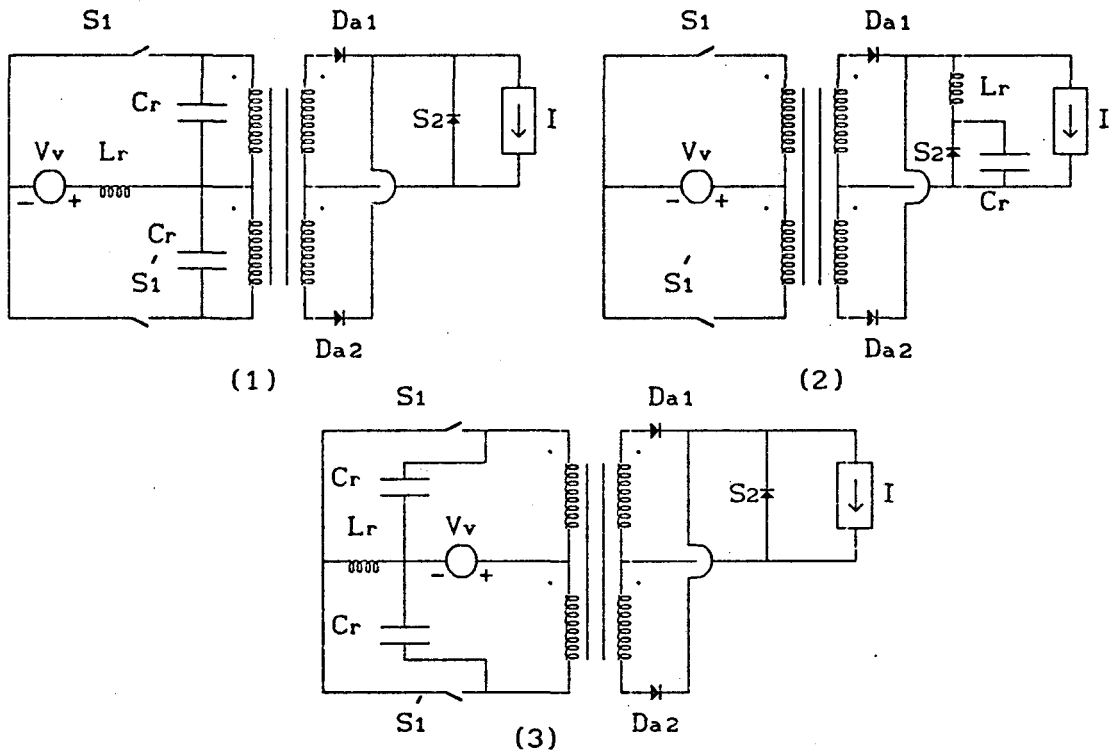


FIGURA 3.7 - Conversores push-pull quase-ressonantes com comutação à corrente nula, derivados dos conversores forward quase-ressonantes da figura 3.1.-

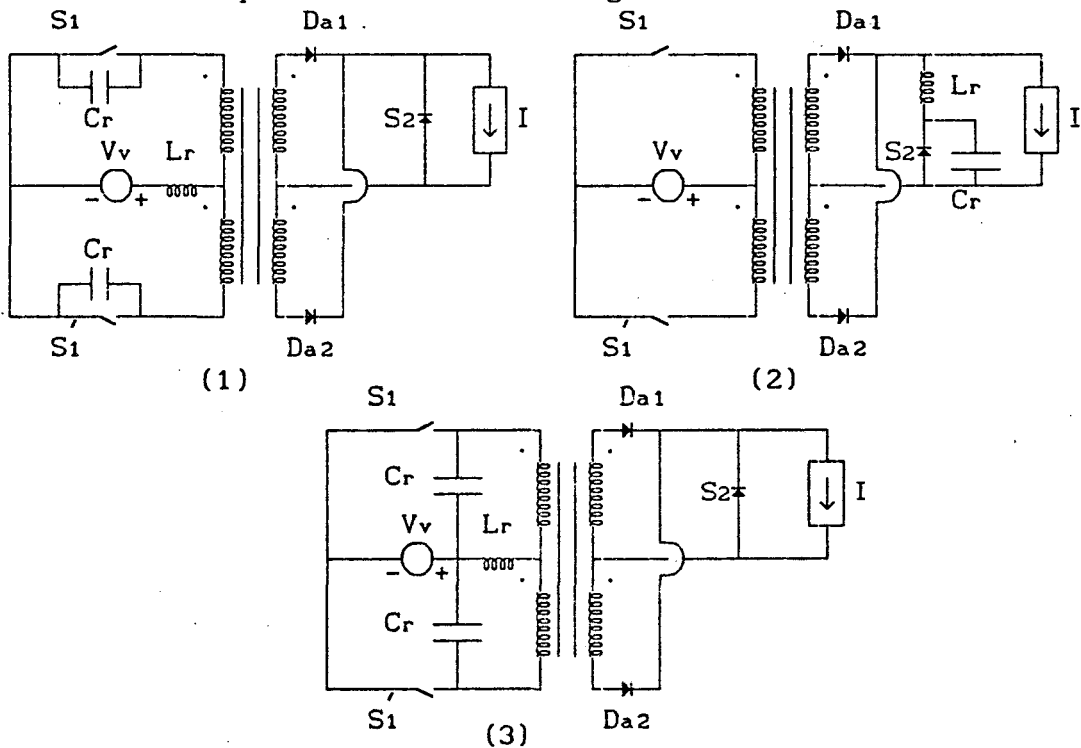


FIGURA 3.8 - Conversores push-pull quase-ressonantes com comutação à tensão nula, derivados dos conversores forward quase-ressonantes da figura 3.2.-

Os conversores full-bridge são obtidos diretamente dos half-bridge, substituindo-se as fontes de tensão por interruptores e adicionando-se uma nova fonte de tensão ao conjunto.- Seguindo-se este procedimento obtem-se os conversores full-bridge da figura 3.9.-

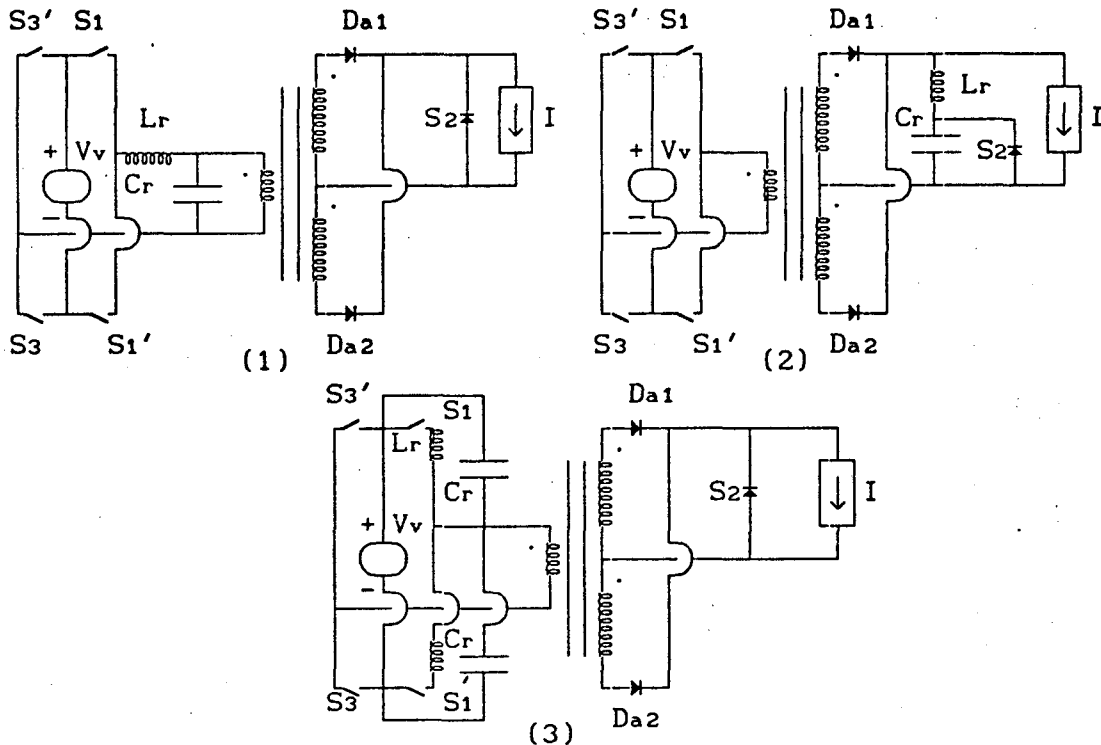


FIGURA 3.9 - Conversores full-bridge quase-ressonantes com comutação à corrente nula, derivados dos conversores half-bridge quase-ressonantes da figura 3.5.-

3.3 - RESSONÂNCIA NO SECUNDÁRIO

A ressonância no secundário é possível nos conversores quase-ressonantes isolados, com comutação à corrente nula.-

A ressonância no secundário é desejável para se aproveitar as indutâncias de dispersão dos transformadores, já que eles não são ideais.- Isto é possível deslocando-se o capacitor para o secundário do transformador e utilizando-se a sua indutância de dispersão como indutor de ressonância (Lr).-

Nos circuitos isolados apresentados até aqui isto é possível de ser realizado nos de número 1 em todas as figuras de conversores quase-ressonantes com comutação à corrente nula.-

As estruturas de número 2, das figuras citadas acima, já estão com o indutor de ressonância (Lr) situado no secundário do transformador.- E a sua topologia não permite a utilização da indutância de dispersão do transformador para a ressonância.-

As estruturas de número 3, das mesmas figuras, não possibilitam a ressonância no secundário devido a posição do capacitor de ressonância (C_r) em relação ao interruptor S_1 .

Das estruturas citadas, as flyback, figura 3.3, são exceções, já que suas topologias apresentam naturalmente, nos casos possíveis, a ressonância no secundário.- As estruturas 1, 2, 5 e 6 são com ressonância no secundário.-

Utilizando-se o método de obtenção de ressonância no secundário, para o conversor forward, obtem-se a estrutura da figura 3.10.-

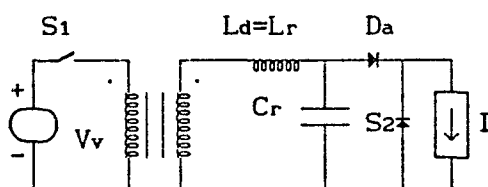


FIGURA 3.10 - Conversor forward quase-ressonante, com comutação à corrente nula e ressonância no secundário, derivado do conversor forward quase-ressonante número 1 da figura 3.1.

Aplicando-se o método de obtenção de ressonância no secundário, para o conversor half-bridge, obtem-se a estrutura da figura 3.11.-

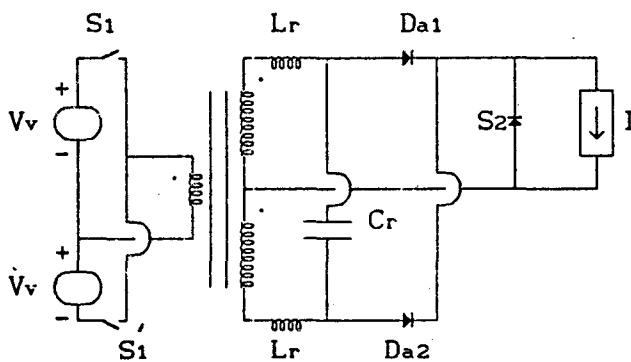


FIGURA 3.11 - Conversor half-bridge quase-ressonante, com comutação à corrente nula e ressonância no secundário, derivado do conversor half-bridge quase-ressonante número 1 da figura 3.5.-

Do mesmo modo obtem-se o conversor push-pull quase-ressonante da figura 3.12.-

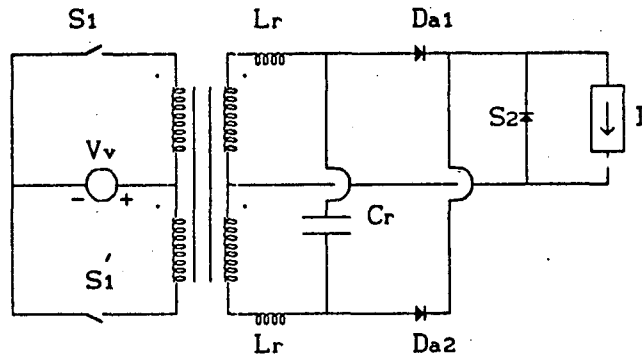


FIGURA 3.12 - Conversor push-pull quase-ressonante, com comutação à corrente nula e ressonância no secundário, derivado do conversor push-pull quase-ressonante número 1 da figura 3.7.-

Ainda, do mesmo modo, obtem-se a estrutura quase-ressonante full-bridge da figura 3.13.-

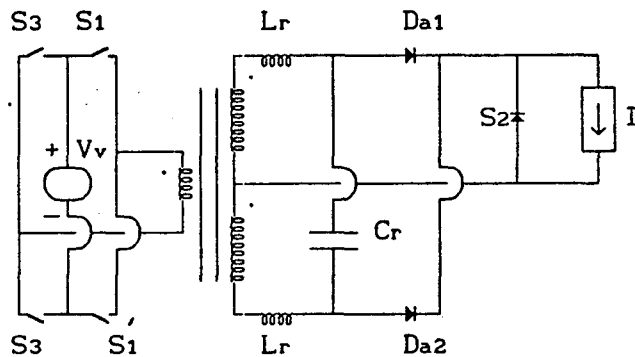


FIGURA 3.13 - Conversor full-bridge quase-ressonante, com comutação à corrente nula e ressonância no secundário, derivado do conversor full-bridge quase-ressonante número 1 da figura 3.9.-

Uma outra forma de utilização da indutância de dispersão dos transformadores ocorre nos conversores quase-ressonantes, com comutação à tensão nula.- Só que neste caso não existe a ressonância no secundário.- Aqui, apenas nas variações topológicas adequadas se utiliza a indutância de dispersão do transformador como indutor de ressonância (L_r).- Isto é possível nas estruturas 1, 2, 5 e 6 da figura 3.3, para os conversores flyback quase-ressonantes, nas estruturas 1 e 3 da figura 3.6, para os conversores half-bridge quase-ressonantes e, finalmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 3.8, para os conversores push-pull quase-ressonantes.-

Até aqui o que se propôs foi uma ressonância no secundário para qualquer tipo de interruptor S_1 .- Porém, para os interruptores S_1 unidirecionais, é possível particularizar a ressonância no secundário apenas fazendo-se mais um deslocamento no capacitor de ressonância nos conversores

half-bridge, push-pull e full-bridge quase-ressonantes.- Para utilização exclusiva com interruptor unidirecional deve-se deslocar o capacitor de ressonância (C_r) para depois dos diodos retificadores ($Da1$ e $Da2$).- Executando-se esta modificação obtém-se os conversores quase-ressonantes das figuras 3.14, 3.15 e 3.16.-

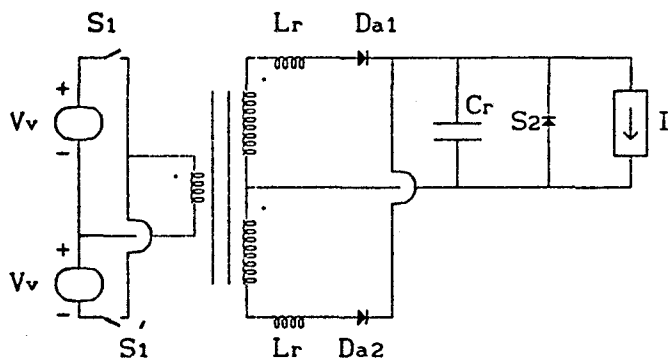


FIGURA 3.14 - Conversor half-bridge quase-ressonante, com comutação à corrente nula e ressonância no secundário, para interruptores S_1 e S_1' unidirecionais P'em corrente. Derivado do half-bridge quase-ressonante da figura 3.11.-

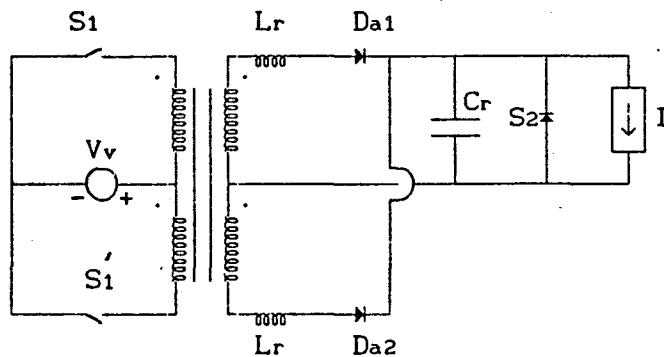


FIGURA 3.15 - Conversor push-pull quase-ressonante, com comutação à corrente nula e ressonância no secundário, para interruptores S_1 e S_1' unidirecionais em corrente.- Derivado do push-pull quase-ressonante da figura 3.12.-

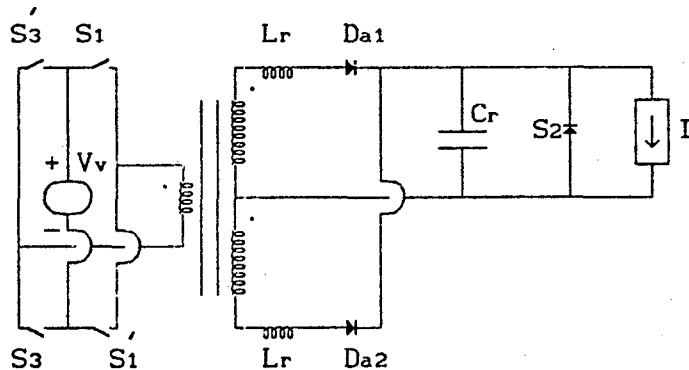


FIGURA 3.16 - Conversor full-bridge quase-ressonante, com comutação à corrente nula e ressonância no secundário, para interruptores S_1 e S_1' unidirecionais em corrente.- Derivado do full-bridge quase-ressonante da figura 3.13.-

3.4 - CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os conversores quase-ressonantes, com modulação em frequência, isolados.- Estes conversores foram derivados dos conversores quase-ressonantes buck e buck-boost sintetizados no capítulo 2.-

Dos conversores quase-ressonantes buck e buck-boost sintetizados no capítulo citado acima, algumas topologias não puderam ser isoladas.-

Dos conversores quase-ressonantes forward foram gerados os conversores quase-ressonantes half-bridge, push-pull e full-bridge.-

Em algumas estruturas dos conversores quase-ressonantes half-bridge, push-pull e full-bridge é possível utilizar a indutância de dispersão do transformador como indutor de ressonância (L_r).- Para isto basta transferir o capacitor de ressonância (C_r) para o secundário do transformador.- Neste caso estas estruturas são chamadas de conversores quase-ressonantes com ressonância no secundário.- Isto acontece apenas para os conversores quase-ressonantes forward, half-bridge, push-pull e full-bridge com comutação à corrente nula.- Nos conversores quase-ressonantes half-bridge, push-pull e full-bridge com comutação à tensão nula, também é possível a utilização da indutância de dispersão do transformador como indutor de ressonância (L_r), sem modificação nenhuma na estrutura, desde que a topologia o permita.- Neste caso estes conversores não recebem nenhuma denominação especial.-

Nos conversores quase-ressonantes flyback, com comutação à corrente nula, a utilização da indutância de dispersão do transformador como elemento da ressonância, ocorre naturalmente com as variações topológicas.- Este tipo de aproveitamento da indutância de dispersão do transformador, será possível sempre que o capacitor de ressonância (C_r) estiver colocado no secundário.-

Nos conversores quase-ressonantes half-bridge, push-pull e full-bridge, com comutação à corrente nula e ressonância no secundário, é possível obter o funcionamento para os interruptores principais como unidirecionais, apenas colocando-se o capacitor de ressonância após os diodos retificadores (D_{a1} e D_{a2}). Isto é possível apenas quando a variação topológica permite este deslocamento do capacitor de ressonância (C_r).- Então este tipo de comportamento é possível de ser obtido nas estruturas de número 1 das figuras 3.5, 3.7 e 3.9, deslocando-se o capacitor de ressonância (C_r) adequadamente.- Porém este tipo de funcionamento é natural das estruturas de número 2 das figuras 3.5, 3.7 e 3.9, já que nestas variações topológicas o

capacitor de ressonância (C_r) se encontra adequadamente localizado.-

Os conversores forward quase-ressonantes com comutação a tensão nula da figura 3.2 não funcionam, porque não possibilitam a desmagnetização do transformador de isolamento, porém, são válidos porque possibilitam a obtenção dos conversores half-bridge, onde o problema da desmagnetização não existe.-

CAPÍTULO 4

CONVERSORES QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

4.2 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os conversores quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso.- Estes conversores serão obtidos através dos conversores quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, apresentados nos capítulos 2 e 3.-

Serão gerados os conversores quase-ressonantes buck, boost, buck-boost, de cuk (boost-buck), forward, flyback, half-bridge, push-pull e full-bridge, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso [31], [32] e [33].-

4.2 - CONVERSORES QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Nos conversores quase-ressonantes clássicos, com modulação em frequência, o controle da potência transferida à carga é feito através da variação da frequência de funcionamento.- Então a miniaturização do conversor é função da mínima frequência de funcionamento usada, pois os filtros devem ser projetados para este caso, enquanto que a complexidade e o cuidado com o circuito de comando é função da máxima frequência de funcionamento, já que quanto maior a frequência, mais complicado se torna comandar os interruptores.

Uma maneira de se utilizar as vantagens proporcionadas pelos conversores quase-ressonantes clássicos é a utilização dos conversores quase-ressonantes funcionando com frequência fixa.-

Tanto os conversores quase-ressonantes com comutação à corrente nula, quanto os com comutação à tensão nula podem funcionar com frequência fixa.- Porém, neste trabalho serão abordados apenas os conversores quase-ressonantes com comutação à corrente nula.-

Para se obter um conversor quase-ressonante com comutação à corrente nula funcionando com frequência fixa, ou seja, um conversor quase-ressonante, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso (QRC-ZCS-PWM), deve-se introduzir um interruptor bidirecional em corrente em série com o capacitor de ressonância (C_r).- Este interruptor,

comandado adequadamente, proporciona a modulação por largura de pulso aos conversores quase-ressonantes, através da interrupção do ciclo ressonante.-

Aplicando-se o procedimento acima sobre os conversores quase-ressonantes buck-ZCS-FM da figura 2.2 obtém-se os conversores quase-ressonantes buck-ZCS-PWM da figura 4.1.-

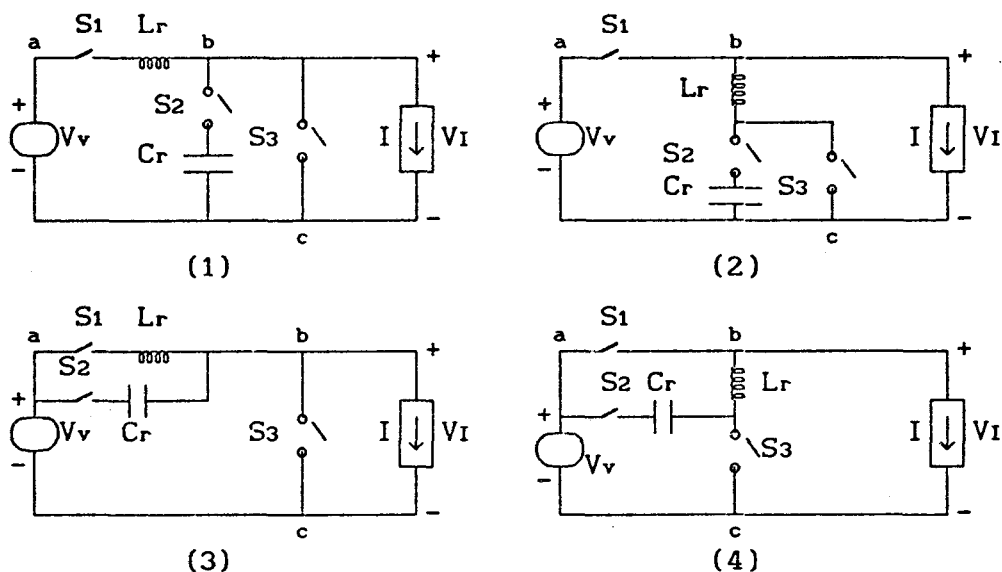


FIGURA 4.1 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM, gerada à partir da família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 2.2.-

Aplicando-se o mesmo procedimento para os conversores boost-QRC-ZCS-FM da figura 2.3 obtém-se os conversores boost-QRC-ZCS-PWM da figura 4.2.-

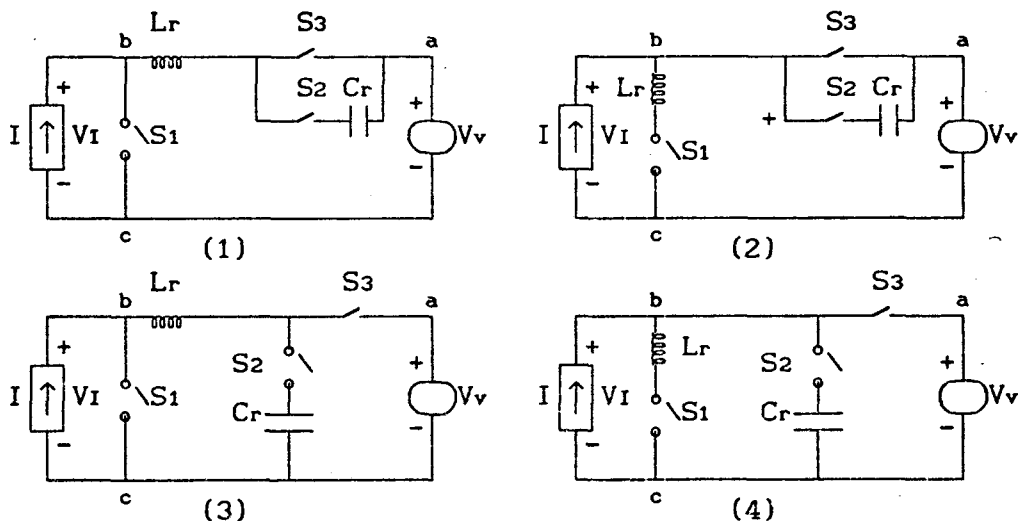


FIGURA 4.2 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM, gerada à partir da família de conversores boost-QRC-ZCS-FM da figura 2.3.-

Repetindo-se o mesmo procedimento para os conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM da figura 2.5 obtém-se os conversores

buck-boost-QRC-ZCS-PWM da figura 4.3.-

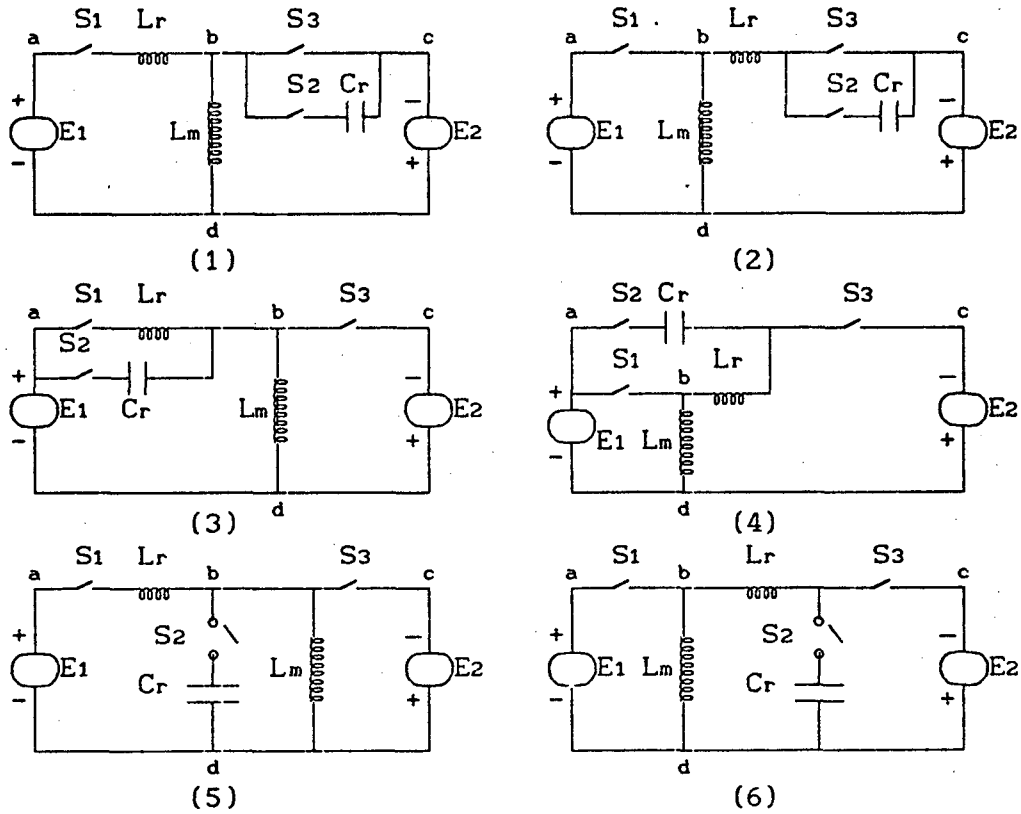


FIGURA 4.3 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM, gerada à partir da família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM da figura 2.5.-

Da mesma maneira, porém para os conversores cuk-QRC-ZCS-FM da figura 2.6, obtem-se os conversores cuk-QRC-ZCS-PWM da figura 4.4.-

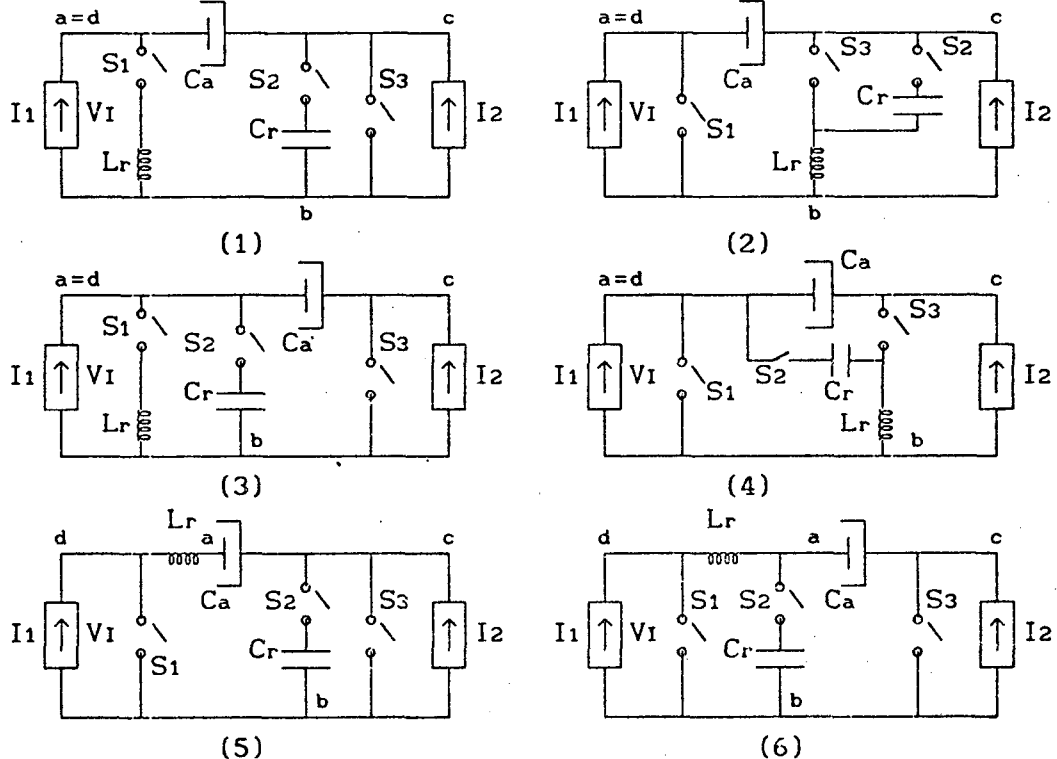


FIGURA 4.4- Família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM, gerada à partir da família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM da figura 2.5.-

Repetindo-se, mais uma vez, o procedimento anterior, somente que para os conversores quase-ressonantes forward, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, das figuras 3.1 e 3.10, obtem-se os conversores quase-ressonantes forward, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso da figura 4.5.-

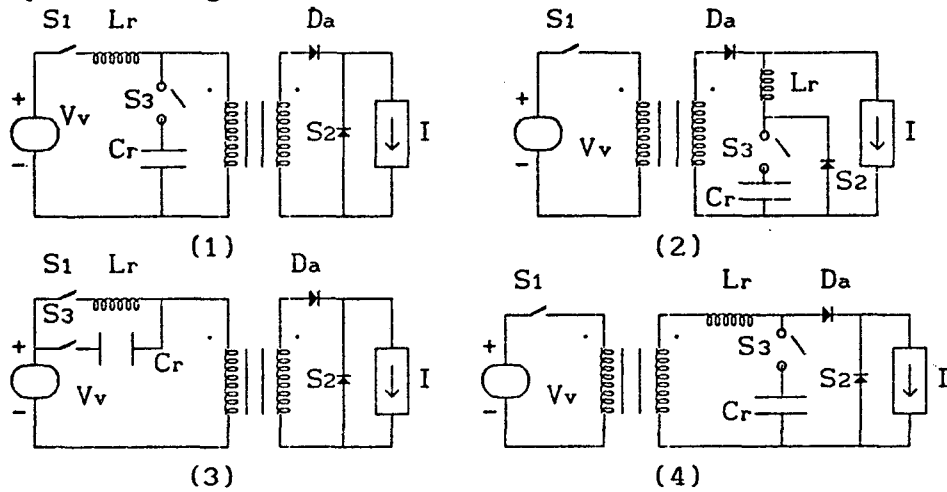


FIGURA 4.5 - Conversores quase-ressonantes forward, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso, derivados dos conversores quase-ressonantes forward, com comutação à corrente nula e modulação em frequência das figuras 3.1 e 3.10.-

Do mesmo modo anterior, somente que, para os conversores quase-ressonantes flyback, com comutação à corrente nula e modulação em frequência da figura 3.3, obtem-se os conversores quase-ressonantes flyback, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso da figura 4.6.-

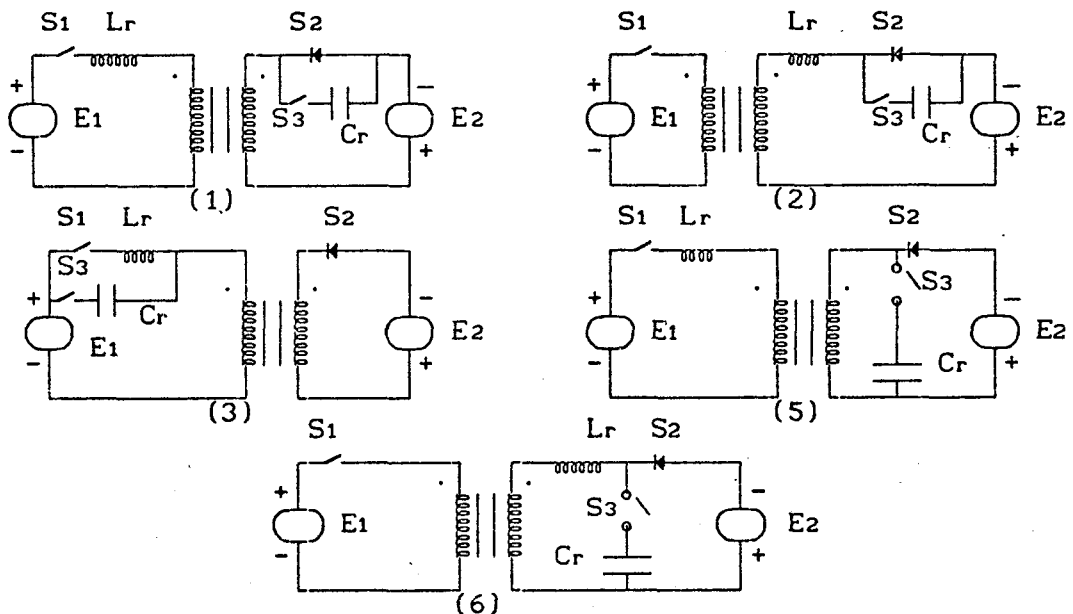


FIGURA 4.6 - Conversores quase-ressonantes flyback, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso, derivados dos conversores quase-ressonantes flyback, com comutação à corrente nula e modulação em frequência da figura 4.3.-

Mais uma vez, repetindo-se o procedimento anterior para os conversores quase-ressonantes half-bridge, com comutação à corrente nula e modulação em frequência das figuras 3.5, 3.11 e 3.14, obtem-se os conversores quase-ressonantes half-bridge, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso da figura 4.7.-

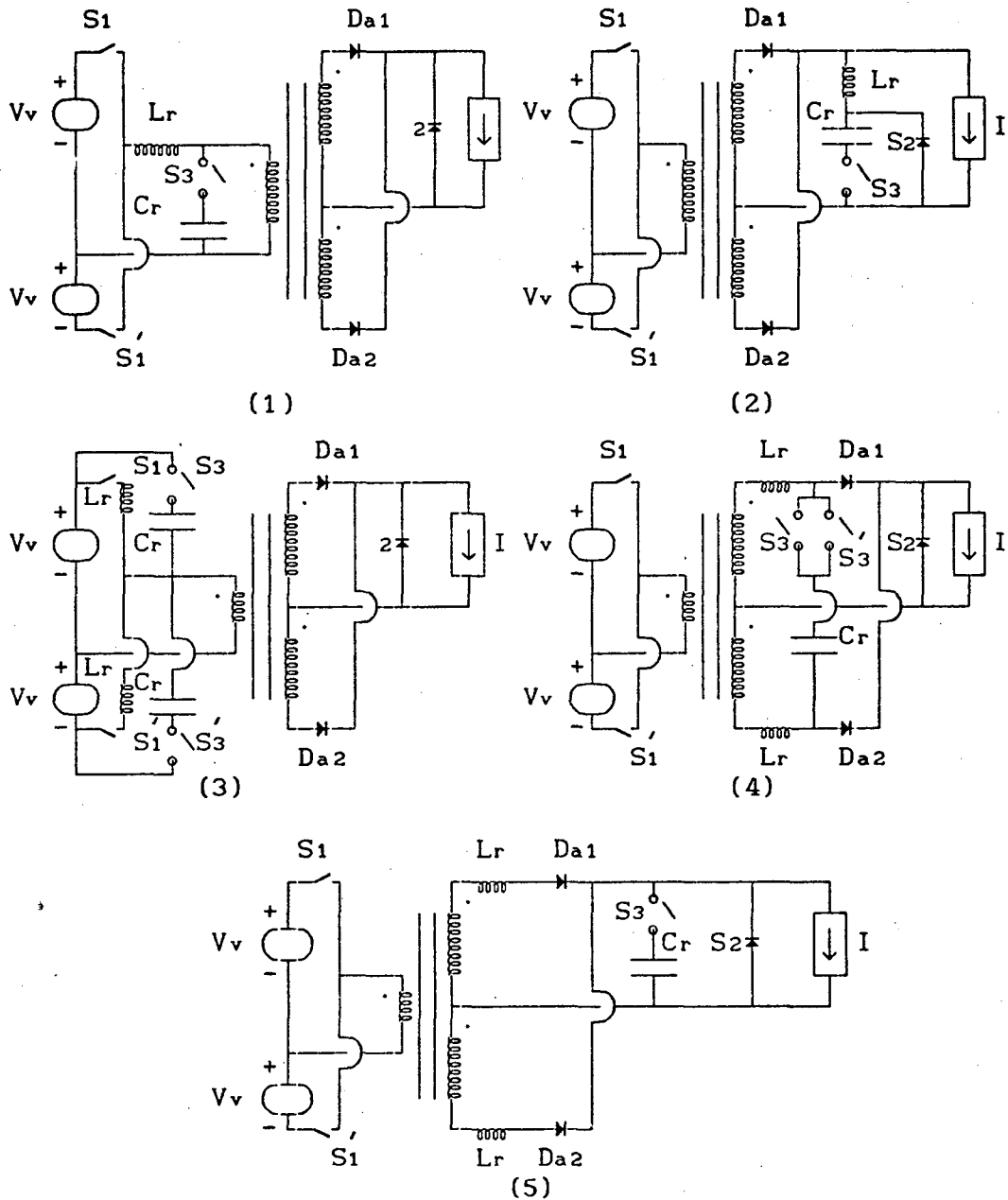


FIGURA 4.7 - Conversores quase-ressonantes half-bridge, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso, derivados dos conversores quase-ressonantes half-bridge, com comutação à corrente nula e modulação em frequência das figuras 3.5, 3.11 e 3.14, respectivamente.-

Repetindo-se, novamente, o procedimento anterior, somente que para os conversores quase-ressonantes push-pull, com comutação à corrente nula e

modulação em frequência das figuras 3.7, 3.13 e 3.15, obtem-se os conversores quase-ressonantes push-pull, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso da figura 4.8.-

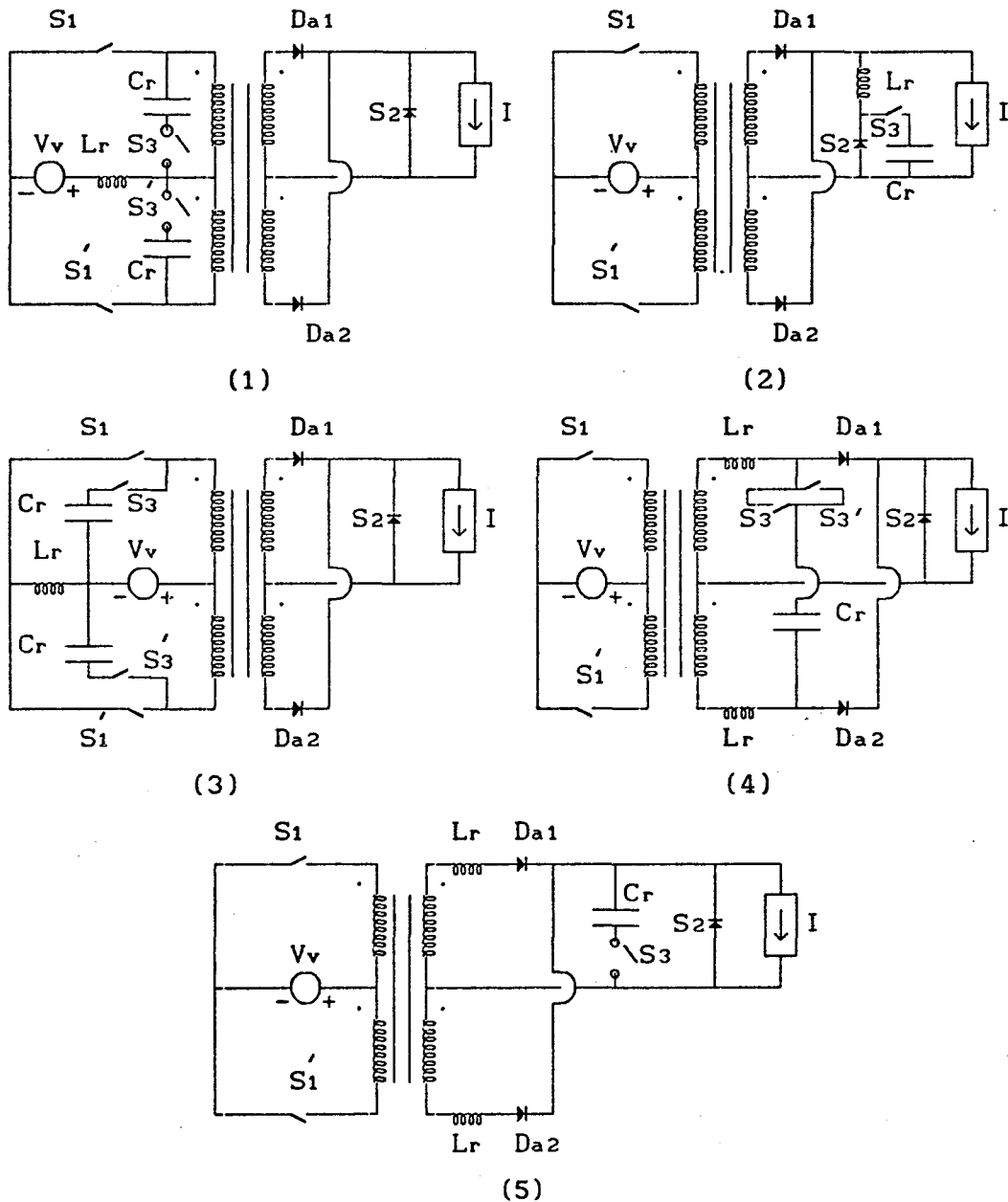


FIGURA 4.8 - Conversores quase-ressonantes push-pull, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso, derivados dos conversores quase-ressonantes push-pull com comutação à corrente nula e modulação em frequência das figuras 3.7, 3.13 e 3.15, respectivamente.-

Repetindo-se, pela última vez, o procedimento anterior, agora para os conversores quase-ressonantes full-bridge, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, das figuras 3.9, 3.13 e 3.16, obtem-se os conversores quase-ressonantes full-bridge, com comutação à corrente nula e

modulação por largura de pulso das figuras 4.9 e 4.10.-

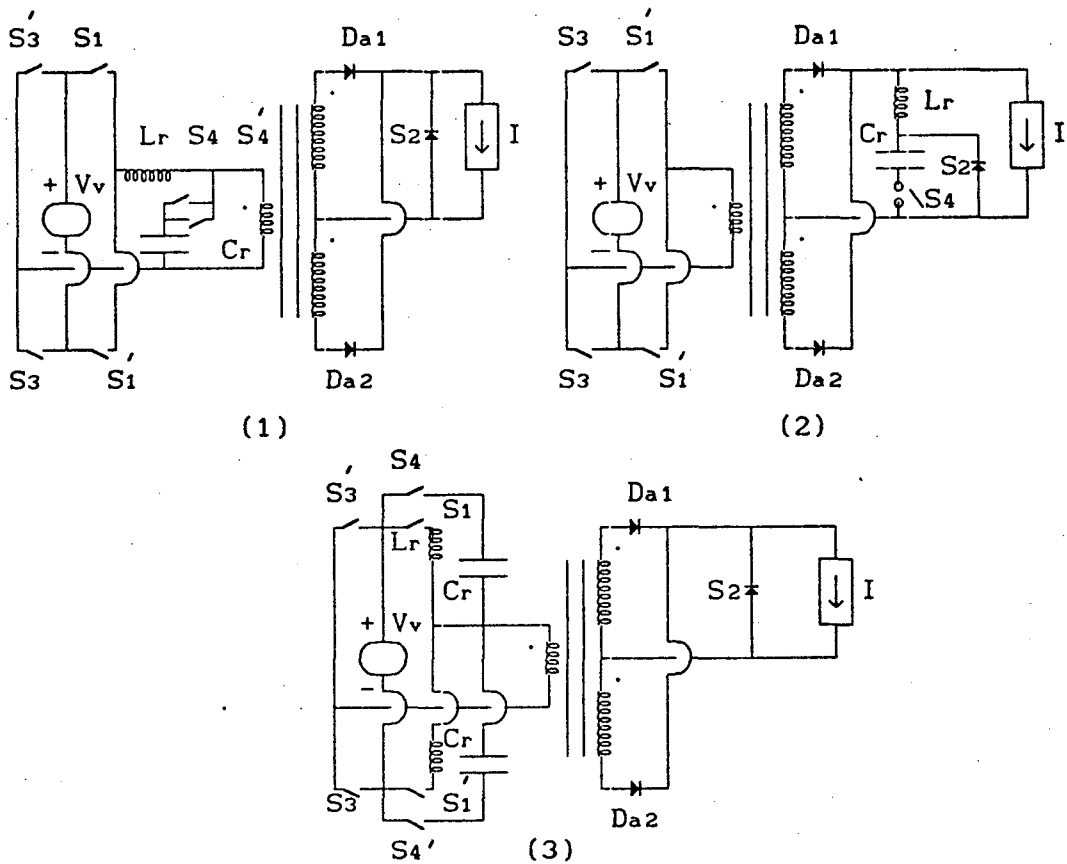


FIGURA 4.9 - Conversores quase-ressonantes full-bridge, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso, derivados dos conversores quase-ressonantes full-bridge, com comutação à corrente nula e modulação em frequência da figura 3.9.-

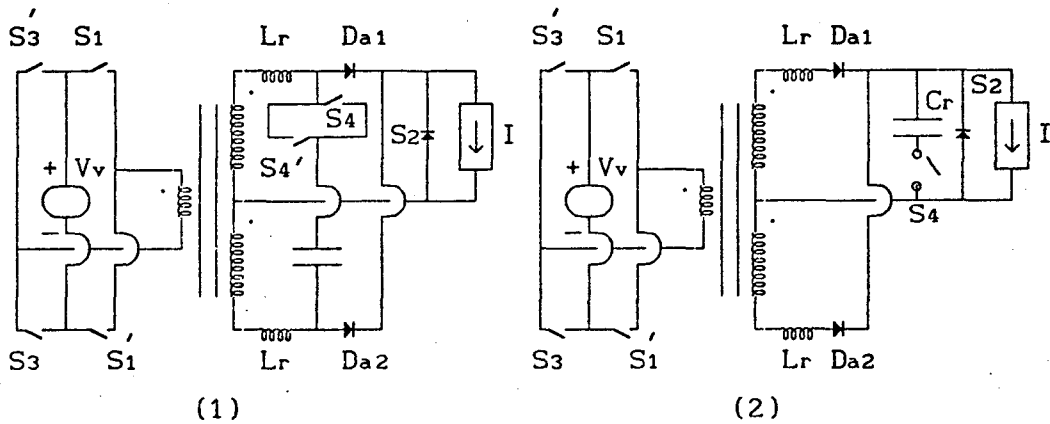


FIGURA 4.10 - Conversores quase-ressonantes full-bridge, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso, derivados dos conversores quase-ressonantes full-bridge, com comutação à corrente nula e modulação em frequência das figuras 3.13 e 3.16, respectivamente.-

4.3 - CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o método de síntese dos conversores quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso.- Os mesmos foram gerados à partir dos conversores quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, sintetizados nos capítulos 2 e 3.- Para cada estrutura quase-ressonante com comutação à corrente nula e modulação em frequência, corresponde uma nova estrutura quase-ressonante, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso.- Mostrando assim que, para qualquer estrutura quase-ressonante, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, é possível obter a sua correspondente com modulação por largura de pulso.-

O método de síntese apresentado aqui é genérico, podendo ser aplicado até em estruturas quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, que não foram abordadas neste trabalho, ou em novas estruturas que venham à ser sintetizadas posteriormente.-

O método de síntese apresentado é muito importante porque gera estruturas que funcionam com frequência fixa, o que simplifica os comandos dos interruptores e mantém as características dos conversores quase-ressonantes que são as comutações teóricamente sem perdas.- Este método de síntese é uma das grandes contribuições desta tese já que ele é inédito (1989) e possibilitou publicações externas que despertaram muito interesse.-

Todas as estruturas geradas por este método de síntese são inéditas (1989).-

CAPÍTULO 5

MÉTODO DE SÍNTESE DE CONVERSORES CC-CC QUASE-RESSONANTES, PARA UM CONVERSOR BUCK-ZCS OU BOOST-ZVS GENERALIZADO

5.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado um método de síntese de conversores CC-CC quase-ressonantes, interligando uma fonte de tensão e uma fonte de corrente (buck-ZCS ou boost-ZVS) [29] e [35].-

Com o método apresentado, uma vez que as fontes sejam definidas quanto ao tipo de reversibilidade de tensão e corrente, a estrutura do circuito e a natureza dos interruptores ficam definidos.-

São gerados vários circuitos, sendo alguns deles já conhecidos na literatura (1988).- Alguns circuitos quase-ressonantes são reversíveis, ou seja, permitem o controle do fluxo de energia elétrica da fonte de tensão para a fonte de corrente e vice-versa.-

5.2 - CARACTERIZAÇÃO DAS FONTES DE ENERGIA ELÉTRICA E REGRAS DE ASSOCIAÇÃO

5.2.1 - NATUREZA E REPRESENTAÇÃO DAS FONTES

Uma fonte (gerador ou receptor) pode ser classificada em uma das quatro categorias seguintes:

- Fonte de tensão contínua (figura 5.1-a);
- Fonte de tensão alternada (figura 5.1-b);
- Fonte de corrente contínua (figura 5.1-c);
- Fonte de corrente alternada (figura 5.1-d).-

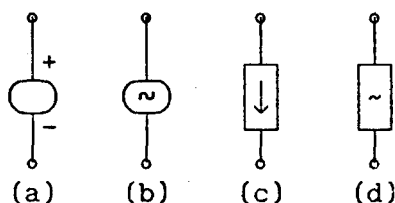


FIGURA 5.1 - Representações dos tipos de fontes.-

Uma fonte é dita de tensão, quando a tensão em seus terminais não sofre descontinuidade devido o circuito ao qual é ligada.-

Uma fonte é dita de corrente, quando a corrente que circula por ela não sofre descontinuidade devido o circuito ao qual é ligada.-

A corrente ou a tensão caracterizam uma fonte contínua quando

permanecem sempre no mesmo sentido.-

A corrente ou a tensão caracterizam uma fonte alternada quando são periódicas e possuem um valor médio nulo.-

5.2.2 - REVERSIBILIDADE DAS FONTES

Uma fonte é reversível em tensão se a tensão em seus terminais puder variar de sinal.- Ela é reversível em corrente se a corrente que a percorre puder se inverter.- Indica-se por + e - as polaridades possíveis nos terminais da fonte e por setas os sentidos da corrente (figuras 5.2 e 5.3).-

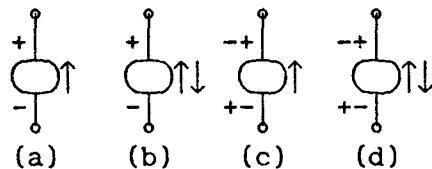


FIGURA 5.2 - Fontes de tensão.-
a) - Não reversível.-
b) - Reversível em corrente.-
c) - Reversível em tensão.-
d) - Reversível em tensão e corrente.-

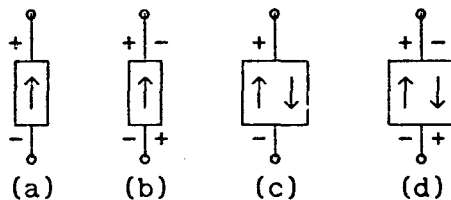


FIGURA 5.3 - Fontes de corrente.-
a) - Não reversível.-
b) - Reversível em tensão.-
c) - Reversível em corrente.-
d) - Reversível em corrente e tensão.-

Por exemplo: Uma bateria acumuladora se comporta como um receptor durante a carga e como um gerador durante a descarga, diz-se então que é uma fonte de tensão reversível em corrente.-

5.2.3 - REGRAS DE ASSOCIAÇÃO

Para se interligar uma fonte de tensão à uma de corrente e vice-versa, deve-se obedecer às seguintes regras:

- 1) - Elas devem possuir a mesma polaridade em tensão;
- 2) - Elas devem possuir o mesmo sentido de corrente.-

Por exemplo: A fonte de tensão da figura 5.4-a pode ser ligada à fonte de corrente da figura 5.4-b, porque obedece às regras acima.- Mas não pode ser ligada às fontes de corrente das figuras 5.4-c e 5.4-d porque

desobedece estas mesmas regras.- A fonte de corrente da figura 5.4-c possui o mesmo sentido de corrente que a fonte de tensão, porém sua polaridade é oposta.- A fonte de corrente da figura 5.4-d possui a mesma polaridade que a fonte de tensão, porém seu sentido de corrente é oposto.-

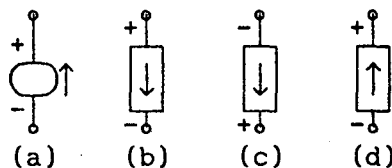


FIGURA 5.4 - Fontes não reversíveis em tensão e em corrente.-

A configuração do conversor que interliga as duas fontes deve respeitar as seguintes regras:

- Ele não pode interromper uma fonte de corrente;
- Ele não pode curto-circuitar uma fonte de tensão;
- Ele não pode interligar diretamente duas fontes de mesma natureza.-
- Ele só pode interligar diretamente, uma fonte de corrente com uma de tensão.-

5.3 - CARACTERIZAÇÃO DOS INTERRUPTORES

5.3.1 - COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES À SEMICONDUTORES

Os interruptores à semicondutores são os elementos essenciais dos conversores estáticos.- Eles são de vários tipos, comandados ou não.- Todos os semicondutores podem ser classificados em quatro categorias:

- Condução e bloqueio espontâneos (ex.: diodo);
- Condução comandada e bloqueio espontâneo (ex.: o tiristor);
- Condução espontânea e bloqueio comandado; é a função dual da anterior.- Ela pode ser realizada idealizando-se um novo interruptor, um transistor de potência obedecendo a uma lógica particular, chamado "TIRISTOR DUAL"; [18]
- Condução e bloqueio comandados (ex.: transistores bipolares).-

Se os fenômenos secundários, como por exemplo, as correntes inversas, são desprezados, as comutações podem ser representadas adotando-se que uma comutação espontânea segue a característica estática do componente, sobre o qual se efetua com um mínimo de perdas.- Em compensação, uma comutação comandada força o ponto de funcionamento do componente à saltar de um eixo à outro, causando o aparecimento das solicitações instantâneas, que provocam perdas importantes se o tempo de comutação e/ou a frequência de comutação

aumentam.-

No que se refere à comutação de condução ou de bloqueio, um semiconductor só pode ter comutação comandada ou espontânea. Todas as distinções sobre os tipos de comutação (natural, assistida, forçada) são relativas ao conversor.-

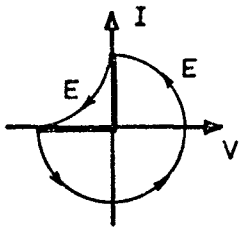
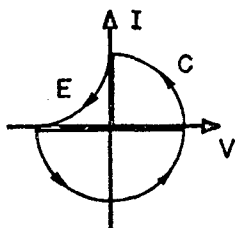
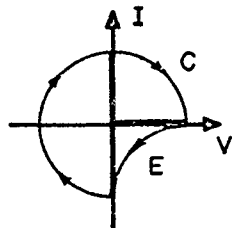
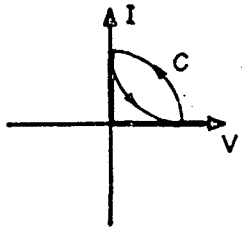
<div style="text-align: center;">CONDUÇÃO</div> <div style="text-align: left;">BLOQUEIO</div>	ESPONTÂNEA	COMANDADA
ESPONTÂNEA	 <p style="text-align: center;">Ex: Diodo</p>	 <p style="text-align: center;">Ex: Tiristor</p>
COMANDADO	 <p style="text-align: center;">Ex: Tiristor_dual</p>	 <p style="text-align: center;">Ex: Transistor</p>

FIGURA 5.5 - Os quatro tipos de interruptores.-

5.3.2 - CARACTERIZAÇÃO DOS INTERRUPTORES

Para se caracterizar um interruptor é necessário determinar as suas características estáticas e dinâmicas.- Para se determinar as características estáticas de um interruptor é suficiente conhecer o sentido da circulação de corrente, quando está conduzindo, e o sinal da tensão em seus terminais, quando está bloqueado.- Por outro lado, para se conhecer as características dinâmicas deve-se conhecer as transições entre as diversas seqüências de funcionamento da montagem.-

Uma vez determinada a característica estática de um interruptor, é possível reconhecer um interruptor clássico (diodo, tiristor, transistor, etc) ou de sintetizar um novo interruptor utilizando-se estes interruptores (tiristor e diodo em anti-paralelo, etc) ou mesmo sintetizar novos componentes, como o tiristor dual.-


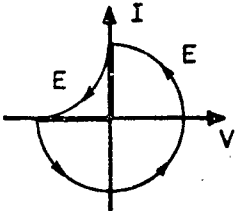
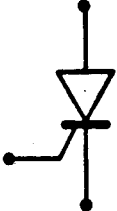
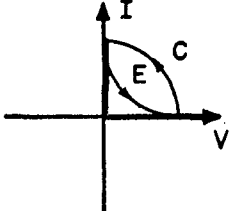
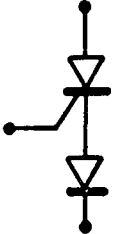
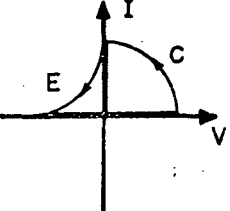
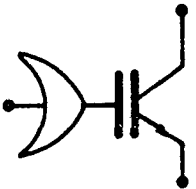
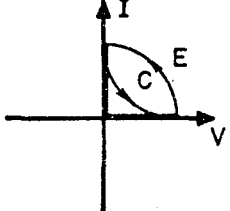
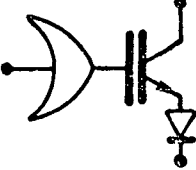
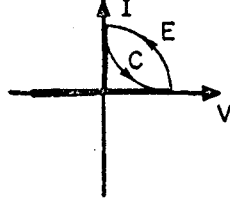
		<p>DIODO</p>
		<p>TIRISTOR ASSIMÉTRICO</p>
		<p>TIRISTOR NORMAL</p>
		<p>TRANSISTOR COMANDADO COMO "TIRISTOR_DUAL" UNIDIRECIONAL EM TENSÃO</p>
		<p>TRANSISTOR COMANDADO COMO "TIRISTOR_DUAL" BIDIRECIONAL EM TENSÃO</p>

FIGURA 5.6 - Interruptores utilizados neste trabalho.-

5.4 - CONVERSORES CC-CC

Os conversores CC-CC podem ser divididos em duas classes.- Os de ligação direta, que interligam uma fonte de corrente com uma de tensão ou vice-versa, figura 5.7, onde estão localizados os conversores estudados neste capítulo.- E os à acumulação ou ligação indireta, figura 5.8, que interligam

fontes de mesma natureza.- Para que isto seja possível deve-se colocar um estágio intermediário de maneira a estabelecer a seqüência E-I-E-I-E, conforme estabelece as regras citadas anteriormente (item 5.2.3).-

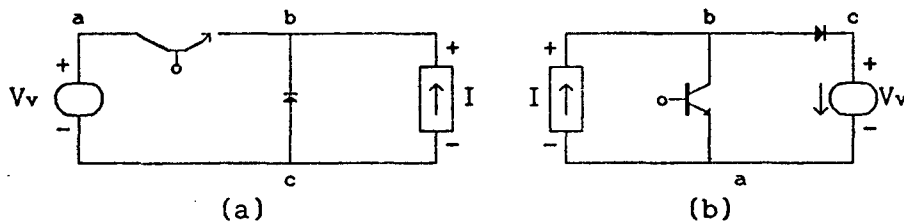


FIGURA 5.7 - Conversores CC-CC de ligação direta.- a) Ligando uma fonte de tensão à uma de corrente.- b) Ligando uma fonte de corrente à uma de tensão.-

Estas estruturas, conforme pode ser visto nas figuras 5.7 e 5.8, são estruturas clássicas, portanto, sua célula de comutação (figura 5.9), comum à todas estruturas, apresenta perdas de comutação (figura 5.10).- Estas perdas são provocadas pelas imperfeições dos interruptores.-

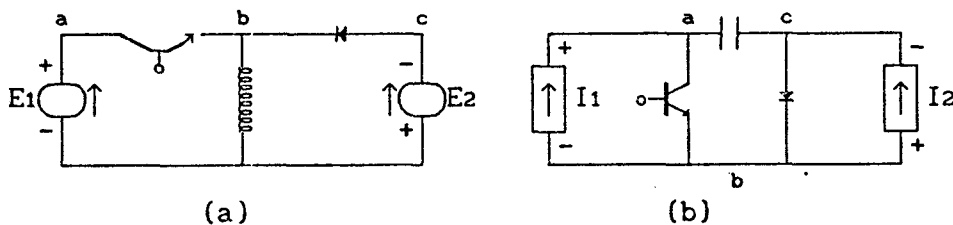


FIGURA 5.8 - Conversores CC-CC a acumulação ou de ligação indireta.- a) Ligando duas fontes de tensão (acumulação indutiva).- b) Ligando duas fontes de corrente (acumulação capacitiva).-

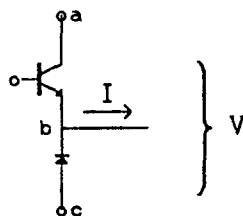


FIGURA 5.9 - Célula de comutação.-

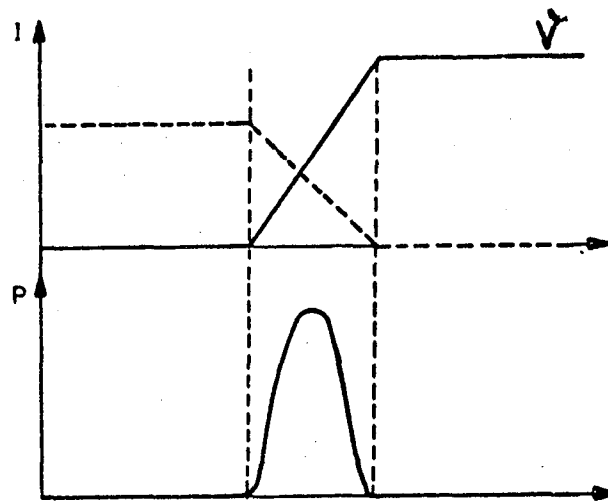


FIGURA 5.10 - Formas de ondas de tensão (V), corrente (I) e potência (P) durante o bloqueio do transistor da célula de comutação.-

5.5 - OBTENÇÃO DOS CIRCUITOS QUASE-RESSONANTES PELO PROCESSO DE SÍNTESE

Existem duas maneiras de se conseguir a ressonância em um circuito L-C.- A primeira é através da colocação do circuito L-C série em série com uma fonte de tensão, como a figura 5.11.-

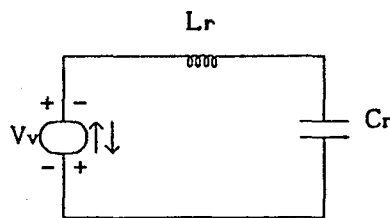


FIGURA 5.11 - Circuito Lr-Cr série em série com fonte de tensão Vv.-

A segunda maneira é através do circuito L-C paralelo em paralelo com uma fonte de corrente, como a figura 5.12.-

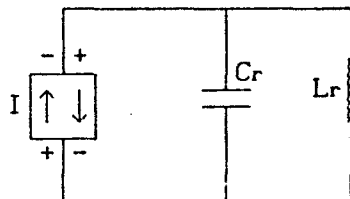


FIGURA 5.12 - Circuito Lr-Cr paralelo em paralelo com a fonte de corrente I.-

Em ambos os circuitos apresentados (figuras 5.11 e 5.12) as oscilações são não controladas, isto é, uma vez conectados os elementos o circuito entra em oscilação.- Considerando-se elementos ideais, esta oscilação

prossegue indefinidamente.- Este tipo de oscilação não controlada não interessa do ponto de vista dos conversores estáticos de potência.- Para se obter uma oscilação controlada necessita-se da introdução de interruptores nos circuitos das figuras 5.11 e 5.12.- Existem duas maneiras de se colocar os interruptores (figuras 5.13 e 5.14).-

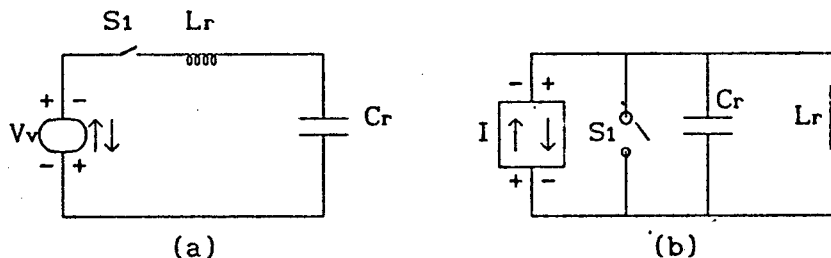


FIGURA 5.13 - Circuitos Lr-Cr com oscilação controlada.-
a) Circuito série.-
b) Circuito paralelo.-

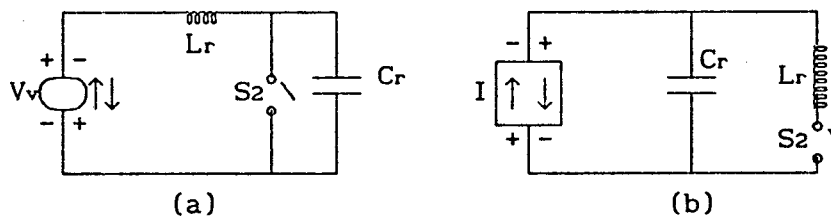


FIGURA 5.14 - Circuitos Lr-Cr com oscilação controlada.-
a) Circuito série.-
b) Circuito paralelo.-

Para se ter possibilidade de se optar por um ou outro modo a solução é colocar dois interruptores em cada circuito, juntando-se assim os modos das figuras 5.13 e 5.14.-

Como os conversores diretos sempre interligam uma fonte de tensão à uma de corrente ou vice-versa, os circuitos da figura 5.15 podem ser seccionados nas linhas pontilhadas, fazendo com que apenas um elemento passivo e um interruptor acompanhem cada fonte.- Com o seccionamento dos circuitos surgem dois blocos que são chamados de bloco V (figura 5.16) e bloco I (figura 5.17), para a fonte de tensão e corrente, respectivamente.-

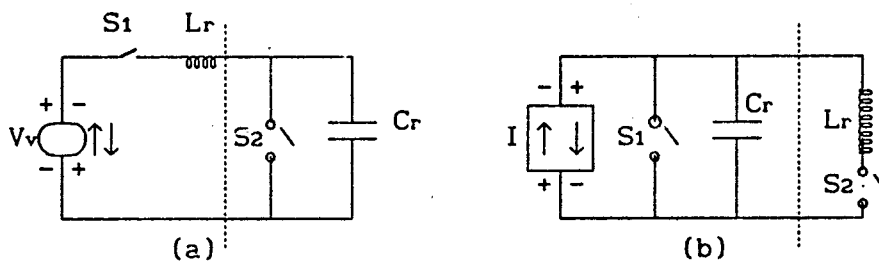


FIGURA 5.15 - Circuitos Lr-Cr com oscilação controlada.-
a) Circuito série.-
b) Circuito paralelo.-

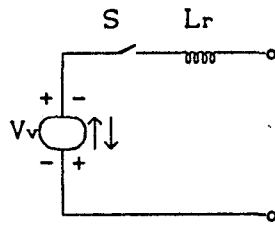


FIGURA 5.16 - Bloco V.-

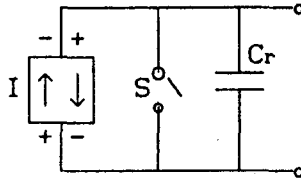


FIGURA 5.17 - Bloco I.-

Juntando-se os blocos V e I generalizados, como estão nas figuras 5.16 e 5.17, obtém-se o conversor quase-ressonante generalizado (figura 5.18), que é o mesmo da figura 2.2.1.-

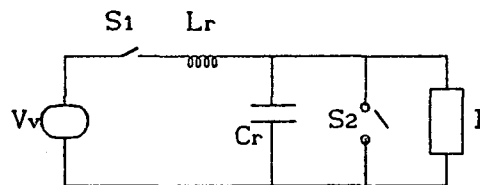


FIGURA 5.18 - Conversor quase-ressonante generalizado.-

Para se obter cada topologia particular, deve-se determinar as características das fontes de tensão V_v e de corrente I ; desta maneira encontram-se os interruptores à semicondutores adequados à serem colocados nos lugares dos interruptores S_1 e S_2 .-

No estudo desenvolvido neste trabalho, para maior facilidade, serão utilizados os blocos V e I (figuras 5.16 e 5.17) e não o conversor genérico (figura 5.18).- Nas figuras 5.19 e 5.20 estão listadas todas as possibilidades de blocos V e I, correspondendo à todas as opções de reversibilidade das fontes V_v e I , respectivamente.-

Obedecendo as regras de associação listadas em 5.2.3 é possível então, à partir dos blocos V e I, gerar os conversores E-I, sem isolação, esgotando as combinações entre os blocos V (figura 5.19) e os blocos I (figura 5.20).- Este processo será efetuado pegando-se cada bloco V e combinando-o com todos blocos I possíveis de combinação.-

NUMERO	BLOCO V
1	
2	
3	
4	
5	
6	
7	
8	
9	

FIGURA 5.19 - Blocos V.-

NUMERO	BLOCO I
1	
2	
3	
4	
5	
6	
7	
8	
9	

FIGURA 5.20 - Blocos I.-

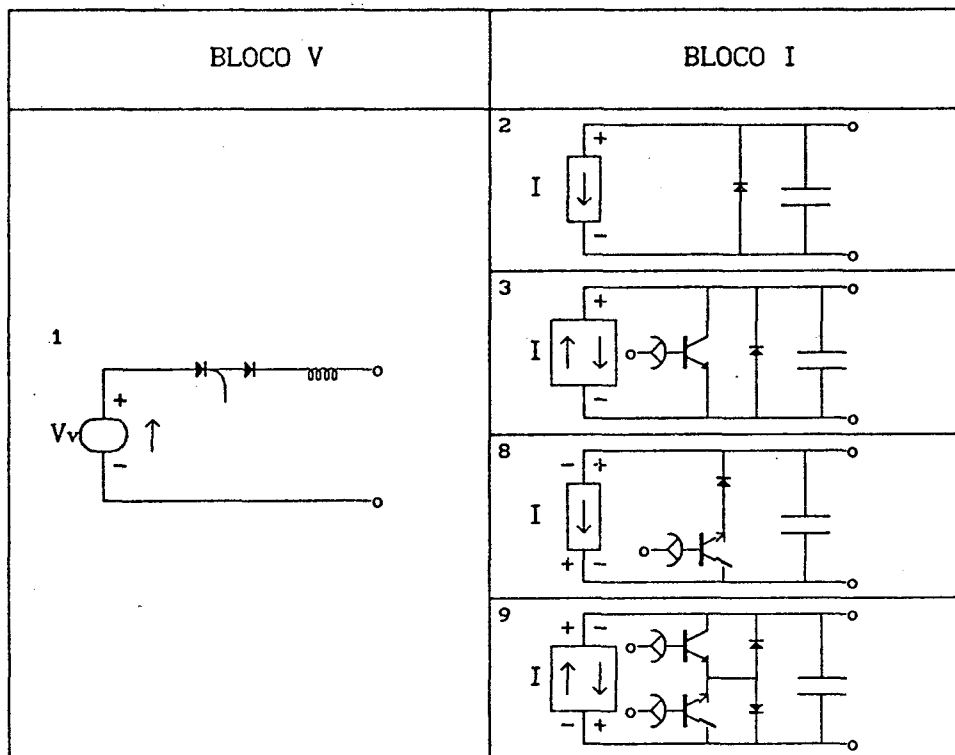


FIGURA 5.21 - Bloco V n^o 1 com os blocos I possíveis de combinação.-

Fazendo-se a devida combinação entre os blocos da figura 5.21 obtem-se as estruturas das figuras 5.22 à 5.25.-

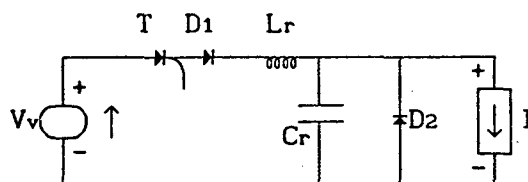


FIGURA 5.22 - Estrutura E-I número 1.- Combinação do bloco V n^o 1 com o bloco I n^o 2.-

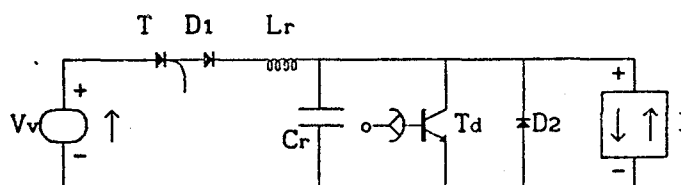


FIGURA 5.23 - Estrutura E-I número 2.- Combinação do bloco V n^o 1 com o bloco I n^o 3.-

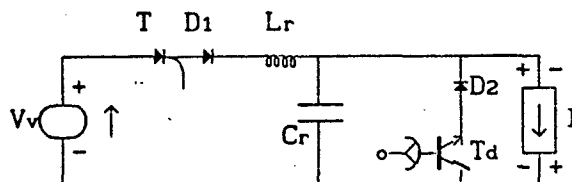


FIGURA 5.24 - Estrutura E-I número 3.- Combinação do bloco V n^o 1 com o bloco I n^o 8.-

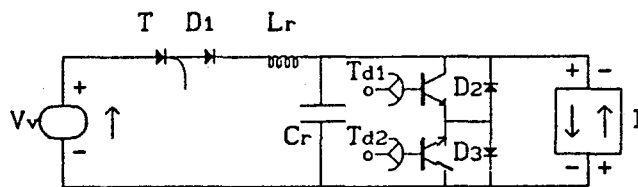


FIGURA 5.25 - Estrutura E-I número 4.- Combinação do bloco V nº 1 com o bloco I nº 9.-

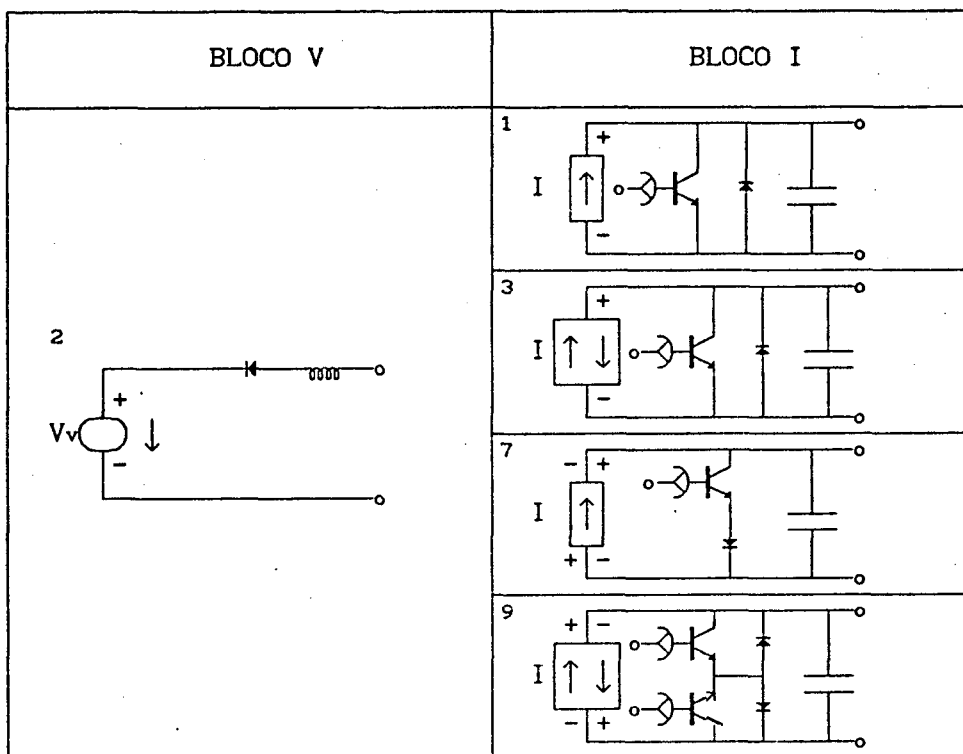


FIGURA 5.26 - Bloco V nº 2 com os blocos I possíveis de combinação.-

Juntando-se convenientemente os blocos da figura 5.26 obtêm-se as estruturas E-I das figuras 5.27 à 5.30.-

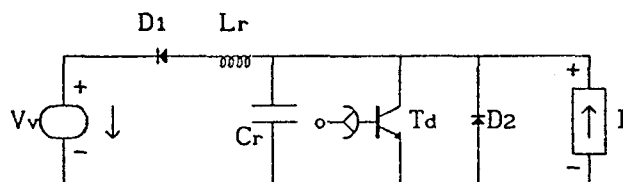


FIGURA 5.27 - Estrutura E-I número 5.- Combinação do bloco V nº 2 com o bloco I nº 1.-

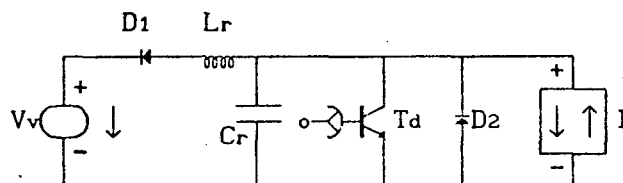


FIGURA 5.28 - Estrutura E-I número 6.- Combinação do bloco V nº 2 com o bloco I nº 3.-

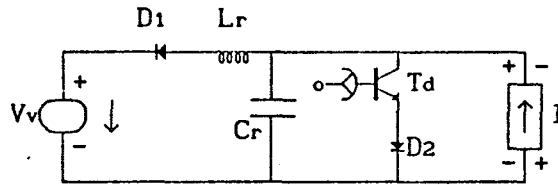


FIGURA 5.29 - Estrutura E-I número 7.- Combinação do bloco V n^o 2 com o bloco I n^o 7.-

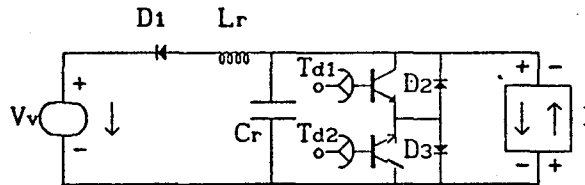


FIGURA 5.30 - Estrutura E-I número 8.- Combinação do bloco V n^o 2 com o bloco I n^o 9.-

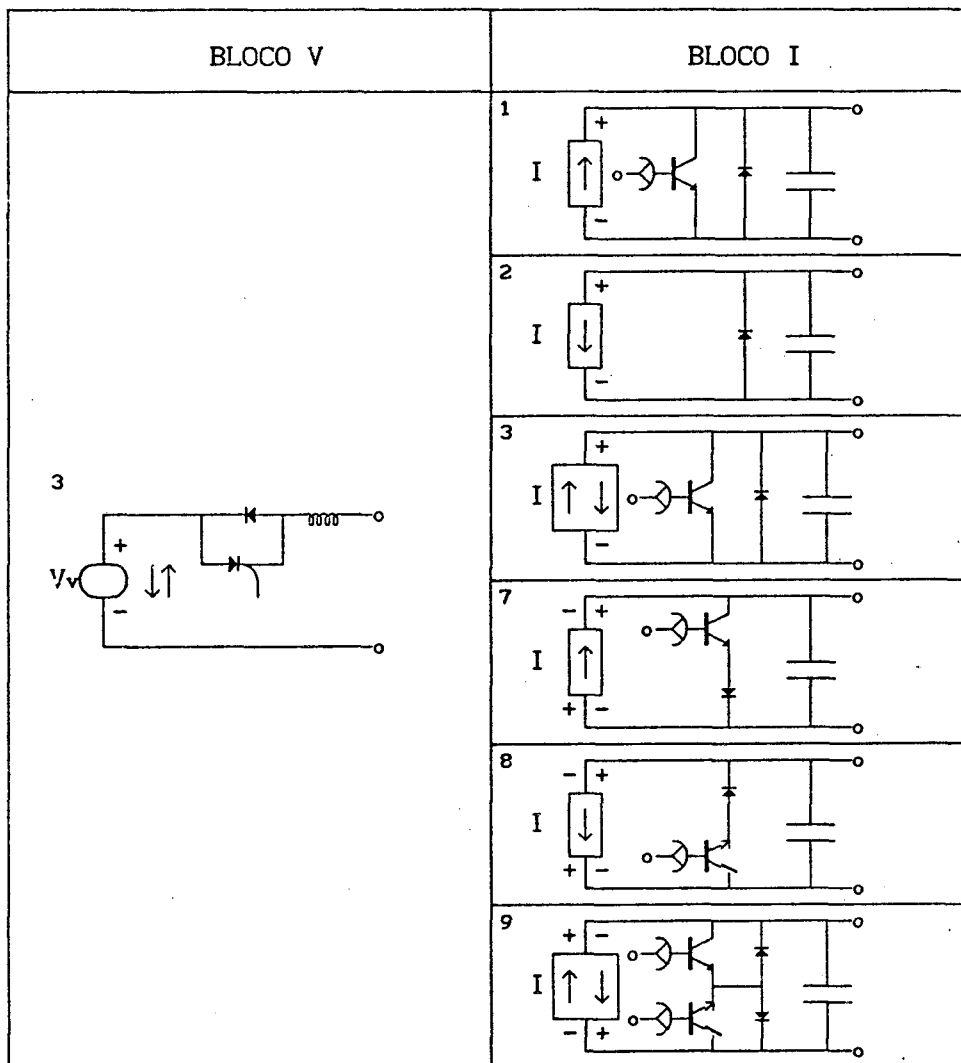


FIGURA 5.31 - Bloco V n^o 3 com os blocos I possíveis de combinação.-

Juntando-se convenientemente os blocos da figura 5.31, obtem-se as

estruturas E-I da figuras 5.32 à 5.37.-

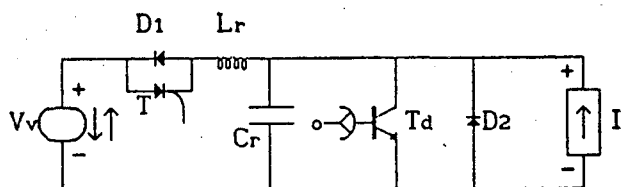


FIGURA 5.32 - Estrutura E-I número 9.- Combinação do bloco V n^o 3 com o bloco I n^o 1.-

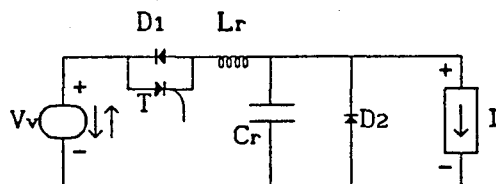


FIGURA 5.33 Estrutura E-I número 10.- Combinação do bloco V n^o 3 com o bloco I n^o 2.-

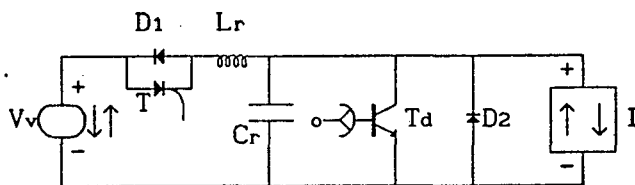


FIGURA 5.34 - Estrutura E-I número 11.- Combinação do bloco V n^o 3 com o bloco I n^o 3.-

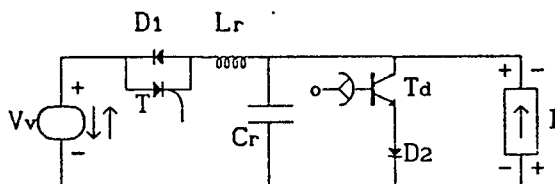


FIGURA 5.35 - Estrutura E-I número 12.- Combinação do bloco V n^o 3 com o bloco I n^o 7.-

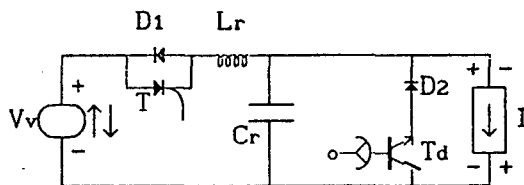


FIGURA 5.36 - Estrutura E-I número 13.- Combinação do bloco V n^o 3 com o bloco I n^o 8.-

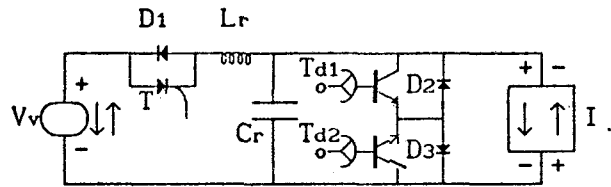


FIGURA 5.37 - Estrutura E-I número 14.- Combinação do bloco V n° 3 com o bloco I n° 9.-

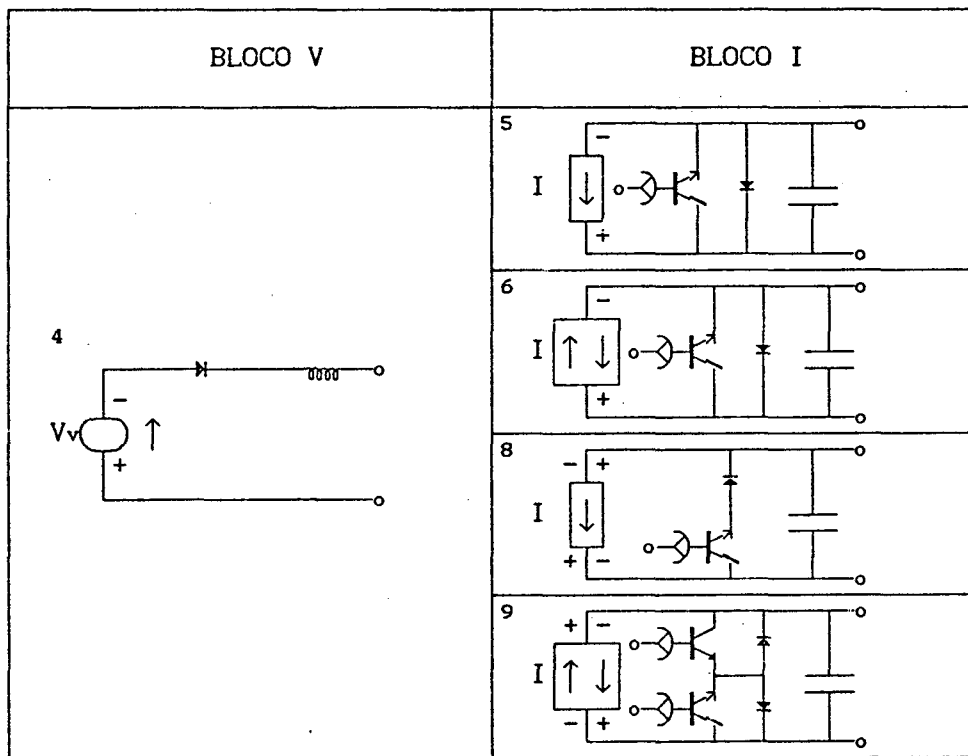


FIGURA 5.38 - Bloco V n° 4 com os blocos I possíveis de combinação.-

Juntando-se convenientemente os blocos da figura 5.38 obtem-se as estruturas E-I das figuras 5.39 à 5.42.-

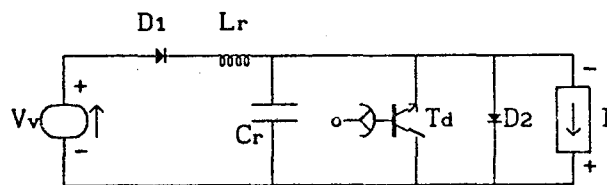


FIGURA 5.39 - Estrutura E-I número 15.- Combinação do bloco V n° 4 com o bloco I n° 5.-

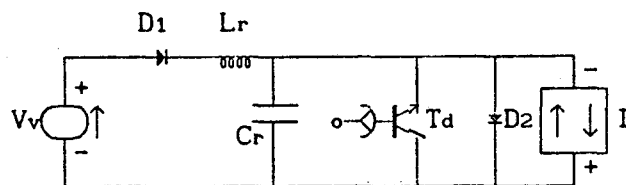


FIGURA 5.40 - Estrutura E-I número 16.- Combinação do bloco V n° 4 com o bloco I n° 6.-

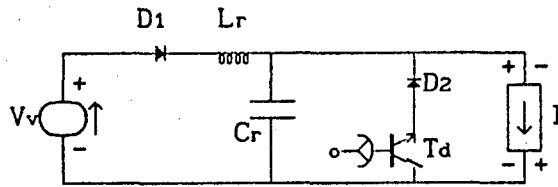


FIGURA 5.41 - Estrutura E-I número 17.- Combinação do bloco V n^o 4 com o bloco I n^o 8.-

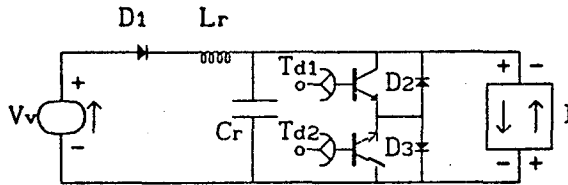


FIGURA 5.42 - Estrutura E-I número 18.- Combinação do bloco V n^o 4 com o bloco I n^o 9.-

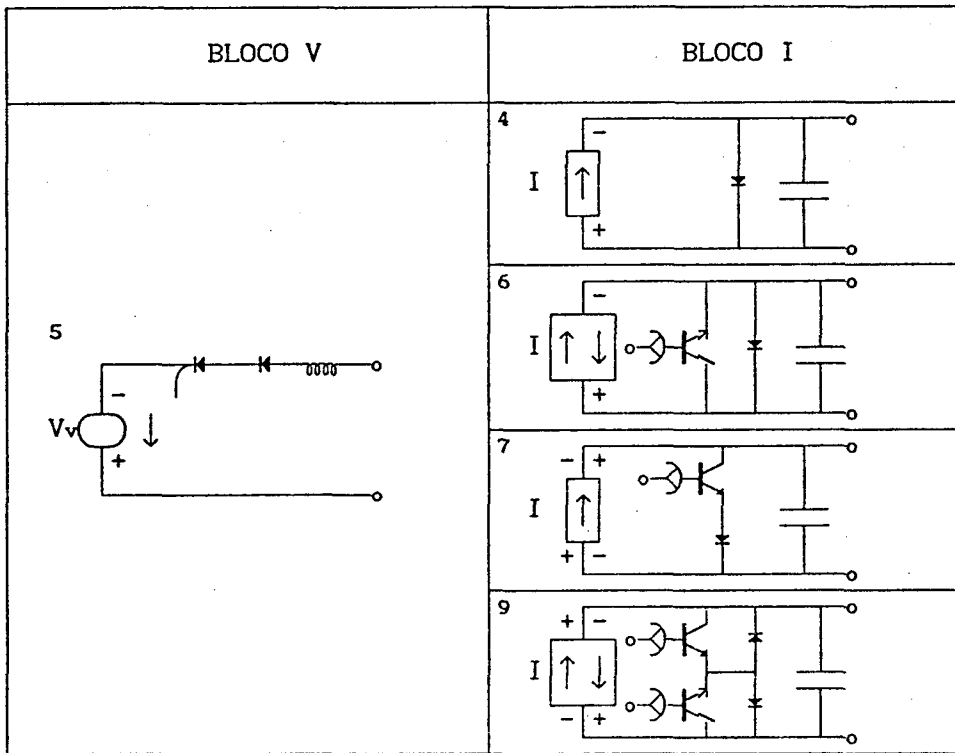


FIGURA 5.43 - Bloco V n^o 5 com os blocos I possíveis de combinação.-

Juntando-se convenientemente os blocos da figura 5.43 obtêm-se as estruturas E-I das figuras 5.44 à 5.47.-

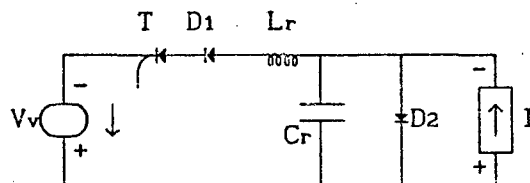


FIGURA 5.44 - Estrutura E-I número 19.- Combinação do bloco V n^o 5 com o bloco I n^o 4.-

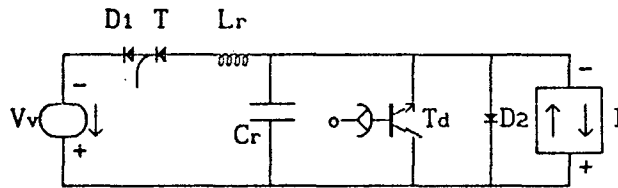


FIGURA 5.45 - Estrutura E-I número 20.- Combinação do bloco V n^o 5 com o bloco I n^o 6.-

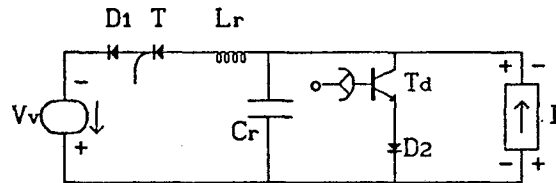


FIGURA 5.46 - Estrutura E-I número 21.- Combinação do bloco V n^o 5 com o bloco I n^o 7.-

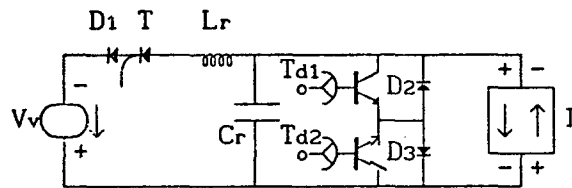


FIGURA 5.47 - Estrutura E-I número 22.- Combinação do bloco V n^o 5 com o bloco I n^o 9.-

BLOCO V	BLOCO I
<p>The diagram for Bloco V n^o 6 shows a voltage source V_v (positive terminal at the bottom) and a current source I pointing downwards, connected in parallel.</p>	<p>The diagram for Bloco I n^o 4 shows a current source I pointing upwards, a diode pointing to the right, and a capacitor in parallel.</p>
	<p>The diagram for Bloco I n^o 5 shows a current source I pointing downwards, a transistor, a diode pointing to the right, and a capacitor in parallel.</p>
	<p>The diagram for Bloco I n^o 6 shows a current source I pointing upwards, a transistor, a diode pointing to the right, and a capacitor in parallel.</p>
	<p>The diagram for Bloco I n^o 7 shows a current source I pointing upwards, a transistor, a diode pointing to the right, and a capacitor in parallel.</p>
	<p>The diagram for Bloco I n^o 8 shows a current source I pointing downwards, a transistor, a diode pointing to the right, and a capacitor in parallel.</p>
	<p>The diagram for Bloco I n^o 9 shows a current source I pointing upwards, two transistors, a diode pointing to the right, and a capacitor in parallel.</p>

FIGURA 5.48 - Bloco V n^o 6 com os blocos I possíveis de combinação.-

Juntando-se convenientemente os blocos da figura 5.48 obtem-se as estruturas E-I das figuras 5.49 à 5.54.-

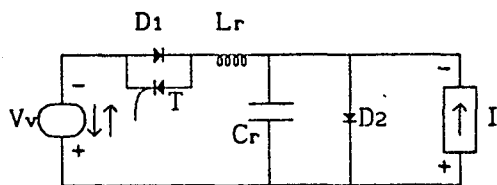


FIGURA 5.49 - Estrutura E-I número 23.- Combinação do bloco V n^o 6 com o bloco I n^o 4.-

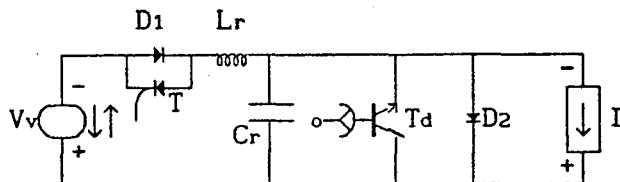


FIGURA 5.50 - Estrutura E-I número 24.- Combinação do bloco V n^o 6 com o bloco I n^o 5.-

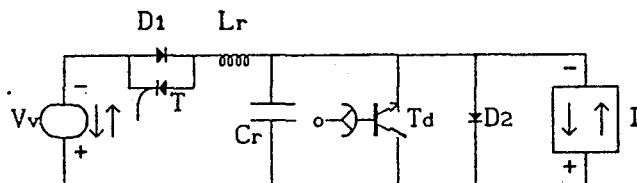


FIGURA 5.51 - Estrutura E-I número 25.- Combinação do bloco V n^o 6 com o bloco I n^o 6.-

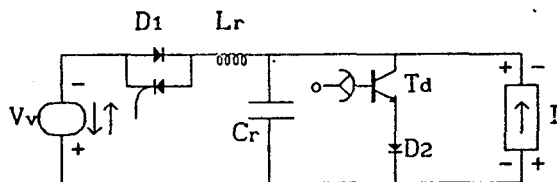


FIGURA 5.52 - Estrutura E-I número 26.- Combinação do bloco V n^o 6 com o bloco I n^o 7.-

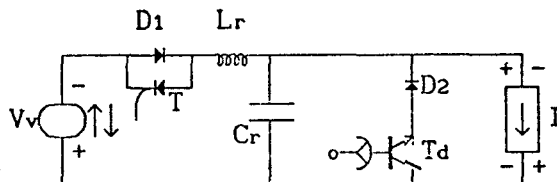


FIGURA 5.53 - Estrutura E-I número 27.- Combinação do bloco V n^o 6 com o bloco I n^o 8.-

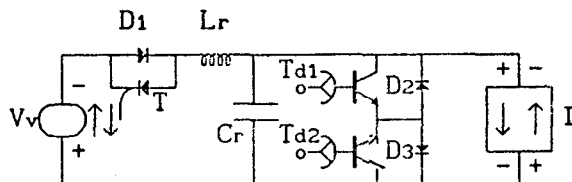


FIGURA 5.54 - Estrutura E-I número 28.- Combinação do bloco V n^o 6 com o bloco I n^o 9.-

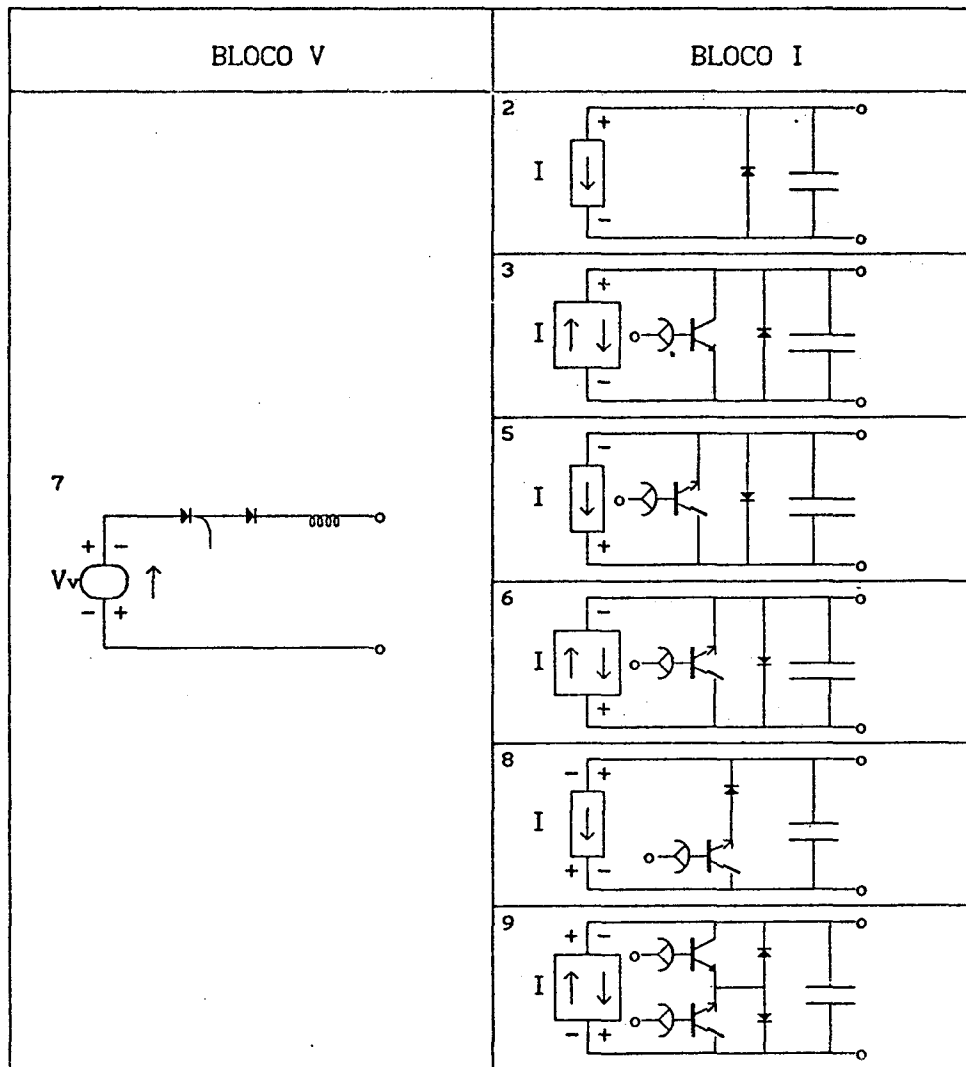


FIGURA 5.55 - Bloco V n^o 7 e blocos I possíveis de combinação.-

Juntando-se convenientemente os blocos da figura 5.55 obtem-se as estruturas E-I das figuras 5.56 à 5.61.-

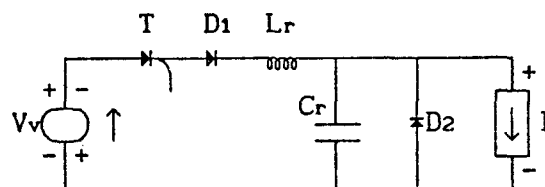


FIGURA 5.56 - Estrutura E-I número 29.- Combinação do bloco V n^o 7 com o bloco I n^o 2.-

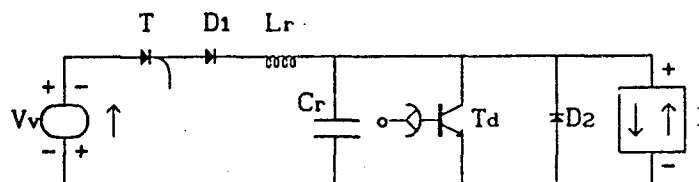


FIGURA 5.57 - Estrutura E-I número 30.- Combinação do bloco V n^o 7 com o bloco I n^o 3.-

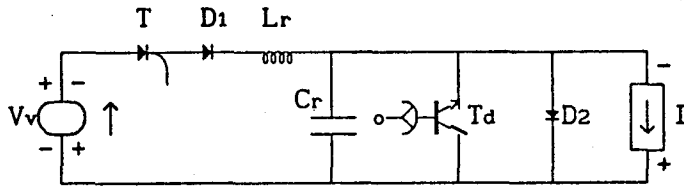


FIGURA 5.58 - Estrutura E-I número 31.- Combinação do bloco V n^o 7 com o bloco I n^o 5.-

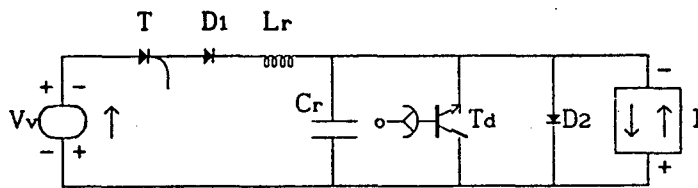


FIGURA 5.59 - Estrutura E-I número 32.- Combinação do bloco V n^o 7 com o bloco I n^o 6.-

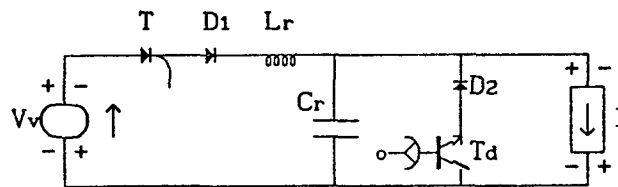


FIGURA 5.60 - Estrutura E-I número 33.- Combinação do bloco V n^o 7 com o bloco I n^o 8.-

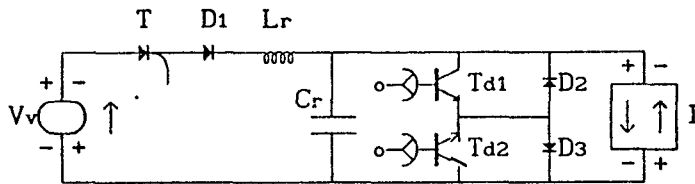


FIGURA 5.61 - Estrutura E-I número 34.- Combinação do bloco V n^o 7 com o bloco I n^o 9.-

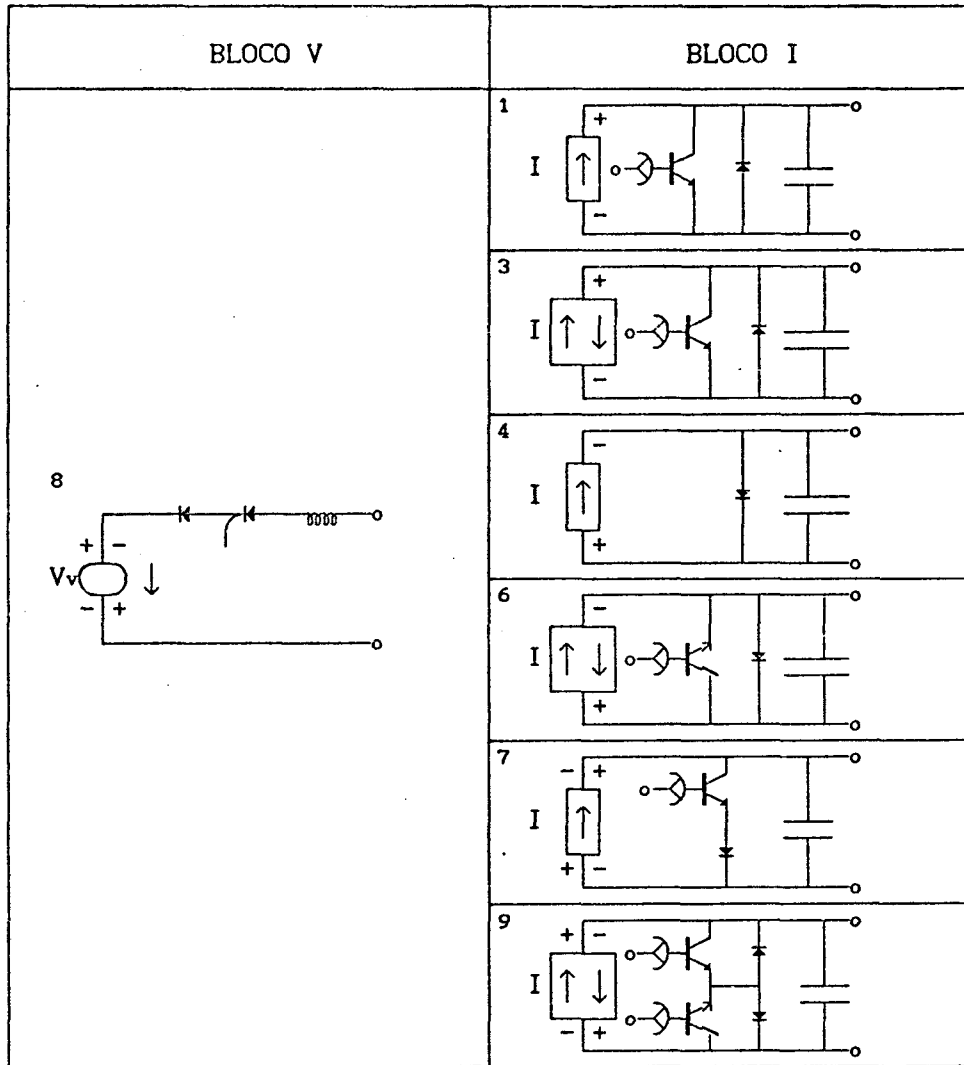


FIGURA 5.62 - Bloco V n^o 8 com os blocos I possíveis de combinação.-

Juntando-se convenientemente os blocos da figura 5.62, obtem-se as estruturas E-I das figuras 5.63 à 5.68.-

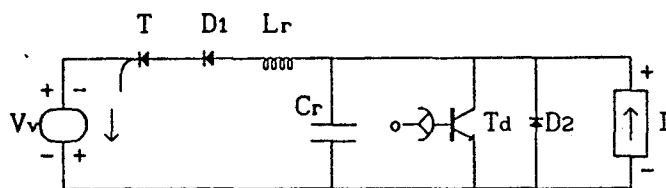


FIGURA 5.63 - Estrutura E-I número 35.- Combinação do bloco V n^o 8 com o bloco I n^o 1.-

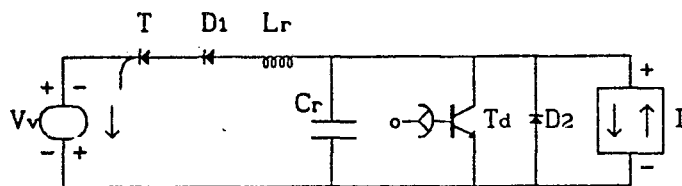


FIGURA 5.64 - Estrutura E-I número 36.- Combinação do bloco V n^o 8 com o bloco I n^o 3.-

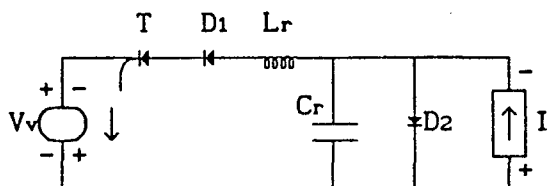


FIGURA 5.65 - Estrutura E-I número 37.- Combinação do bloco V n^o 8 com o bloco I n^o 4.-

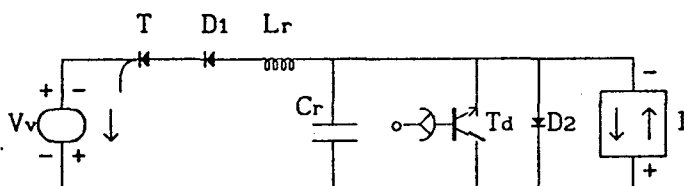


FIGURA 5.66 - Estrutura E-I número 38.- Combinação do bloco V n^o 8 com o bloco I n^o 6.-

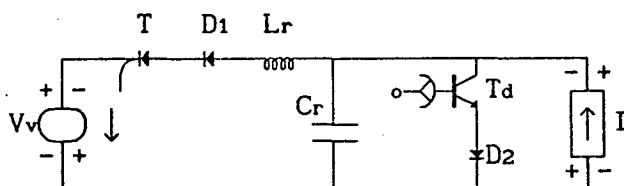


FIGURA 5.67 - Estrutura E-I número 39.- Combinação do bloco V n^o 8 com o bloco I n^o 7.-

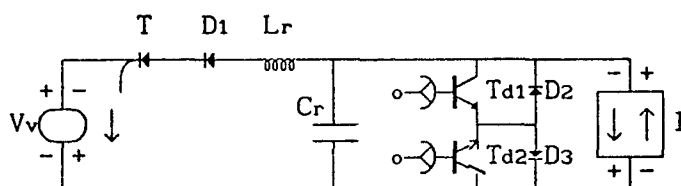


FIGURA 5.68 - Estrutura E-I número 40.- Combinação do bloco V n^o 8 com o bloco I n^o 9.-

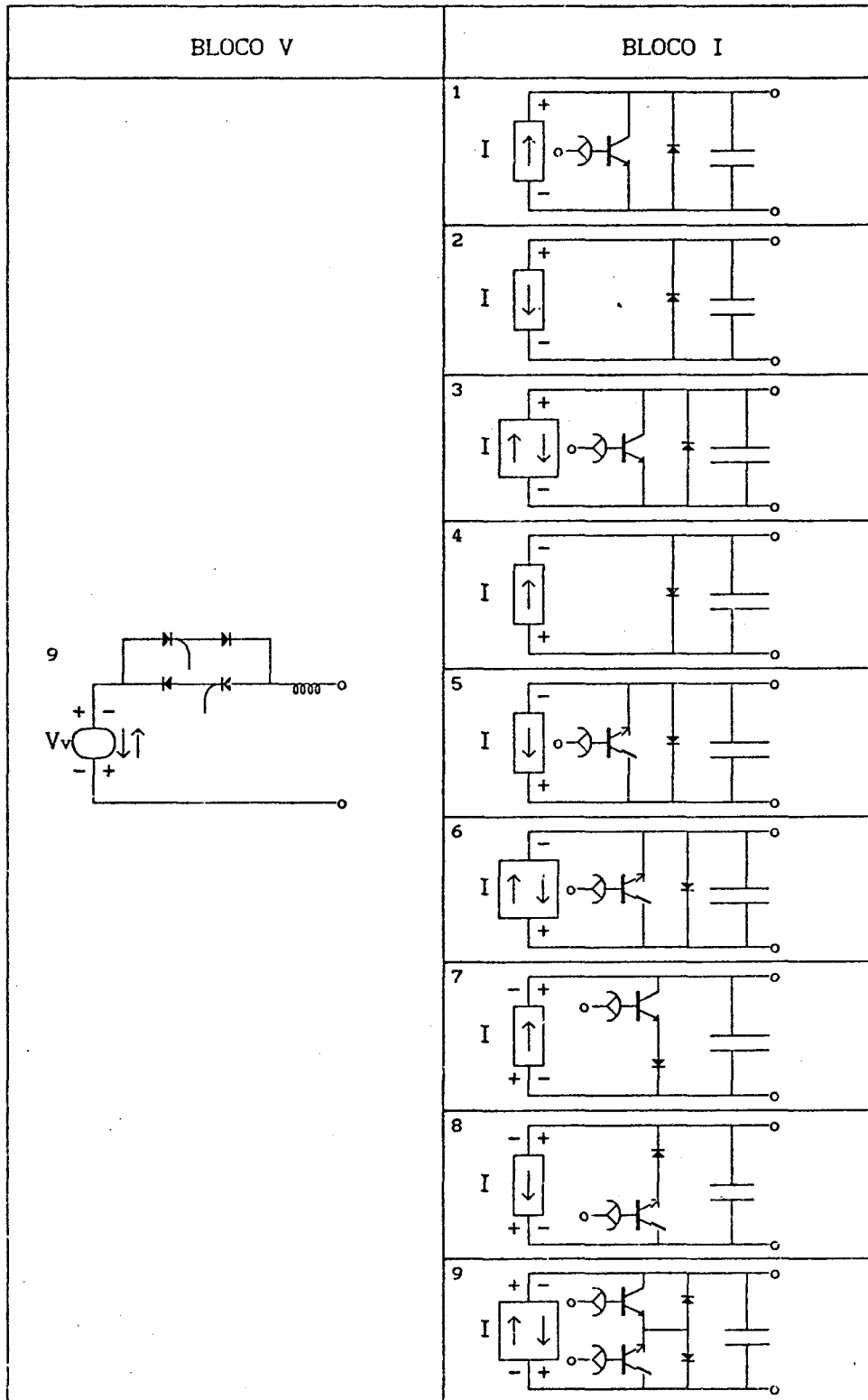


FIGURA 5.69 - Bloco V nº 9 com os blocos I possíveis de combinação.-

Juntando-se convenientemente os blocos da figura 5.69 obtem-se as estruturas E-I das figuras 5.70 à 5.78.-

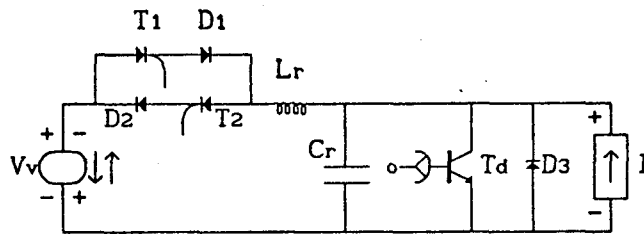


FIGURA 5.70 - Estrutura E-I número 41.- Combinação do bloco V n^o 9 com o bloco I n^o 1.-

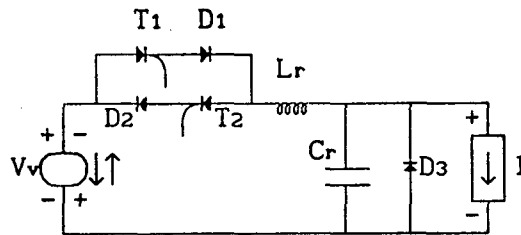


FIGURA 5.71 - Estrutura E-I número 42.- Combinação do bloco V n^o 9 com o bloco I n^o 2.-

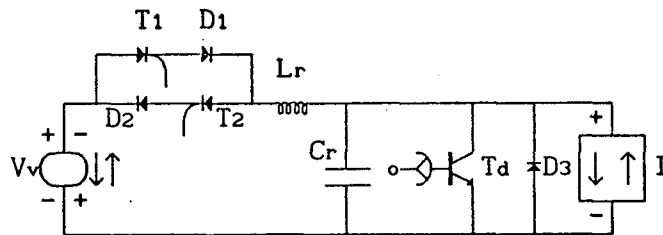


FIGURA 5.72 - Estrutura E-I número 43.- Combinação do bloco V n^o 9 com o bloco I n^o 3.-

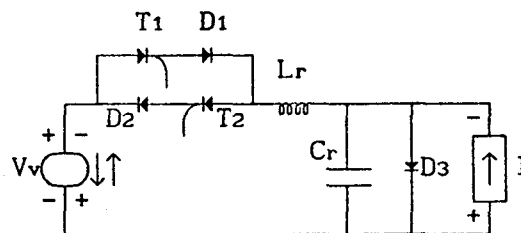


FIGURA 5.73 - Estrutura E-I número 44.- Combinação do bloco V n^o 9 com o bloco I n^o 4.-

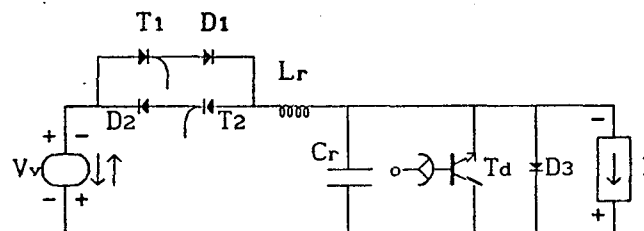


FIGURA 5.74 - Estrutura E-I número 45.- Combinação do bloco V n^o 9 com o bloco I n^o 5.-

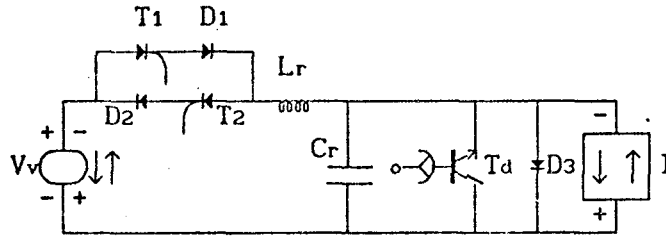


FIGURA 5.75 - Estrutura E-I número 46.- Combinação do bloco V n^o 9 com o bloco I n^o 6.-

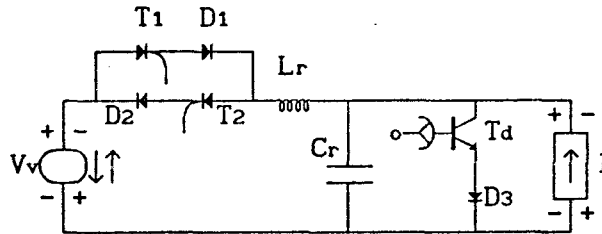


FIGURA 5.76 - Estrutura E-I número 47.- Combinação do bloco V n^o 9 com o bloco I n^o 7.-

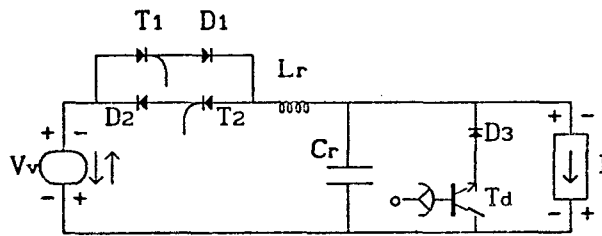


FIGURA 5.77 - Estrutura E-I número 48.- Combinação do bloco V n^o 9 com o bloco I n^o 8.-

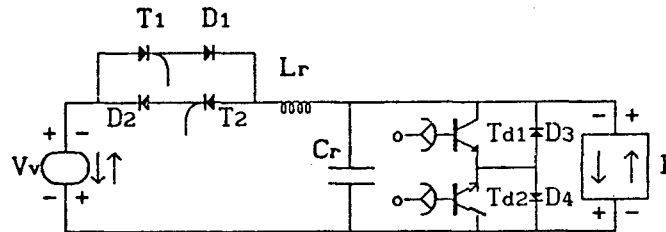


FIGURA 5.78 - Estrutura E-I número 49.- Combinação do bloco V n^o 9 com o bloco I n^o 9.-

5.6 ANÁLISE DAS ESTRUTURAS

Com o método de síntese apresentado foram geradas 49 estruturas buck-QRC-ZCS e/ou boost-QRC-ZVS; dentre estas estruturas existem variações, que são:

- 1) - As estruturas clássicas abordadas na literatura existente (1988).-
- 2) - As estruturas reversíveis, tanto podem trabalhar como buck-ZCS como como boost-ZVS.-

3) - As estruturas que devidamente comandadas funcionam com modulação por largura de pulso.-

4) - E finalmente, as estruturas redundantes.-

5.6.1 - ESTRUTURAS CLÁSSICAS

As estruturas das figuras 5.22, 5.44, 5.56, 5.65, 5.71 e 5.73 são conversores quase-ressonantes buck-ZCS-FM, com interruptores unidirecionais em corrente.- Os conversores das figuras 5.56, 5.65, 5.71 e 5.73 possuem direcionalidades redundantes nas fontes.- Já os conversores das figuras 5.71 e 5.73 possuem interruptores redundantes.- Os elementos redundantes não irão ser utilizados durante o funcionamento dos conversores.-

Os conversores das figuras 5.33 e 5.49 são quase-ressonantes buck-ZCS-FM com interruptores bidirecionais em corrente.-

E os conversores das figuras 5.27, 5.28, 5.32, 5.39, 5.40 e 5.50 são estruturas quase-ressonantes boost-ZVS-FM com interruptores unidirecionais em tensão.Os conversores das figuras 5.28 e 5.40 possuem direcionalidades redundantes nas fontes.- Já os conversores das figuras 5.32 e 5.50 possuem redundância nos interruptores.-

Finalmente, as estruturas 5.29, 5.30, 5.35, 5.42 e 5.53 são conversores quase-ressonantes boost-ZVS-FM com interruptores bidirecionais em tensão. Os conversores das figuras 5.30, 5.35, 5.42 e 5.53 possuem redundância nos interruptores e nas direcionalidades das fontes.-

5.6.2 - ESTRUTURAS REVERSÍVEIS

As estruturas das figuras 5.34, 5.51 e 5.72 são conversores quase-ressonantes buck-ZCS com interruptores bidirecionais em corrente e/ou boost-ZVS com interruptores unidirecionais em tensão.-

As estruturas das figuras 5.36, 5.37, 5.52, 5.54, 5.76, 5.77 e 5.78 são conversores quase-ressonantes buck-ZCS com interruptores bidirecionais em corrente e/ou boost-ZVS com interruptores bidirecionais em tensão.-

As estruturas das figuras 5.60, 5.61, 5.67 e 5.68 são conversores quase-ressonantes buck-ZCS com interruptores unidirecionais em corrente e/ou boost-ZVS com interruptores bidirecionais em tensão.-

A estrutura da figura 5.78 quando devidamente comandada se transforma em um conversor CA-CA.-

5.6.3 - ESTRUTURAS PWM

Todas as estruturas quase-ressonantes, apresentadas neste capítulo, que possuem dois interruptores comandados, colocados uma junto à fonte de tensão V_v e outra junto à fonte de corrente I , podem funcionar com modulação por largura de pulso.- Para este tipo de funcionamento basta que se faça um comando adequado.-

As estruturas das figuras 5.23, 5.24, 5.25, 5.45, 5.46, 5.47, 5.59 e 5.66 são conversores quase-ressonantes buck-ZCS-PWM com interruptores unidirecionais em corrente.- Os conversores das figuras 5.25 e 5.47 possuem redundância nos interruptores.- As estruturas das figuras 5.59 e 5.66 possuem redundância nas direcionalidades das fontes.-

As estruturas das figuras 5.57, 5.58, 5.63, 5.64, 5.70 e 5.74 são conversores quase-ressonantes boost-ZVS-PWM com interruptores unidirecionais em tensão.- Todas as estruturas dos conversores quase-ressonantes boost-ZVS-PWM com interruptores unidirecionais em tensão possuem redundância nas direcionalidades das fontes.- As estruturas das figuras 5.70 e 5.74 possuem também redundância nos interruptores.-

As estruturas das figuras 5.36 e 5.52, são conversores buck-ZCS-PWM com interruptores bidirecionais em corrente e possuem redundância na direcionalidade dos interruptores.-

Conforme dito no começo deste sub-ítem, todas as estruturas que possuem dois interruptores comandados colocados adequadamente junto à fonte de tensão V_v e de corrente I podem funcionar com modulação por largura de pulso.- Então todos os conversores reversíveis, sub-ítem anterior, podem funcionar com modulação por largura de pulso, nos dois sentidos de funcionamento ou apenas em um, como se vê à seguir:

-As estruturas das figuras 5.34, 5.37, 5.51 e 5.54 funcionam como PWM apenas no tipo de funcionamento buck-ZCS;

-As demais estruturas reversíveis funcionam como PWM sempre que se desejar.-

Todas estas estruturas possuem particularidades de funcionamento que tomariam muito espaço, mesmo que, separando-se as estruturas redundantes, que teriam funcionamento idêntico, ainda sobrariam muitas estruturas que deveriam ser analisadas uma à uma, o que não é o objetivo aqui.- Por estas razões será estudada, à título de exemplo apenas uma estrutura PWM.- A estrutura que será estudada é a da figura 5.24.-

5.7 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

A estrutura da figura 5.24 é uma estrutura de funcionamento flexível.- Ela pode funcionar de dois modos:

- 1) - Quando o tiristor dual T_d funciona como um diodo, neste caso o conversor funciona como um buck-QRC-ZCS-FM;
- 2) - Quando o tiristor dual T_d é bloqueado antes do disparo do tiristor T .- Então ele funciona como um buck-QRC-ZCS-PWM e a transferência de energia é função da defasagem entre o bloqueio de T_d e o disparo de T .- Neste caso, ele perde a limitação da carga para assegurar comutação não dissipativa.-

Como o primeiro modo de funcionamento será abordado no capítulo destinado aos conversores quase-ressonantes com comutação à corrente nula e modulação em frequência, interessa aqui apenas o segundo modo de funcionamento.-

1ª ETAPA (T_0, T_1) ΔT_1 (1ª etapa linear)

Esta etapa tem início quando o tiristor dual T_d é bloqueado e se finda quando o tiristor T é colocado em condução.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância se carrega negativamente (descarrega) linearmente.-

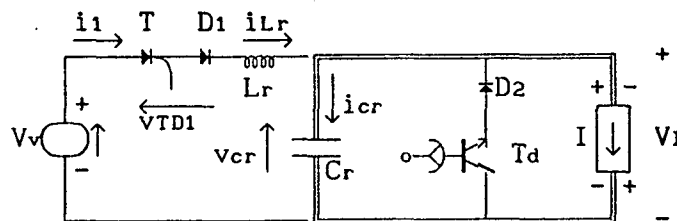


FIGURA 5.79 - Conversor quase-ressonante buck-ZCS-PWM (estrutura E-I número 3) na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (T_1, T_2) ΔT_2 (etapa ressonante)

Esta etapa se inicia quando o tiristor T é colocado em condução e se finda quando a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) se anula.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.- A corrente no indutor de ressonância cresce, passa por um máximo e decresce até se anular.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) decresce, passa por um mínimo e cresce.- As duas grandezas variam de uma forma que é uma composição entre as formas senoidal e cossenoidal.-

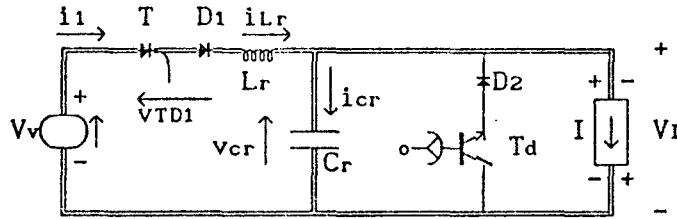


FIGURA 5.80 - Conversor quase-ressonante buck-ZCS-PWM (estrutura E-I número 3) na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (T_2, T_3) ΔT_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa se inicia quando a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) se anula e se finda quando a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) se anula também.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente.-

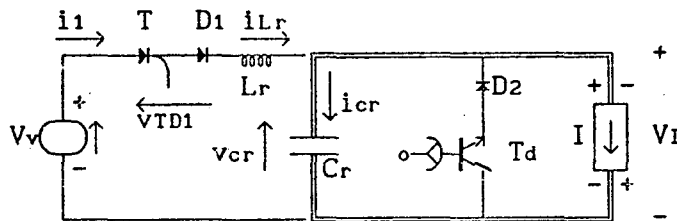


FIGURA 5.81 - Conversor quase-ressonante buck-ZCS-PWM (estrutura E-I número 3) na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (T_3, T_4) ΔT_4 (etapa de roda livre)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) se anula e se finda quando o tiristor dual T_d é bloqueado, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a carga (I) se encontra em roda livre pelo conjunto tiristor dual-diodo D_2 .-

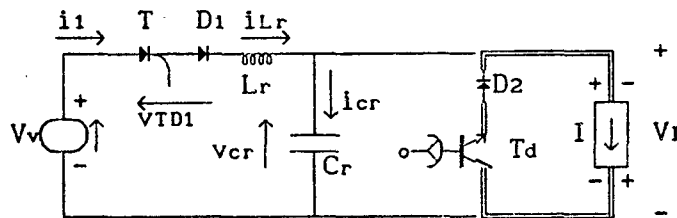


FIGURA 5.82 - Conversor quase-ressonante buck-ZCS-PWM (estrutura E-I número 3) na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

5.8 - FORMAS DE ONDAS E PLANO DE FASES

As principais formas de ondas e o plano de fases estão representados nas figuras 5.83 e 5.84, respectivamente.-

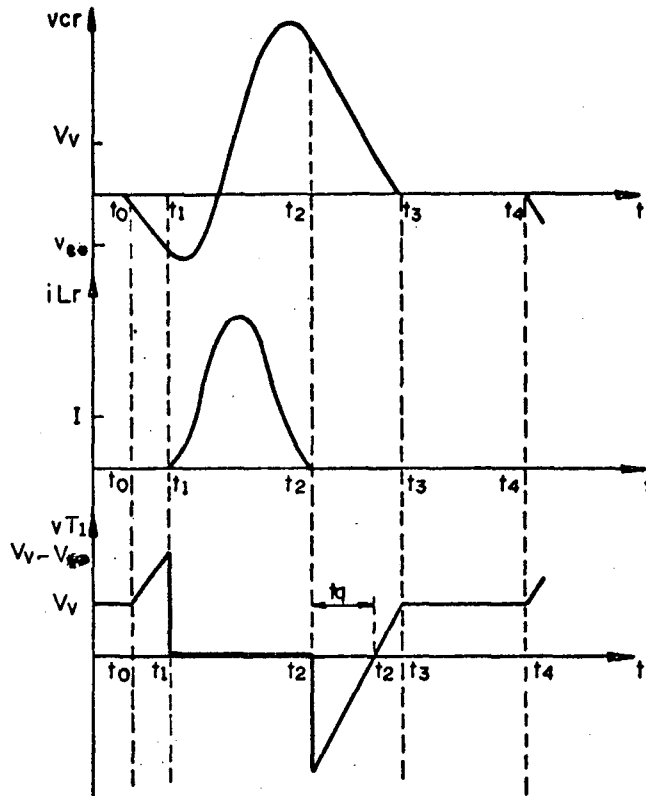


FIGURA 5.83 - Principais formas de ondas para o conversor quase-ressonante buck-ZCS-PWM em estudo.-

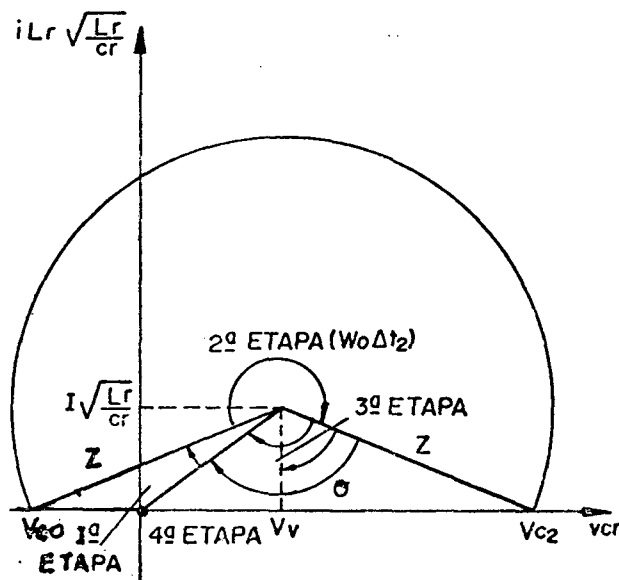


FIGURA 5.84 - Plano de fases para o conversor quase-ressonante buck-ZCS-PWM em estudo.-

5.9 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme explicitado anteriormente o modelo matemático desenvolvido aqui é válido somente para o conversor quase-ressonante buck-ZCS-PWM em estudo.-

1ª ETAPA (T₀, T₁) ΔT₁ (primeira etapa linear)

As equações 5.1 e 5.2 descrevem o comportamento do circuito da figura 5.79.-

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (5.1)$$

$$i_{cr} = - I \quad (5.2)$$

Substituindo-se a equação 5.2 na 5.1 e resolvendo-se encontra-se:

$$v_{cr}(t) = - \frac{I}{C_r} t \quad (5.3)$$

Pelas condições de contorno tem-se que:

$$v_{cr}(t) = V_{co} \quad (5.4)$$

quando

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (5.5)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (5.6)$$

$$\alpha_1 = \frac{I}{V_{co}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.7)$$

Substituindo-se as equações 5.4, 5.5, 5.6 e 5.7 na 5.3 obtém-se a 5.8, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_1 = - \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\alpha_1} \quad (5.8)$$

2ª ETAPA (T₁, T₂) ΔT₂ (etapa ressonante)

As equações 5.9, 5.10 e 5.11 representam o comportamento do circuito da figura 5.80.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} \quad (5.9)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (5.10)$$

$$i_{Lr} = i_{cr} + I \quad (5.11)$$

Esta etapa de funcionamento tem como valores iniciais o seguinte:

$$v_{cr}(0) = V_{co} \quad (5.12)$$

$$i_{Lr}(0) = 0 \quad (5.13)$$

Resolvendo-se as equações 5.9 e 5.10 e substituindo-se as 5.12 e 5.13 obtém-se as 5.14 e 5.15, que são as equações da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) e corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}), respectivamente:

$$v_{cr}(t) = V_v - (V_v - V_{c0}) \cos \omega t - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \sin \omega t \quad (5.14)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = (V_v - V_{c0}) \sin \omega t - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \cos \omega t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (5.15)$$

Do plano de fases da figura 5.84, tem-se:

$$Z = \sqrt{\left(I \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \right)^2 + (V_v - V_{c0})^2} = \sqrt{\left(I \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \right)^2 + (V_{c2} - V_v)^2} \quad (5.16)$$

Então

$$V_{c0} + V_{c2} = 2 V_v \quad (5.17)$$

Ainda do plano de fases da figura 5.84, tem-se:

$$\omega_0 \Delta t_2 = 2\pi - \theta \quad (5.18)$$

$$\theta = 2\delta \quad (5.19)$$

$$\delta = \text{tg}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right) \quad (5.20)$$

Onde:

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.21)$$

$$\alpha_1 = \frac{I}{V_{c0}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.22)$$

$$\cos \delta = \frac{I \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{\sqrt{\left(I \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \right)^2 + (V_v - V_{c0})^2}} \quad (5.23)$$

$$\sin \delta = \frac{V_v - V_{c0}}{\sqrt{\left(I \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \right)^2 + (V_v - V_{c0})^2}} \quad (5.24)$$

Então:

$$\theta = 2 \text{tg}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right) \quad (5.25)$$

$$\cos \theta = \frac{1 - \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)^2} \quad (5.26)$$

$$\text{sen } \theta = \frac{2 \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)^2} \quad (5.27)$$

Finalmente:

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} 2 \left\{ \pi - \text{tg}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right) \right\} \quad (5.28)$$

$$\cos \omega_0 \Delta t_2 = \frac{1 - \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)^2} \quad (5.29)$$

$$\text{sen } \omega_0 \Delta t_2 = - \frac{2 \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)}{1 + \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)^2} \quad (5.30)$$

Substituindo-se as equações 5.29 e 5.30 na 5.14 encontra-se a 5.31, que é a equação do valor da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = V_v - \left(V_v - V_{c0} \right) \frac{1 - \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)^2} + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \frac{2 \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)}{1 + \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right)^2} \quad (5.31)$$

3ª ETAPA (T_2, T_3) ΔT_3 (segunda etapa linear)

As equações 5.32 e 5.33 representam o comportamento do circuito da figura 5.81.-

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (5.32)$$

$$i_{cr} = - I \quad (5.33)$$

Substituindo-se a equação 5.33 na 5.32 e resolvendo encontra-se:

$$v_{cr}(t) = V_{c2} - \frac{I}{C_r} t \quad (5.34)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (5.35)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (5.36)$$

Substituindo-se as equações 5.31, 5.35 e 5.36 na 5.34 obtem-se a 5.37, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right\} \quad (5.37)$$

5.10 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida encontra-se a equação 5.38.-

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{i_{1med}}{I} \quad (5.38)$$

Pelas etapas de funcionamento tem-se que $i_1(t)$ é diferente de zero apenas durante a segunda etapa de funcionamento, e que seu valor é o mesmo da corrente no indutor de ressonância.- Então o valor médio da corrente $i_1(t)$ é dado pela equação 5.39.-

$$i_{1med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (V_v - V_{c0}) \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega_0 t \, dt - I \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega_0 t \, dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt \right\} \quad (5.39)$$

Solucionando-se a equação 5.39 e substituindo-se na 5.38 obtém-se a 5.40, que é a equação do ganho estático para o conversor buck-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ 2 \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right) + 2\pi - 2 \, \text{tg}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right) \right\} \quad (5.40)$$

Examinando-se a equação 5.40 observa-se que uma vez fixadas as freqüências de ressonância e de funcionamento a única variável de controle do ganho estático é $1/\alpha_1$, que é função da defasagem entre o bloqueio do tiristor dual T_a e o disparo do tiristor T no conversor quase-ressonante em estudo.- Observa-se então que é possível fazer o controle da potência transferida sem necessidade de variar a freqüência de funcionamento do conversor, o que é o objetivo quando se utiliza este tipo de controle.-

Da equação 5.34, tem-se:

$$v_{cr}(t) = V_{c2} - \frac{I}{C_r} t \quad (5.41)$$

Do plano de fases da figura 5.84 e das formas de ondas da 5.83, tem-se:

$$t = t_q \quad (5.42)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = V_v \quad (5.43)$$

Substituindo-se as equações 5.31, 5.42 e 5.43 na 5.41 obtém-se a 5.44, que é a equação do tempo de polarização reversa (t_q) do tiristor T .-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha_1} \right) \quad (5.44)$$

As equações 5.40 e 5.44 foram solucionadas para vários valores de f/f_0 e de carga (α) e deram origem às curvas das figuras 5.85, 5.86 e 5.87.-

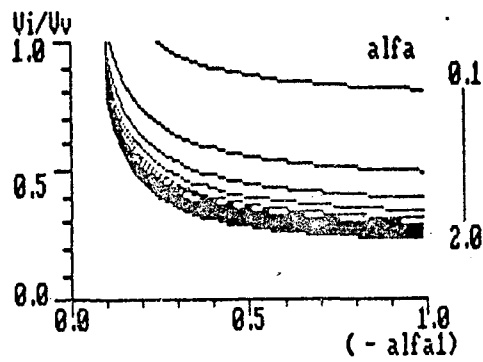


FIGURA 5.85 - Ganho estático para o conversor em estudo funcionando com $f/f_0=0,2$.-

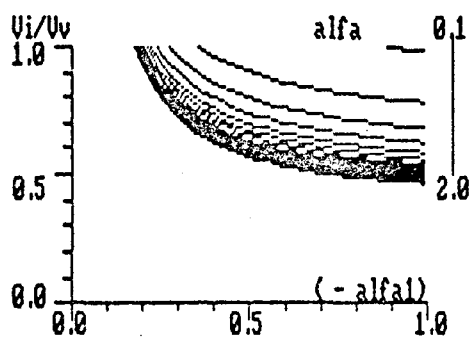


FIGURA 5.86 - Ganho estático para o conversor em estudo funcionando com $f/f_0=0,4$.-

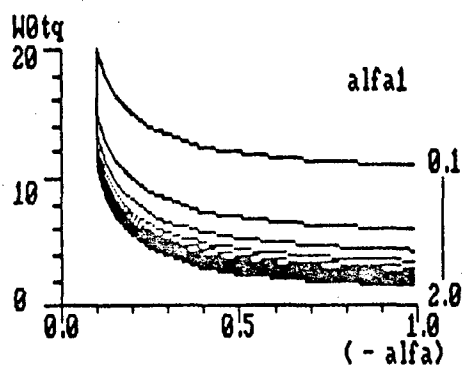


FIGURA 5.87 - Ângulo de polarização reversa ($\omega_0 t_q$) do tiristor T.-

5.11 - CONCLUSÕES

Foi apresentado, neste capítulo, mais um método de síntese para os conversores CC-CC, à ligação direta.- Este método também é complementar àquele apresentado no capítulo 2, já que também atua sobre as estruturas sintetizadas por aquele método.-

A novidade que é introduzida neste novo método de síntese, é que ele explora todas as combinações possíveis entre as direcionalidades das fontes e dos interruptores.- Por possuir esta característica ele pode ser implementado em um software onde escolhendo-se as direcionalidades das fontes ele fornece a topologia automaticamente.-

Neste capítulo foram geradas 49 estruturas quase-ressonantes, buck com comutação à corrente nula e modulação em frequência ou por largura de pulso, ou boost, com comutação à tensão nula e modulação em frequência ou por largura de pulso.- Algumas destas estruturas já são conhecidas, outras repetitivas e finalmente algumas inéditas na literatura atual (1988).- As estruturas inéditas são aquelas reversíveis e as que possibilitam o controle por largura de pulso (PWM).- A reversibilidade em conversores quase-ressonantes é um tema inédito (1988).-

Observa-se, então, que este novo método de síntese é um método bastante poderoso, que se for corretamente utilizado, em conjunto com o método proposto no capítulo 2, origina um grande número de estruturas quase-ressonantes com modulação em frequência ou por largura de pulso.-

Este método de síntese gera também estruturas reversíveis.- As

estruturas que funcionam com modulação por largura de pulso, adquirem este funcionamento apenas com o controle adequado, já que os interruptores surgem naturalmente no processo de síntese.-

A título de exemplo foi analisada uma estrutura que funciona com frequência fixa (modulação por largura de pulso) e observou-se que realmente o controle de potência é feito sem necessidade de variação na frequência de funcionamento do conversor.- E que também esta estrutura possui a capacidade de funcionar com qualquer carga sem problemas de perda da comutação não dissipativa, como acontece com os demais conversores quase-ressonantes abordados neste trabalho.-

As demais estruturas que funcionam com frequência fixa o fazem de maneira similar à estudada.- O controle é feito acelerando-se o ciclo ressonante ou não, e isto é feito através do controle adequado sobre os interruptores, de maneira que, variando-se o tempo de condução de um dos interruptores varia-se os valores iniciais das grandezas do ciclo ressonante.- Como o ciclo ressonante está relacionado diretamente com a transferência de energia, com este procedimento varia-se a energia transferida, que é o que se deseja em todo conversor estático.-

Com um controle adequado consegue-se que a estrutura de número 49 (figura 5.78) funcione como um conversor CA-CA, sem que seja necessária nenhuma modificação na sua topologia.-

CAPÍTULO 6

ANÁLISE DOS CONVERSORES QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, SINTETIZADOS NO CAPÍTULO 2

6.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão estudados os conversores quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, sintetizados no capítulo 2.-

Serão feitos estudos qualitativos e quantitativos destes conversores, utilizando-se para isto de interruptores uni e bidirecionais em corrente.-

Serão calculados os ganhos estáticos e os tempos de bloqueio dos interruptores principais.-

Serão apresentadas as equações obtidas nos estudos quantitativos, assim como a sua representação gráfica.-

6.2 - CONVERSORES BUCK QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

6.2.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores buck quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência (buck-QRC-ZCS-FM), com interruptorbidirecional em corrente, deve-se substituir nos circuitos da figura 2.2, o interruptor S1 por um transistor T1 em anti-paralelo com um diodo D1 e o interruptor S2 por um diodo D2.- Com estas substituições obtem-se os circuitos da figura 6.1.-

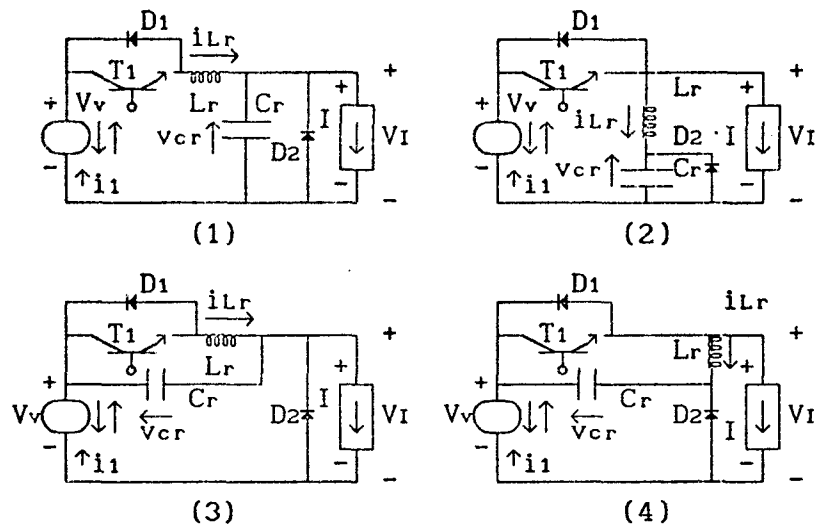


FIGURA 6.1 - Família de conversores buck quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência, obtida no capítulo 2, figura 2.2, utilizando interruptor bidirecional em corrente.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T1 é colocado em condução e se finda, para as estruturas 1 e 3 da figura 6.1, quando $i_{Lr} = I$, e para as estruturas 2 e 4 da mesma figura, quando $i_{Lr} = 0$.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente.-

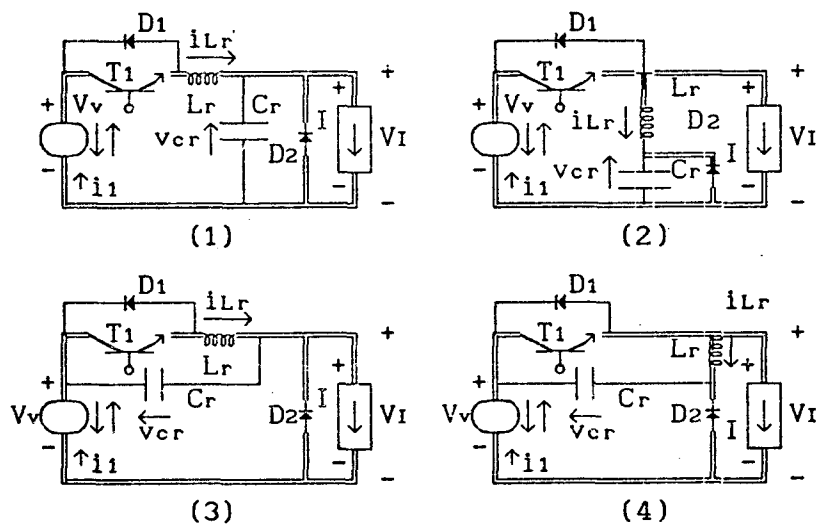


FIGURA 6.2 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-FM, utilizando interruptor bidirecional em corrente, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.2, e quando $i_{Lr} = 0$ nas estruturas 2 e 4 desta

mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.3, e quando $i_{Lr} = -I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa o circuito ressonante oscila.- A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo, decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, senoidalmente, até se anular, nas estrutura 1 e 3 da figura 6.3, e até atingir o valor $i_{Lr} = -I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo e decresce, cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.3, e decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

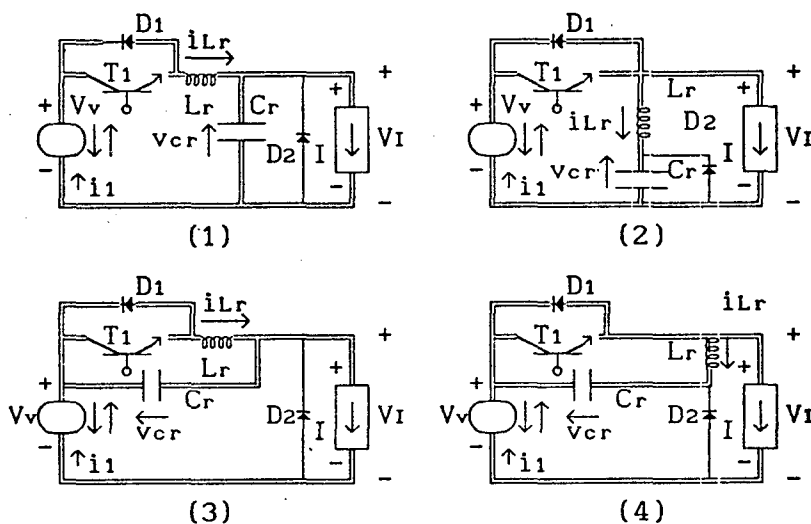


FIGURA 6.3 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-FM, com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$ nas estruturas 1 e 3 da figura 6.3, e quando $i_{Lr} = -I$ nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$ nas estruturas 1 e 2 da figura 6.4, e quando $v_{cr} = V_v$ nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.4, e se carrega, linearmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

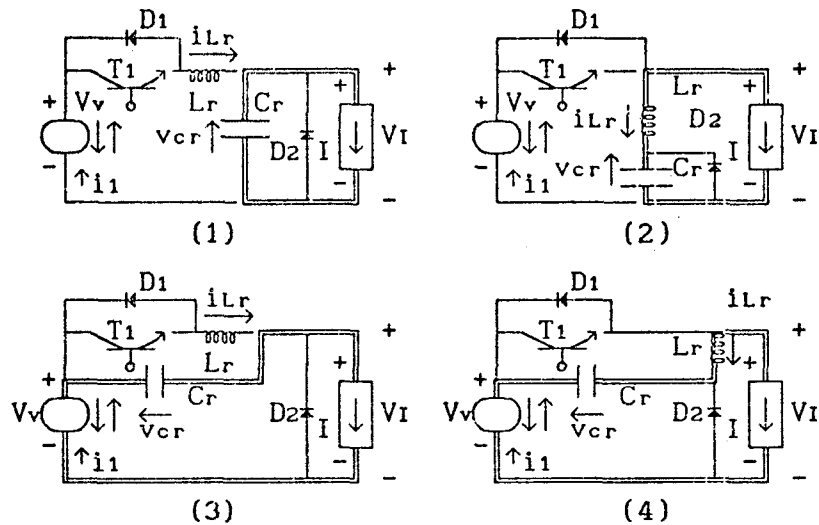


FIGURA 6.4 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-FM, com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de roda livre)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $v_{cr} = 0$ nas estruturas 1 e 2 da figura 6.4, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando o transistor T_1 é colocado em condução dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento o diodo D_2 conduz a corrente de carga I , colocando-a em roda livre.-

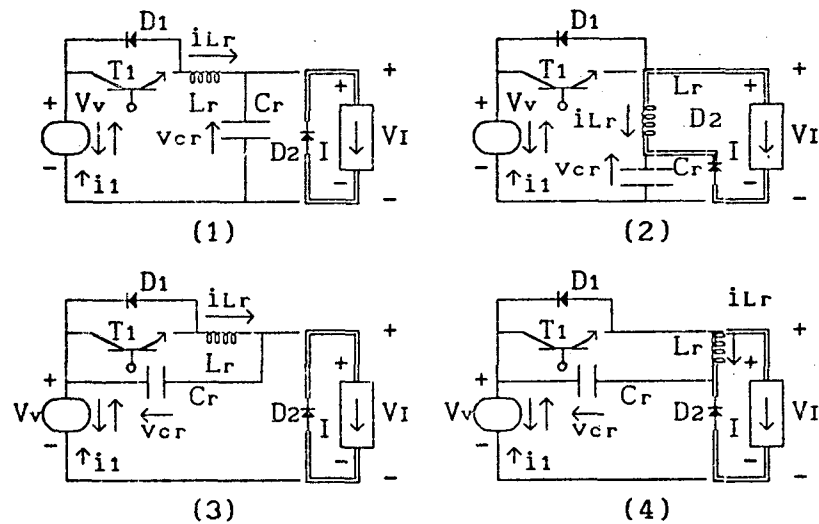


FIGURA 6.5 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-FM, com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

6.2.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As formas de ondas e os planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZCS-FM, com interruptor bidirecional em corrente, estão colocadas nas figuras 6.6, 6.7, 6.8, 6.9 e 6.10.-

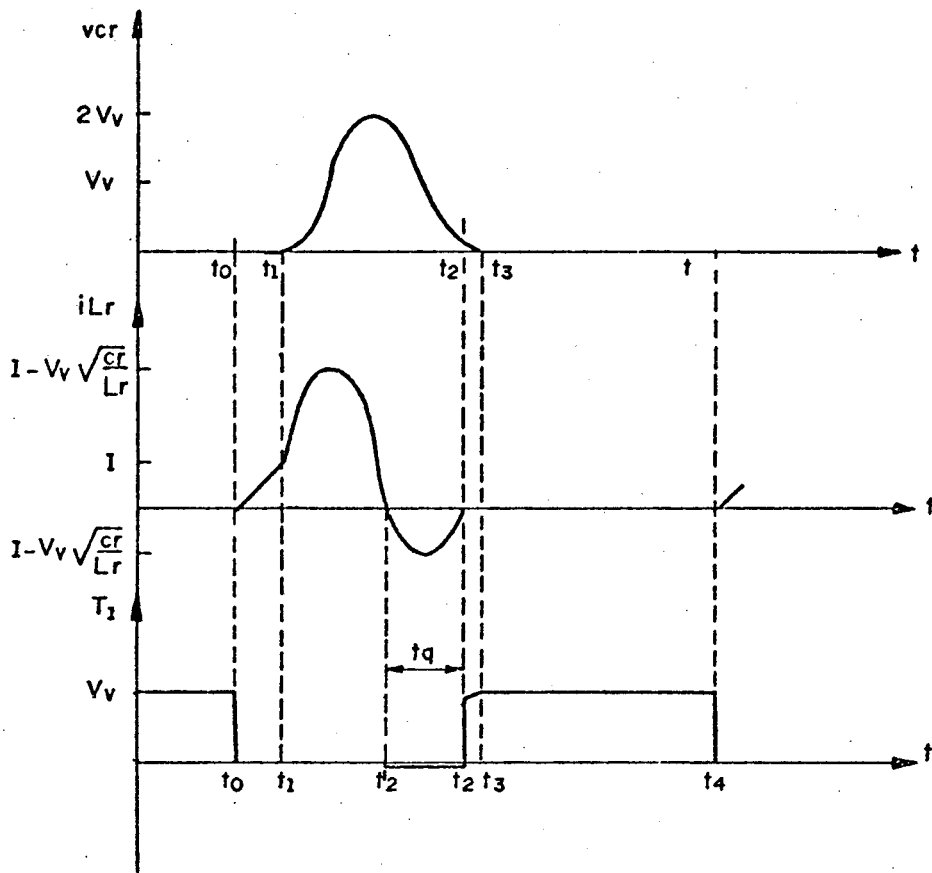


FIGURA 6.6 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-FM número 1 da figura 6.1.-

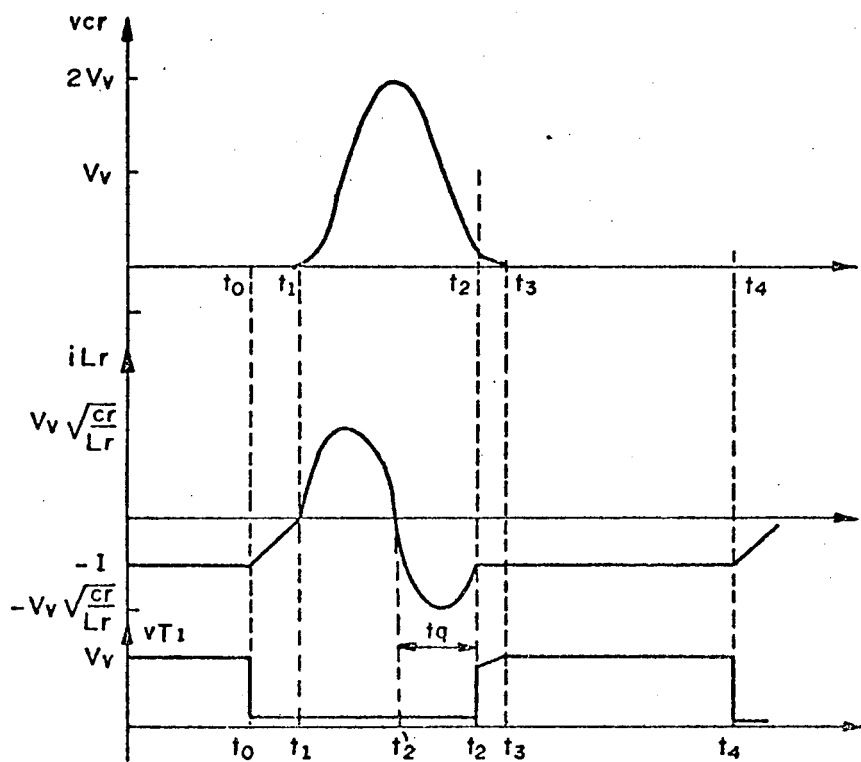


FIGURA 6.7 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-FM número 2 da figura 6.1.-

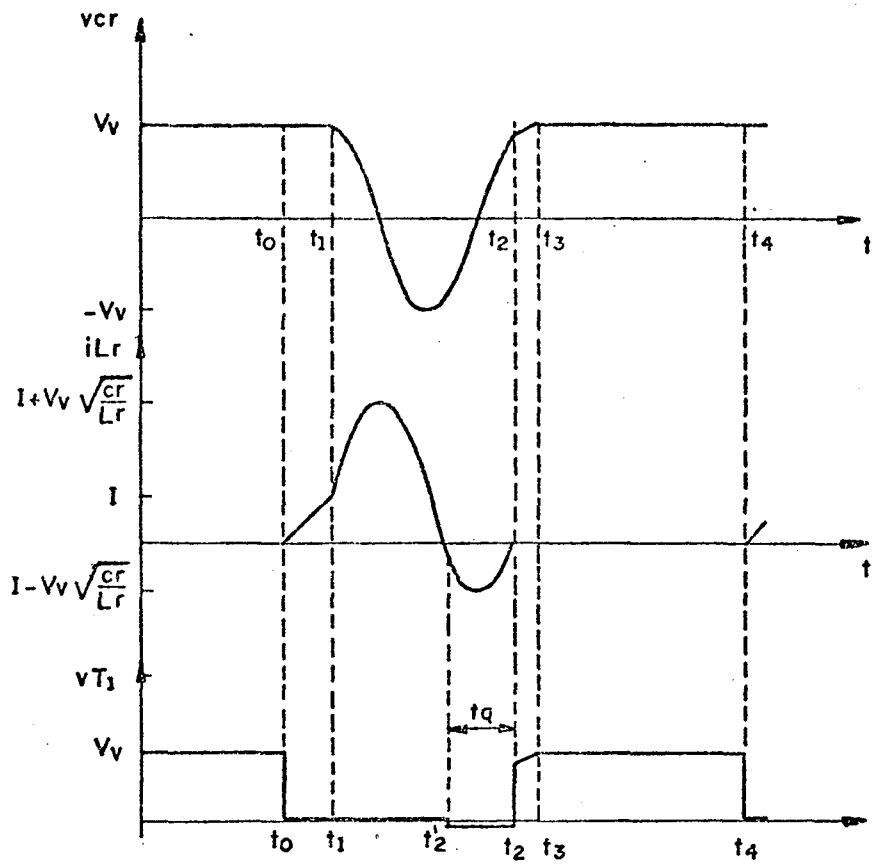


FIGURA 6.8 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-FM número 3 da figura 6.1.-

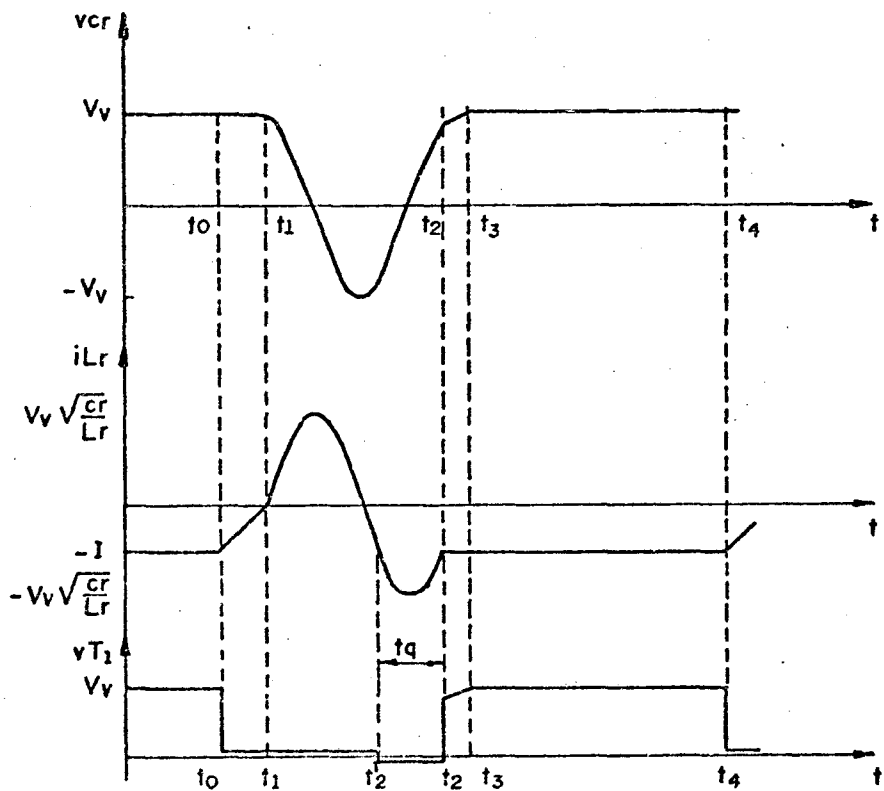


FIGURA 6.9 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-FM número 4 da figura 6.1.-

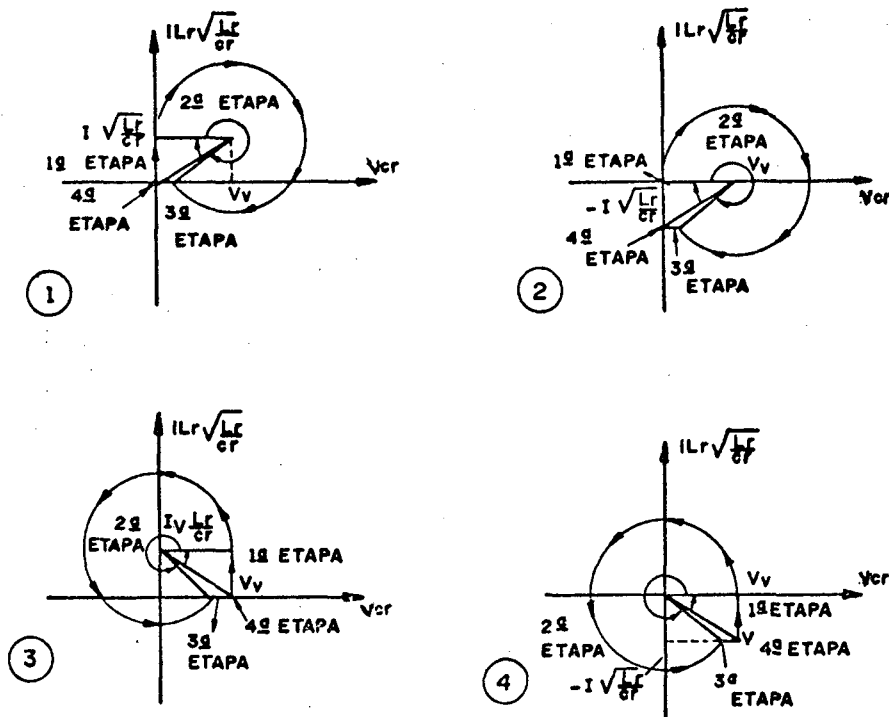


FIGURA 6.10 - Planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 6.1.-

Como pode ser observado nas formas de ondas, figuras 6.6 à 6.9, e nos planos de fases, figura 6.10, o comportamento das estruturas desta família de conversores, é basicamente o mesmo.- O que varia de uma estrutura para outra é o deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

6.2.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das quatro estruturas buck-QRC-ZCS-FM é basicamente o mesmo.- O seu modelo matemático conseqüentemente, é o mesmo, portanto, pode-se analisar apenas uma estrutura e estender o resultado para as demais, sendo assim será analisada a estrutura de número 1 da figura 6.1.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação 6.1 é a equação que descreve o comportamento do circuito 1 da figura 6.2.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (6.1)$$

Solucionando-se a equação 6.1 obtem-se:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_v}{L_r} t \quad (6.2)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (6.3)$$

quando

$$i_{Lr}(t) = I \quad (6.4)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6.5)$$

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.6)$$

Substituindo-se as equações 6.3, 6.4, 6.5 e 6.6 na 6.2 obtem-se a 6.7, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\boxed{\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0}} \quad (6.7)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (etapa ressonante)

O comportamento do circuito 1 da figura 6.3 é descrito pelas equações 6.8, 6.9 e 6.10.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} \quad (6.8)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (6.9)$$

$$i_{Lr} = i_{cr} + I \quad (6.10)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 6.11 e 6.12.-

$$v_{cr}(0) = 0 \quad (6.11)$$

$$i_{Lr}(0) = I \quad (6.12)$$

Resolvendo-se as equações 6.8 e 6.9 e utilizando-se as condições iniciais das 6.11 e 6.12, tem-se:

$$v_{cr}(t) = V_v - V_v \cos \omega_0 t \quad (6.13)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = V_v \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (6.14)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (6.15)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (6.16)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ se encontra no quarto quadrante.-

Substituindo-se as equações 6.15 e 6.16 na 6.14 e considerando-se o

quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 6.17, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.17)$$

Substituindo-se a equação 6.17 na 6.13 encontra-se a 6.18, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = V_v - V_v \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (6.18)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

O comportamento do circuito 1 da figura 6.4 é descrito pelas equações 6.19 e 6.20.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (6.19)$$

$$i_{cr}(t) = -I \quad (6.20)$$

Substituindo-se a equação 6.20 na 6.19 e resolvendo-se obtem-se a equação 6.21.-

$$v_{cr}(t) = V_{c2} - \frac{I}{C_r} t \quad (6.21)$$

Substituindo-se a equação 6.18 na 6.21 encontra-se:

$$v_{cr}(t) = V_v - V_v \sqrt{1 - \alpha^2} - \frac{I}{C_r} t \quad (6.22)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (6.23)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (6.24)$$

Substituindo-se as equações 6.23 e 6.24 na 6.22 obtem-se a 6.25, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right\} \quad (6.25)$$

6.2.4 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida, tem-se:

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{i_{imed}}{I} \quad (6.26)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que $i_1(t)$ é diferente de zero na 1ª e na 2ª etapa.- E neste caso $i_1(t) = i_{lr}(t)$.- Então o valor de

i_{imed} será dado pela equação 6.27.-

$$i_{imed} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t \, dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt \right\} \quad (6.27)$$

Solucionando-se a equação 6.27 e substituindo-se na 6.26 obtem-se a 6.28, que é a equação do ganho estático para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.-

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.28)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.29)$$

Examinando-se a equação 6.28 observa-se que o funcionamento destes conversores só é normal para $\alpha \leq 1,0$.- E que o controle do fluxo de potência é efetuado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.-

Das formas de ondas da figura 6.6, obtem-se a equação 6.30.-

$$t_q = \Delta t_2 - \Delta t_2' \quad (6.30)$$

Onde:

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (6.31)$$

$$\Delta t_2' = t_2' - t_1 \quad (6.32)$$

Da equação 6.14 encontra-se o valor de $\Delta t_2'$ que está representado na equação 6.33.-

$$\Delta t_2' = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.33)$$

Substituindo-se as equações 6.17 e 6.33 na 6.30 obtem-se a 6.34, que é a equação do tempo disponível para que o transistor T_1 seja bloqueado (t_q) para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.34)$$

As equações 6.28 e 6.34 foram resolvidas para vários valores de carga (α) e deram origem às curvas das figuras 6.11 e 6.12, respectivamente.-

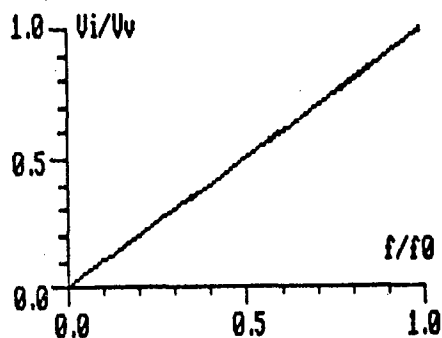


FIGURA 6.11 - Ganho estático da família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

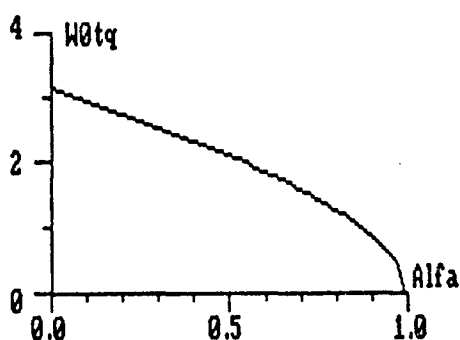


FIGURA 6.12 - Tempo de bloqueio do transistor T_1 em função da carga (α), para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.-

Da figura 6.11, nota-se que, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, o ganho estático não varia com a variação da carga (α).- Isto é uma característica de controle ótima.- Já que neste caso a única variável que influencia o ganho estático é a frequência de funcionamento, uma vez definida a frequência de ressonância.-

Da figura 6.12, observa-se que, para a família de conversores quase-ressonantes em estudo, o tempo disponível para o bloqueio do transistor T_1 (t_q) diminui com o aumento da carga (α), sendo que no limite $\alpha = 1,0$ este tempo torna-se igual à zero, o que inviabiliza o funcionamento destes

conversores nesta condição de operação, já que todos os interruptores reais demandam algum tempo para serem colocados em condução ou serem bloqueados.-

6.2.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

6.2.5.1 - TRANSISTOR T₁

I_{T1MED}

A corrente que passa pelo transistor T₁ é igual á corrente i₁(t) na primeira etapa de funcionamento.- Na segunda etapa T₁ conduz apenas a parte positiva de i₁(t), sendo que a parte negativa é conduzida pelo diodo principal D₁.- Por isto, equação 6.35 representa o valor médio da corrente no transistor principal T₁.-

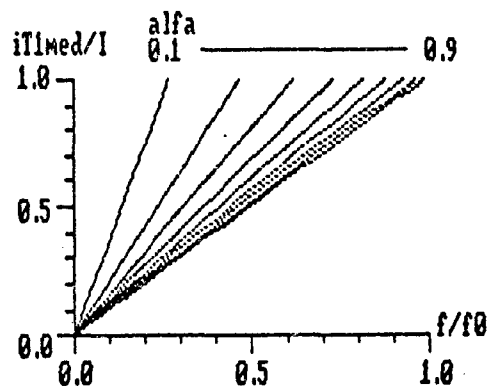


FIGURA 6.13 - Corrente média, parametrizada, no transistor T₁ para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

$$i_{T1med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2'} \text{sen } \omega t \, dt + I \int_0^{\Delta t_2'} dt \right\} \quad (6.35)$$

Solucionando-se a equação 6.35 encontra-se a 6.36, que é a equação, parametrizada, do valor médio da corrente no tiristor principal.-

$$\frac{I_{T1med}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.36)$$

A equação 6.36 foi solucionada para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 6.13.-

I_{T1EF}

$$(i_{T1EF})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\frac{V_v}{L_r} \right)^2 \int_0^{\Delta t_1} t^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin \omega t + I \right)^2 dt \right\} \quad (6.37)$$

Solucionando-se a equação 6.37 obtém-se a 6.38.-

$$\left(\frac{i_{T1EF}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{3} + \frac{2}{\alpha} + \frac{3}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} + \left[1 + \left(\frac{1}{2\alpha} \right)^2 \right] \left(\pi + \sin^{-1}(\alpha) \right) \right\} \quad (6.38)$$

A equação 6.38 foi solucionada para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 6.14.-

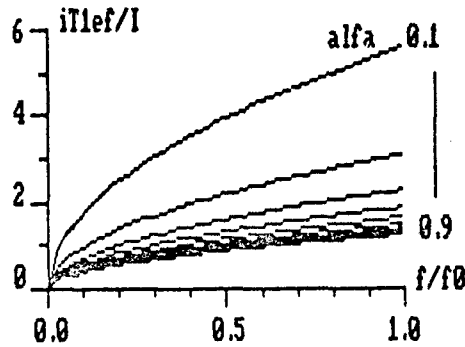


FIGURA 6.14 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor T₁, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

6.2.5.2 - DIODO D₁

I_{D1MED}

A corrente que passa pelo diodo D₁ é igual à corrente $i_i(t)$ durante o tempo de polarização reversa (t_q) do transistor T₁.- Por isto, o valor médio da corrente no diodo D₁ é dado pela equação 6.39.-

$$i_{D1med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_{\Delta t_2}^{\Delta t_2} \sin \omega t dt + I \int_{\Delta t_2}^{\Delta t_2} dt \right\} \quad (6.39)$$

Solucionando-se a equação 6.39 encontra-se:

$$\frac{i_{D1med}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ -2 \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} + \pi - 2 \sin^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.40)$$

A equação 6.40 foi solucionada para vários valores de carga (α), e deu origem às curvas da figura 6.15.-

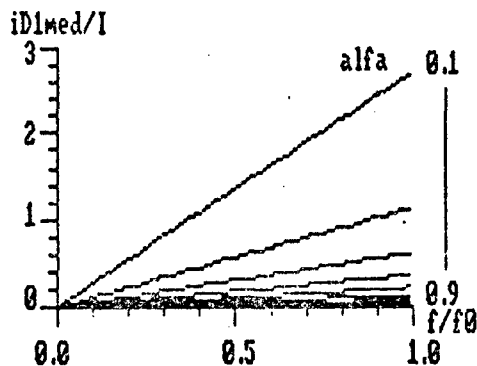


FIGURA 6.15 - Corrente média, parametrizada, no diodo D1, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

ID1ef

$$(i_{D1ef})^2 = \frac{1}{T} \int_{\Delta t_2}^{\Delta t_2} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \text{sen } \omega t + I \right)^2 dt \quad (6.41)$$

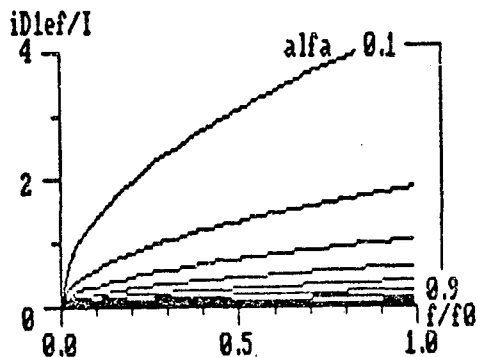


FIGURA 6.16 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo D1, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

Solucionando-se a equação 6.41 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D1ef}}{I}\right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \left(\left(\frac{1}{2\alpha}\right)^2 + 1 \right) \left(\pi - 2 \sin^{-1}(\alpha) \right) - 3 \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right\} \quad (6.42)$$

A equação 6.42 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 6.16.-

6.2.5.3 - DIODO DE RODA LIVRE (D2)

ID2MED

A corrente que circula pelo diodo de roda livre (D2) é diferente de zero na primeira e na quarta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de roda livre é representada pelas equações 6.43 e 6.44, respectivamente.-

$$i_{D2}(t) = I - i_{Lr}(t) \quad (6.43)$$

$$i_{D2}(t) = I \quad (6.44)$$

Das equações 6.43 e 6.44 tem-se que, o valor médio da corrente no diodo de roda livre (D2) é representado pela equação 6.45.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (6.45)$$

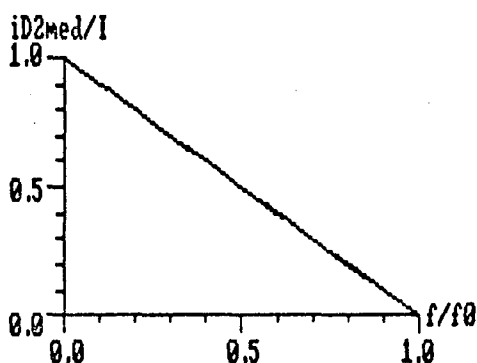


FIGURA 6.17 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D2), para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

Solucionando-se a equação 6.45 obtém-se a 6.46.-

$$\frac{i_{D2med}}{I} = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.46)$$

A equação 6.46 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 6.17.-

i_{D2EF}

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left(I - \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt + I^2 \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (6.47)$$

Solucionando-se a equação 6.47 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D2ef}}{I} \right)^2 = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{2}{3} \alpha + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.48)$$

A equação 6.48 foi solucionada para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 6.18.-

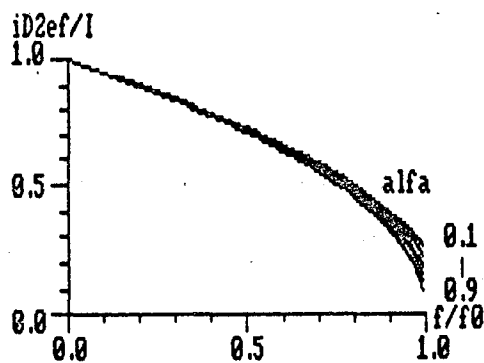


FIGURA 6.18 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D_2), para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

6.3 - CONVERSORES BUCK QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR UNIDIRECIONAL EM CORRENTE

Para se obter os conversores buck quase-ressonantes, com comutação

à corrente nula e modulação em frequência (buck-QRC-ZCS-FM), com interruptor unidirecional em corrente, deve-se substituir nos circuitos da figura 2.2, o interruptor S_1 por um transistor T_1 em série com um diodo D_1 e o interruptor S_2 por um diodo D_2 . - Com estas substituições obtém-se os circuitos da figura 6.19.-

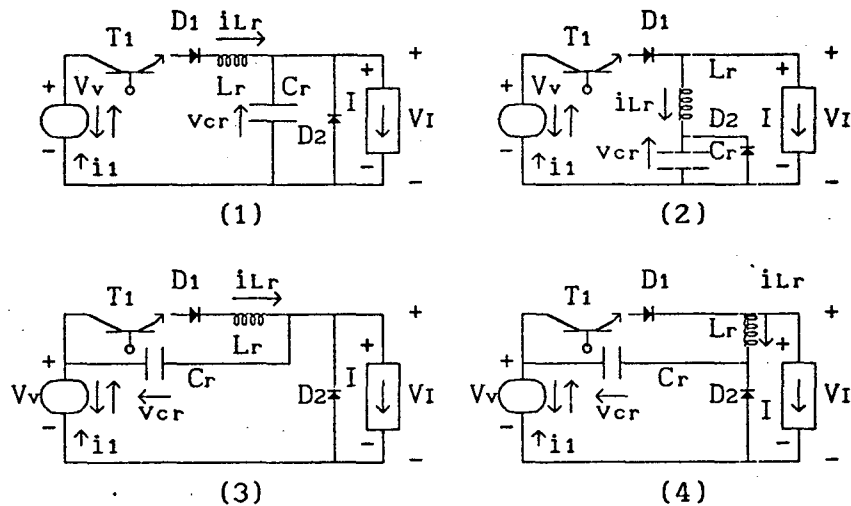


FIGURA 6.19 - Família de conversores buck quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência (buck-QRC-ZCS-FM), obtida no capítulo 2, figura 2.2, utilizando interruptor unidirecional em corrente.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa inicia-se quando o transistor T_1 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.20, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente.-

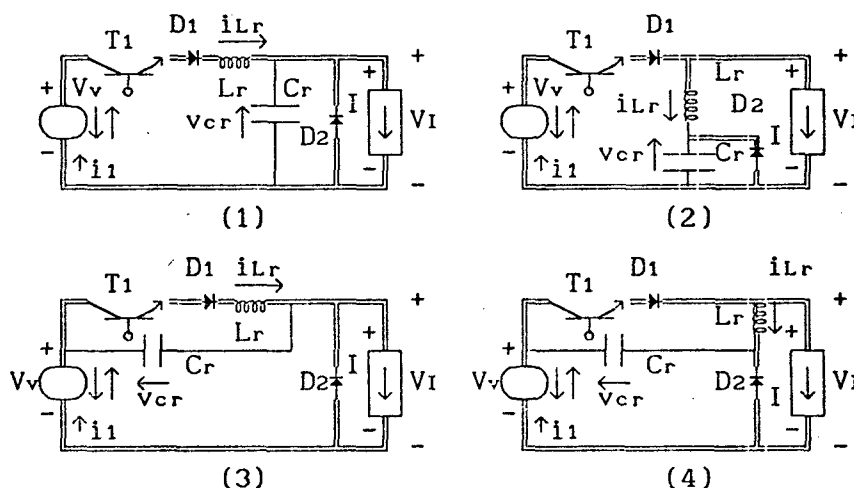


FIGURA 6.20 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-FM, utilizando interruptor unidirecional em corrente, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa se inicia quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.20, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.21, e quando $i_{Lr} = -I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

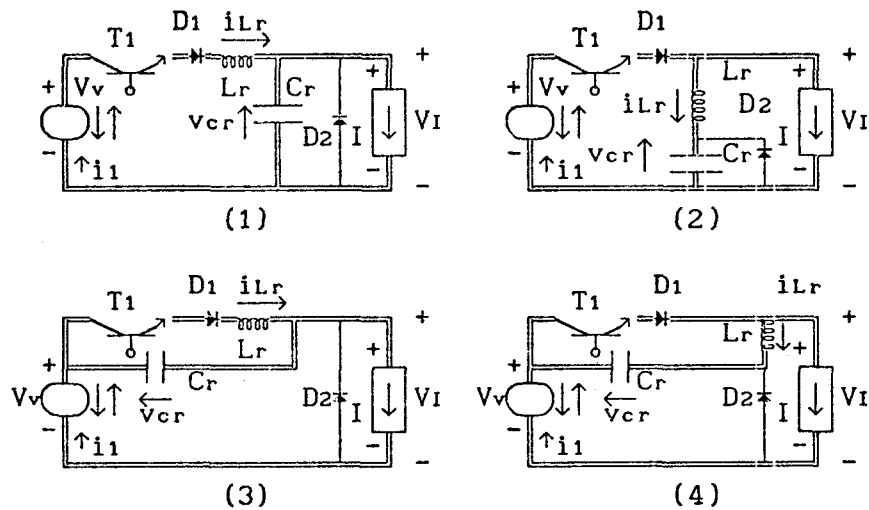


FIGURA 6.21 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-FM, utilizando interruptor unidirecional em corrente, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.- A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce, senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.21, e até atingir o valor $i_{Lr} = -I$ nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo e decresce, cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.21, e decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.21, e quando $i_{Lr} = -I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.22, e quando $v_{cr} = V_v$ nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.22, e se carrega, linearmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

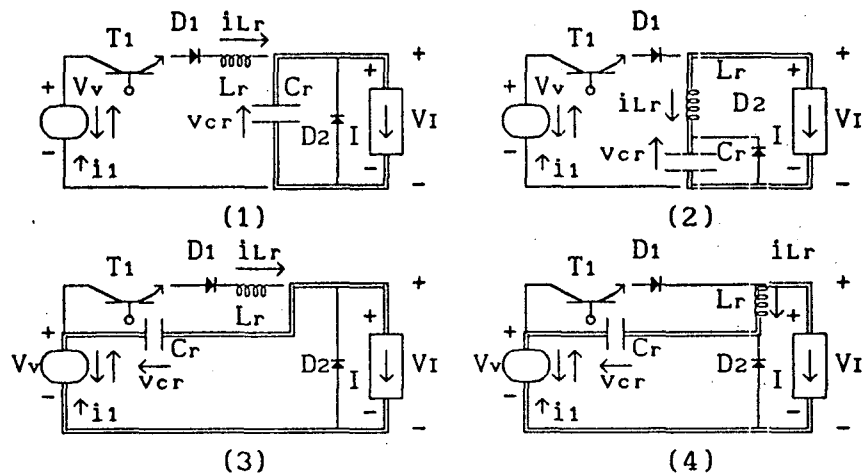


FIGURA 6.22 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-FM, utilizando interruptor unidirecional em corrente, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de roda livre)

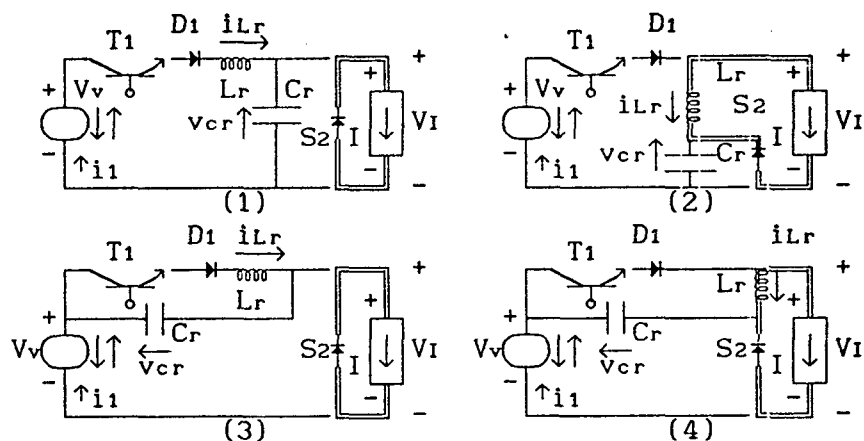


FIGURA 6.23 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-FM, utilizando interruptor unidirecional em corrente, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.22, e quando $v_{cr} = V_v$ nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando o transistor T_1 é colocado em condução dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento o diodo de roda livre (D_2) conduz a corrente de carga I .-

6.3.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, estão colocadas nas figuras 6.24, 6.25, 6.26, 6.27 e 6.28.-

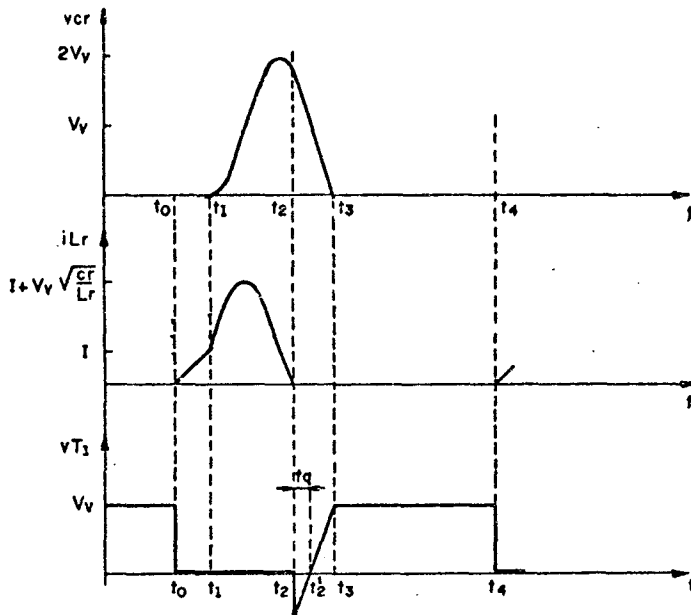


FIGURA 6.24 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-FM número 1 da figura 6.19.-

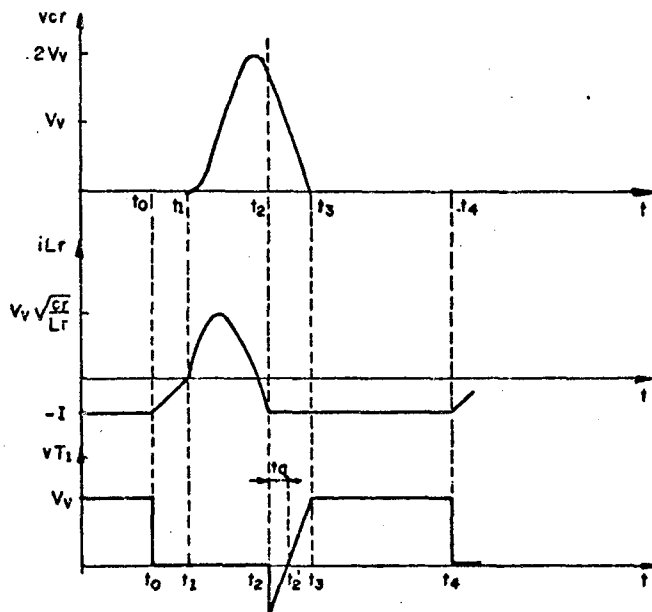


FIGURA 6.25 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-FM número 2 da figura 6.19.-

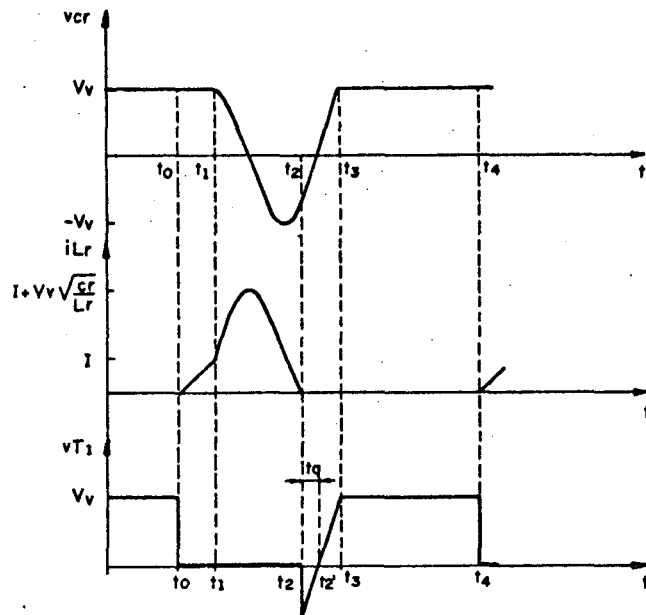


FIGURA 6.26 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-FM número 3 da figura 6.19.-

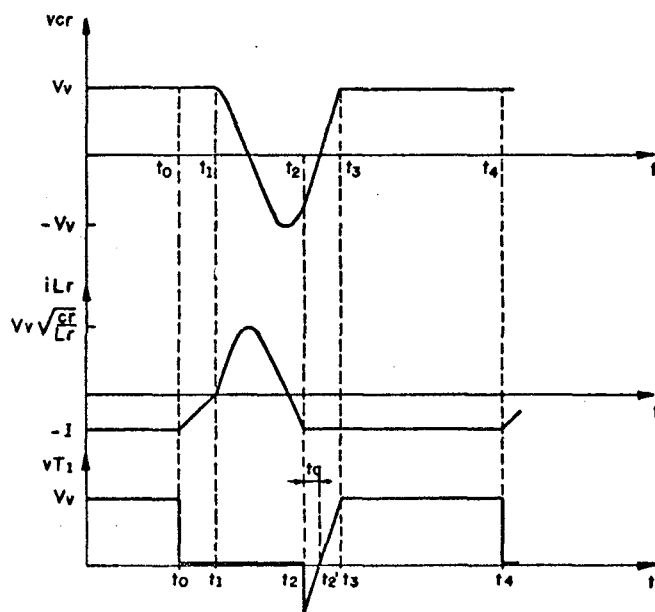


FIGURA 6.27 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-FM número 4 da figura 6.19.-

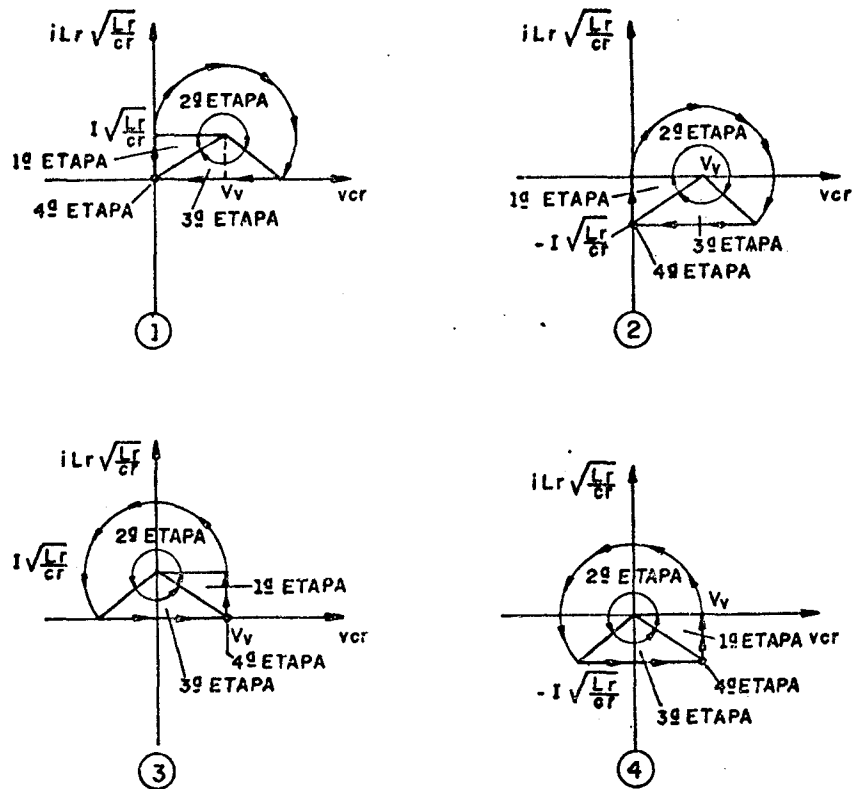


FIGURA 6.28 - Planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 6.19.-

Como pode ser observado nas formas de ondas, figuras 6.24 à 6.27, e nos planos de fases, figura 6.28, o comportamento das estruturas da família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente é o mesmo das estruturas da família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.- A única diferença que existe entre as duas famílias é o retorno de energia, que acontece quando se usa o interruptor bidirecional.- Então todas as observações feitas quanto às formas de ondas e planos de fases, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, são válidas aqui também.-

6.3.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das quatro estruturas que compõem a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente é basicamente o mesmo.- O seu modelo matemático, conseqüentemente, não será diferente, o que possibilita a análise de apenas uma estrutura, estendendo-se os resultados obtidos para as demais.- Então será analisada a estrutura de número 1 da figura 6.19.-

1ª ETAPA (t₀, t₁) Δt₁ (primeira etapa linear)

A equação diferencial e as condições de contorno, para a estrutura em estudo, são as mesmas do conversor buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, portanto, as equações 6.2 e 6.7 são as que representam esta etapa de funcionamento, também.-

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_v}{L_r} t \quad (6.49)$$

$$\boxed{\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0}} \quad (6.50)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (etapa ressonante)

Para esta etapa de funcionamento, a observação feita para a anterior também é válida, somente que as equações no presente caso são as de números 6.13 e 6.14.-

$$v_{cr}(t) = V_v - V_v \cos \omega_0 t \quad (6.51)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = V_v \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (6.52)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (6.53)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (6.54)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ se encontra no terceiro quadrante.-

Substituindo-se as equações 6.53 e 6.54 na 6.52 encontra-se a 6.55, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\boxed{\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi + \sin^{-1}(\alpha) \right\}} \quad (6.55)$$

Substituindo-se a equação 6.55 na 6.51 encontra-se a 6.56, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$\boxed{V_{c2} = V_v + V_v \sqrt{1 - \alpha^2}} \quad (6.56)$$

3ª ETAPA (t₂, t₃) Δt₃ (segunda etapa linear)

Da mesma forma, que para as outras duas etapas anteriores, o que foi deduzido para o conversor buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional é válido aqui também.- Somente que a equação agora é a de número 6.21.-

$$v_{cr}(t) = V_{c2} - \frac{I}{C_r} t \quad (6.57)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (6.58)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (6.59)$$

Substituindo-se as equações 6.56, 6.58 e 6.59 na 6.57 obtem-se a 6.60, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right\} \quad (6.60)$$

6.3.4 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre as potências fornecida e absorvida, tem-se:

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{i_{med}}{I} \quad (6.61)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que $i_1(t)$ é diferente de zero durante a primeira e a segunda etapa de funcionamento.- Neste caso $i_1(t) = i_{Lr}(t)$.- Então o valor de i_{med} é dado pela equação 6.62.-

$$i_{med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega_0 t \, dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt \right\} \quad (6.62)$$

Solucionando-se a equação 6.62 e substituindo-se na 6.61 obtem-se a 6.63, que é a equação do ganho estático para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.63)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.64)$$

Examinando-se a equação 6.63, observa-se que, também para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, o funcionamento normal só acontece quando $\alpha \leq 1,0$.- E o controle do fluxo de potência é função da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância, como acontece para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.-

Substituindo-se a equação 6.56 na 6.57, obtem-se a 6.65, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância, durante a terceira etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = V_v + V_v \sqrt{1 - \alpha^2} - \frac{I}{C_r} t \quad (6.65)$$

Das formas de ondas da figura 6.24 tem-se que:

$$v_{cr}(t) = V_v \quad (6.66)$$

quando:

$$t = t_q \quad (6.67)$$

Por definição, tem-se que:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6.68)$$

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.69)$$

Substituindo-se as equações 6.66, 6.67, 6.68 e 6.69 na 6.65 obtem-se a 6.70, que é a equação que fornece o tempo disponível para o desligamento do transistor T₁ (t_q) para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente.-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \quad (6.70)$$

As equações 6.63 e 6.70 foram solucionadas para vários valores de carga (α) e deram origem às curvas das figuras 6.29 e 6.30, respectivamente.-

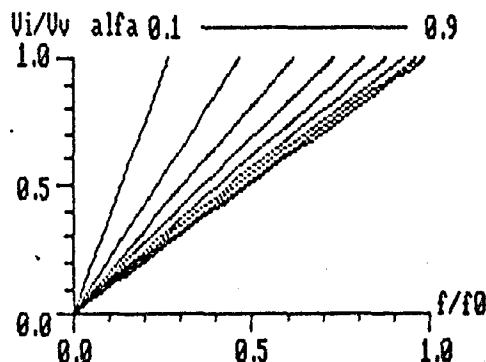


FIGURA 6.29 - Ganho estático para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

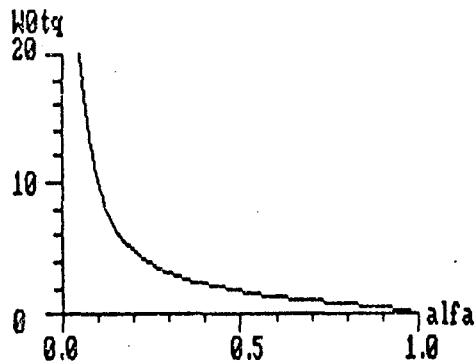


FIGURA 6.30 - Tempo disponível para o bloqueio (t_q) do transistor T_1 em função da carga (α), para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente.

Da figura 6.29, nota-se que, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, o ganho estático é extremamente sensível à variação da carga (α).- O que é um contraste com a invariância que existe para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.- Então, no presente caso a característica de controle é mais difícil de ser implementada que no caso anterior.-

Da figura 6.30 observa-se o mesmo que foi notado para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.- Embora o formato das curvas de t_q não seja o mesmo, as características de variação são aproximadamente as mesmas.-

6.3.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

6.3.5.1 - TRANSISTOR T_1 E DIODO D_1

As correntes média e eficaz que circulam pelo transistor T_1 , no presente caso, são as mesmas obtidas para o mesmo transistor na família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente (item 6.2.5.1).- Então as equações 6.71 e 6.72 são as equações 6.36 e 6.38, respectivamente.-

$$\frac{IT_{1med}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.71)$$

$$\left(\frac{i_{T1EF}}{I}\right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \alpha + \frac{2}{\alpha} + \frac{3}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \left[1 + \left(\frac{1}{2\alpha}\right)^2\right] \left(\pi + \sin^{-1}(\alpha)\right) \right\} \quad (6.72)$$

Então as figuras 6.13 e 6.14, são válidas para os conversores desta família.-

Como o diodo D1, nesta família de conversores, se encontra em série com o transistor T1, tudo o que foi dito para T1 é válido para D1.-

6.3.5.2 - DIODO DE RODA LIVRE (D2)

ID2MED

A corrente que circula pelo diodo de roda livre (D2) é diferente de zero na primeira e na quarta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de roda livre é representada pelas equações 6.73 e 6.74, respectivamente.-

$$i_{D2}(t) = I - i_{Lr}(t) \quad (6.73)$$

$$i_{D2}(t) = I \quad (6.74)$$

Das equações 6.73 e 6.74 tem-se que, o valor médio da corrente no diodo de roda livre (D2) é representado pela equação 6.75.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (6.75)$$

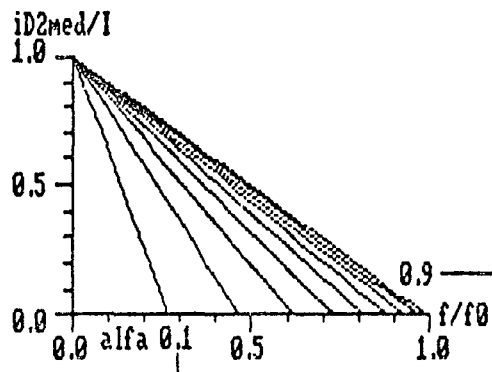


FIGURA 6.31 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D2), para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

Solucionando-se a equação 6.75 obtém-se a 6.76.-

$$\frac{i_{D2med}}{I} = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.76)$$

A equação 6.76 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 6.31.-

i_{D2ef}

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left(I - \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt + I^2 \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (6.77)$$

Solucionando-se a equação 6.77 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D2ef}}{I} \right)^2 = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{2}{3} \alpha + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.78)$$

A equação 6.78 foi solucionada para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 6.32.-

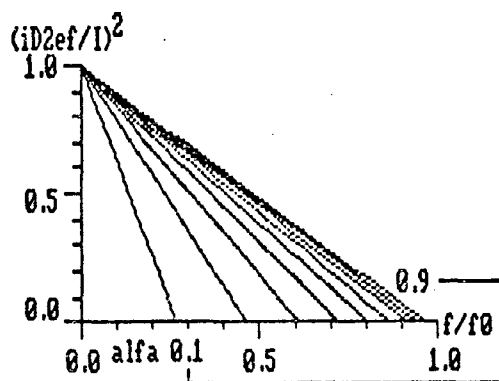


FIGURA 6.32 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D_2), para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

6.4 - CONVERSORES BOOST QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

6.4.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores boost quase-ressonantes com comutação à corrente nula e modulação em frequência (boost-QRC-ZCS-FM) com interruptor bidirecional em corrente, deve-se substituir nos circuitos da figura 2.3, o interruptor S2 por um transistor T1 em anti-paralelo com um diodo D1 e o interruptor S1 por um diodo D2.- Efetuando-se estas substituições obtem-se os circuitos da figura 6.33.-

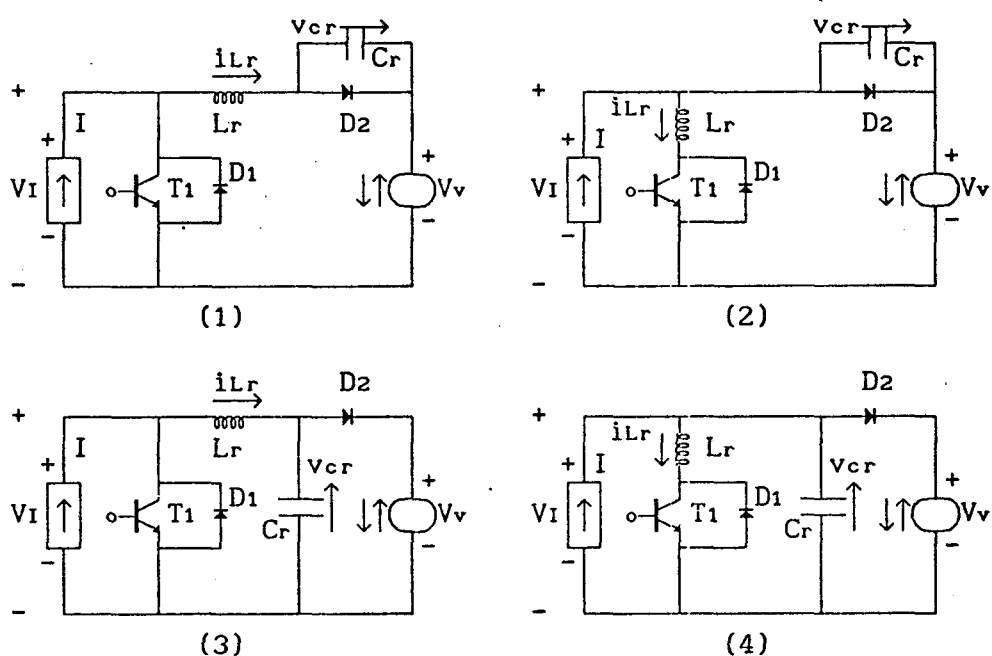


FIGURA 6.33 - Família de conversores boost quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência (boost-QRC-ZCS-FM), obtida no capítulo 2, figura 2.3, com interruptor bidirecional em corrente.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T1 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.34, e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce linearmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.34 e cresce, linearmente também, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

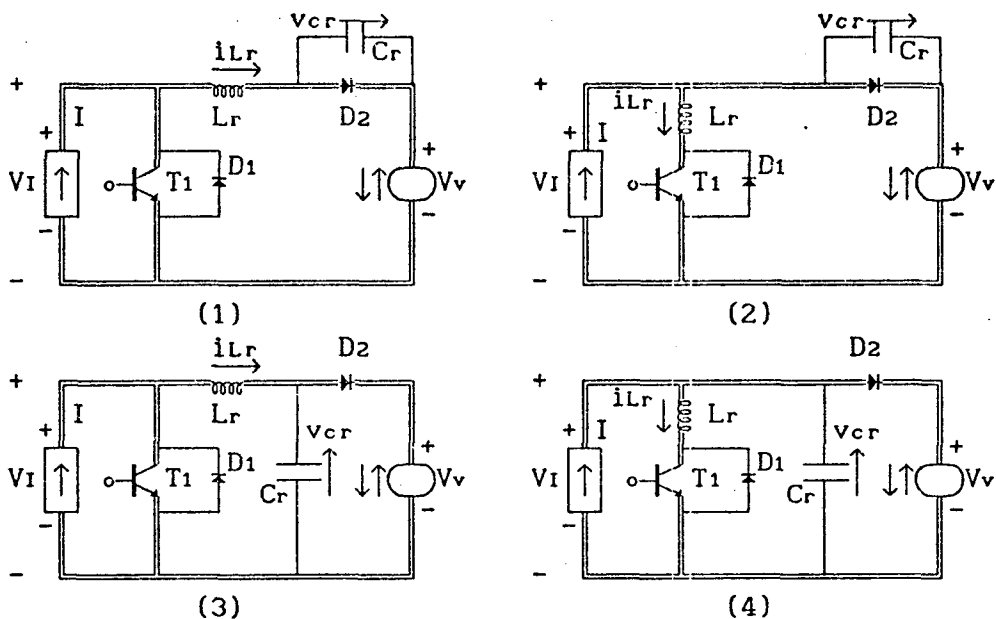


FIGURA 6.34 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.34, e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.35, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

Na estrutura 1 da figura 6.35, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula, continua crescendo, passa por um máximo e decresce, senoidalmente, até atingir o valor $i_{Lr} = I$.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo e decresce cossenoidalmente.-

Na estrutura 2 da figura 6.35, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo, decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce senoidalmente, até se anular.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo e decresce cossenoidalmente.-

Na estrutura 3 da mesma figura 6.35, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula, continua crescendo, passa por um máximo e decresce senoidalmente, até atingir o valor $i_{Lr} = I$.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce cossenoidalmente.-

Na estrutura 4 ainda da figura 6.35, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo, decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce senoidalmente, até se anular.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) decresce, se anula, passa por um mínimo e cresce cossenoidalmente.-

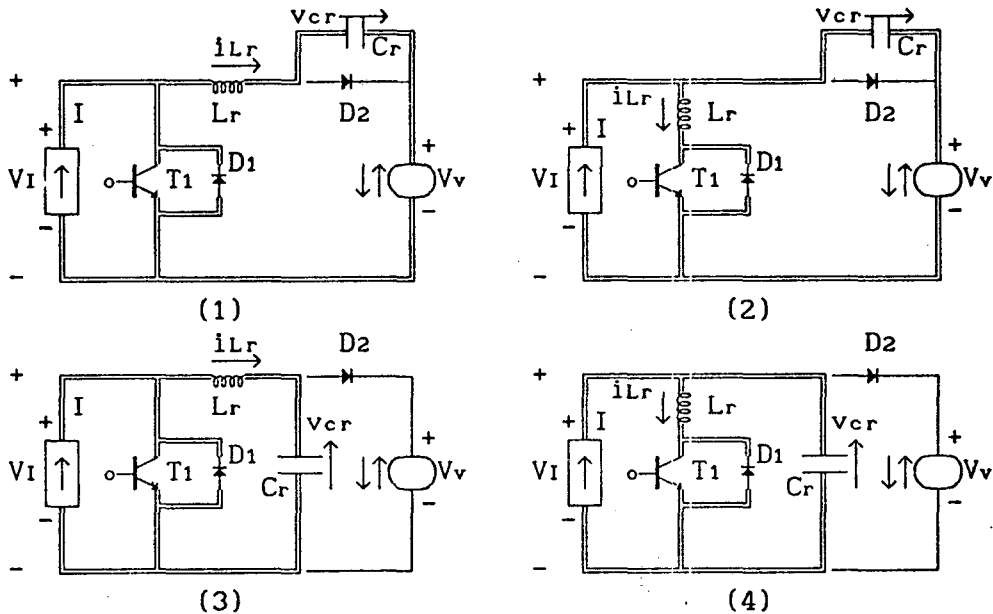


FIGURA 6.35 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

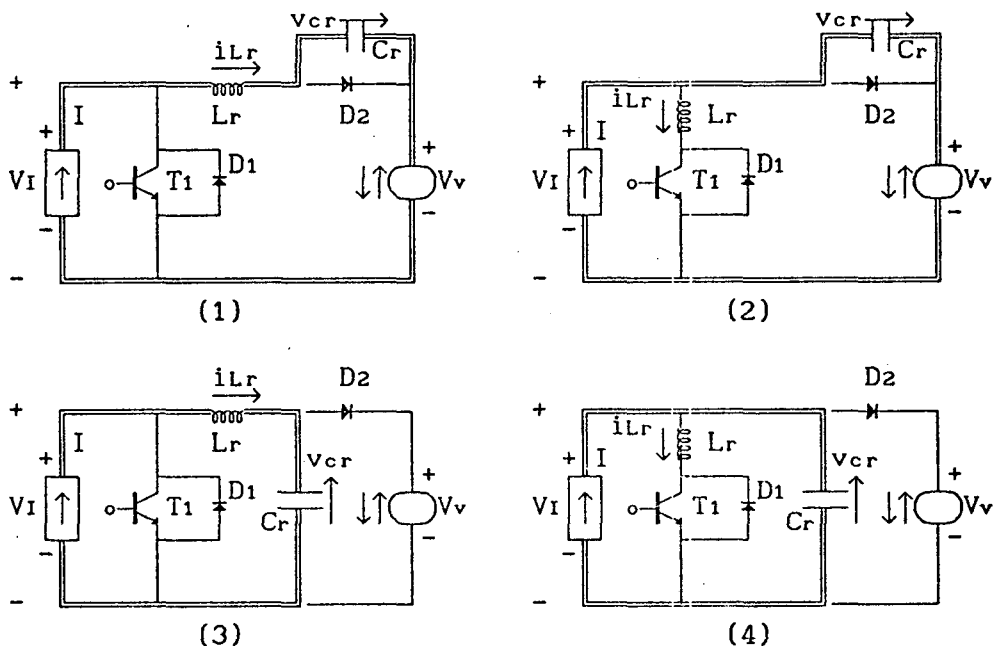


FIGURA 6.36 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

Esta etapa se inicia quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.35, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.36, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.36, e se carrega, linearmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.36, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando o transistor T_1 é colocado em condução dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de corrente I fornece energia para a carga (V_v).-

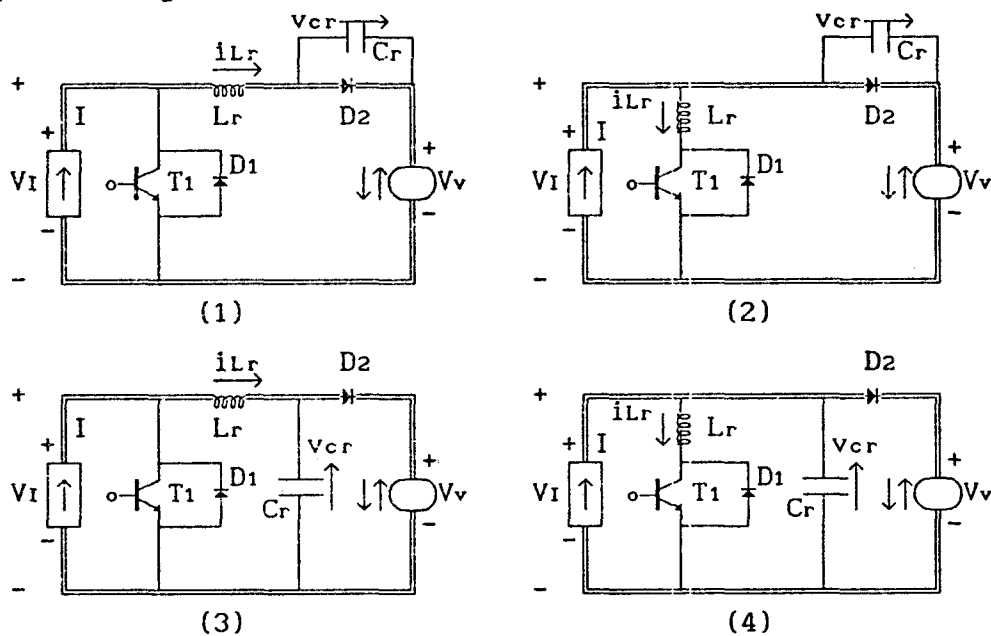


FIGURA 6.37 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

6.4.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, estão colocadas nas figuras 6.38, 6.39, 6.40, 6.41 e 6.42.-

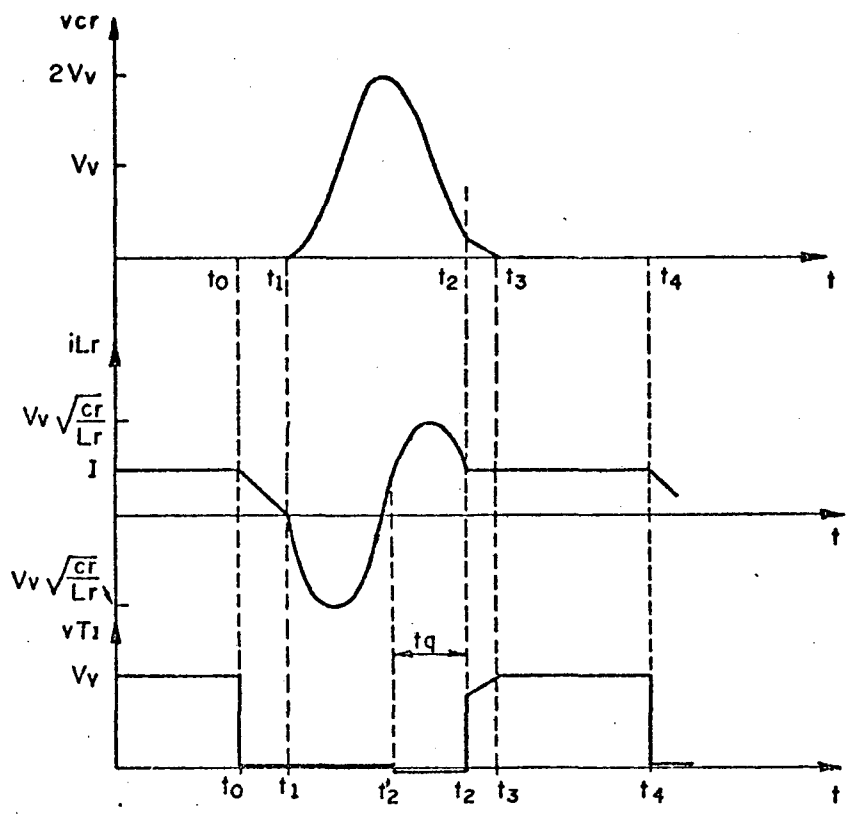


FIGURA 6.38 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-FM número 1 da figura 6.33.-

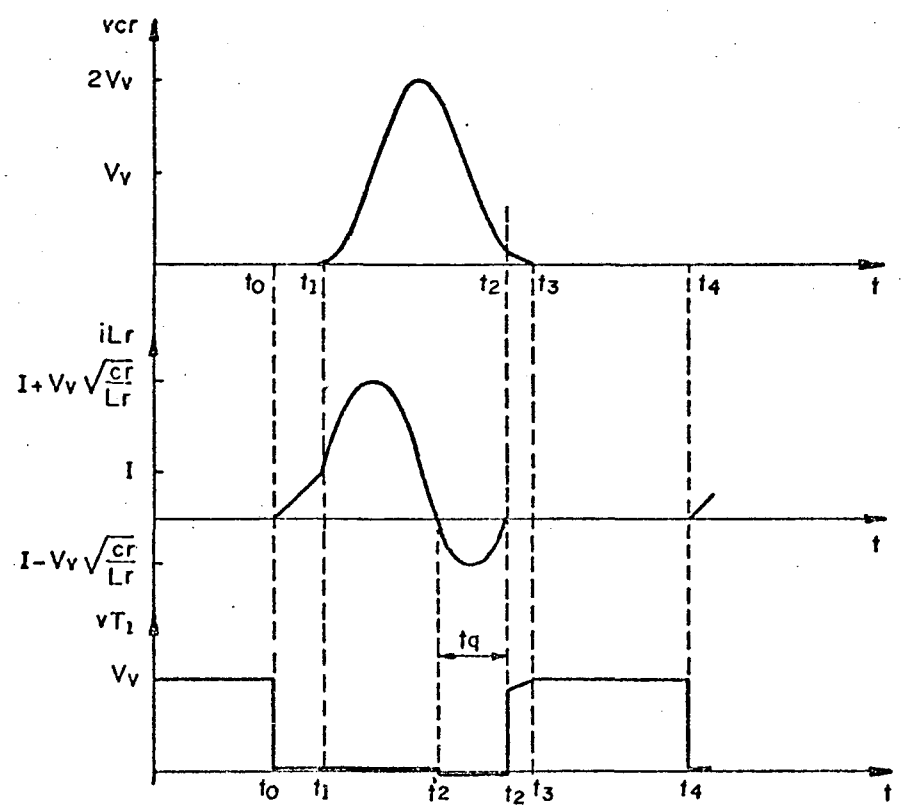


FIGURA 6.39 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-FM número 2 da figura 6.33.-

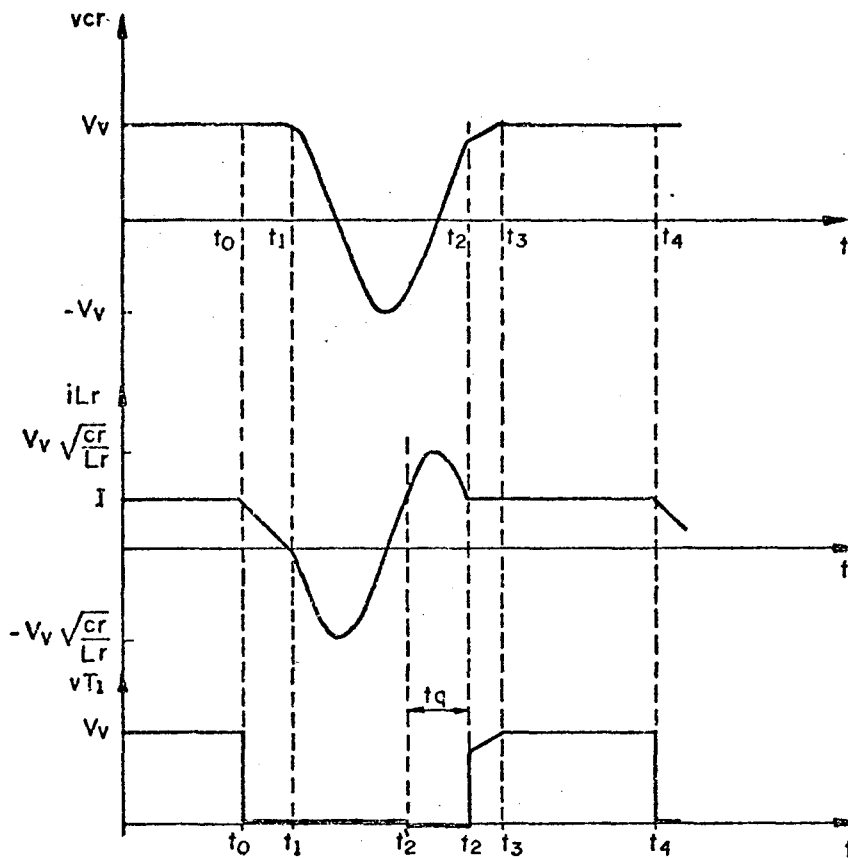


FIGURA 6.40 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-FM número 3 da figura 6.33.-

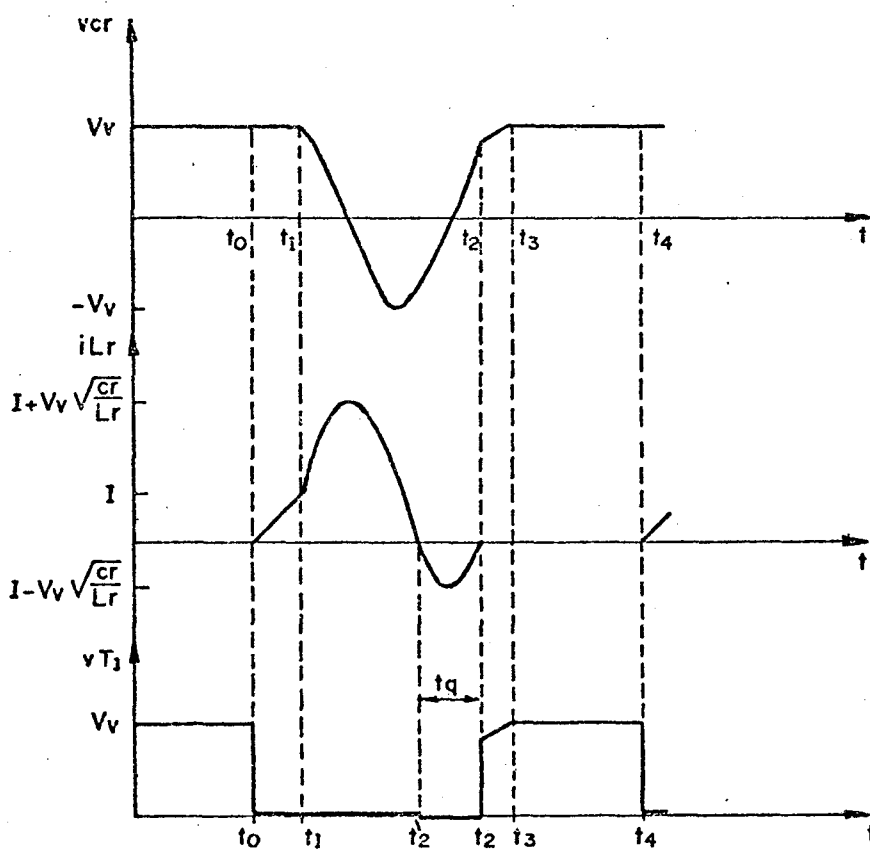


FIGURA 6.41 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-FM número 4 da figura 6.33.-

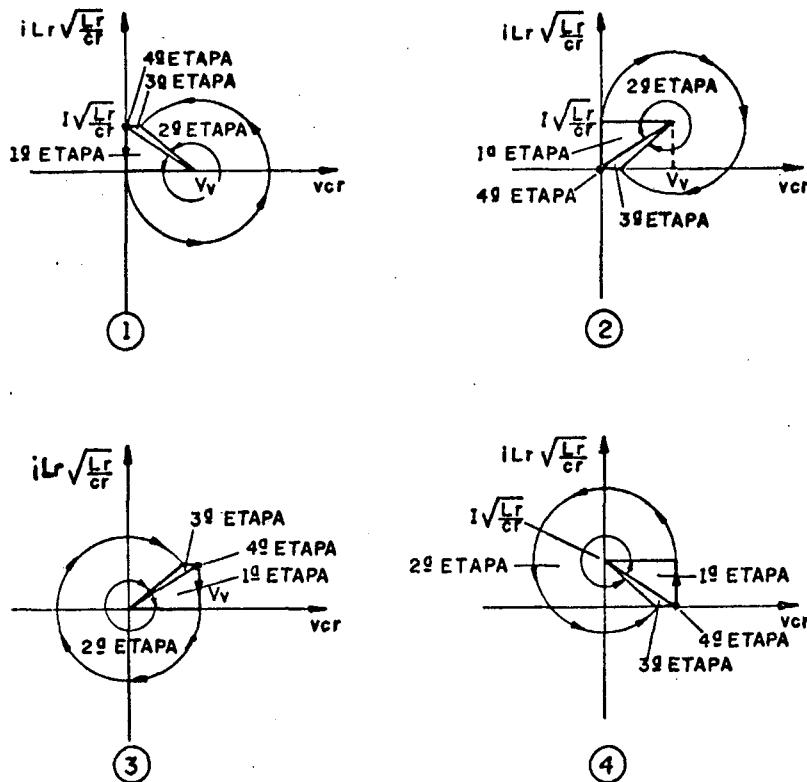


FIGURA 6.42 - Planos de fases da família de conversores boost-QRC-ZCS-FM da figura 6.33.-

Como pode ser visto nas formas de ondas, figuras 6.38 à 6.41, e planos de fases, figura 6.42, o comportamento das estruturas da família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, é basicamente o mesmo.- O que varia de uma estrutura para outra é o deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

6.4.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das quatro estruturas da família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente é basicamente o mesmo.- O seu modelo matemático, conseqüentemente, não será diferente, o que possibilita a análise de apenas uma estrutura, estendendo-se os resultados obtidos para as demais, a estrutura que será analisada aqui é a de número 4 da figura 6.33.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação diferencial 6.79 é a equação que descreve o comportamento do circuito 4 da figura 6.34.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (6.79)$$

Solucionando-se a equação 6.79 obtem-se:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_v}{L_r} t \quad (6.80)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (6.81)$$

quando

$$i_{Lr}(t) = I \quad (6.82)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6.83)$$

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.84)$$

Substituindo-se as equações 6.81, 6.82, 6.83 e 6.84 na 6.80 obtem-se a 6.85, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\boxed{\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0}} \quad (6.85)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (etapa ressonante)

As equações 6.86, 6.87 e 6.88 descrevem o comportamento do circuito 4 da figura 6.35.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (6.86)$$

$$i_{Cr} = C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} \quad (6.87)$$

$$i_{Lr} + i_{Cr} = I \quad (6.88)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 6.89 e 6.90.-

$$v_{Cr}(0) = V_v \quad (6.89)$$

$$i_{Lr}(0) = I \quad (6.90)$$

Resolvendo-se as equações 6.86 e 6.87 e utilizando-se as condições iniciais das 6.89 e 6.90, tem-se:

$$v_{Cr}(t) = V_v \cos \omega_0 t \quad (6.91)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = V_v \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (6.92)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (6.93)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (6.94)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ se encontra no quarto quadrante.-

Substituindo-se as equações 6.93 e 6.94 na 6.92 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 6.95, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.95)$$

Substituindo-se a equação 6.95 na 6.91 encontra-se a 6.96, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = V_v \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (6.96)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

O comportamento do circuito 4 da figura 6.36 é representado pelas equações 6.97 e 6.98.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (6.97)$$

$$i_{cr}(t) = -I \quad (6.98)$$

Substituindo-se a equação 6.98 na 6.97 e resolvendo-se, obtem-se a equação 6.99.-

$$v_{cr}(t) = V_{c2} + \frac{I}{C_r} t \quad (6.99)$$

Substituindo-se a equação 6.96 na 6.99 encontra-se:

$$v_{cr}(t) = V_v \sqrt{1 - \alpha^2} + \frac{I}{C_r} t \quad (6.100)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (6.101)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = V_v \quad (6.102)$$

Substituindo-se as equações 6.101 e 6.102 na 6.100 obtem-se a 6.103, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right\} \quad (6.103)$$

6.4.4 - GANHO ESTÁTICO E t_g

Da igualdade entre as potências fornecida e absorvida obtem-se a equação 6.104.-

$$\frac{V_v}{V_I} = \frac{I}{i_{2med}} \quad (6.104)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que $i_2(t)$ é diferente de zero durante a primeira e a quarta etapa de funcionamento.- Então a corrente $i_2(t)$ é representada pelas equações 6.105 e 6.106, para a primeira e a quarta etapa, respectivamente.-

$$i_2(t) = I - \frac{V_v}{L_r} t \quad (6.105)$$

$$i_2(t) = I \quad (6.106)$$

Portanto, o valor médio da corrente $i_2(t)$ é dado pela equação 6.107.-

$$i_{2med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt \right\} \quad (6.107)$$

Solucionando-se a equação 6.107 e substituindo-se na equação 6.104 obtem-se a 6.108, que é a equação do ganho estático para a família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.-

$$\frac{V_v}{V_I} = \frac{1}{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\}} \quad (6.108)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.109)$$

Examinando-se a equação 6.108 observa-se que, como nas famílias de conversores buck-QRC-ZCS-FM, na família de conversores quase-ressonantes em estudo o funcionamento normal só é obtido para $\alpha \leq 1,0$.- E o fluxo de potência é controlado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.-

Das formas de ondas da figura 6.41, obtem-se a equação 6.110.-

$$t_q = \Delta t_2 - \Delta t_2' \quad (6.110)$$

Onde:

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (6.111)$$

$$\Delta t_2' = t_2' - t_1 \quad (6.112)$$

Da equação 6.92 encontra-se o valor de $\Delta t_2'$ que está representado na equação 6.113.-

$$\Delta t_2' = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.113)$$

Substituindo-se as equações 6.95 e 6.113 na 6.110 obtem-se a 6.114, que é a equação do tempo disponível para o desligamento do transistor T₁ (t_q) em função da carga (α).-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.114)$$

As equações 6.108 e 6.114 foram resolvidas para vários valores de carga (α) e deram origem às curvas das figuras 6.43 e 6.12, respectivamente.-

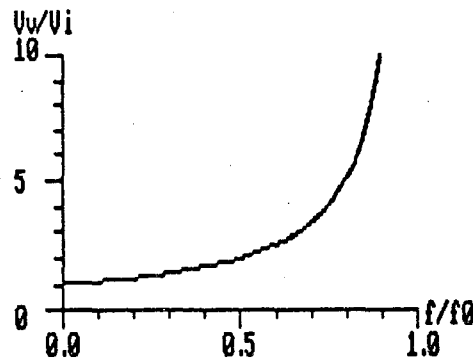


FIGURA 6.43 - Ganho estático da família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

6.4.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

As correntes médias e eficazes que circulam pelos semicondutores (transistor T₁ e diodos D₁ e D₂), são as mesmas obtidas para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente (item 6.2.5).-

Então as correntes média e eficaz no transistor T₁ são dadas pelas equações 6.36 e 6.38, respectivamente.- As correntes média e eficaz no diodo D₁ são dadas pelas equações 6.40 e 6.42, respectivamente.- E finalmente, as correntes média e eficaz no diodo D₂ são dadas pelas equações 6.46 e 6.48, respectivamente.-

Portanto, todos os gráficos traçados para estas equações citadas acima (figuras 6.13 à 6.18), são válidos aqui também.-

6.5 - CONVERSORES BOOST QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR UNIDIRECIONAL EM CORRENTE

6.5.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores boost quase-ressonantes com comutação à corrente nula e modulação em frequência (boost-QRC-ZCS-FM), com interruptor unidirecional em corrente, deve-se substituir nos circuitos da figura 2.3, o interruptor S2 por um transistor T1 em série com um diodo D1 e o interruptor S1 por um diodo D2.- Efetuando-se estas substituições obtém-se os circuitos da figura 6.44.-

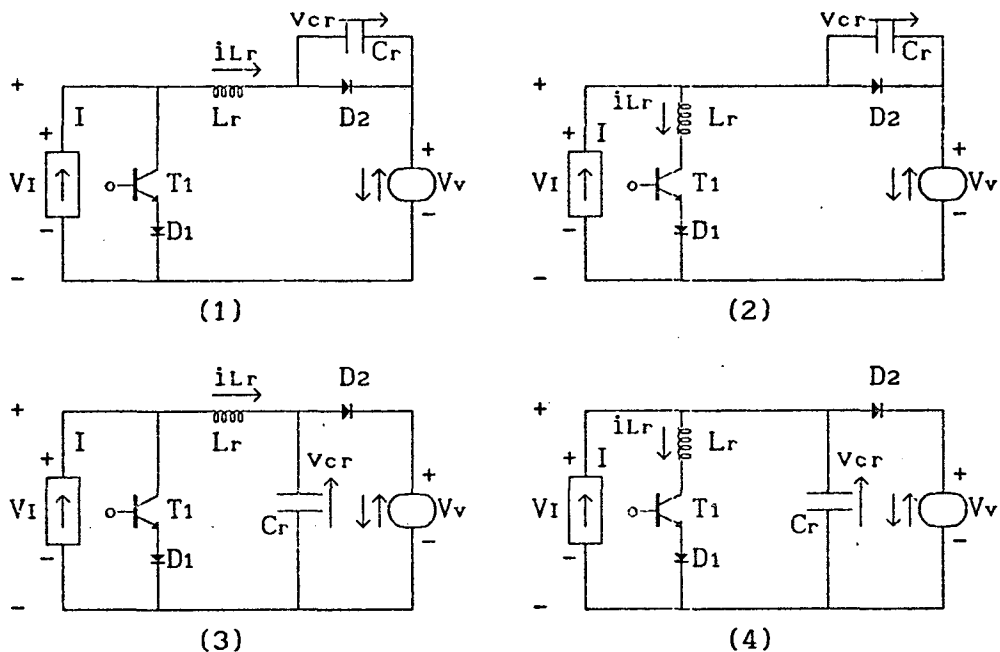


FIGURA 6.44 - Família de conversores boost quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência (boost-QRC-ZCS-FM), com interruptor unidirecional em corrente, obtida no capítulo 2, figura 2.3.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa inicia-se quando o transistor T1 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.45, e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce linearmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.45, e cresce, linearmente também, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

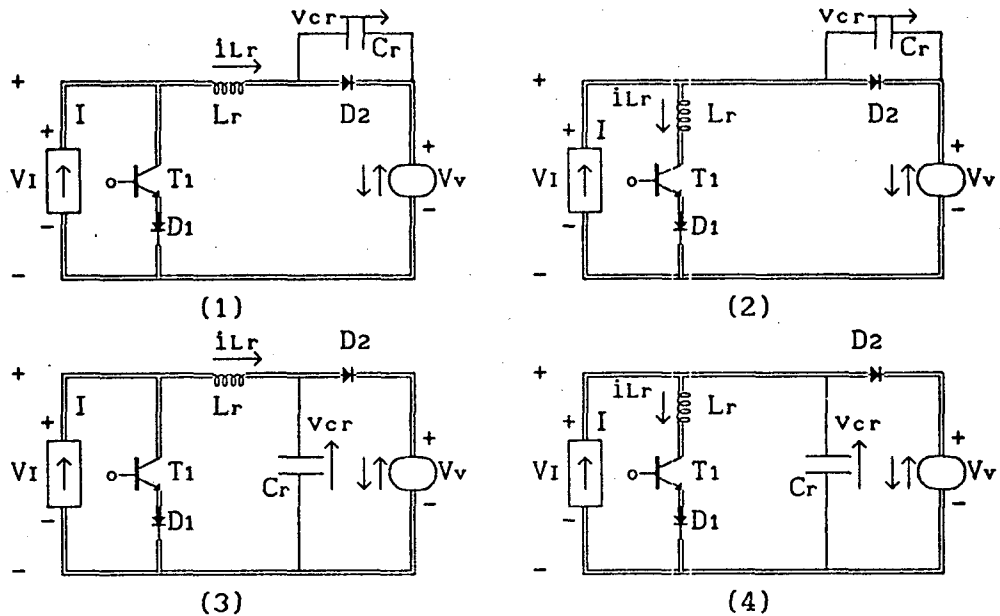


FIGURA 6.45 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.45, e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.46, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

Na estrutura 1 da figura 6.46, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula e continua crescendo senoidalmente até atingir o valor $i_{Lr} = I$.- Enquanto isto a tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}) cresce, passa por um máximo e decresce cossenoidalmente.-

Na estrutura 2 da figura 6.46, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente, até se anular.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}) cresce, passa por um máximo e decresce cossenoidalmente.-

Na estrutura 3 ainda da figura 6.46, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula e continua crescendo senoidalmente até atingir o valor $i_{Lr} = I$.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}) decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce cossenoidalmente.-

Na estrutura 4 da mesma figura 6.46, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente até se

anular.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce cossenoidalmente.-

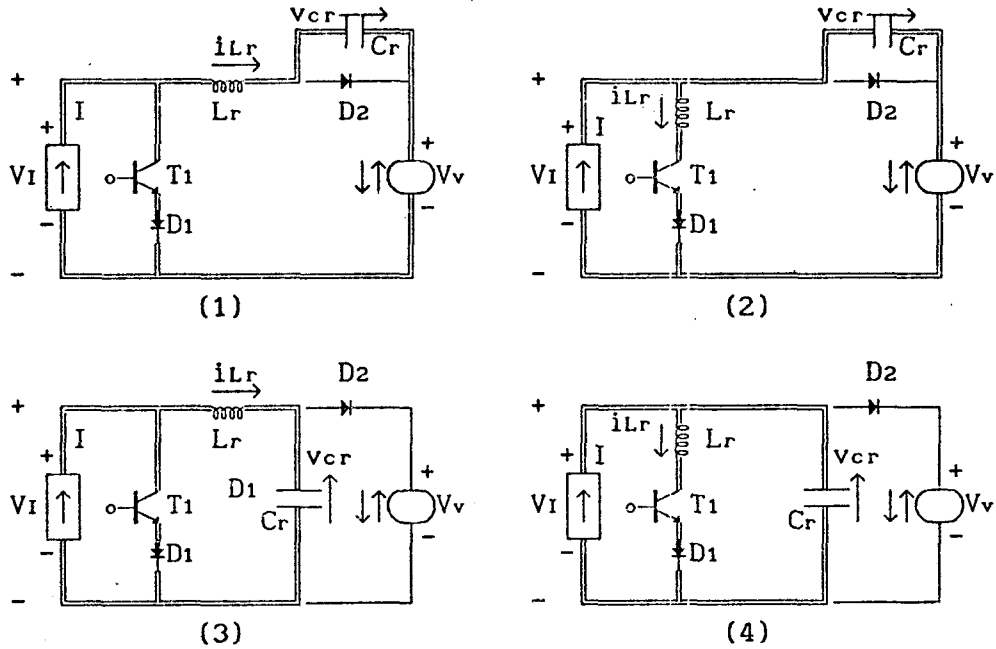


FIGURA 6.46 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

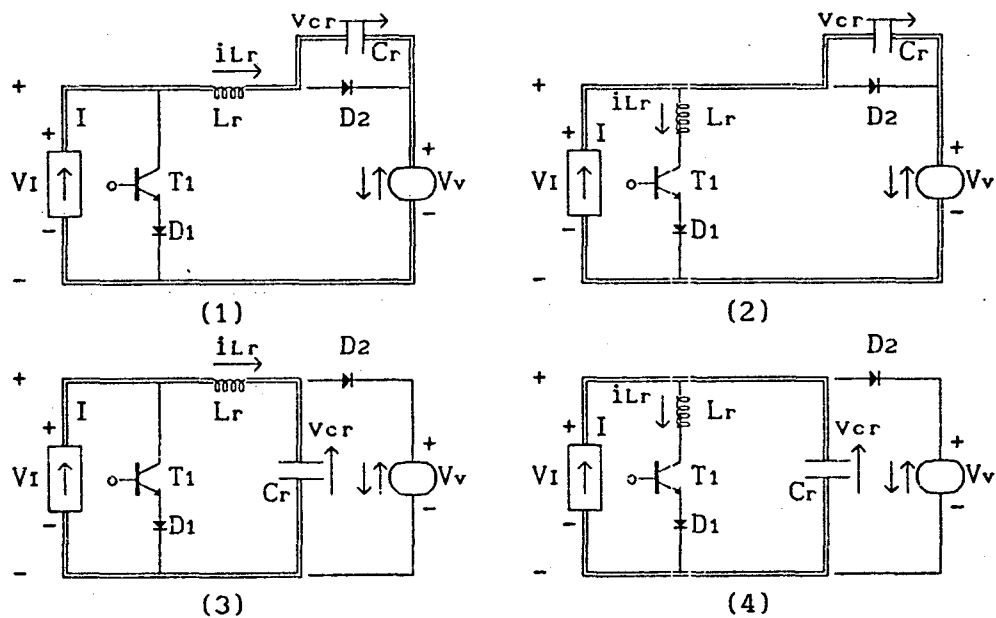


FIGURA 6.47 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.46, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.47, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.47, e se carrega, linearmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.47, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando o transistor T_1 é colocado em condução, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de corrente I fornece energia para a carga (V_v).-

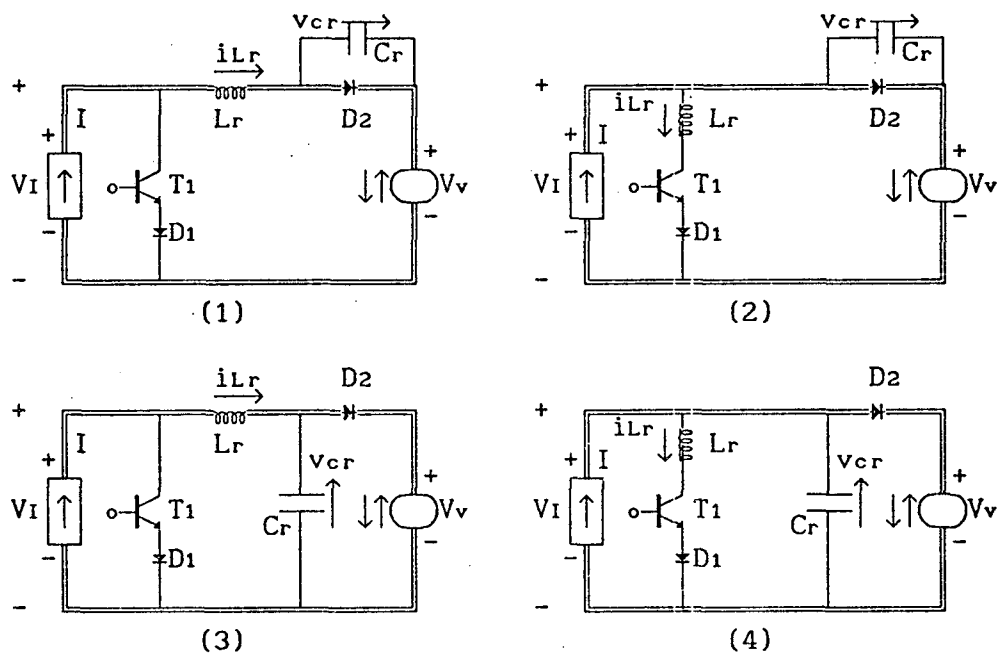


FIGURA 6.48 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

6.5.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, estão colocadas nas figuras 6.49, 6.50, 6.51, 6.52 e 6.53.-

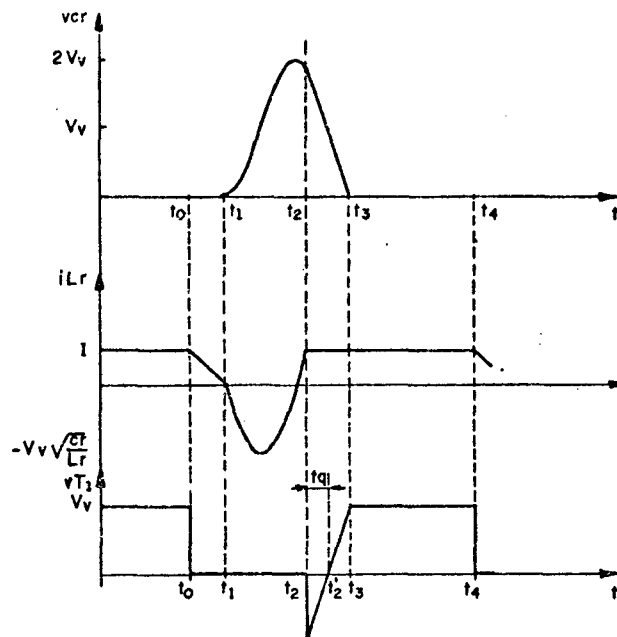


FIGURA 6.49 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-FM número 1 da figura 6.44.-

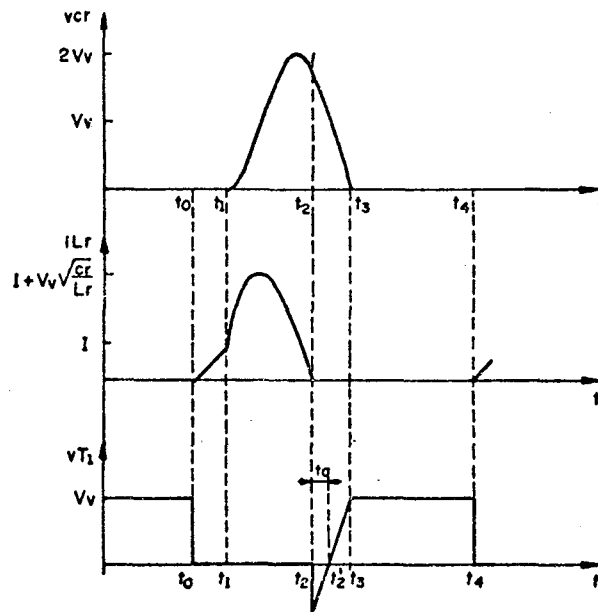


FIGURA 6.50 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-FM número 2 da figura 6.44.-

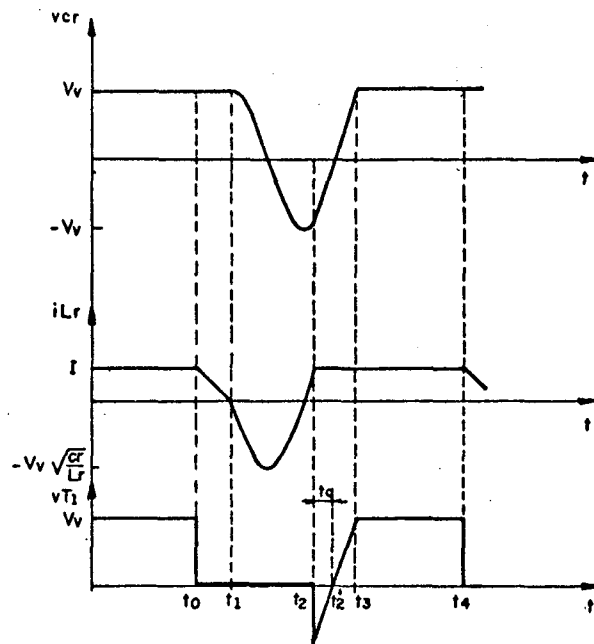


FIGURA 6.51 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-FM número 3 da figura 6.44.-

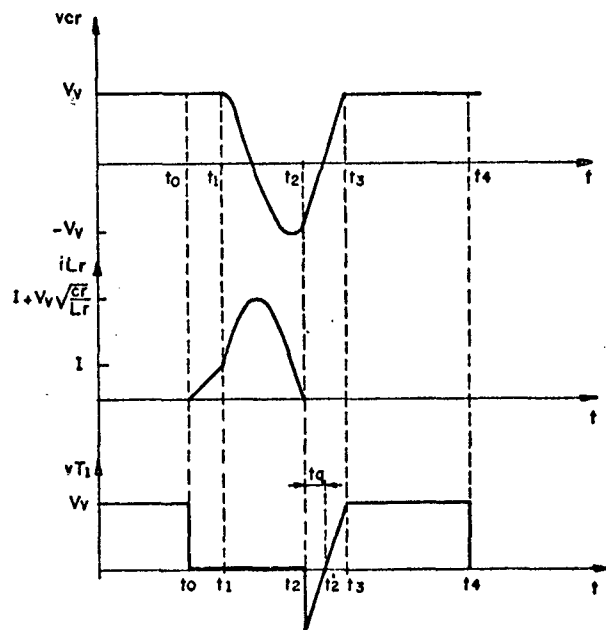


FIGURA 6.52 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-FM número 4 da figura 6.44.-

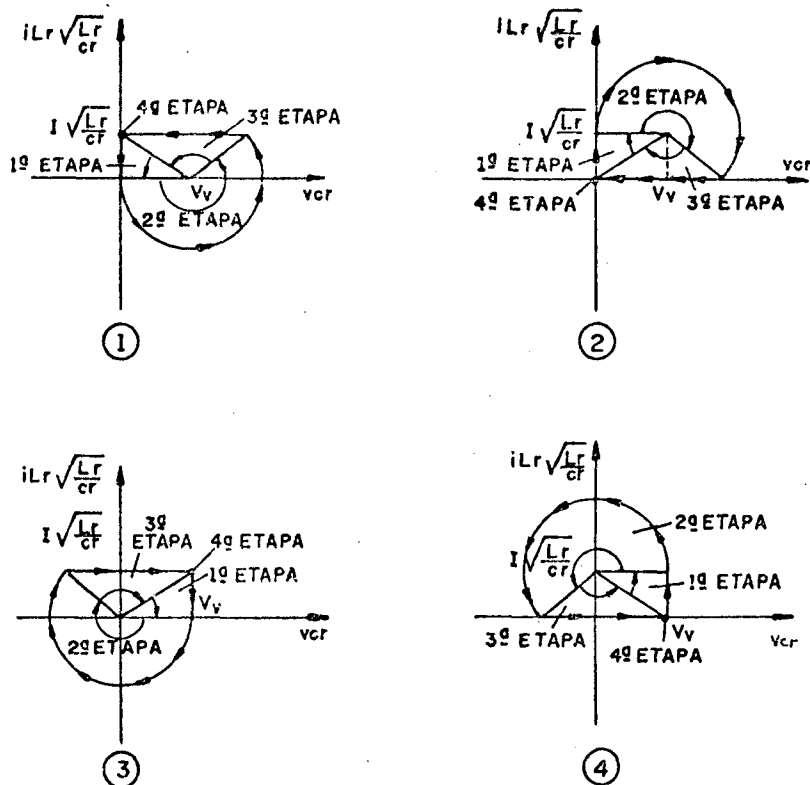


FIGURA 6.53 - Planos de fases da família de conversores boost-QRC-ZCS-FM da figura 6.44.-

Como pode ser visto nas formas de ondas, figuras 6.49 à 6.52, e planos de fases, figura 6.53, o comportamento dos conversores da família boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, é basicamente o mesmo, assim como na família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.- A única diferença é quanto à inversão de corrente que ocorre quando se usa interruptor bidirecional em corrente.- Então, todas as considerações feitas anteriormente para a família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente são válidas aqui também.-

6.5.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das quatro estruturas que compõem a família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente é basicamente o mesmo.- O seu modelo matemático, por conseguinte, não será diferente, o que possibilita a análise de apenas uma estrutura, estendendo-se o resultado para as demais.- A estrutura que será analisada é a estrutura 4 da figura 6.44.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação diferencial e as condições de contorno, para a estrutura

em estudo, são as mesmas do conversor boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.- Portanto, as equações 6.80 e 6.85 são válidas também para esta etapa de funcionamento.-

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_v}{L_r} t \quad (6.115)$$

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (6.116)$$

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

As observações feitas para a etapa de funcionamento anterior são válidas também para esta, somente que as equações são as de números 6.91 e 6.92.-

$$v_{cr}(t) = V_v \cos \omega_0 t \quad (6.117)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = V_v \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (6.118)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (6.119)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (6.120)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ se encontra no terceiro quadrante.-

Substituindo-se as equações 6.119 e 6.120 na 6.118 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 6.121, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi + \sin^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.121)$$

Substituindo-se a equação 6.121 na 6.117 encontra-se a 6.122, que é equação da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = - V_v \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (6.122)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Da mesma forma que para as outras duas etapas anteriores, o que foi deduzido para o conversor boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente é válido aqui também.- Somente que a equação agora é a de número 6.99.-

$$v_{cr}(t) = V_{c2} + \frac{I}{C_r} t \quad (6.123)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (6.124)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = V_v \quad (6.125)$$

Substituindo-se as equações 6.122, 6.124 e 6.125 na 6.123 obtém-se a 6.126, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right\} \quad (6.126)$$

6.5.4 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida obtém-se a equação 6.127.-

$$\frac{V_v}{V_I} = \frac{I}{i_{2med}} \quad (6.127)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que $i_2(t)$ é diferente de zero durante a primeira e a quarta etapa de funcionamento.- Então a corrente $i_2(t)$ é representada pelas equações 6.128 e 6.129, respectivamente.-

$$i_2(t) = I - \frac{V_v}{L_r} t \quad (6.128)$$

$$i_2(t) = I \quad (6.129)$$

Portanto, o valor médio da corrente $i_2(t)$ é dado pela equação 6.130.-

$$i_{2med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt \right\} \quad (6.130)$$

Solucionando-se a equação 6.130 e substituindo-se na equação 6.127 obtém-se a 6.131, que é a equação do ganho estático para a família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente.-

$$\frac{V_v}{V_I} = \frac{1}{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\}} \quad (6.131)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.132)$$

Examinando-se a equação 6.131 observa-se que, como nas outras famílias de conversores quase-ressonantes analisadas neste capítulo, na família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente o funcionamento normal só é obtido para $\alpha \leq 1,0$.- E, novamente, o fluxo de potência é controlado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.-

Substituindo-se a equação 6.122 na 6.123 obtem-se a 6.133, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância durante a terceira etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = - V_v \sqrt{1 - \alpha^2} + \frac{I}{C_r} t \quad (6.133)$$

Das formas de ondas da figura 6.52 tem-se que:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (6.134)$$

quando:

$$t = t_q \quad (6.135)$$

Por definição, tem-se que:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6.136)$$

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.137)$$

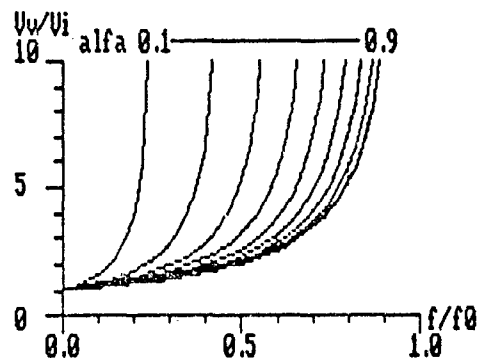


FIGURA 6.54 - Ganho estático para a família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, para α variando de zero à 1,0.-

Substituindo-se as equações 6.134, 6.135, 6.136 e 6.137 na 6.133 obtem-se a 6.138, que é a equação que fornece o tempo disponível para o

desligamento do transistor T1, para a família de conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente.-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \quad (6.138)$$

As equações 6.131 e 6.138 foram solucionadas para vários valores de carga (α) e deram origem às curvas das figuras 6.54 e 6.30, respectivamente.-

6.5.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

As correntes médias e eficazes que circulam pelos semicondutores (transistor T1 e diodos D1 e D2), são as mesmas obtidas para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente (ítem 6.3.5).-

Então as correntes média e eficaz no transistor T1 e no diodo D1 são dadas pelas equações 6.71 e 6.72, respectivamente.- E as correntes média e eficaz no diodo D2 são dadas pelas equações 6.76 e 6.78, respectivamente.-

Portanto, todos os gráficos traçados para estas equações citadas acima (figuras 6.13, 6.18, 6.31 e 6.32), são válidos aqui também.-

6.6 - CONVERSORES BUCK-BOOST QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

6.6.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores buck-boost quase-ressonantes com comutação à corrente nula e modulação em frequência (buck-boost-QRC-ZCS-FM) com interruptor bidirecional em corrente, deve-se substituir, nos circuitos da figura 2.5, o interruptor S_1 por um transistor T_1 em anti-paralelo com um diodo D_1 e o interruptor S_2 por um diodo D_2 . - Efetuando-se estas substituições obtêm-se os circuitos da figura 6.55.-

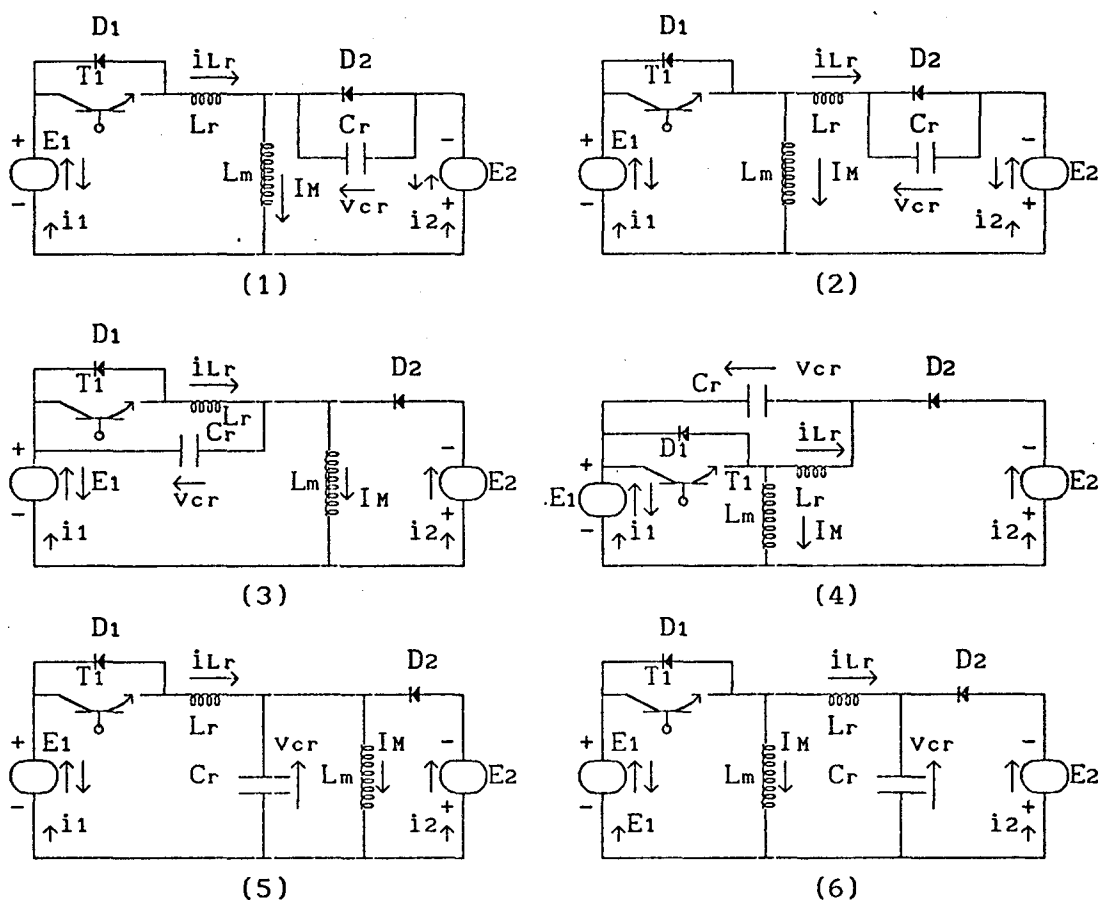


FIGURA 6.55 - Família de conversores buck-boost quase-ressonantes com comutação à corrente nula e modulação em frequência (buck-boost-QRC-ZCS-FM), com interruptor bidirecional em corrente, obtida no capítulo 2, figura 2.5.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T_1 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = I_M$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.56, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de

ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.56, e decresce, linearmente também, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.-

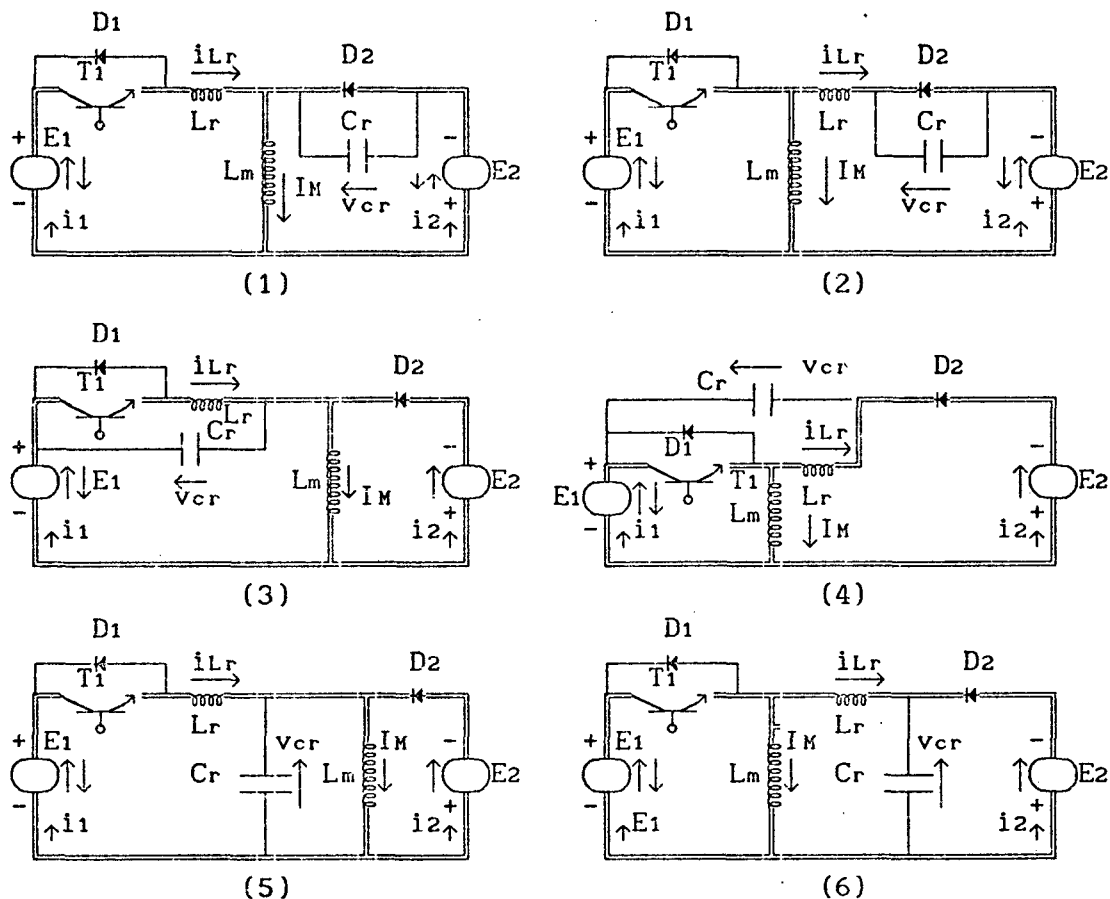


FIGURA 6.56 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $i_{Lr} = I_M$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.56, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.57, e quando $i_{Lr} = -I_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo, decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.57, e até atingir o valor $i_{Lr} = -I_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.- Enquanto isto, nas estrutura 1 e 2, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo e decresce cossenoidalmente, nas estruturas 3 e 4, decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, cossenoidalmente também, e finalmente, nas estruturas 5 e 6, ela cresce, se

anula, continua crescendo, passa por um máximo e decresce, uma vez mais de forma cossenoidal.-

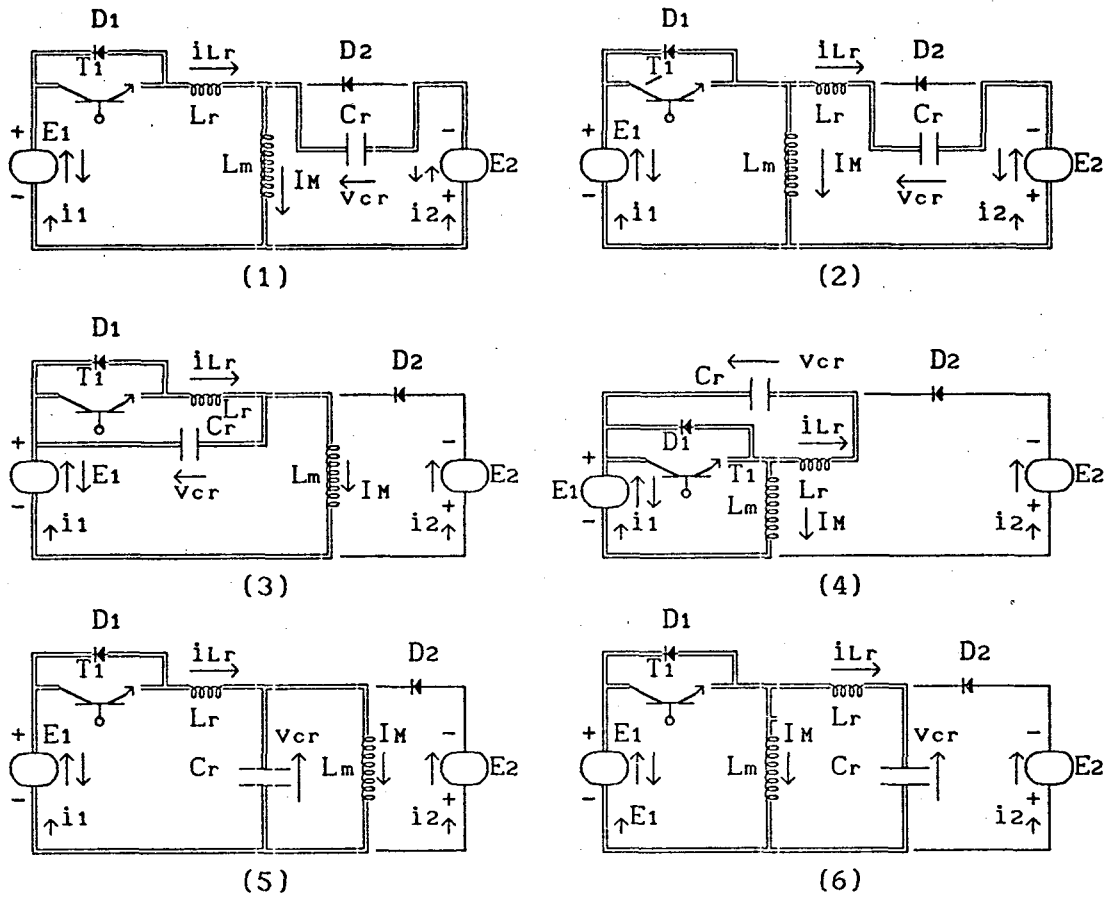


FIGURA 6.57 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.57, e quando $i_{Lr} = -I_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.58, quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da figura 6.58.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente até atingir a tensão $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.58, e até o valor $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura, e se carrega, linearmente também, nas estrutura 3 e 4 da mesma figura 6.58.-

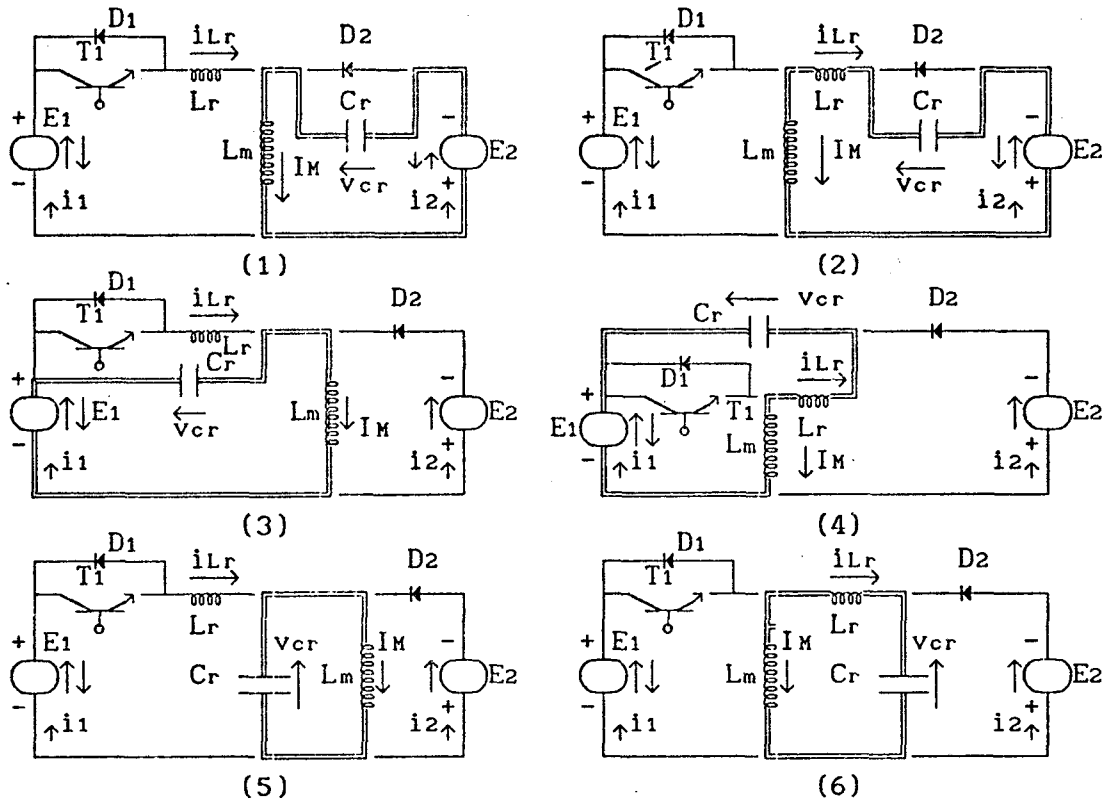


FIGURA 6.58 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de transferência de energia)

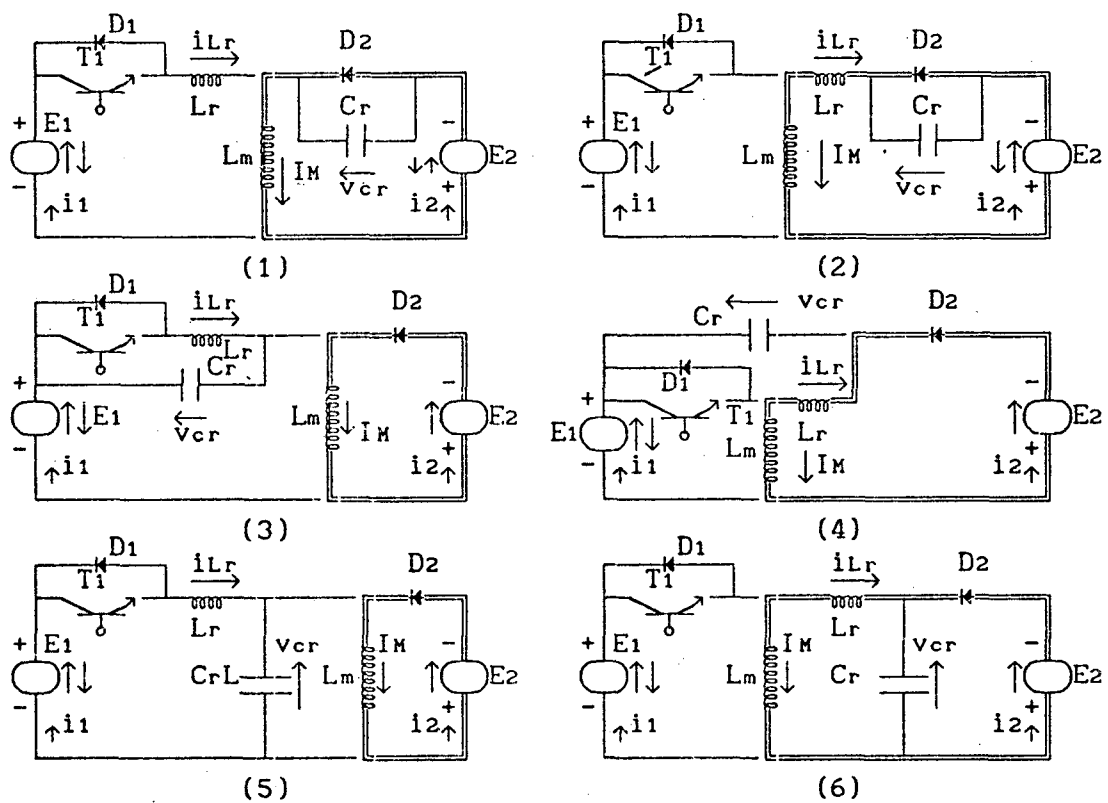


FIGURA 6.59 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

Esta etapa se inicia quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.58, quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 desta mesma figura, e quando $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura 6.58, e se finda quando o transistor T_1 é colocado em condução, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a indutância de acumulação (LM) fornece a energia armazenada para a carga (E_2).-

6.6.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, estão colocados nas figuras 6.60, 6.61, 6.62, 6.63, 6.64, 6.65 e 6.66.-

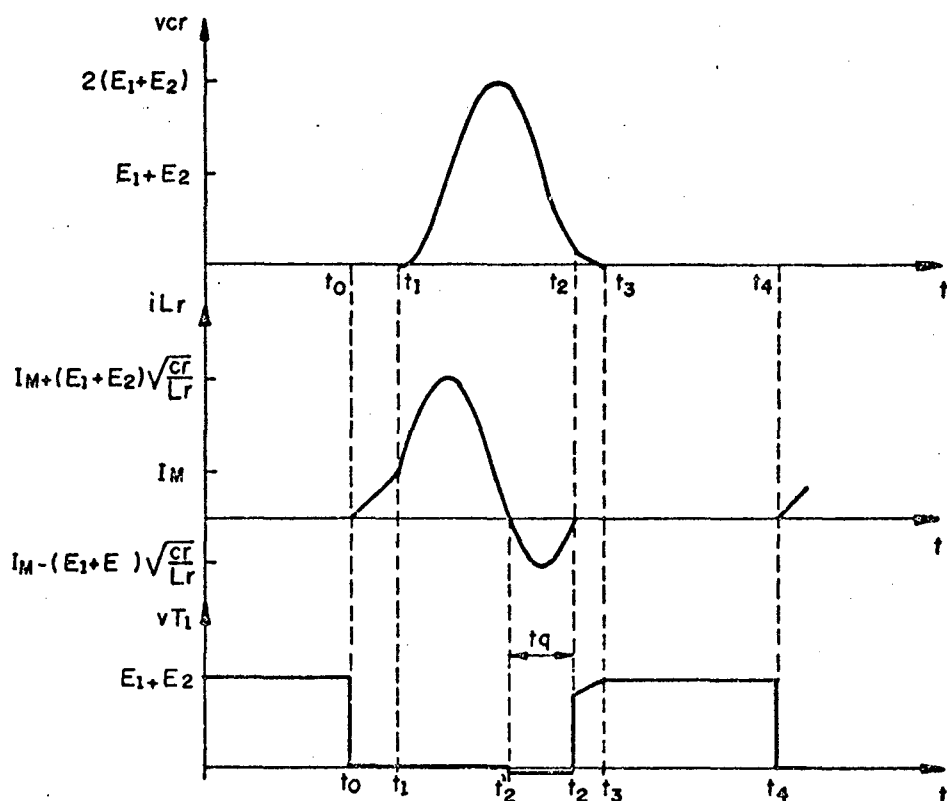


FIGURA 6.60 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 1 da figura 6.55.-

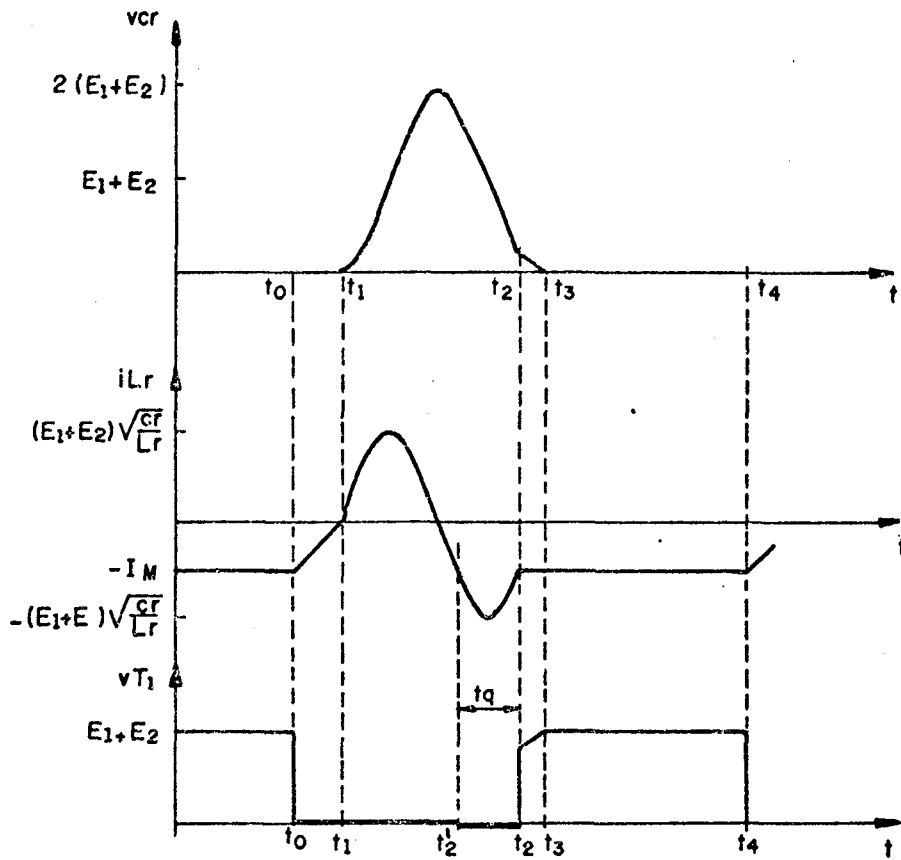


FIGURA 6.61 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 2 da figura 6.55.-

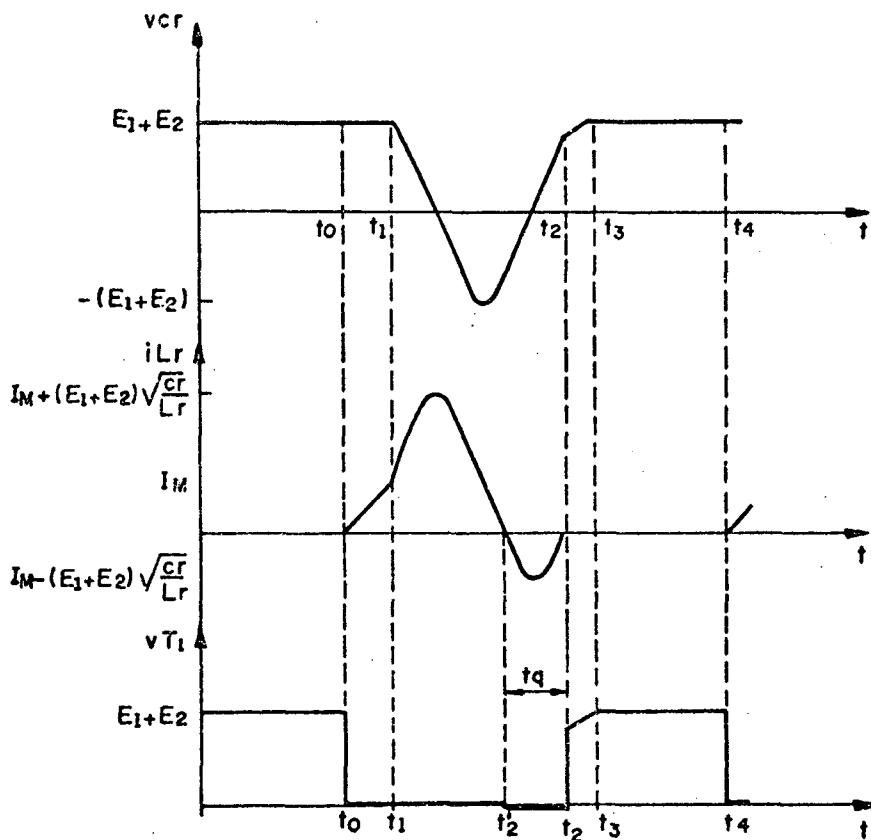


FIGURA 6.62 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 3 da figura 6.55.-

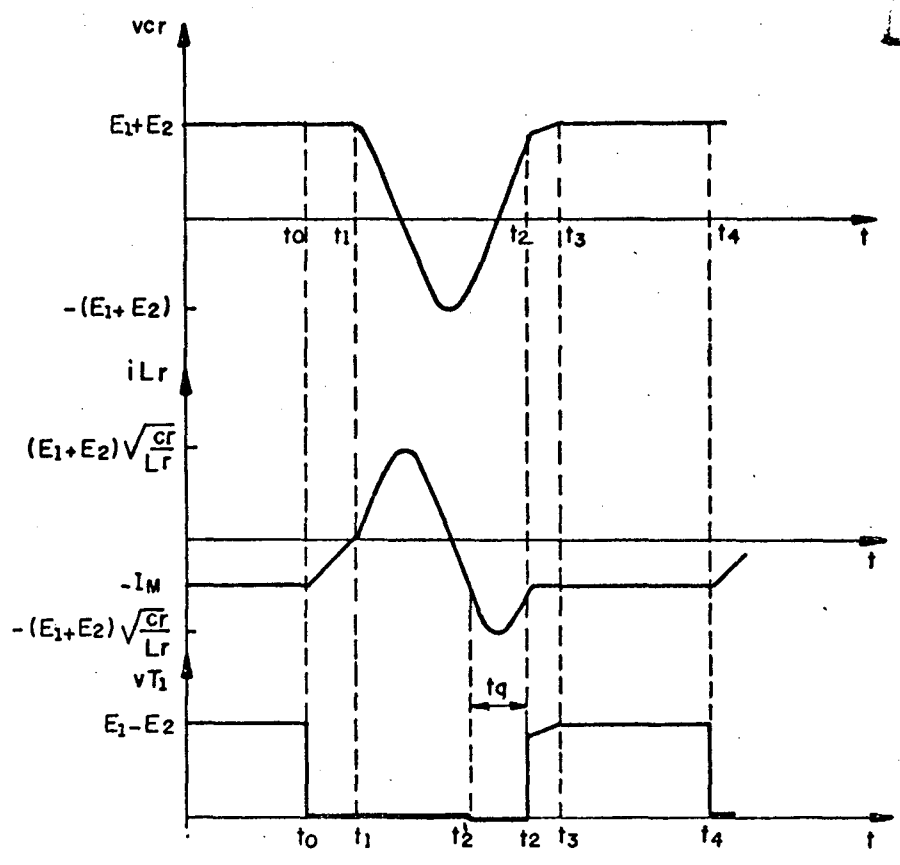


FIGURA 6.63 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 4 da figura 6.55.-

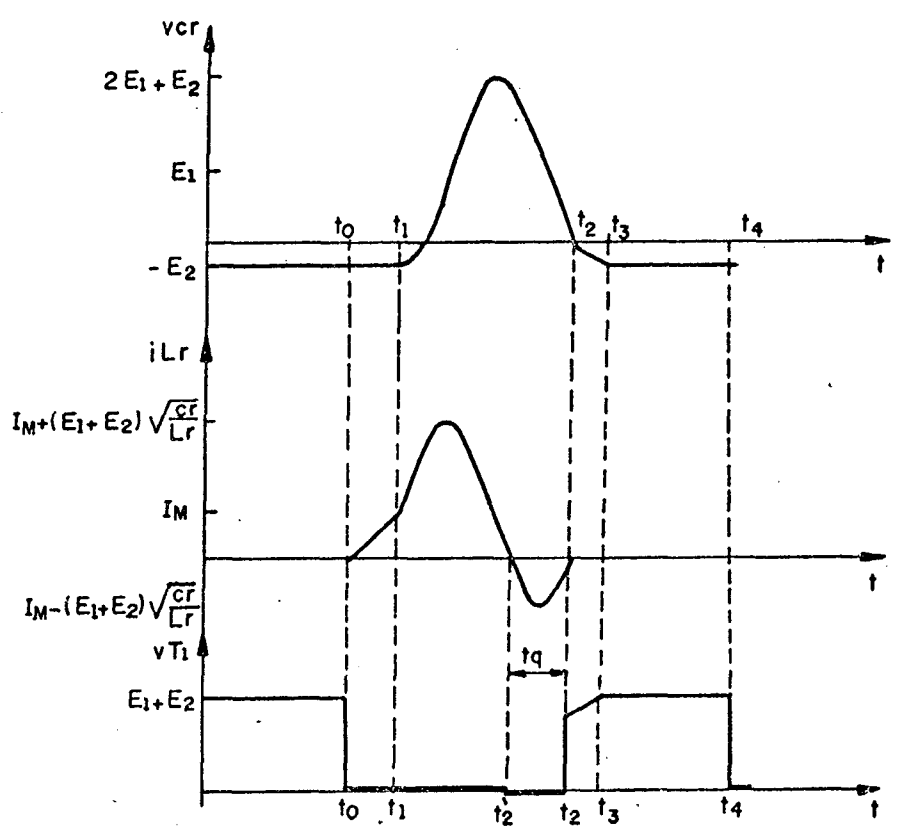


FIGURA 6.64 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 5 da figura 6.55.-

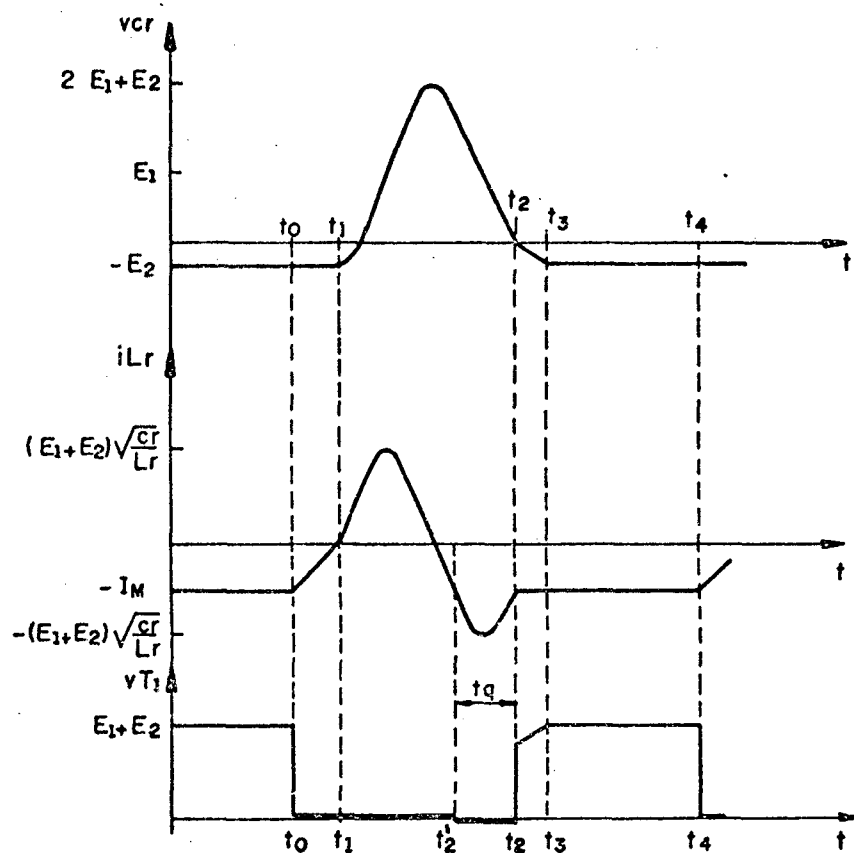


FIGURA 6.65 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 6 da figura 6.55.-

Como pode ser observado nas formas de ondas, figuras 6.60 à 6.65, e nos planos de fases, figura 6.66, o comportamento das estruturas da família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, é basicamente o mesmo.- A única diferença que existe entre o comportamento das estruturas desta família de conversores é o deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

6.6.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das seis estruturas buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente é basicamente o mesmo.- Conseqüentemente, os modelos matemáticos não diferirão, o que possibilita que se analise apenas uma estrutura, estendendo-se os resultados para as demais.- A estrutura que será analisada aqui é a de número 5 da figura 6.55.-

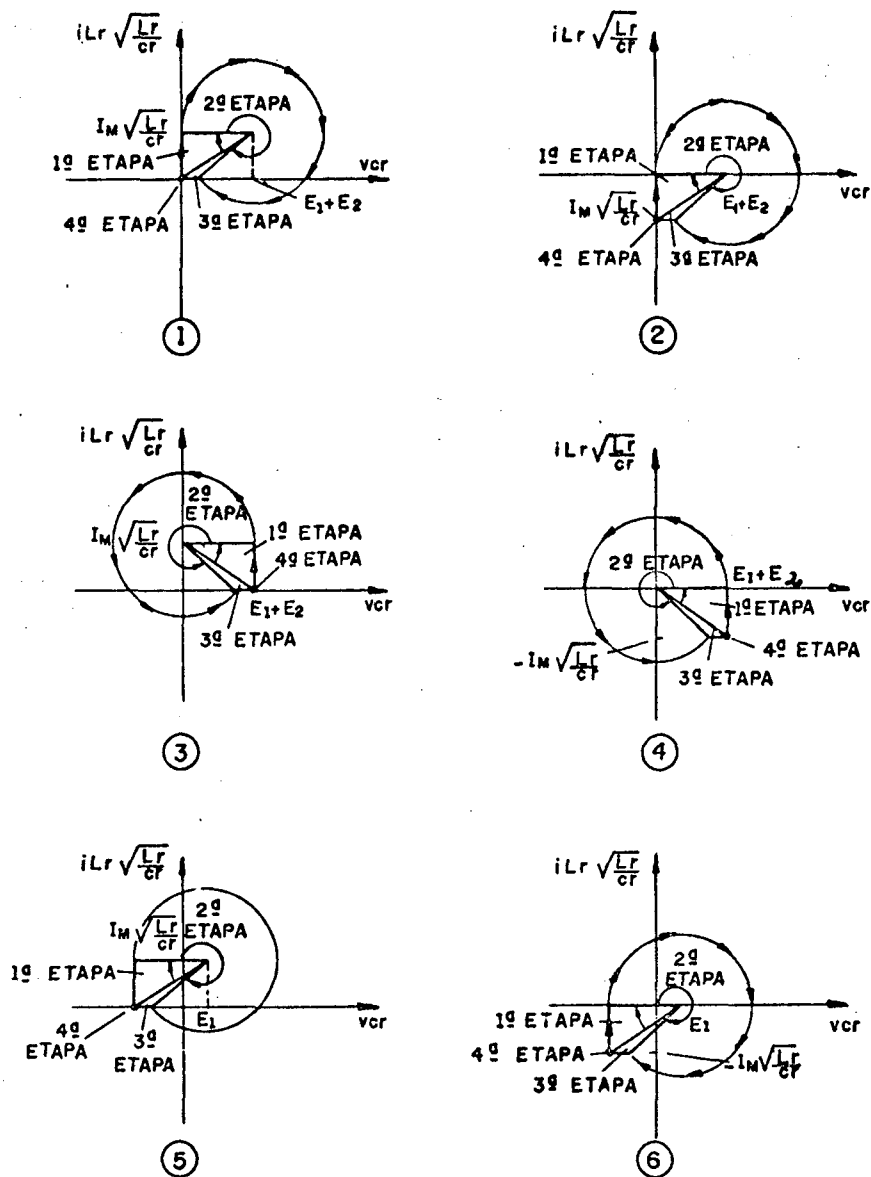


FIGURA 6.66 - Planos de fases da família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM da figura 6.55.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação diferencial 6.139 é a equação que descreve o comportamento do circuito 5 da figura 6.56.-

$$E_1 + E_2 = L_r \frac{diL_r}{dt} \quad (6.139)$$

Solucionando-se a equação 6.139 obtém-se:

$$iL_r(t) = \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (6.140)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (6.141)$$

quando

$$iL_r(t) = I_M \quad (6.142)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6.143)$$

$$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.144)$$

Substituindo-se as equações 6.141, 6.142, 6.143 e 6.144 na 6.140 obtem-se a 6.145, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\boxed{\Delta t_1 = \frac{\gamma}{\omega_0}} \quad (6.145)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (etapa ressonante)

O comportamento do circuito 5 da figura 6.57 é descrito pelas equações 6.146, 6.147 e 6.148.-

$$E_1 = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{Cr} \quad (6.146)$$

$$i_{Cr} = C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} \quad (6.147)$$

$$i_{Lr} = i_{Cr} + I_M \quad (6.148)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 6.149 e 6.150.-

$$v_{Cr}(0) = - E_2 \quad (6.149)$$

$$i_{Lr}(0) = I_M \quad (6.150)$$

Resolvendo-se as equações 6.146 e 6.147 e utilizando-se as condições iniciais das 6.149 e 6.150, tem-se:

$$v_{Cr}(t) = E_1 - (E_1 + E_2) \cos \omega_0 t \quad (6.151)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = (E_1 + E_2) \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_M \quad (6.152)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (6.153)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (6.154)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ encontra-se no quarto quadrante.-

Substituindo-se as equações 6.153 e 6.154 na 6.152 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 6.155, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\boxed{\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ 2\pi - \sin^{-1}(\gamma) \right\}} \quad (6.155)$$

Substituindo-se a equação 6.155 na 6.151 encontra-se a 6.156, que é

a equação da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = E_1 - (E_1 + E_2) \sqrt{1 - \gamma^2} \quad (6.156)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

O comportamento do circuito 5 da figura 6.58 é descrito pelas equações 6.157 e 6.158.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (6.157)$$

$$i_{cr}(t) = - I_M \quad (6.158)$$

Substituindo-se a equação 6.158 na 6.157 e resolvendo-se obtem-se a equação 6.159.-

$$v_{cr}(t) = V_{c2} - \frac{I_M}{C_r} t \quad (6.159)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (6.160)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (6.161)$$

Substituindo-se as equações 6.156, 6.160 e 6.161 na 6.159 obtem-se a 6.162, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} \right\} \quad (6.162)$$

6.6.4 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida, obtem-se a equação 6.163.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{i_{1med}}{i_{2med}} \quad (6.163)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que $i_1(t)$ é diferente de zero na 1ª e na 2ª etapa.- E neste caso $i_1(t) = i_{Lr}(t)$.- Então o valor de i_{1med} será dado pela equação 6.164.-

$$i_{1med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega_0 t dt + I_M \int_0^{\Delta t_2} dt \right\} \quad (6.164)$$

Solucionando-se a equação 6.164 obtem-se a 6.165.-

$$i_{1med} = \frac{I_M}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} \quad (6.165)$$

Novamente, pela etapas de funcionamento tem-se que $i_2(t)$ é diferente de zero na primeira e na quarta etapa.- E é representada pelas equações 6.166 e 6.167, respectivamente.-

$$i_2(t) = I_M - \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (6.166)$$

$$i_2(t) = I_M \quad (6.167)$$

Então o valor médio da corrente $i_2(t)$ é dado pela equação 6.168.-

$$i_{2med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + I_M \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (6.168)$$

Solucionando-se a equação 6.168 obtem-se a equação 6.169.-

$$i_{2med} = I_M - \frac{I_M}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} \quad (6.169)$$

Substituindo-se as equações 6.165 e 6.169 na 6.163 obtem-se a 6.170, que é a equação do ganho estático para esta família de conversores quase-ressonantes.-

$$\frac{V_v}{V_i} = \frac{\frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\}}{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\}} \quad (6.170)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.171)$$

Examinando-se a equação 6.170, observa-se que, como nas demais famílias de conversores quase-ressonantes, já estudados, o funcionamento normal só é obtido para $\gamma \leq 1,0$.- E que, também, o fluxo de potência é controlado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.-

Das formas de ondas da figura 6.64, obtem-se a equação 6.172.-

$$t_q = \Delta t_2 - \Delta t_2' \quad (6.172)$$

Onde:

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (6.173)$$

$$\Delta t_2' = t_2' - t_1 \quad (6.174)$$

Da equação 6.152 encontra-se o valor de $\Delta t_2'$ que está representado na equação 6.175.-

$$\Delta t_2' = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} \quad (6.175)$$

Substituindo-se as equações 6.155 e 6.175 na 6.172 obtém-se a 6.176, que é a equação do tempo disponível para o desligamento do transistor T₁ (t_q) em função da carga (γ).-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi - 2 \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} \quad (6.176)$$

As equações 6.170 e 6.176 foram resolvidas para vários valores de carga (γ) e deram origem às curvas das figuras 6.67 e 6.12, respectivamente.-

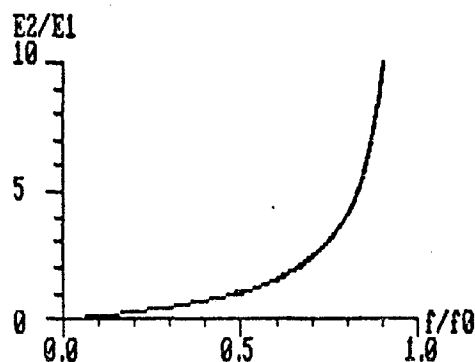


FIGURA 6.67 - Ganho estático da família de conversores buck-boosk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, para γ variando de zero à 1,0.-

6.6.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

As correntes médias e eficazes que circulam pelos semicondutores (transistor T₁ e diodos D₁ e D₂), são as mesmas obtidas para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente (item 6.2.5), sòmente que no presente caso usa-se γ e I_M no lugar de α e I .-

Então as correntes média e eficaz no transistor T₁ são dadas pelas

equações 6.36 e 6.38, respectivamente.- As correntes média e eficaz no diodo D1 são dadas pelas equações 6.40 e 6.42, respectivamente.- E, finalmente, as correntes média e eficaz no diodo D2 são dadas pelas equações 6.46 e 6.48, respectivamente.-

Portanto, todos os gráficos traçados para as equações citadas acima (figuras 6.13 à 6.18), são válidos aqui também.-

6.7 - CONVERSORES BUCK-BOOST QUASE-RESSONANTES, COM COMUTACÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR UNIDIRECIONAL EM CORRENTE

6.7.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores buck-boost quase-ressonantes com comutação à corrente nula e modulação em frequência (buck-boost-QRC-ZCS-FM) com interruptor unidirecional em corrente, deve-se substituir, nos circuitos da figura 2.5, o interruptor S1 por um transistor T1 em série com um diodo D1 e o interruptor S2 por um diodo D2.- Efetuando-se estas substituições obtém-se os circuitos da figura 6.68.-

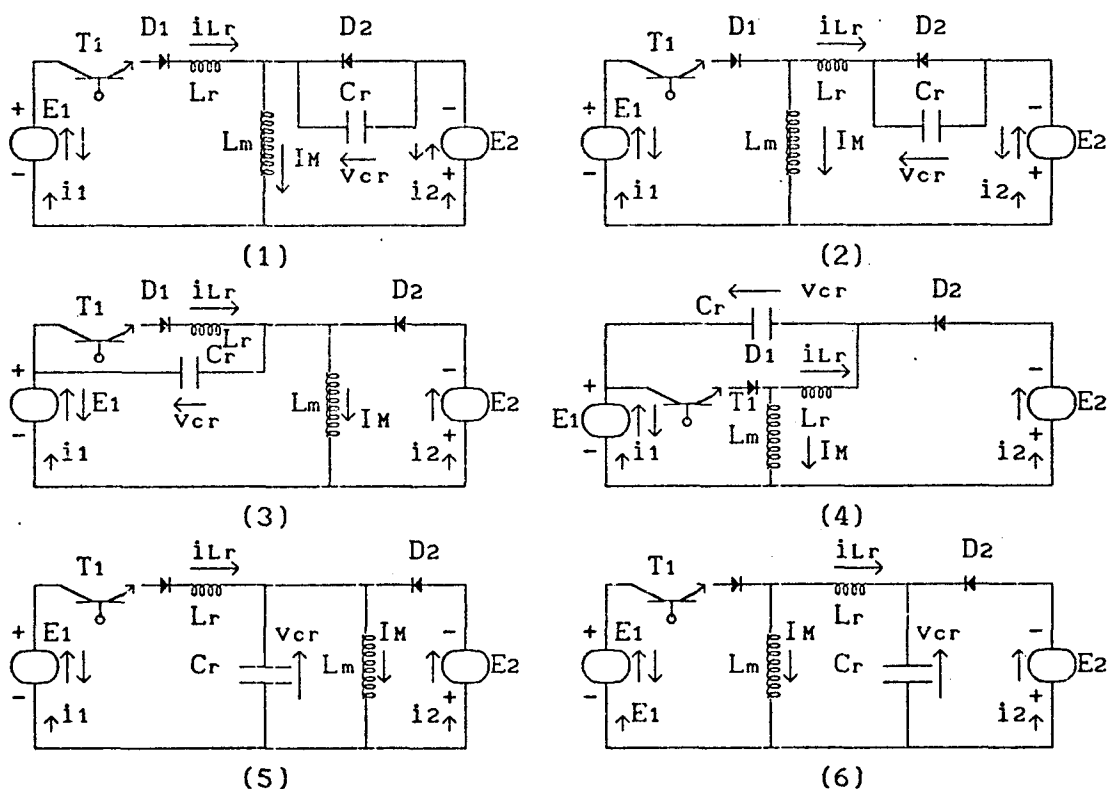


FIGURA 6.68 - Família de conversores buck-boost quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência (buck-boost-QRC-ZCS-FM), com interruptor unidirecional em corrente, obtida no capítulo 2, figura 2.5.-

1ª ETAPA (to, t1) Δt1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T1 é

colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = I_M$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.69, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.69, e decresce, linearmente também, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.-

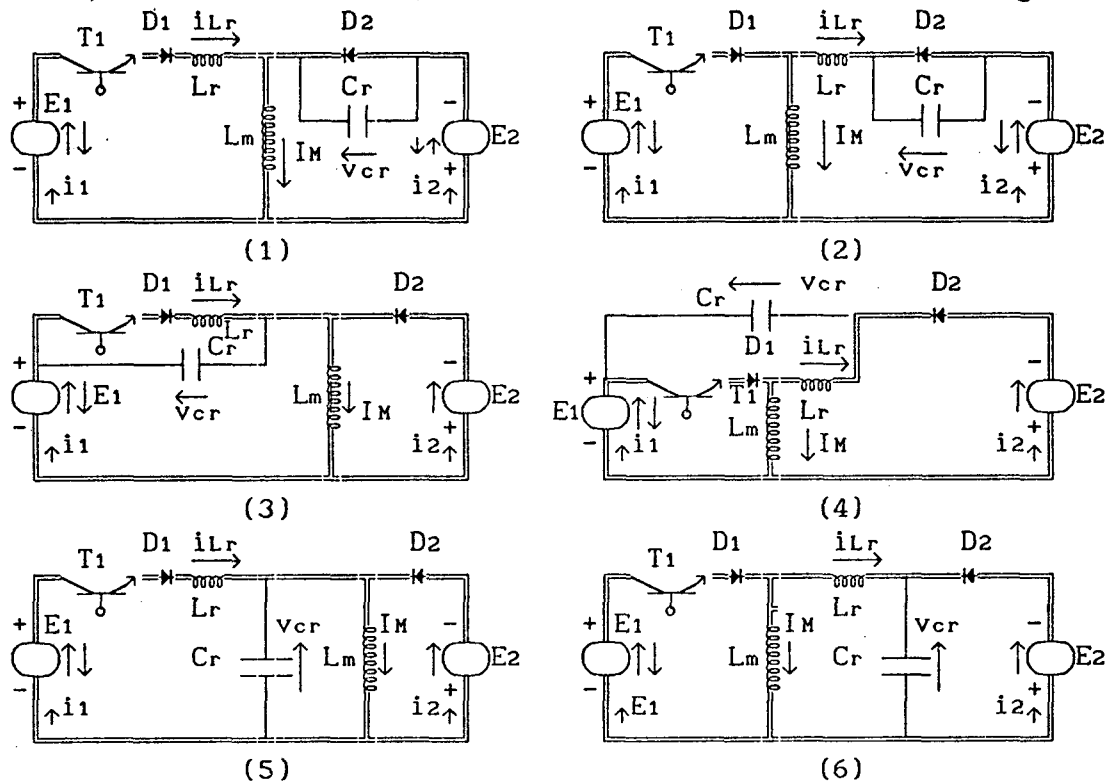


FIGURA 6.69 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $i_{Lr} = I_M$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.69, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.70, e quando $i_{Lr} = -I_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.70, e até atingir o valor $i_{Lr} = -I_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.- Enquanto isto, nas estruturas 1 e 2, a tensão no capacitor de ressonância cresce, passa por um máximo e decresce cossenoidalmente, nas estruturas 3 e 4, decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, cossenoidalmente também, e finalmente, nas estruturas 5 e 6, ela cresce, se anula, continua crescendo, passa por um máximo e decresce, uma vez mais de forma cossenoidal.-

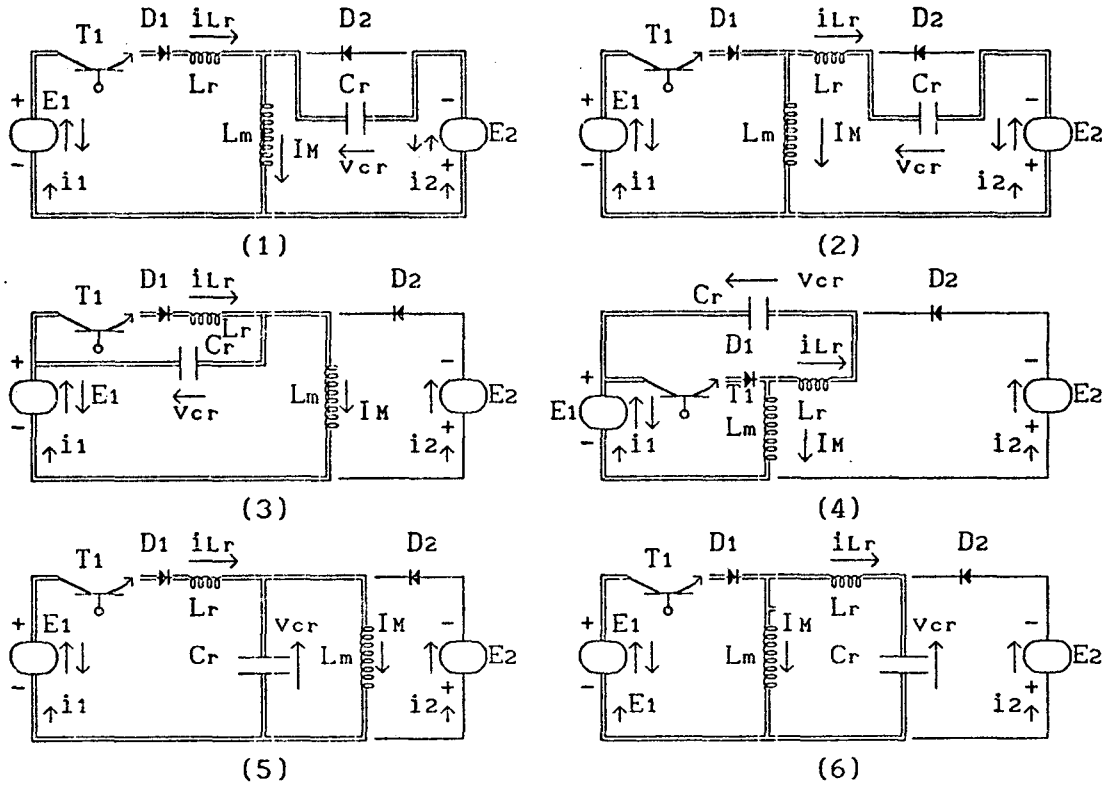


FIGURA 6.70 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t₂, t₃) Δt₃ (segunda etapa linear)

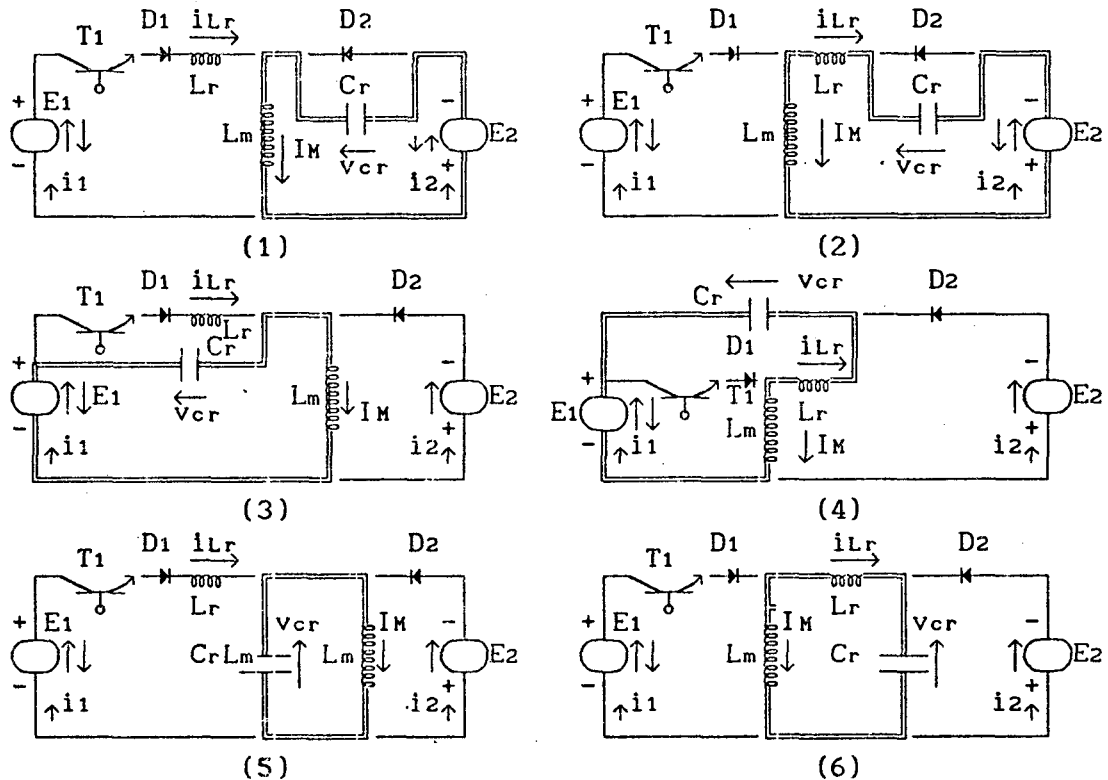


FIGURA 6.71 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 6.70, e quando $i_{Lr} = -I_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.71, quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da figura 6.71.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente até atingir a tensão $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.71, até o valor $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura, e se carrega, linearmente também, nas estrutura 3 e 4 da mesma figura 6.71 até atingir o valor $v_{cr} = E_1 + E_2$.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa se inicia quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 6.71, quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 desta mesma figura, e quando $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura 6.71, e se finda quando o transistor T_1 é colocado em condução, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a indutância de acumulação (L_M) fornece a energia armazenada para a carga (E_2).-

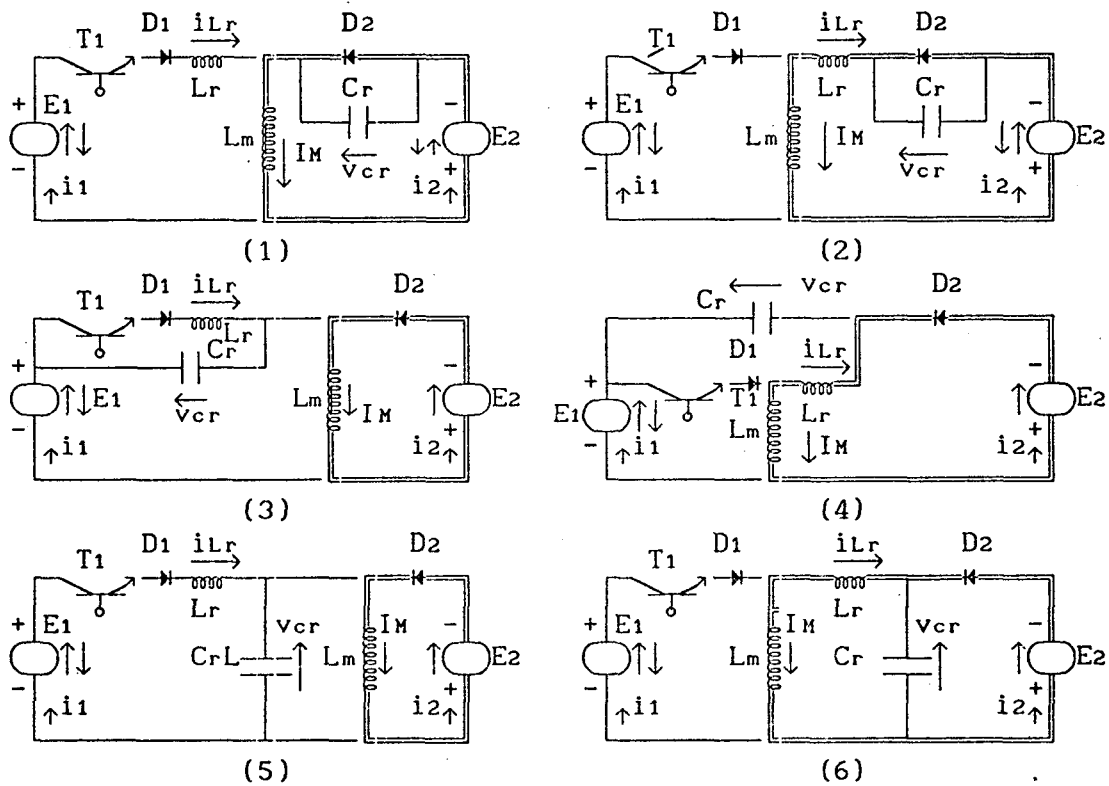


FIGURA 6.72 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

6.7.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

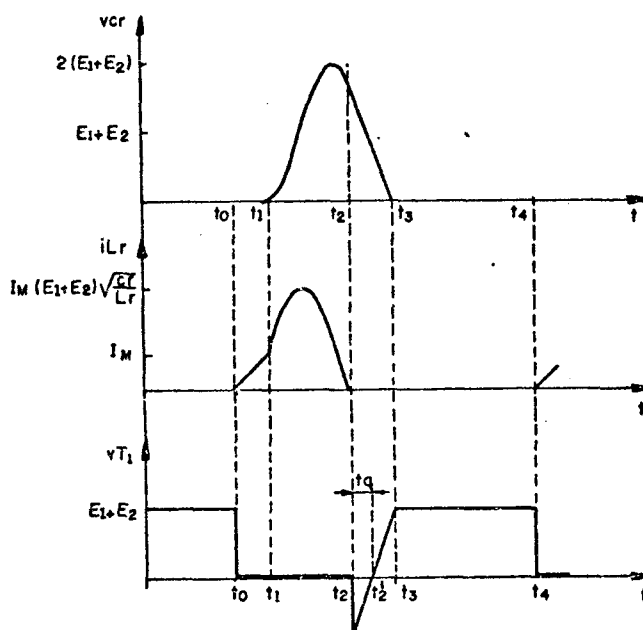


FIGURA 6.73 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 1 da figura 6.68.-

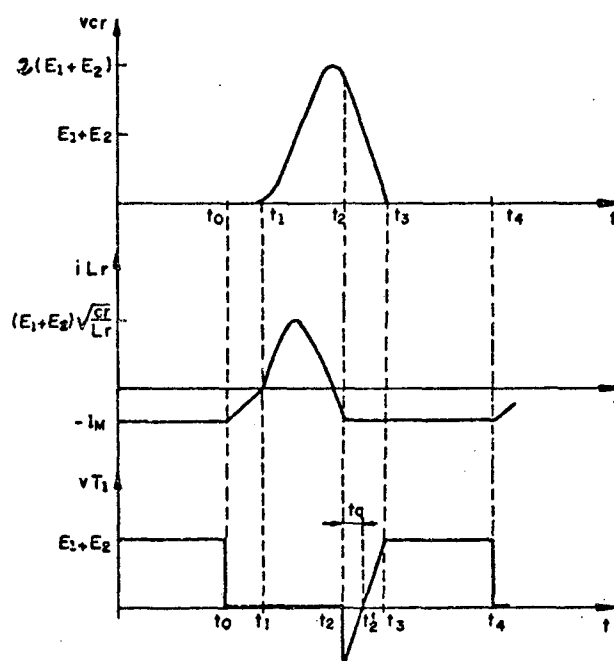


FIGURA 6.74 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 2 da figura 6.68.-

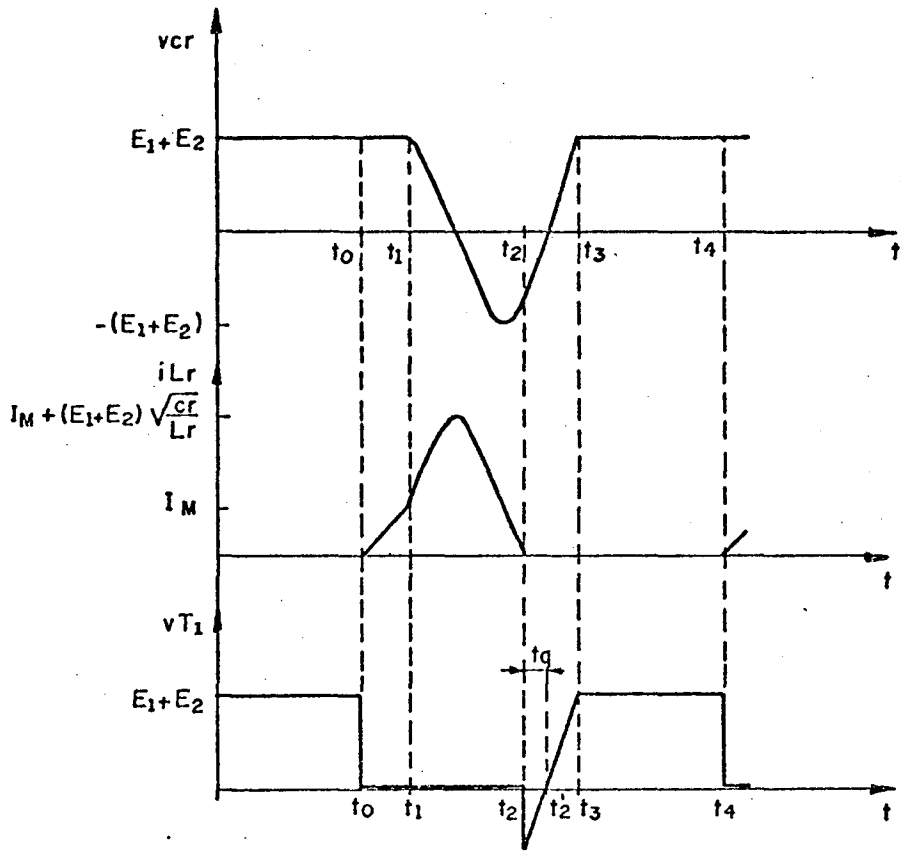


FIGURA 6.75 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 3 da figura 6.68.-

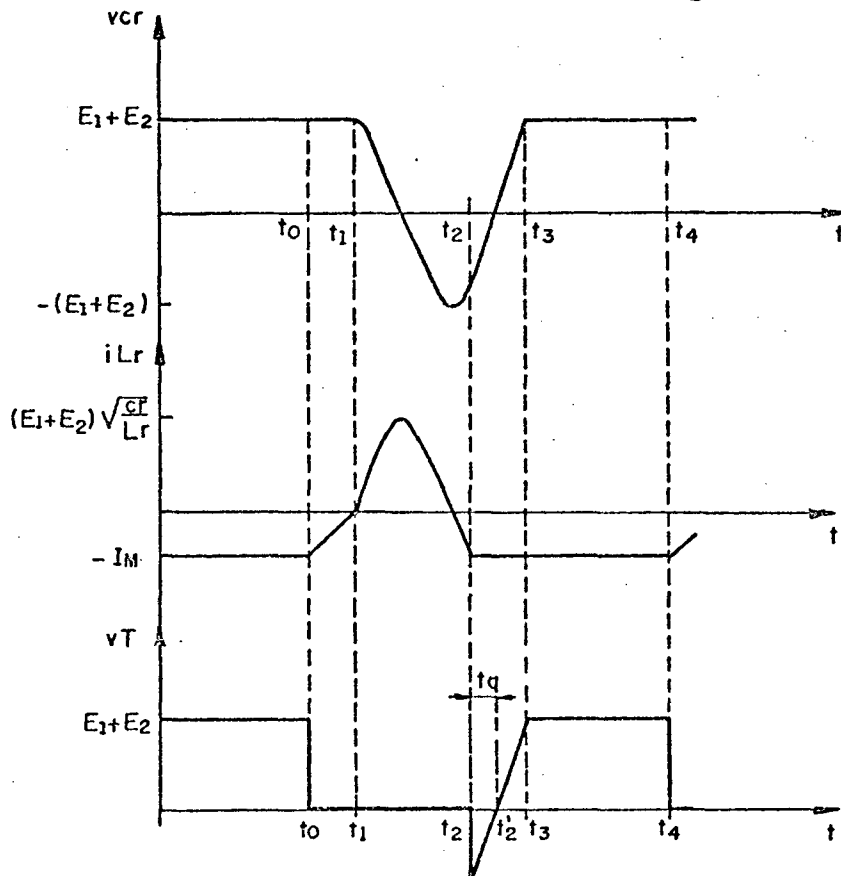


FIGURA 6.76 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 4 da figura 6.68.-

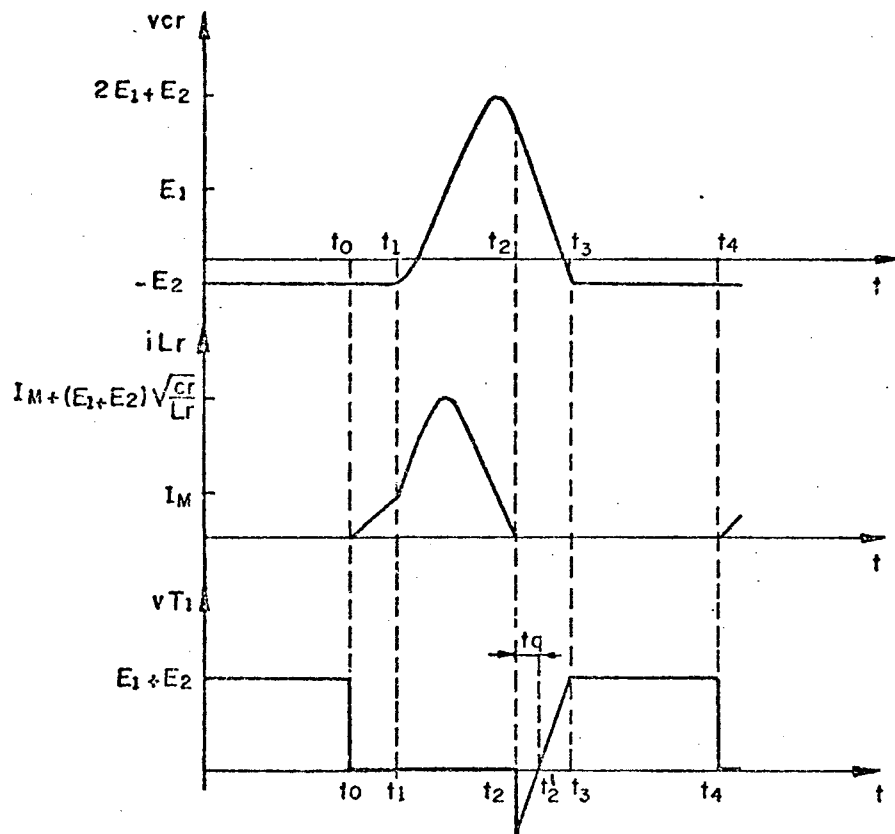


FIGURA 6.77 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 5 da figura 6.68.-

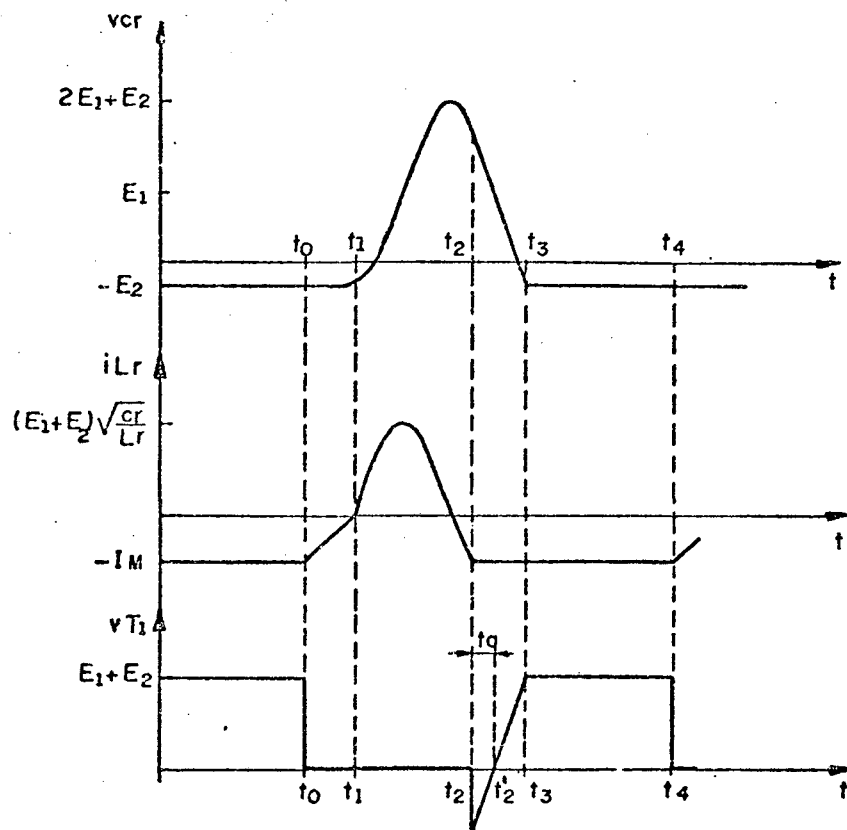


FIGURA 6.78 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM número 6 da figura 6.68.-

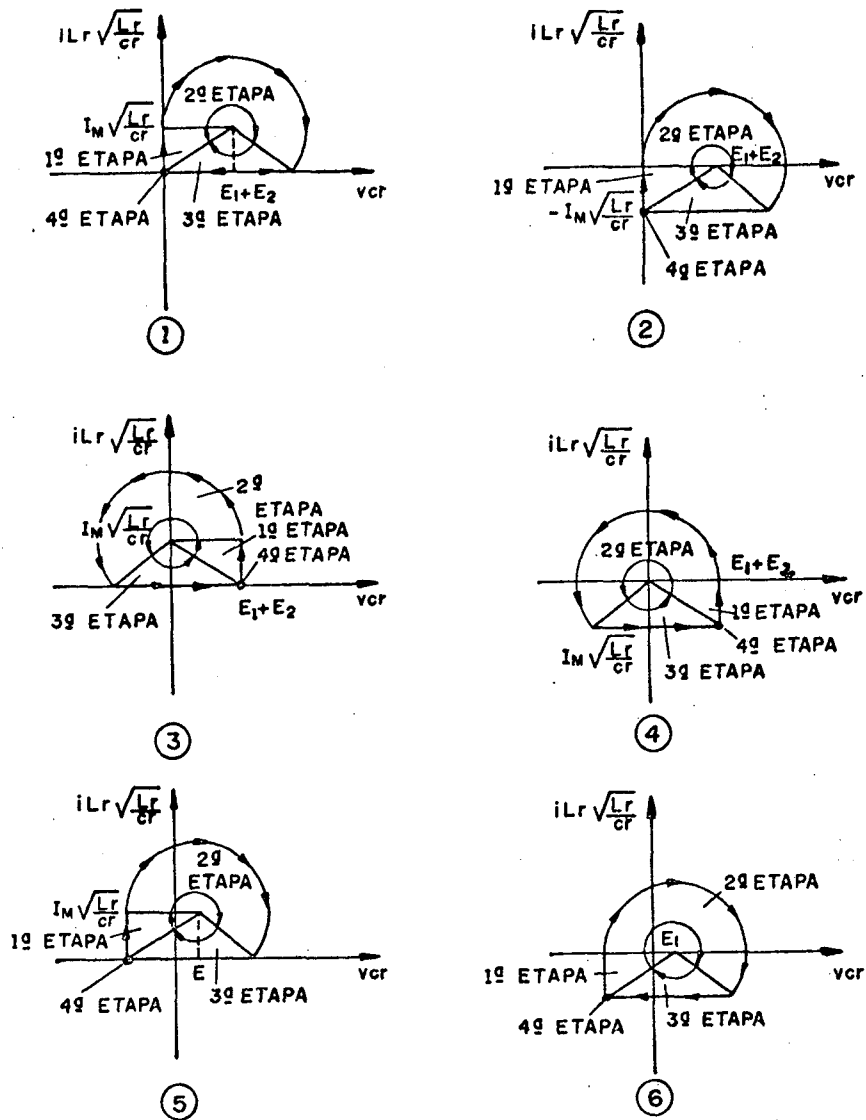


FIGURA 6.79 - Planos de fases da família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM da figura 6.68.-

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, estão colocados nas figuras 6.73, 6.74, 6.75, 6.76, 6.77, 6.78 e 6.79.-

Como pode ser visto nas formas de ondas, figuras 6.73 à 6.78, e nos planos de fases, figura 6.79, o comportamento das estruturas da família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, é basicamente o mesmo desta família de conversores com interruptor bidirecional em corrente.- A única diferença é quanto à inversão de corrente que ocorre quando se usa interruptor bidirecional em corrente.- Então, todas as considerações feitas para a família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, são válidas aqui também.-

6.7.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das seis estruturas que compõem a família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente é basicamente o mesmo.- Os seus modelos matemáticos, por conseguinte, não serão diferentes, o que possibilita a análise de apenas uma estrutura, estendendo-se os resultados para as demais.- A estrutura que será analisada aqui é a de número 5 da figura 6.68.-

1ª ETAPA (t₀, t₁) Δt₁ (primeira etapa linear)

A equação diferencial e as condições de contorno, para a estrutura em estudo, são as mesmas do conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.- Conseqüentemente, as equações 6.140 e 6.145 são válidas para esta etapa em estudo.-

$$i_{Lr}(t) = \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (6.177)$$

$$\boxed{\Delta t_1 = \frac{\gamma}{\omega_0}} \quad (6.178)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (etapa ressonante)

As observações feitas para a etapa de funcionamento anterior são também válidas para a presente.- Conseqüentemente, as equações 6.151 e 6.152 são válidas para esta etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = E_1 - (E_1 + E_2) \cos \omega_0 t \quad (6.179)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = (E_1 + E_2) \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_M \quad (6.180)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (6.181)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (6.182)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ se encontra no terceiro quadrante.-

Substituindo-se as equações 6.181 e 6.182 na 6.180 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 6.183, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\boxed{\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi + \sin^{-1}(\gamma) \right\}} \quad (6.183)$$

Substituindo-se a equação 6.183 na 6.179 encontra-se a 6.184, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = E_1 + (E_1 + E_2) \sqrt{1 - \gamma^2} \quad (6.184)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Da mesma forma que, para as outras duas etapas anteriores, o que foi deduzido para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, é válido aqui também.- Sòmente que, a equação agora é a de número 6.159.-

$$v_{cr}(t) = V_{c2} - \frac{I_M}{C_r} t \quad (6.185)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (6.186)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (6.187)$$

Substituindo-se as equações 6.184, 6.186 e 6.187 na 6.185 obtem-se a 6.188, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} \right\} \quad (6.188)$$

6.7.4 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida, obtem-se a equação 6.189.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{i_{1med}}{i_{2med}} \quad (6.189)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que $i_1(t)$ é diferente de zero na 1ª e na 2ª etapa.- E neste caso $i_1(t) = i_{Lr}(t)$.- Então o valor de i_{1med} será dado pela equação 6.190.-

$$i_{1med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega_0 t \, dt + I_M \int_0^{\Delta t_2} dt \right\} \quad (6.190)$$

Solucionando-se a equação 6.190 obtem-se a 6.191.-

$$i_{1med} = \frac{I_M f}{2\Pi f_0} \left\{ \gamma + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} \quad (6.191)$$

Novamente, pelas etapas de funcionamento tem-se que $i_2(t)$ é diferente de zero na primeira e na quarta etapa.- E é representada pelas equações 6.192 e 6.193, respectivamente.-

$$i_2(t) = I_M - \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (6.192)$$

$$i_2(t) = I_M \quad (6.193)$$

Então o valor médio da corrente $i_2(t)$ é dado pela equação 6.194.-

$$i_{2med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + I_M \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (6.194)$$

Solucionando-se a equação 6.194 obtém-se a 6.195.-

$$i_{2med} = I_M - \frac{I_M f}{2\pi f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} \quad (6.195)$$

Substituindo-se as equações 6.191 e 6.195 na 6.189 obtém-se a 6.196, que é a equação do ganho estático para esta família de conversores quase-ressonantes.-

$$\frac{V_v}{V_i} = \frac{\frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\}}{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\}} \quad (6.196)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.197)$$

Examinando-se a equação 6.196, observa-se que, mais uma vez, o funcionamento normal, para a família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM em estudo, só é obtido para $\gamma \leq 1,0$.- E que, mais uma vez o fluxo de potência é controlado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.-

Substituindo-se a equação 6.184 na 6.185 obtém-se a 6.198, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) durante a terceira etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = E_1 + (E_1 + E_2) \sqrt{1 - \gamma^2} - \frac{I_M}{C_r} t \quad (6.198)$$

Das formas de ondas da figura 6.77 tem-se que:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (6.199)$$

quando:

$$t = t_q \quad (6.200)$$

Por definição, tem-se que:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6.201)$$

$$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.202)$$

Substituindo-se as equações 6.199, 6.200, 6.201 e 6.202 na 6.198 obtem-se a 6.203, que é a equação que fornece o tempo disponível para o desligamento do transistor T₁, para a família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente.-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} \quad (6.203)$$

As equações 6.196 e 6.203 foram solucionadas para vários valores de carga (γ) e deram origem às curvas das figuras 6.80 e 6.30, respectivamente.-

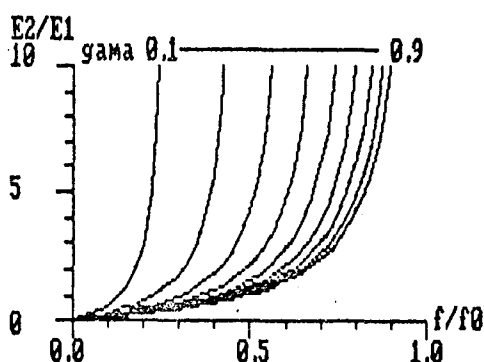


FIGURA 6.80 - Ganho estático da família de conversores buck-boosk-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, para γ variando de zero à 1,0.-

6.7.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

As correntes médias e eficazes que circulam pelos semicondutores (transistor T₁ e diodos D₁ e D₂) são as mesmas obtidas para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional (item 6.3.5).-

Então, as correntes média e eficaz no transistor T₁ e no diodo D₁ são dadas pelas equações 6.71 e 6.72, respectivamente.- E as correntes média e eficaz no diodo D₂ são dadas pelas equações 6.76 e 6.78, respectivamente.-

Conseqüentemente, todos os gráficos obtidos para estas equações são válidos aqui também (figuras 6.13, 6.14, 6.31 e 6.32).-

6.8 - CONVERSORES DE CUK QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

6.8.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores de cuk (boost-buck) quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência (cuk-QRC-ZCS-FM), com interruptor bidirecional em corrente, deve-se substituir nos circuitos da figura 2.6, o interruptor S_1 por um transistor T_1 em anti-paralelo com um diodo D_1 e o interruptor S_2 por um diodo D_2 .- Fazendo-se estas substituições obtem-se os circuitos da figura 6.81.-

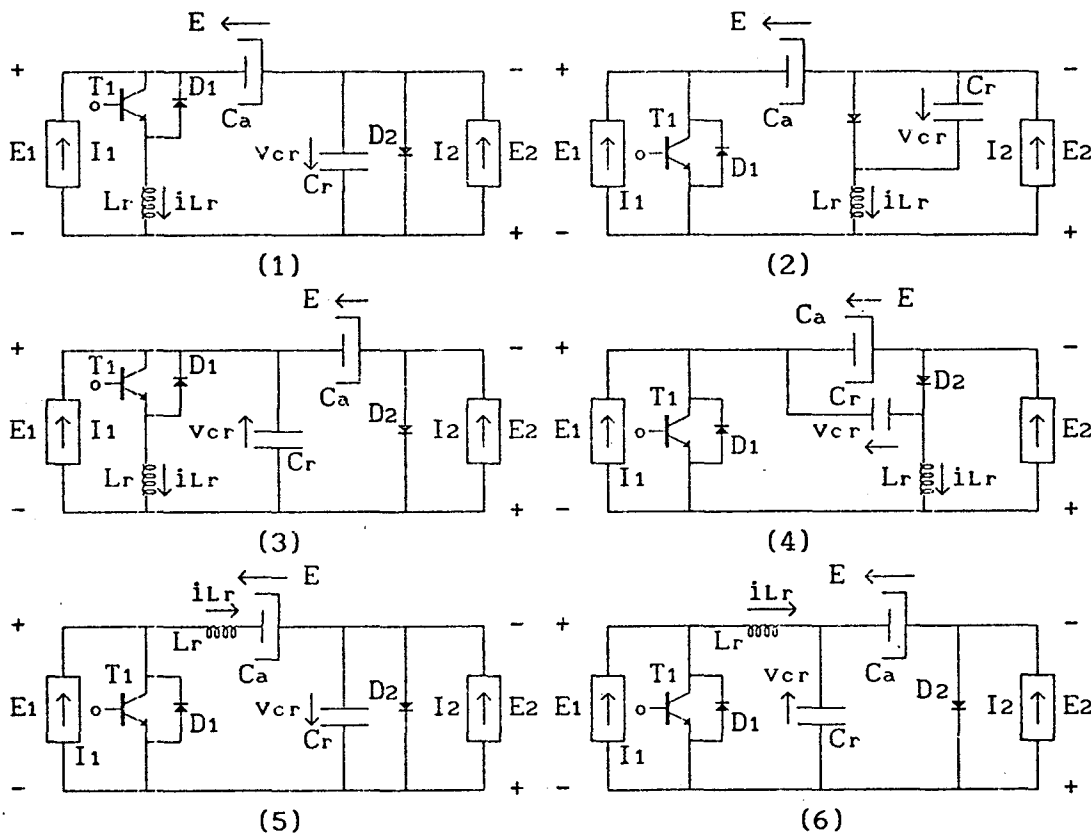


FIGURA 6.81 - Família de conversores de cuk (boost-buck) quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência (cuk-QRC-ZCS-FM), com interruptor bidirecional em corrente, obtida no capítulo 2, figura 2.6.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T_1 é colocado em condução e se finda quando a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) é igual à $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.82, quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = -I_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 6.82.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente, nas estruturas 1, 2, 3 e 4 da figura 6.82, e decresce, linearmente também, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura.

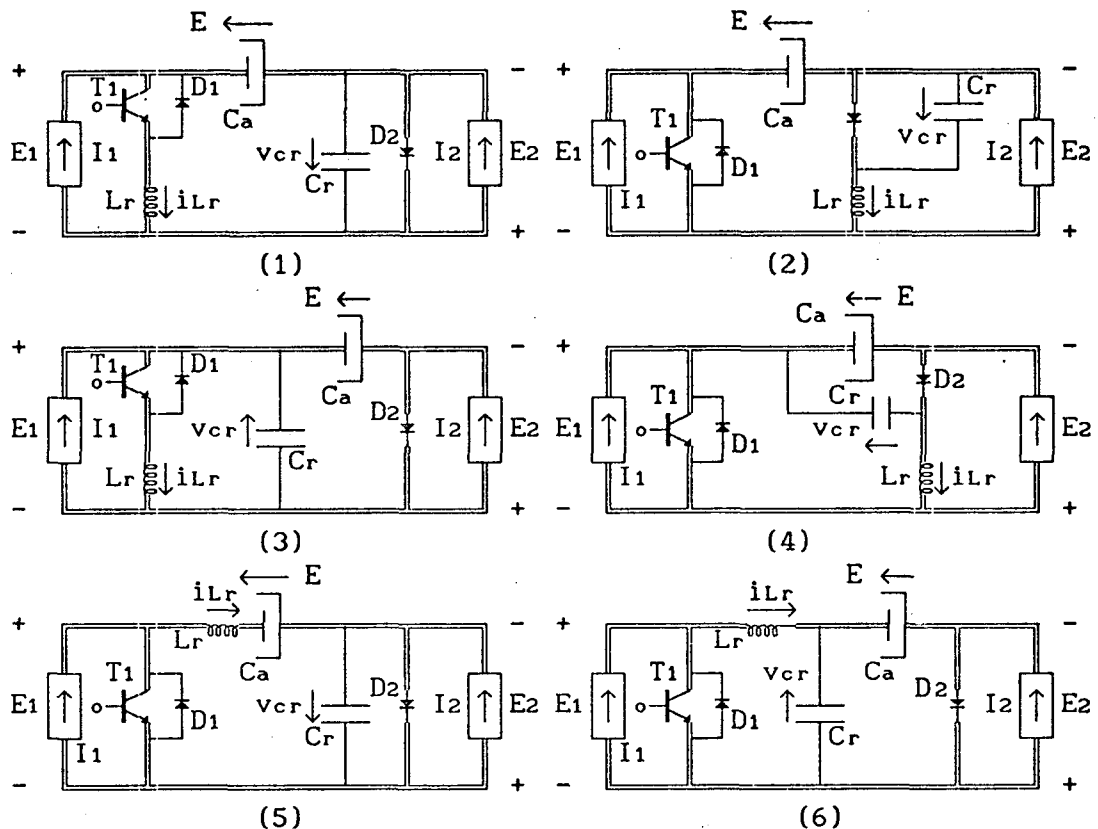


FIGURA 6.82 - Família de conversores cuk-ORC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.82, quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = -I_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 6.82, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.83, quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = I_1$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 6.83.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo, decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.83, e decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula, continua crescendo, passa por um máximo e decresce, senoidalmente também, até atingir o valor $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e até atingir o valor $i_{Lr} = I_1$, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura 6.83.- Enquanto isto, a tensão no capacitor

de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo e decresce, cossenoidalmente, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 6.83, e decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

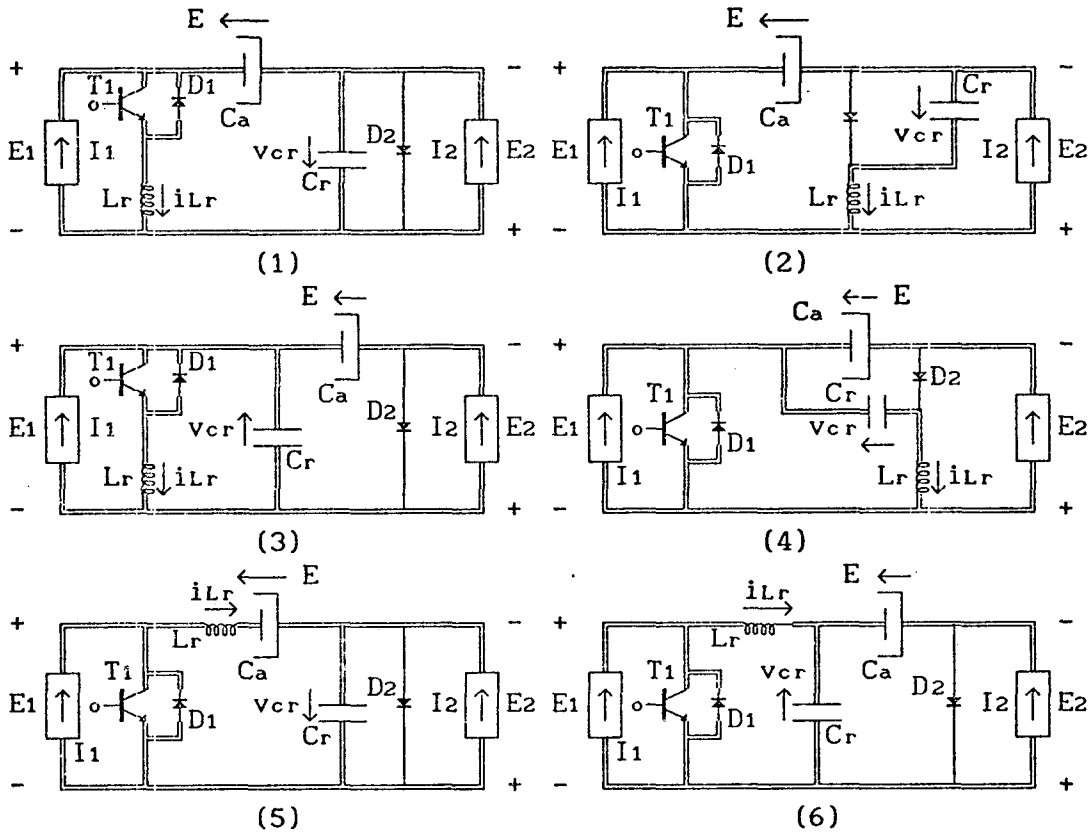


FIGURA 6.83 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.83, quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = I_1$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 6.83, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 6.84, e quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 6.84, e se carrega, linearmente também, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

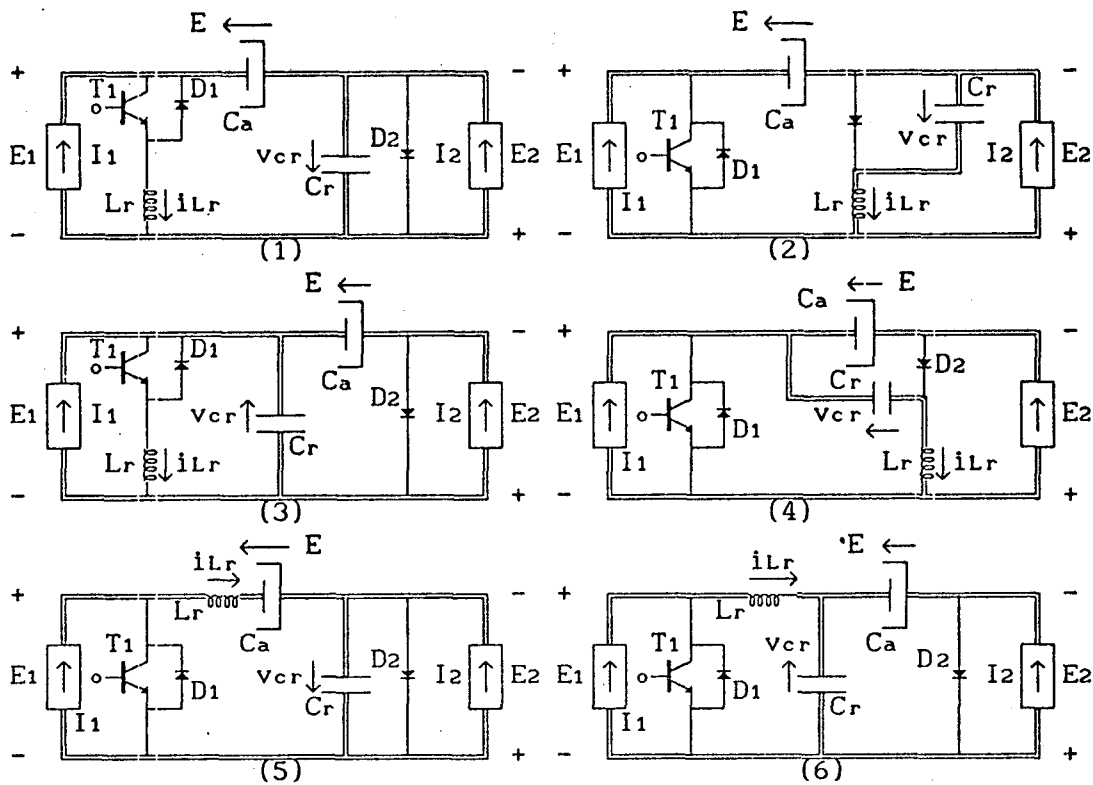


FIGURA 6.84 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de acumulação de energia e roda livre)

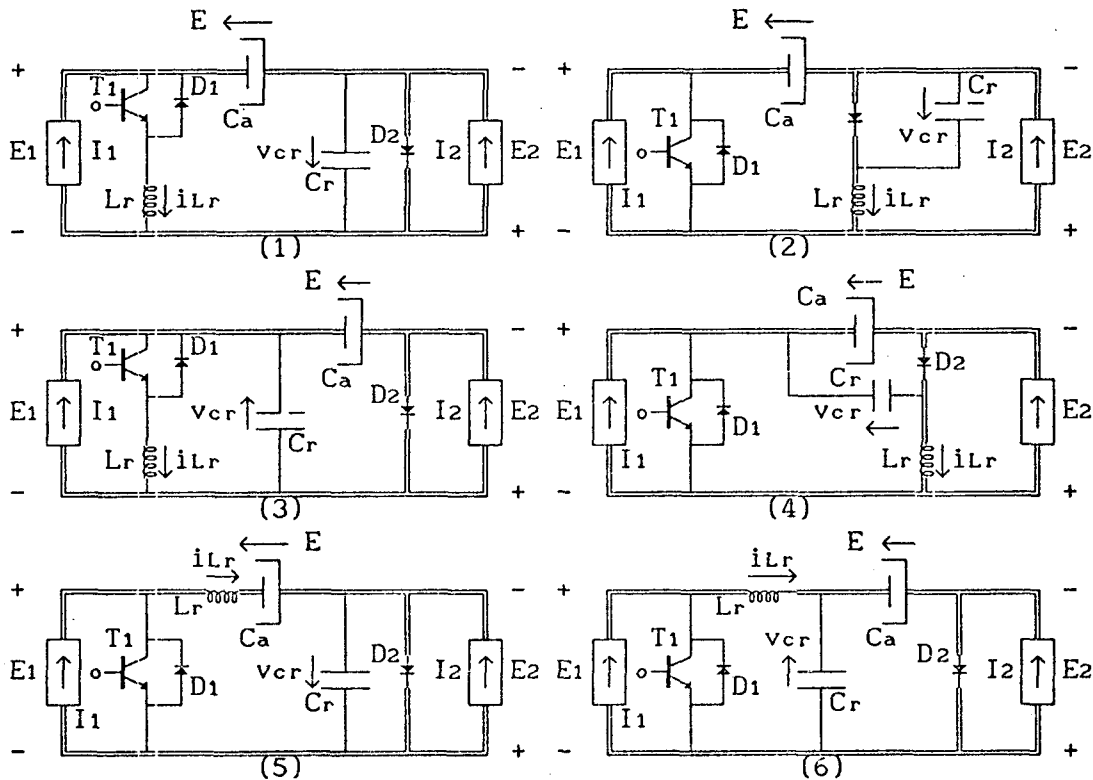


FIGURA 6.85 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 6.84, e quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando o transistor T1 é colocado em condução, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de corrente I1 acumula energia no capacitor de acumulação Ca e a carga (I2) fica em roda livre pelo diodo D2.-

6.8.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, estão colocados nas figuras 6.86, 6.87, 6.88, 6.89, 6.90, 6.91 e 6.92.-

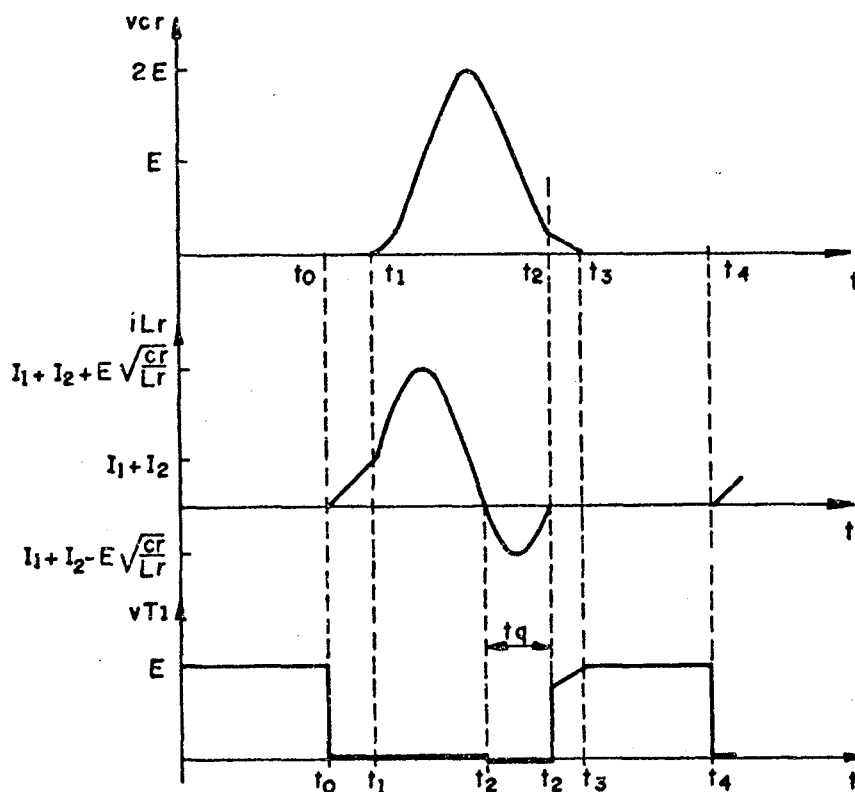


FIGURA 6.86 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 1 da figura 6.81.-

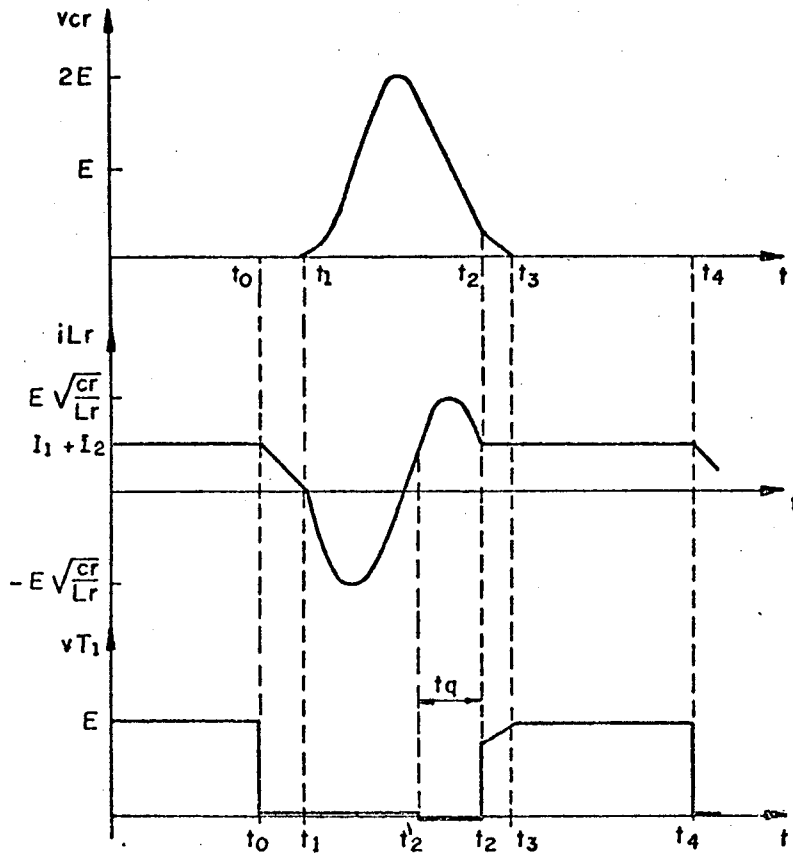


FIGURA 6.87 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 2 da figura 6.81.-

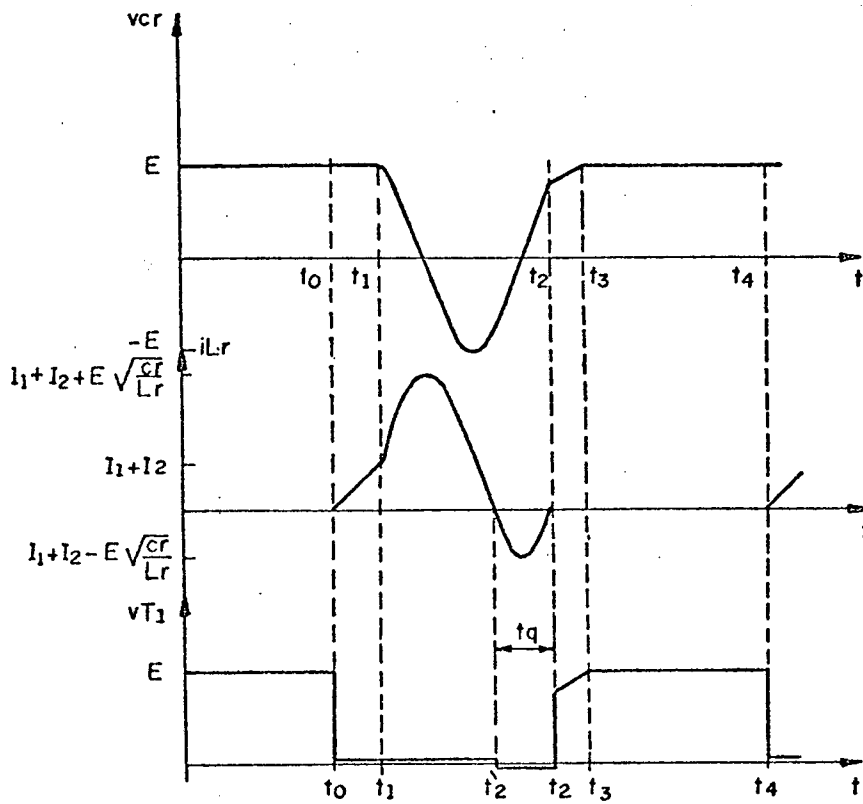


FIGURA 6.88 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 3 da figura 6.81.-

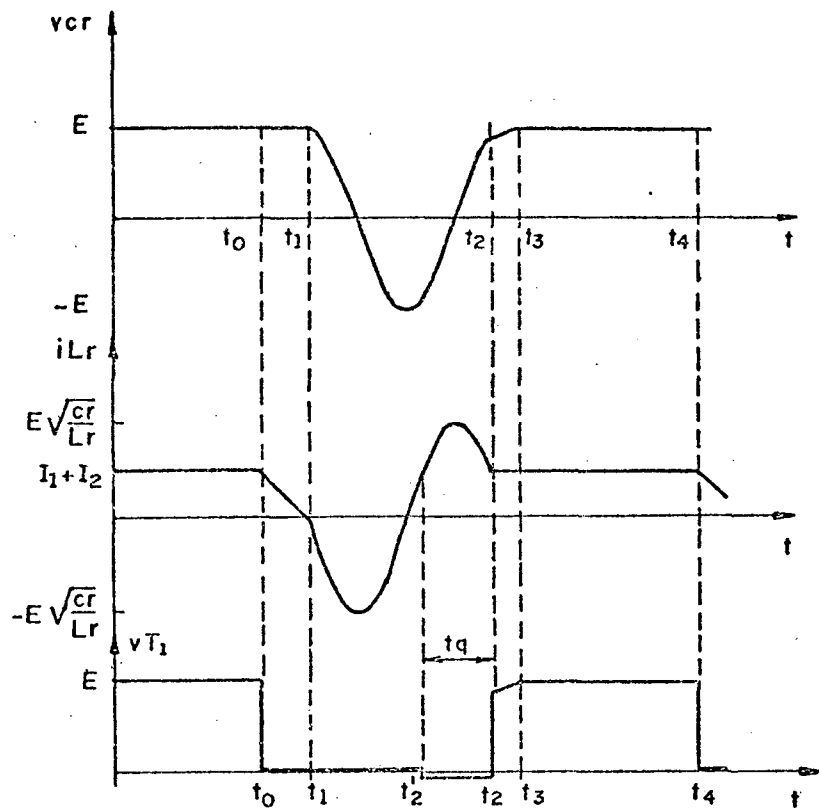


FIGURA 6.89 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 4 da figura 6.81.-

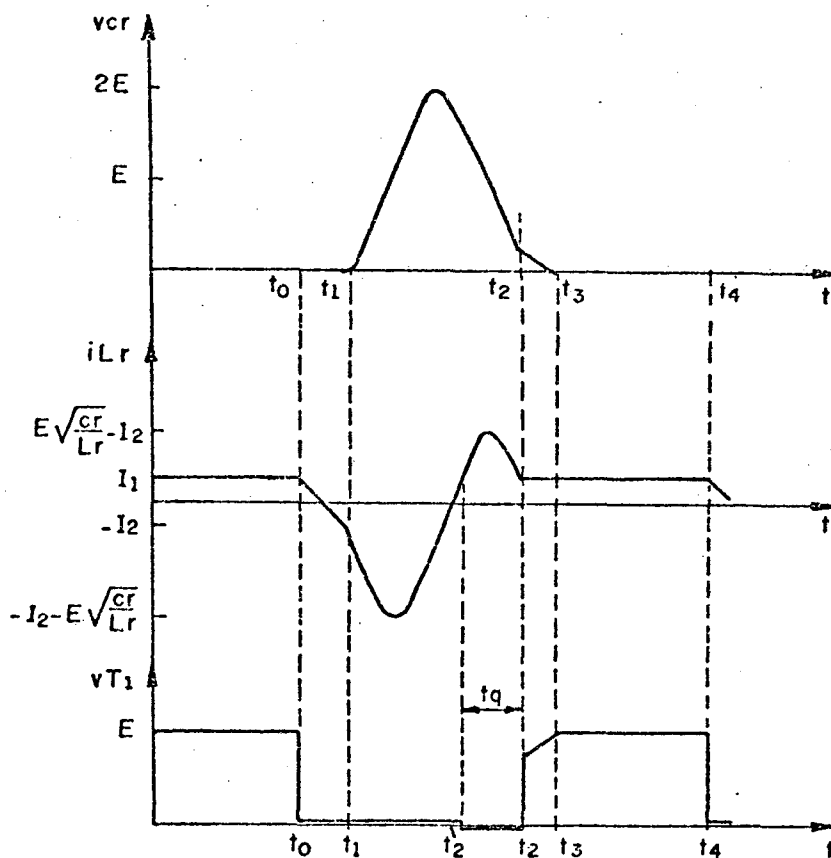


FIGURA 6.90 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 5 da figura 6.81.-

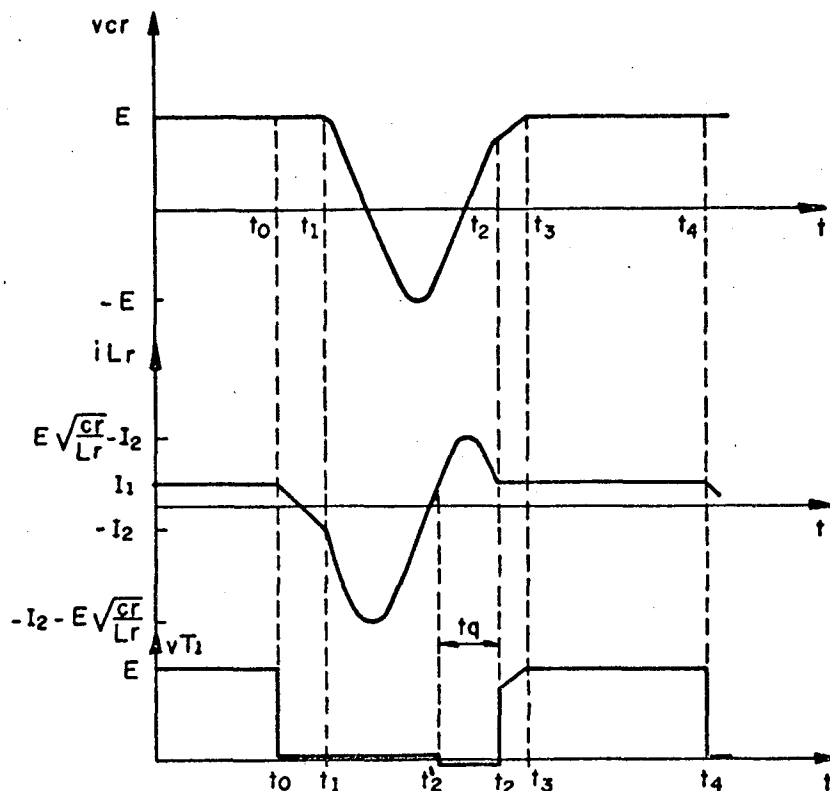


FIGURA 6.91 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 6 da figura 6.81.-

Como pode ser observado nas formas de ondas, figuras 6.86 à 6.91, e nos planos de fases, figura 6.92, o comportamento das estruturas que compõem a família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, é basicamente o mesmo, diferindo uma estrutura de outra apenas quanto à um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}), como em todas as outras famílias de conversores já estudadas neste capítulo.-

6.8.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme foi citado acima, o comportamento das seis estruturas da família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente é basicamente o mesmo.- Conseqüentemente, os modelos matemáticos não diferirão, o que possibilita que se analise apenas uma estrutura, estendendo-se os resultados obtidos para as demais.- A estrutura que será analisada é a de número 3 da figura 6.81.-

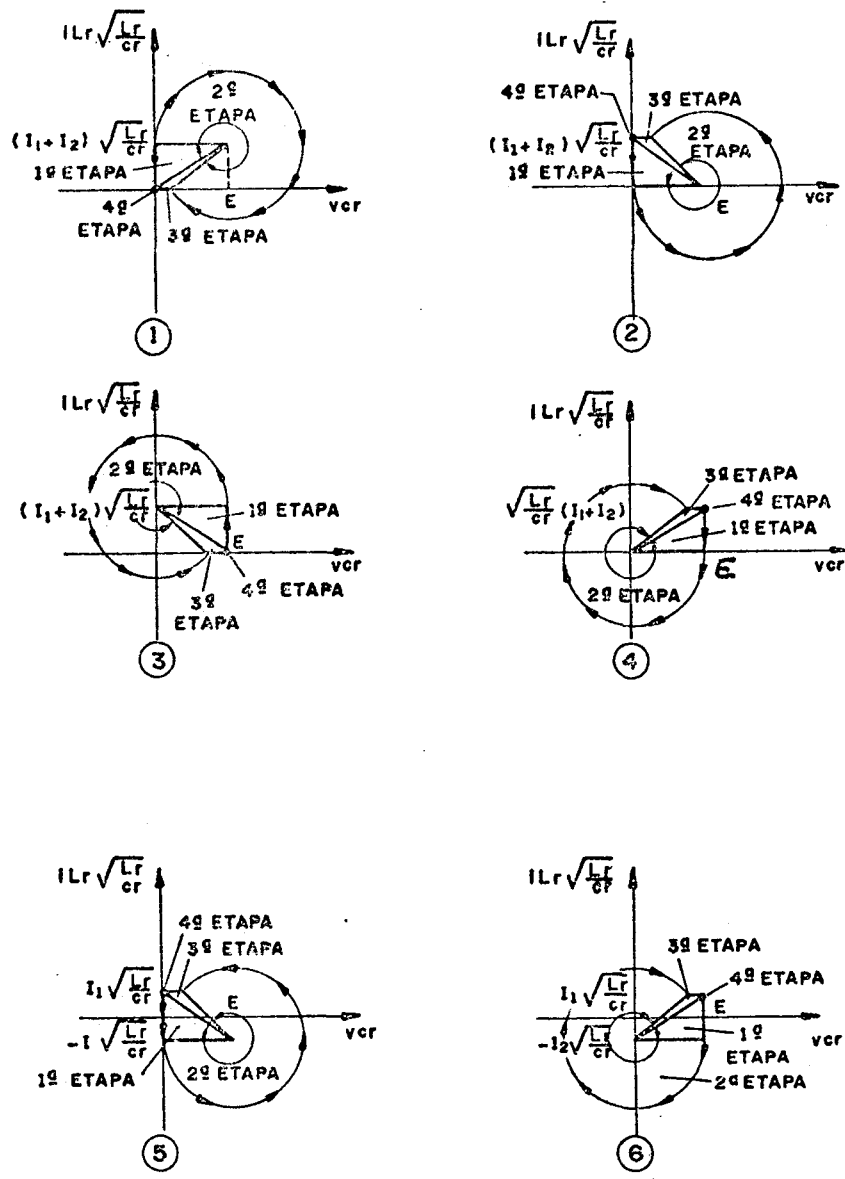


FIGURA 6.92 - Planos de fases da família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM da figura 6.81.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação diferencial 6.204 é a equação que descreve o comportamento do circuito 3 da figura 6.82.-

$$E = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (6.204)$$

Solucionando-se a equação 6.204 obtem-se:

$$i_{Lr}(t) = \frac{E_1}{L_r} t \quad (6.205)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (6.206)$$

quando

$$i_{Lr}(t) = I_1 + I_2 \quad (6.207)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6.208)$$

$$\beta = \frac{I_1 + I_2}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.209)$$

Substituindo-se as equações 6.206, 6.207, 6.208 e 6.209 na 6.205 obtem-se a 6.210, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_1 = \frac{\beta}{\omega_0} \quad (6.210)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (etapa ressonante)

O comportamento do circuito 3 da figura 6.83 é descrito pelas equações 6.211, 6.212 e 6.213.-

$$v_{cr}(t) = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (6.211)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (6.212)$$

$$i_{Lr} + i_{cr} = I_1 + I_2 \quad (6.213)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 6.214 e 6.215.-

$$v_{cr}(0) = E \quad (6.214)$$

$$i_{Lr}(0) = I_1 + I_2 \quad (6.215)$$

Resolvendo-se as equações 6.211 e 6.212 e utilizando-se as condições iniciais das 6.214 e 6.215, tem-se:

$$v_{cr}(t) = E \cos \omega_0 t \quad (6.216)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = E \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \quad (6.217)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (6.218)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (6.219)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ se encontra no quarto quadrante.-

Substituindo-se as equações 6.218 e 6.219 na 6.217 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 6.220, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ 2\pi - \sin^{-1}(\beta) \right\} \quad (6.220)$$

Substituindo-se a equação 6.220 na 6.216 encontra-se a 6.221, que é

a equação da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = E \sqrt{1 - \beta^2} \quad (6.221)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

O comportamento do circuito 3 da figura 6.84 é descrito pelas equações 6.222 e 6.223.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (6.222)$$

$$i_{cr}(t) = I_1 + I_2 \quad (6.223)$$

Substituindo-se a equação 6.223 na 6.222 e resolvendo-se obtém-se a equação 6.224.-

$$v_{cr}(t) = V_{c2} + \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (6.224)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (6.225)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = E \quad (6.226)$$

Substituindo-se as equações 6.221, 6.225 e 6.226 na 6.224 obtém-se a 6.227, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} \right\} \quad (6.227)$$

6.8.4 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida, obtém-se a equação 6.228.-

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{E_{2med}}{E_{1med}} \quad (6.228)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que a tensão $e_1(t)$ é diferente de zero na primeira, na segunda, na terceira e na quarta etapa de funcionamento.- E que $e_1(t)$ é representada pelas equações 6.229, 6.230, 6.231 e 6.232, para a primeira, segunda, terceira e quarta etapa, respectivamente.-

$$e_1(t) = E \quad (6.229)$$

$$e_1(t) = E \cos \omega_0 t \quad (6.230)$$

$$e_1(t) = E \sqrt{1 - \beta^2} + \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (6.231)$$

$$e_1(t) = E \quad (6.232)$$

Então o valor médio da tensão $e_1(t)$ é dado pela equação 6.233.-

$$E_{1med} = \frac{1}{T} \left\{ E \int_0^{\Delta t_1} dt + E \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + E \sqrt{1 - \beta^2} \int_0^{\Delta t_3} dt + \frac{I_1 + I_2}{C_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt + E \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (6.233)$$

Solucionando-se a equação 6.233 encontra-se:

$$E_{1med} = E - \frac{E}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (6.234)$$

Novamente, pelas etapas de funcionamento, tem-se que $e_2(t)$ é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento.- E que a tensão $e_2(t)$ é representada pelas equações 6.235 e 6.236, para a segunda e a terceira etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$e_2(t) = E - E \cos \omega t \quad (6.235)$$

$$\dot{e}_2(t) = E - E \sqrt{1 - \beta^2} - \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (6.236)$$

Então o valor médio da tensão $e_2(t)$ é dado pela equação 6.237.-

$$E_{2med} = \frac{1}{T} \left\{ E \int_0^{\Delta t_2} dt - E \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + E \int_0^{\Delta t_3} dt - E \sqrt{1 - \beta^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{I_1 + I_2}{C_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (6.237)$$

Solucionando-se a equação 6.237 encontra-se a 6.238.-

$$E_{2med} = \frac{E}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (6.238)$$

Substituindo-se as equações 6.234 e 6.238 na 6.228 obtém-se a 6.239, que é a equação do ganho estático para esta família de conversores quase-ressonantes.-

$$\frac{E_{2med}}{E_{1med}} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{\frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right\}}{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right\}} \quad (6.239)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\beta = \frac{I_1 + I_2}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.240)$$

Examinando-se a equação 6.239, observa-se que, mais uma vez o funcionamento normal, para a família de conversores quase-ressonantes em estudo, só é possível com $\beta \leq 1,0$.- E que, novamente, o fluxo de potência é controlado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez dada a frequência de ressonância.-

Das formas de ondas da figura 6.88, obtem-se a equação 6.241.-

$$t_q = \Delta t_2 - \Delta t_2' \quad (6.241)$$

Da equação 6.217 encontra-se o valor de $\Delta t_2'$ que está representado na equação 6.242.-

$$\Delta t_2' = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi + \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (6.242)$$

Substituindo-se as equações 6.220 e 6.242 na 6.241 obtem-se a 6.243, que é a equação do tempo disponível para o desligamento do transistor T₁ (t_q) em função da carga (β).-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi - 2 \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (6.243)$$

As equações 6.239 e 6.243 foram resolvidas para vários valores de carga (β) e deram origem às curvas das figuras 6.93 e 6.12, respectivamente.-

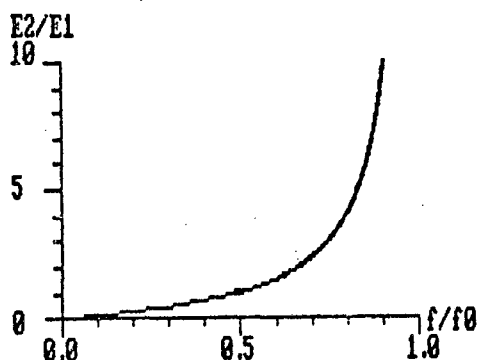


FIGURA 6.93 - Ganho estático da família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, para β variando de zero à 1,0.-

6.8.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

As correntes médias e eficazes que circulam pelos semicondutores (transistor T1 e diodos D1 e D2), são as mesmas obtidas para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente (item 6.2.5), somente que no presente caso usa-se β e I_1+I_2 no lugar de α e I .

Então as correntes média e eficaz no transistor T1 são dadas pelas equações 6.36 e 6.38, respectivamente.- As correntes média e eficaz no diodo D1 são dadas pelas equações 6.40 e 6.42, respectivamente.- E, finalmente, as correntes média e eficaz no diodo D2 são dadas pelas equações 6.46 e 6.48, respectivamente.-

Portanto, todos os gráficos traçados para as equações citadas acima (figuras 6.13 à 6.18), são válidos aqui também.-

6.9 - CONVERSORES DE CUK QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR UNIDIRECIONAL EM CORRENTE

6.9.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

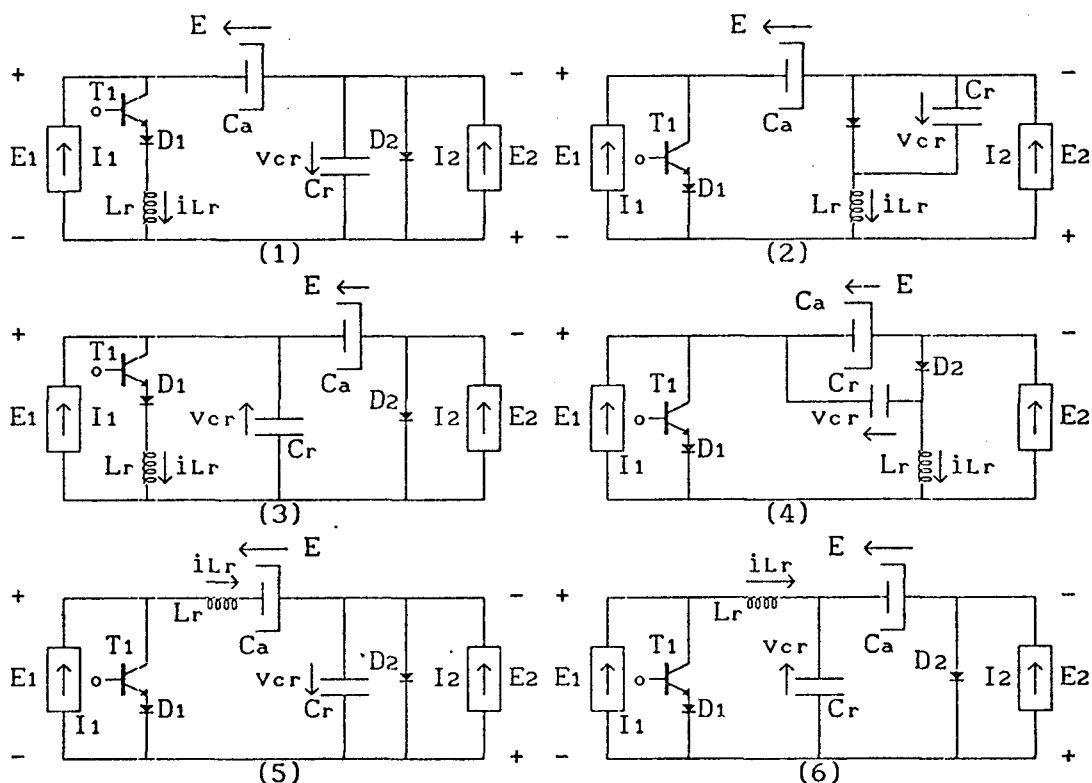


FIGURA 6.94 - Família de conversores de cuk (boost-buck) quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência (cuk-QRC-ZCS-FM), com interruptor unidirecional em corrente, obtida no capítulo 2, figura 2.6.-

Para se obter os conversores de cuk (boost-buck) quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação em frequência (cuk-QRC-ZCS-FM), com interruptor unidirecional em corrente, deve-se substituir, nos circuitos da figura 2.6, o interruptor S_1 por um transistor T_1 em série com um diodo D_1 e o interruptor S_2 por um diodo D_2 .- Efetuando-se estas substituições obtém-se os circuitos da figura 6.94.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento tem início quando o transistor T_1 é colocado em condução e se finda quando a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) é igual à $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.95, quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = -I_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 6.95.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente, nas estruturas 1, 2, 3 e 4 da figura 6.95, e decresce, linearmente também, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura.

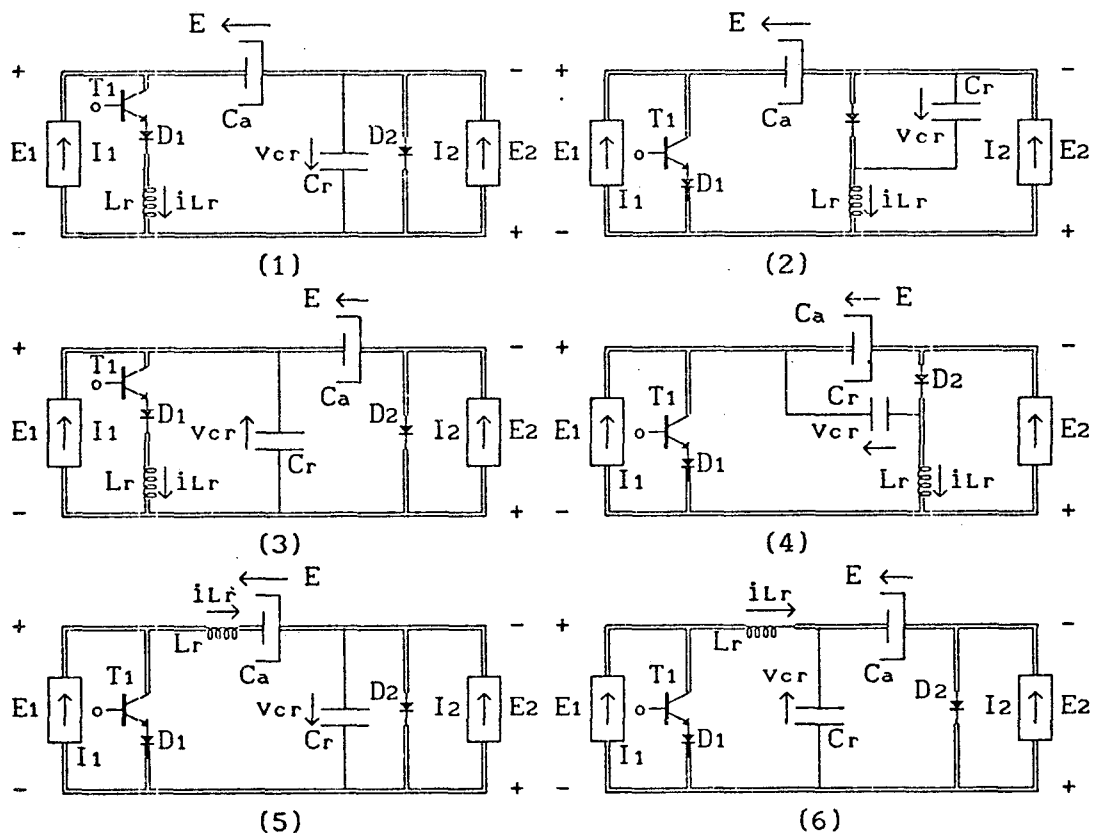


FIGURA 6.95 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas

estruturas 1 e 3 da figura 6.95, quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = -I_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 6.95, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.96, quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = I_1$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 6.96.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente até se anular, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.96, e decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula continua crescendo senoidalmente até atingir o valor $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e até atingir o valor $i_{Lr} = I_1$, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura 6.96.-

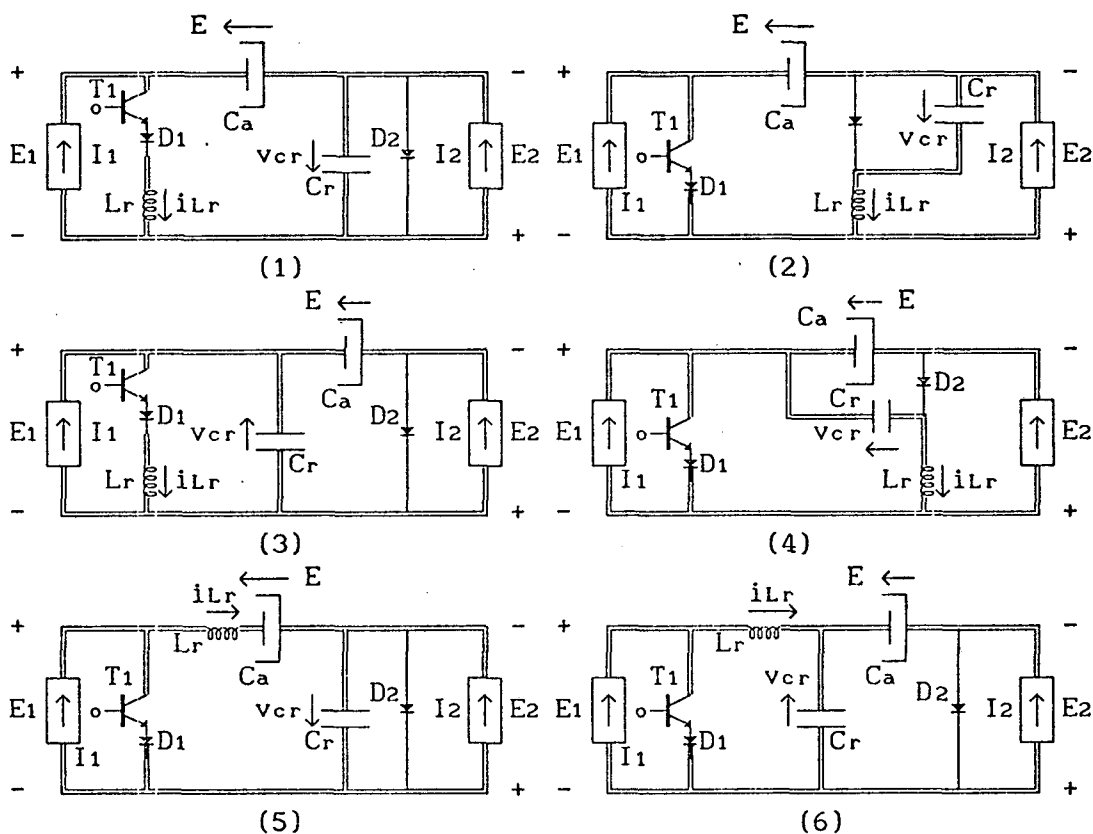


FIGURA 6.96 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 6.96, quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = I_1$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 6.96, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 6.97, e quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 6.97, e se carrega, linearmente também, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

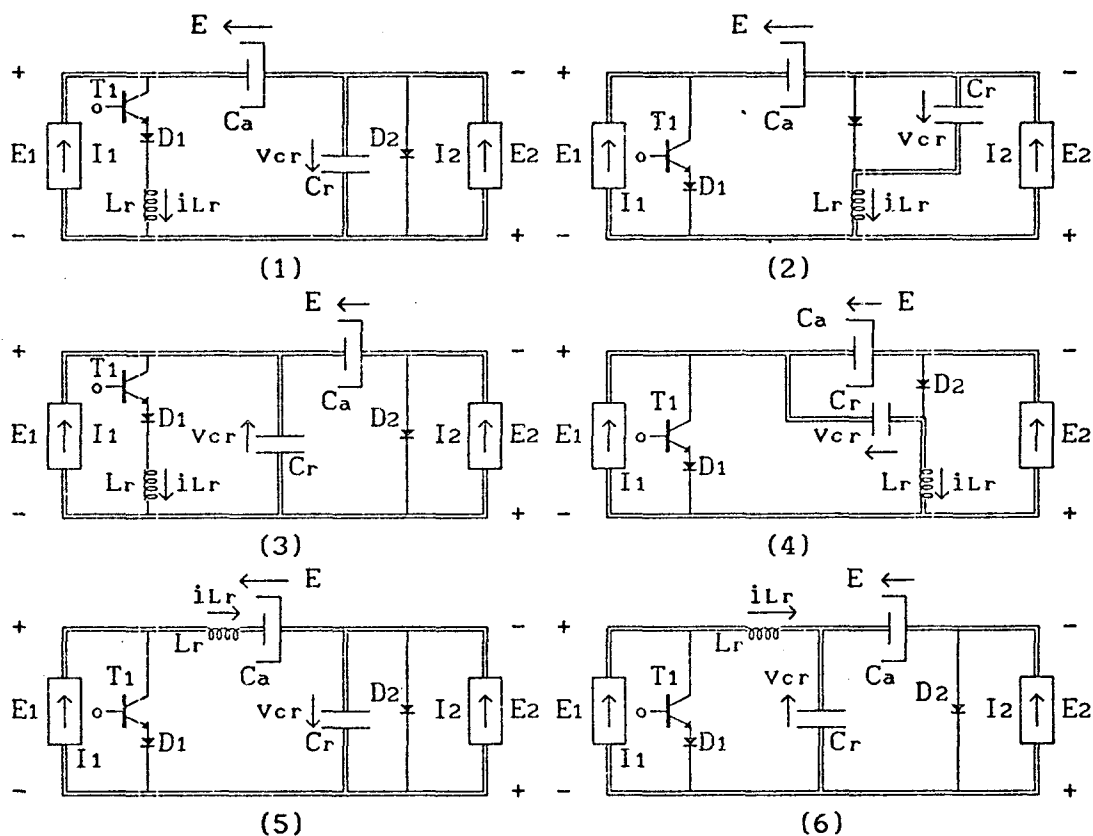


FIGURA 6.97 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de acumulação de energia e roda livre)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 6.97, e quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando o transistor T_1 é colocado em condução, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de corrente I_1 acumula energia no capacitor de acumulação C_a e a carga (I_2) fica em roda livre pelo diodo D_2 .-

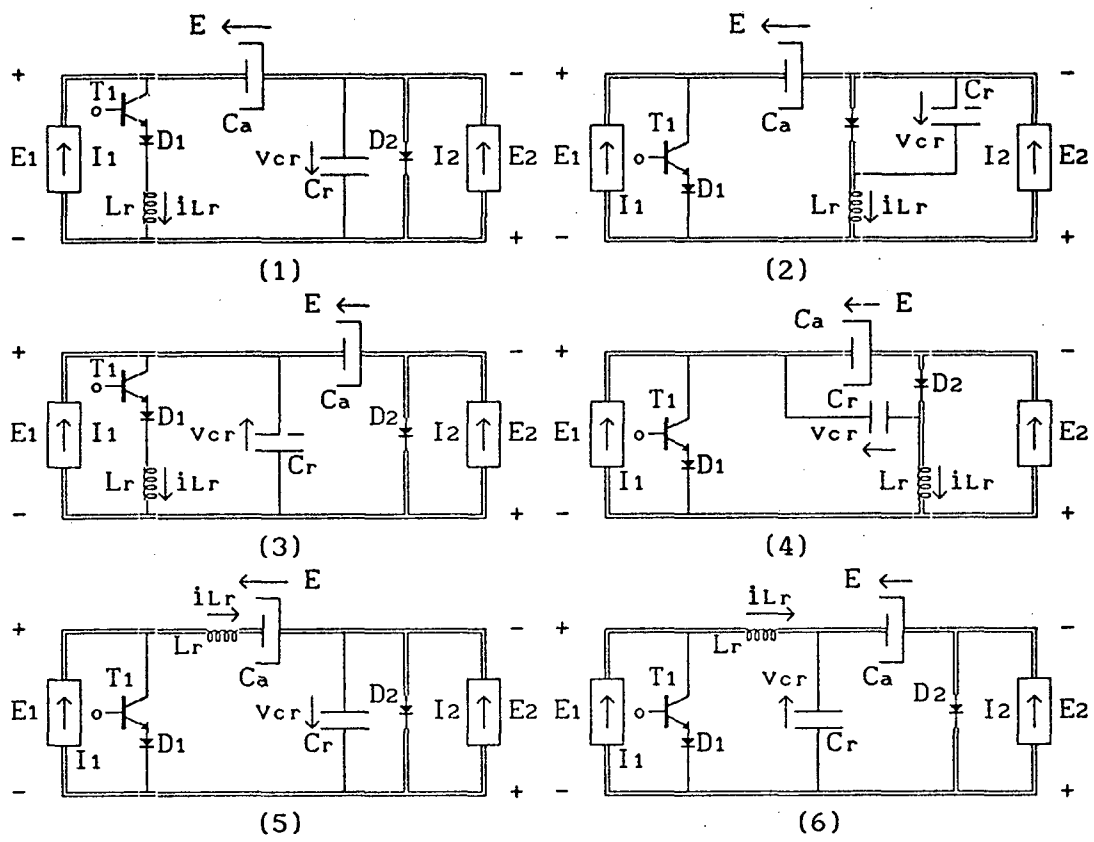


FIGURA 6.98 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

6.9.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, estão colocados nas figuras 6.99, 6.100, 6.101, 6.102, 6.103, 6.104 e 6.105.-

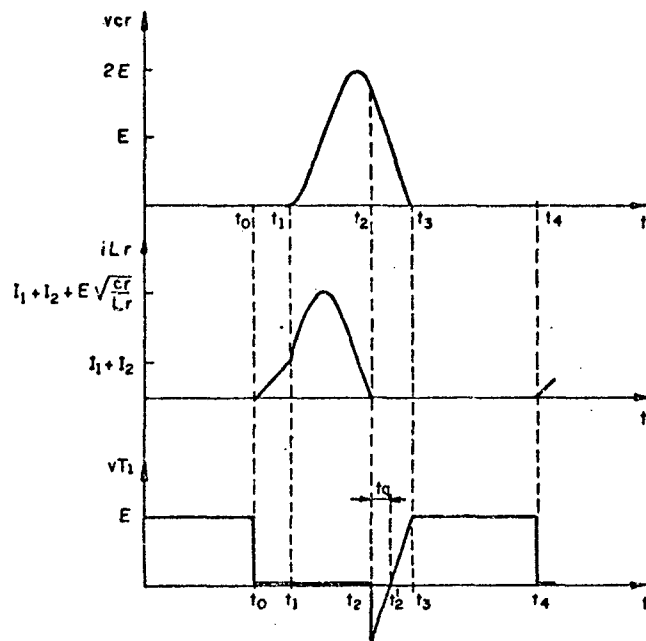


FIGURA 6.99 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 1 da figura 6.94.-

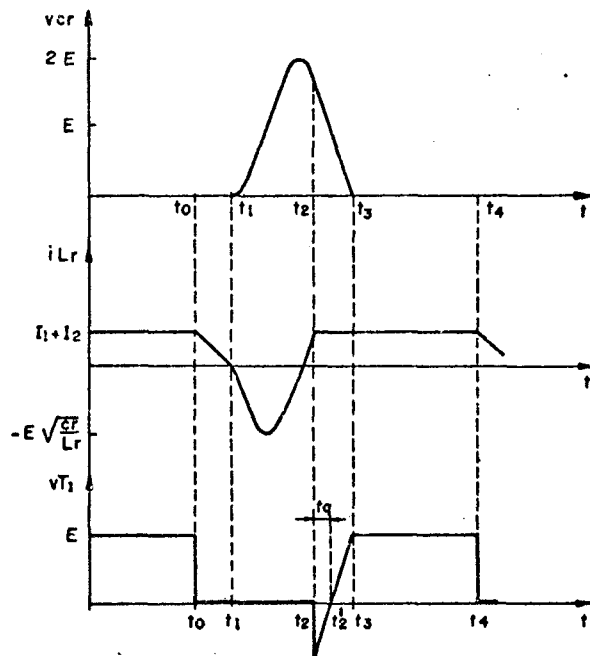


FIGURA 6.100 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 2 da figura 6.94.-

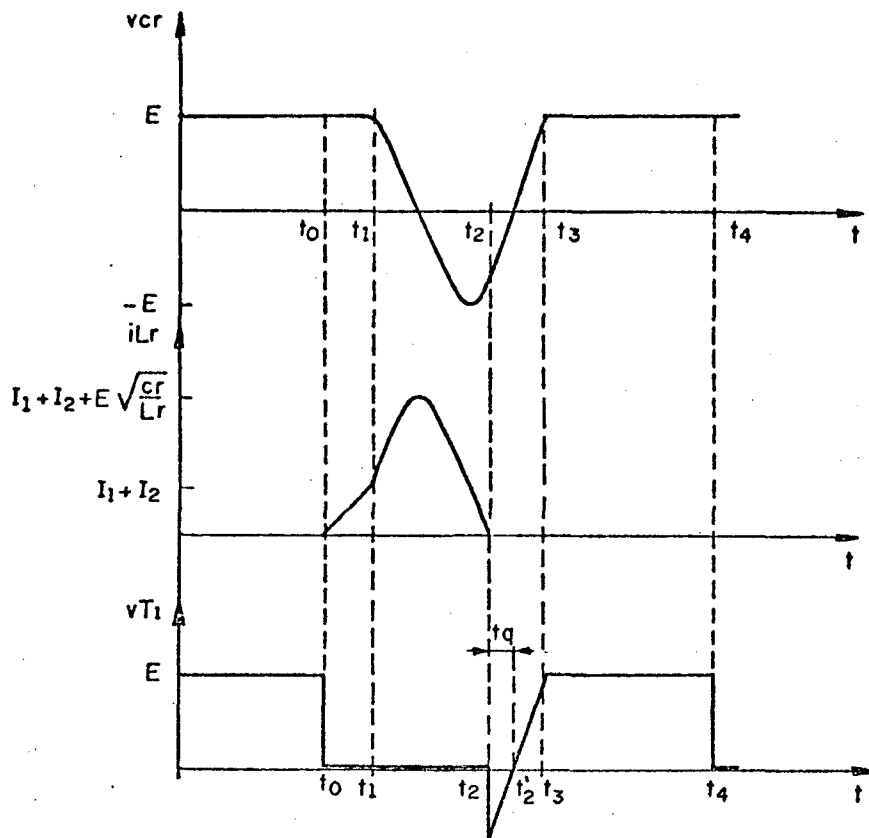


FIGURA 6.101 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 3 da figura 6.94.-

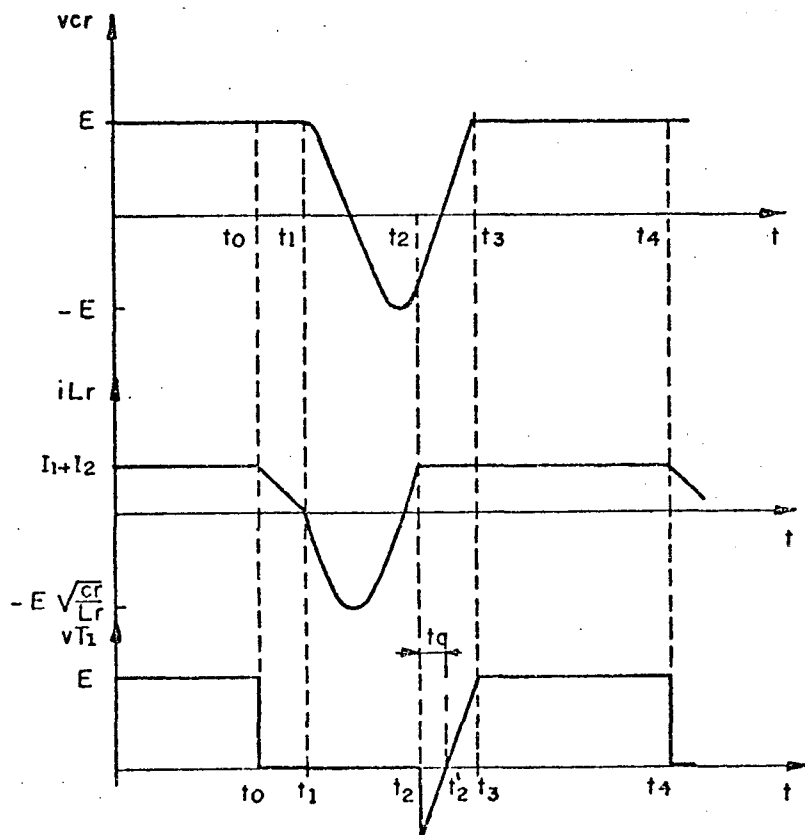


FIGURA 6.102 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 4 da figura 6.94.-

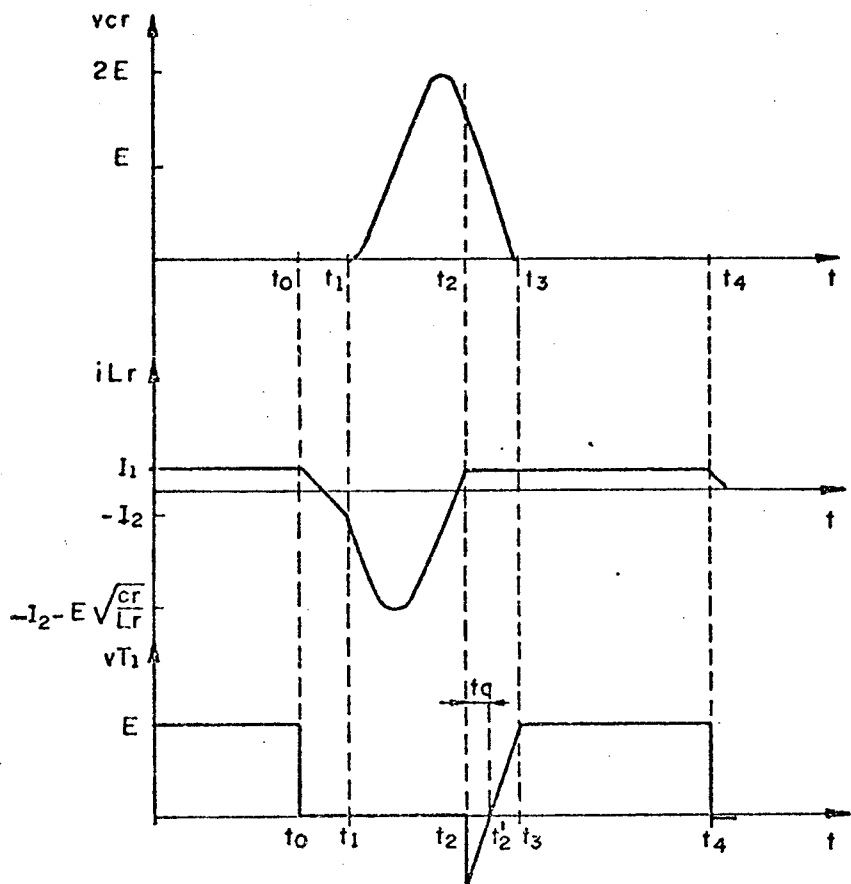


FIGURA 6.103 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 5 da figura 6.94.-

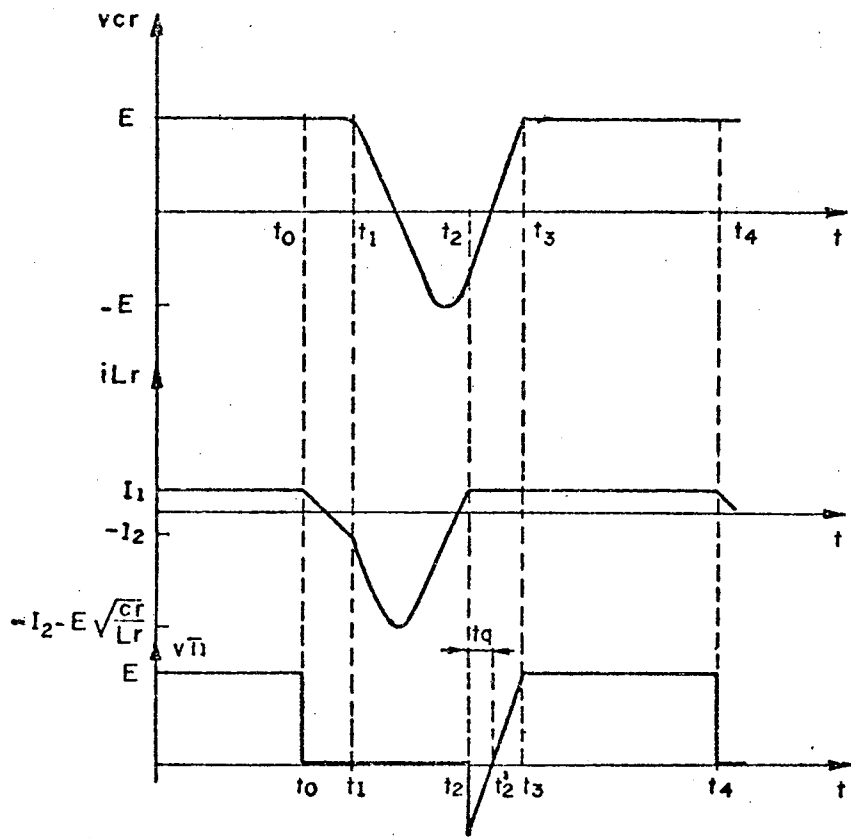


FIGURA 6.104 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM número 6 da figura 6.94.-

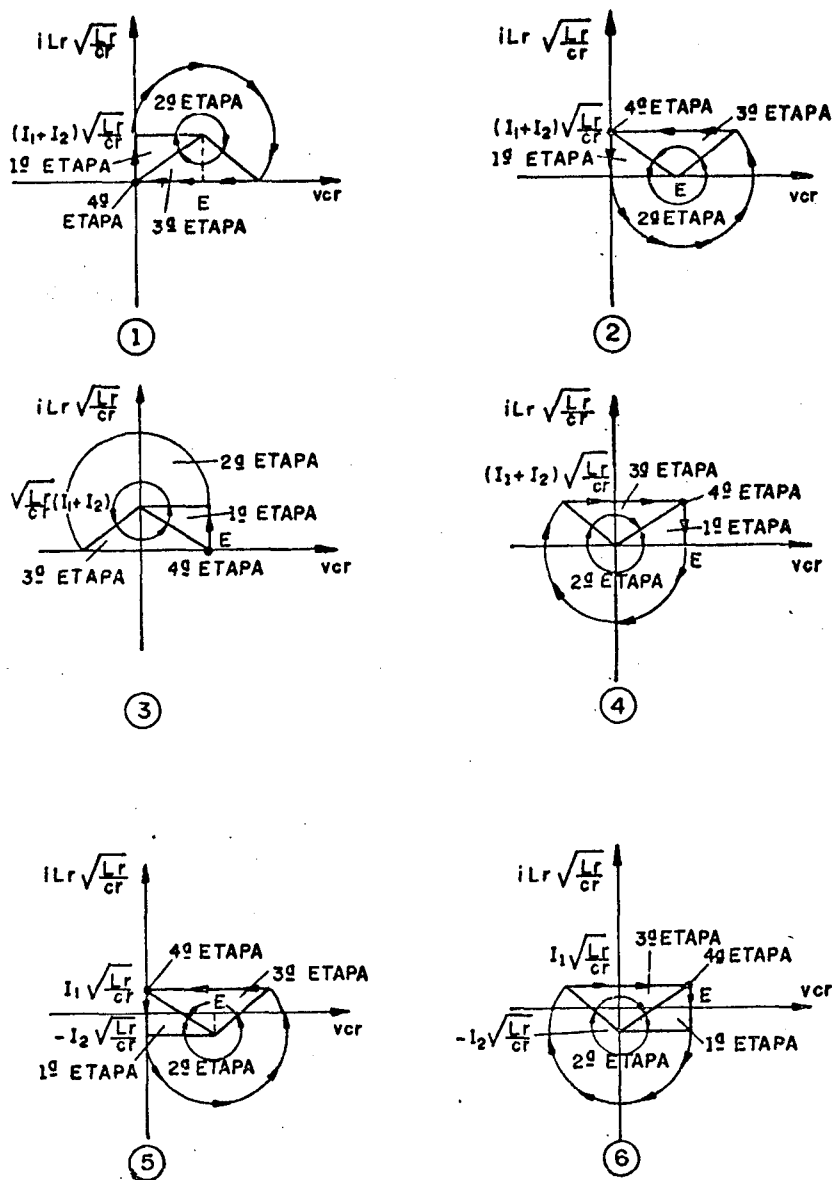


FIGURA 6.105 - Planos de fases da família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM da figura 6.94.-

Como pode ser observado nas formas de ondas, figuras 6.99 à 6.104, e nos planos de fases, figura 6.105, o comportamento das estruturas da família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, é basicamente o mesmo desta família de conversores com interruptor bidirecional em corrente.- A única diferença é quanto à inversão de corrente, que ocorre quando se usa interruptor bidirecional em corrente.- Então, todas as considerações feitas para a família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, são válidas aqui também.-

6.9.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das seis estruturas

componentes da família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente é basicamente o mesmo.- Os seus modelos matemáticos, por conseguinte, não serão diferentes, o que possibilita a análise de apenas uma estrutura, estendendo-se os resultados obtidos para as demais.- A estrutura que será analisada aqui é a de número 3 da figura 6.94.-

1ª ETAPA (t₀, t₁) Δt₁ (primeira etapa linear)

A equação diferencial e as condições de contorno, para a estrutura em estudo, são as mesmas do conversor cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente, analisado anteriormente.- Conseqüentemente, as equações 6.205 e 6.210 são válidas para esta etapa de estudo.-

$$i_{Lr}(t) = \frac{E_1}{L_r} t \quad (6.244)$$

$$\Delta t_1 = \frac{\beta}{\omega_0} \quad (6.245)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (etapa ressonante)

Para esta etapa de funcionamento, assim como para a anterior, o estudo efetuado para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente é válido.- Conseqüentemente, as equações 6.216 e 6.217 são válidas para esta etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = E \cos \omega_0 t \quad (6.246)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = E \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \quad (6.247)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (6.248)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (6.249)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ se encontra no terceiro quadrante.-

Substituindo-se as equações 6.248 e 6.249 na 6.247 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 6.250, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi + \sin^{-1}(\beta) \right\} \quad (6.250)$$

Substituindo-se a equação 6.250 na 6.246 encontra-se a 6.251, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) no final desta etapa de funcionamento.-

$$v_{c2} = - E \sqrt{1 - \beta^2} \quad (6.251)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Da mesma forma, que para as duas etapas anteriores, o que foi deduzido para o conversor cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente continua válido.- Então a equação 6.224 é válida também para esta etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = V_{c2} + \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (6.252)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (6.253)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = E \quad (6.254)$$

Substituindo-se as equações 6.251, 6.253 e 6.254 na 6.252 obtem-se a 6.255, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\beta} + \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} \right\} \quad (6.255)$$

6.9.4 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida, obtem-se a equação 6.256.-

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{E_{2med}}{E_{1med}} \quad (6.256)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que a tensão $e_1(t)$ é diferente de zero na primeira, na segunda, na terceira e na quarta etapa de funcionamento.- E que $e_1(t)$ é representada pelas equações 6.257, 6.258, 6.259 e 6.260, para a primeira, segunda, terceira e quarta etapa, respectivamente.-

$$e_1(t) = E \quad (6.257)$$

$$e_1(t) = E \cos \omega_0 t \quad (6.258)$$

$$e_1(t) = -E \sqrt{1 - \beta^2} + \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (6.259)$$

$$e_1(t) = E \quad (6.260)$$

Então o valor médio da tensão $e_1(t)$ é dado pela equação 6.261.-

$$E_{1med} = \frac{1}{T} \left\{ E \int_0^{\Delta t_1} dt + E \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega_0 t dt - E \sqrt{1 - \beta^2} \int_0^{\Delta t_3} dt + \frac{I_1 + I_2}{C_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt + E \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (6.261)$$

Solucionando-se a equação 6.261 encontra-se:

$$E_{1med} = E - \frac{E}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} + \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (6.262)$$

Novamente, pelas etapas de funcionamento, tem-se que $e_2(t)$ é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento.- E que a tensão $e_2(t)$ é representada pelas equações 6.263 e 6.264, para a segunda e a terceira etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$e_2(t) = E - E \cos \omega t \quad (6.263)$$

$$e_2(t) = E + E \sqrt{1 - \beta^2} - \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (6.264)$$

Então o valor médio da tensão $e_2(t)$ é dado pela equação 6.265.-

$$E_{2med} = \frac{1}{T} \left\{ E \int_0^{\Delta t_2} dt - E \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + E \int_0^{\Delta t_3} dt + E \sqrt{1 - \beta^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{I_1 + I_2}{C_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (6.265)$$

Solucionando-se a equação 6.265 encontra-se a 6.266.-

$$E_{2med} = \frac{E}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} + \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (6.266)$$

Substituindo-se as equações 6.262 e 6.266 na 6.256 obtém-se a 6.267 que é a equação do ganho estático para esta família de conversores quase-ressonantes.-

$$\frac{E_{2med}}{E_{1med}} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{\frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} + \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\beta) \right\}}{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} + \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\beta) \right\}} \quad (6.267)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\beta = \frac{I_1 + I_2}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.268)$$

Examinando-se a equação 6.267, observa-se que, mais uma vez, o funcionamento normal, para a família de conversores quase-ressonantes em estudo, só é obtido para $\beta \leq 1,0$.- E que, novamente, o fluxo de potência é controlado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.-

Substituindo-se a equação 6.251 na 6.252 obtém-se a 6.269, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância durante a terceira etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = - E \sqrt{1 - \beta^2} + \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (6.269)$$

Das formas de ondas da figura 6.101 tem-se que:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (6.270)$$

quando:

$$t = t_q \quad (6.271)$$

Por definição, tem-se que:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (6.272)$$

$$\beta = \frac{I_1 + I_2}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.273)$$

Substituindo-se as equações 6.270, 6.271, 6.272 e 6.273 na 6.269 obtém-se a 6.274, que é a equação que fornece o tempo disponível para o desligamento do transistor T₁, para a família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente.-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} \quad (6.274)$$

As equações 6.267 e 6.274 foram solucionadas para vários valores de carga (β) e deram origem às curvas das figuras 6.106 e 6.30, respectivamente.-

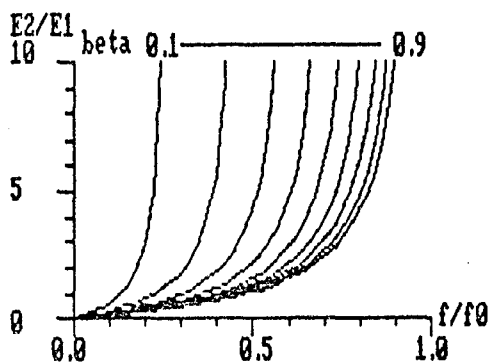


FIGURA 6.106 - Ganho estático da família de conversores cuk-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, para β variando de zero à 1,0.-

6.9.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

As correntes médias e eficazes que circulam pelos semicondutores (transistor T1 e diodos D1 e D2) são as mesmas obtidas para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional (item 6.3.5).-

Então, as correntes média e eficaz no transistor T1 e no diodo D1 são dadas pelas equações 6.71 e 6.72, respectivamente.- E as correntes média e eficaz no diodo D2 são dadas pelas equações 6.76 e 6.78, respectivamente.-

Conseqüentemente, todos os gráficos obtidos para estas equações são válidos aqui também (figuras 6.13, 6.14, 6.31 e 6.32).-

6.10 - EQUACIONAMENTO UNIFICADO

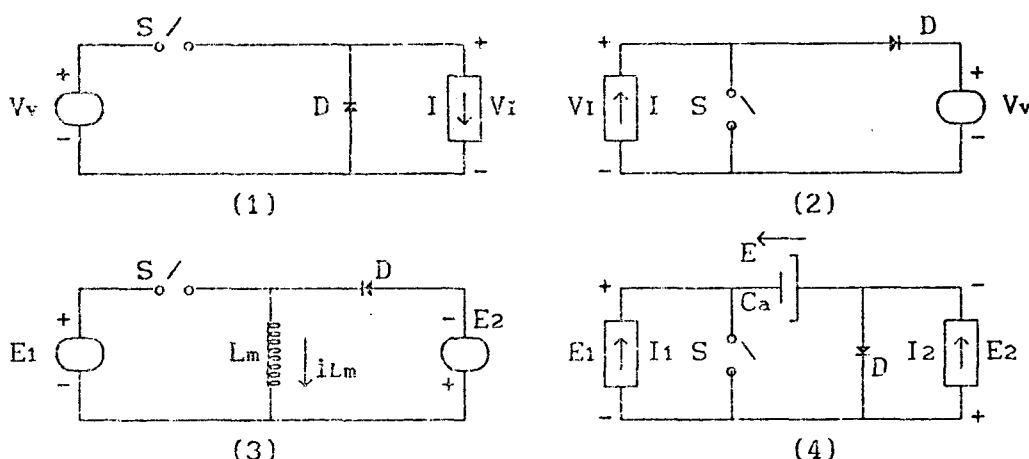


FIGURA 6.107 - Conversores convencionais ou conversores com modulação por largura de pulso:

- 1) - Buck;
- 2) - Boost;
- 3) - Buck-boost;
- 4) - Cuk (boost-buck).-

Considerando-se nos conversores convencionais mostrados na figura 6.107, que o tempo que a interruptor S fica fechada é denominado de Δt e que o período de funcionamento é T.-

Para os conversores buck, o ganho estático é representado pela equação 6.275.-

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{\Delta t}{T} \quad (6.275)$$

Fazendo-se:

$$D = \frac{\Delta t}{T} \quad (6.276)$$

$$\frac{V_I}{V_v} = D \quad (6.277)$$

Comparando-se a equação 6.277 com as equações 6.28 e 6.63,

observa-se que a equação 6.277 é válida para todos os conversores buck estudados neste capítulo.- Sômente o valor de D é que é mudado para cada caso.- Para o conversor convencional o valor de D é aquele dado pela equação 6.276.- Para o conversor buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente o valor de D é dado pela equação 6.278.- E, finalmente, para o conversor buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente D será representado pela equação 6.279.-

$$D = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.278)$$

$$D = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (6.279)$$

Onde:

f = freqüência de funcionamento.-

f₀ = freqüência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.280)$$

Para os conversores boost convencionais, o ganho estático é representado pela equação 6.281.-

$$\frac{V_v}{V_I} = \frac{1}{1 - D} \quad (6.281)$$

Comparando-se a equação 6.281 com as equações 6.108 e 6.131, observa-se que todas as considerações feitas para os conversores buck são válidas para os boost também.- E que os valores de D para os conversores boost convencionais, para os conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente e para os conversores boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, são dados pelas equações 6.276, 6.278 e 6.279, respectivamente.-

Para os conversores buck-boost convencionais, o ganho estático é representado pela equação 6.282.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{D}{1 - D} \quad (6.282)$$

Comparando-se a equação 6.282 com as equações 6.172 e 6.196 observa-se que, novamente, as considerações feitas para os conversores buck são válidas.- E que os valores de D para os conversores buck-boost convencionais, para os buck-boost quase-ressonantes com comutação à corrente

nula e modulação em frequência com interruptor bidirecional em corrente e para os buck-boost-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, são dados pelas equações 6.276, 6.283 e 6.284, respectivamente.-

$$D = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} \quad (6.283)$$

$$D = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} \quad (6.284)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f₀ = frequência de ressonância.-

$$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.285)$$

Finalmente, para os conversores de cuk (boost-buck) convencionais, o ganho estático é representado pela equação 6.286.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{D}{1 - D} \quad (6.286)$$

Finalmente, comparando-se a equação 6.286 com as equações 6.239 e 6.267, observa-se, novamente, que as considerações feitas para os conversores buck continuam válidas.- E que os valores de D para os conversores de cuk convencionais, para os QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente e para os QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em corrente, são dados pelas equações 6.276, 6.287 e 6.288.-

$$D = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (6.287)$$

$$D = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} + \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (6.288)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f₀ = frequência de ressonância.-

$$\beta = \frac{I_1 + I_2}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (6.289)$$

Observando-se as equações 6.278, 6.279, 6.283, 6.284, 6.287 e 6.288, que são as equações dos valores de D para os conversores quase-ressonantes estudados neste capítulo, nota-se que é sempre representado como uma soma dos tempos de duração das etapas de funcionamento, na proporção da equação 6.290.-

$$D = \frac{1}{T} \left\{ \frac{\Delta t_1}{2} + \Delta t_2 + \Delta t_3 \right\} \quad (6.290)$$

6.11 - CONCLUSÕES

Neste capítulo foram analisadas todas as quatro famílias de conversores quase-ressonantes com comutação à corrente nula e modulação em frequência.- Foram feitas as análises qualitativas e quantitativas.-

Os ganhos estáticos das estruturas quase-ressonantes com comutação à corrente nula e interruptor bidirecional em corrente praticamente não variam com a carga.- Esta característica as tornam particularmente atraentes sob o ponto de vista de controle.-

Os ganhos estáticos dos conversores quase-ressonantes com comutação à corrente nula e modulação em frequência podem ser dados pelas equações dos ganhos estáticos dos seus equivalentes convencionais, desde que se valorize corretamente a variável D.-

O valor de D é obtido simplesmente somando-se, nas proporções corretas, os tempos de duração das etapas de funcionamento.-

Se efetuada uma parametrização adequada, os tempos de duração das etapas de funcionamento são os mesmos para todas as estruturas quase-ressonantes com interruptor bidirecional em corrente.- O mesmo acontece para as estruturas quase-ressonantes com interruptor unidirecional em corrente.- Somente que, os valores para as estruturas quase-ressonantes com interruptor bidirecional em corrente diferem daqueles para as estruturas com interruptor unidirecional.-

O tempo para que o transistor T₁ seja desligado (t_q) é o mesmo para todos os conversores quase-ressonantes com comutação à corrente nula e modulação em frequência e interruptor bidirecional em corrente.- O mesmo ocorre para estes conversores com interruptor unidirecional em corrente, somente que o valor aqui é diferente daquele para os conversores com interruptor bidirecional.-

CAPÍTULO 7

ANÁLISE DOS CONVERSORES QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À TENSÃO NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, SINTETIZADOS NO CAPÍTULO 2

7.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão estudados os conversores quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência, sintetizados no capítulo 2.-

Serão feitos estudos qualitativos e quantitativos destes conversores.- Serão utilizados interruptores uni e bidirecionais em tensão.-

Serão calculados os ganhos estáticos e os tempos disponíveis para a entrada em condução dos interruptores principais.-

Serão apresentadas as equações obtidas nos estudos quantitativos, assim como a sua representação gráfica.-

7.2 - CONVERSORES BUCK QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À TENSÃO NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM TENSÃO

7.2.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

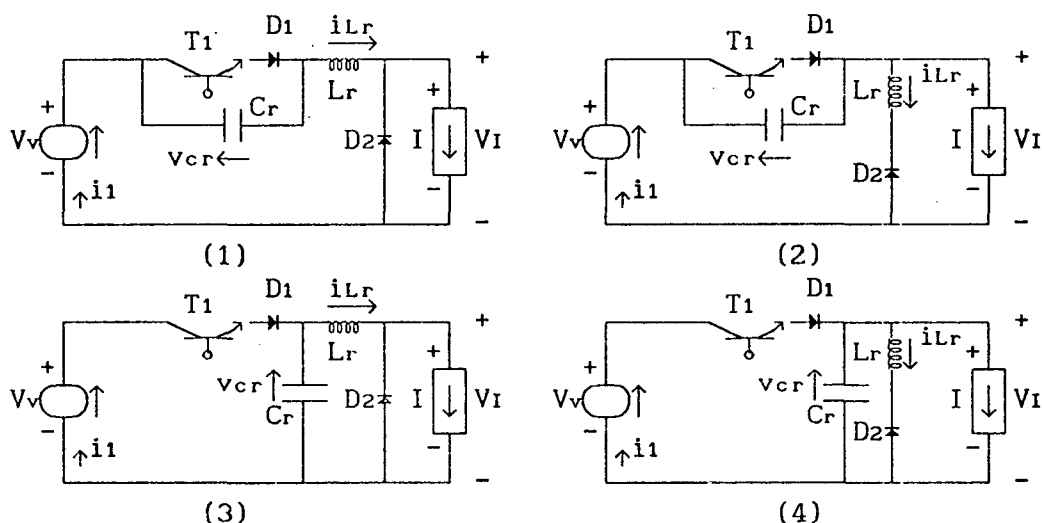


FIGURA 7.1 - Família de conversores buck quase-ressonantes, com comutação à tensão nula, modulação em frequência (buck-QRC-ZVS-FM) e interruptor bidirecional em tensão, obtida no capítulo 2, figura 2.3.-

Para se obter os conversores buck quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência (buck-QRC-ZVS-FM), com interruptor

bidirecional em tensão, deve-se substituir, nos circuitos da figura 2.3, o interruptor S_1 por um transistor T_1 em série com um diodo D_1 e o interruptor S_2 por um diodo D_2 . - Efetuando-se estas substituições obtém-se os circuitos da figura 7.1. -

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T_1 é desligado e se finda quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.2, e quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura. -

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se carrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.2, e se descarrega, linearmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura. -

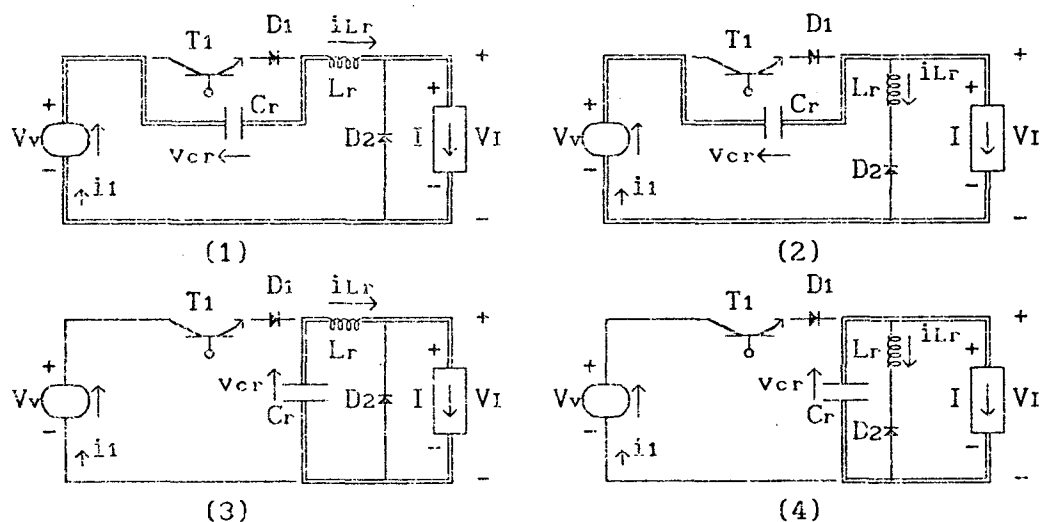


FIGURA 7.2 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da primeira etapa de funcionamento. -

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.2, e quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.3, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura. -

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila. -

A tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo, decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce senoidalmente até se anular, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.3, e decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula, continua crescendo, passa por um máximo e decresce senoidalmente até atingir o valor $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura. - Enquanto isto, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr})

decrece, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.3, e decresce, passa por um mínimo e cresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

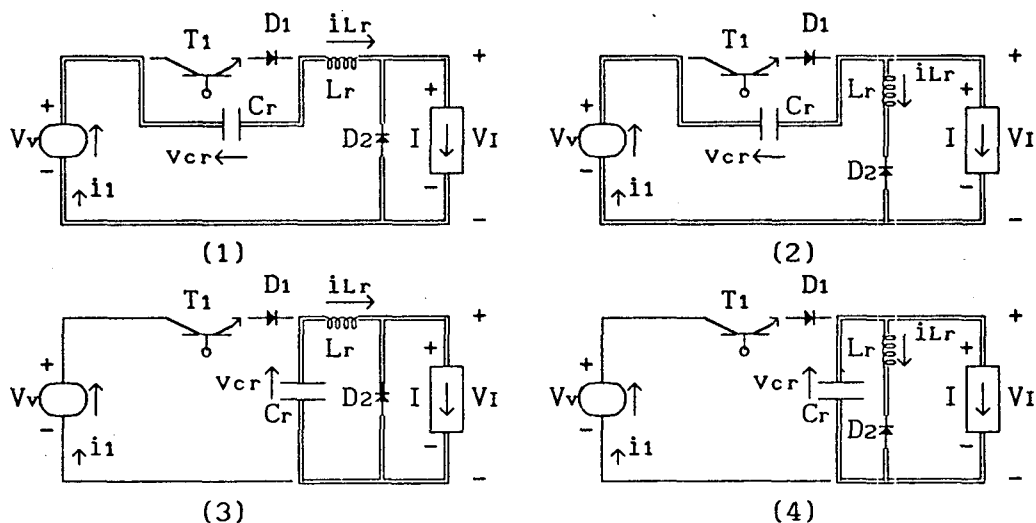


FIGURA 7.3 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.3, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.4, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente.-

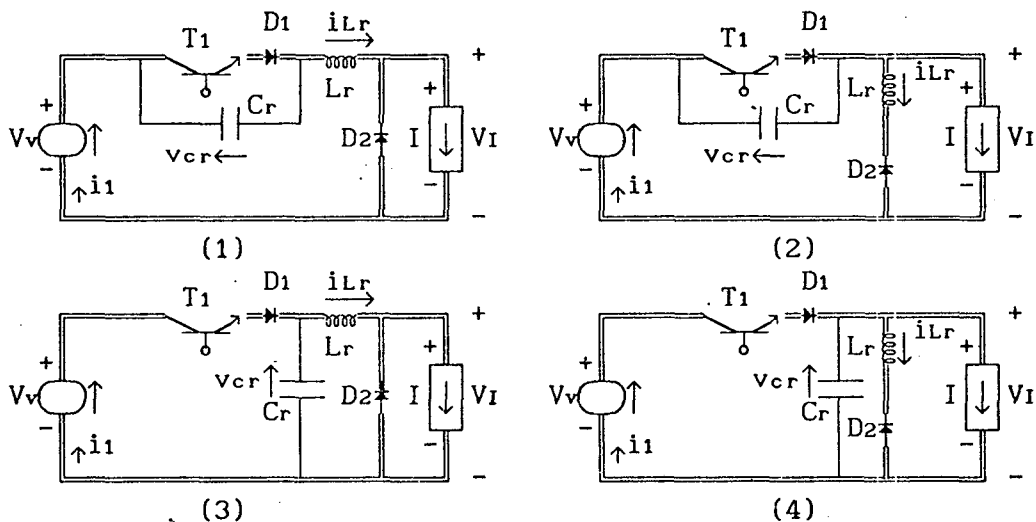


FIGURA 7.4 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.4, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando o transistor T1 é desligado dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de tensão V_v fornece energia para a carga (I).-

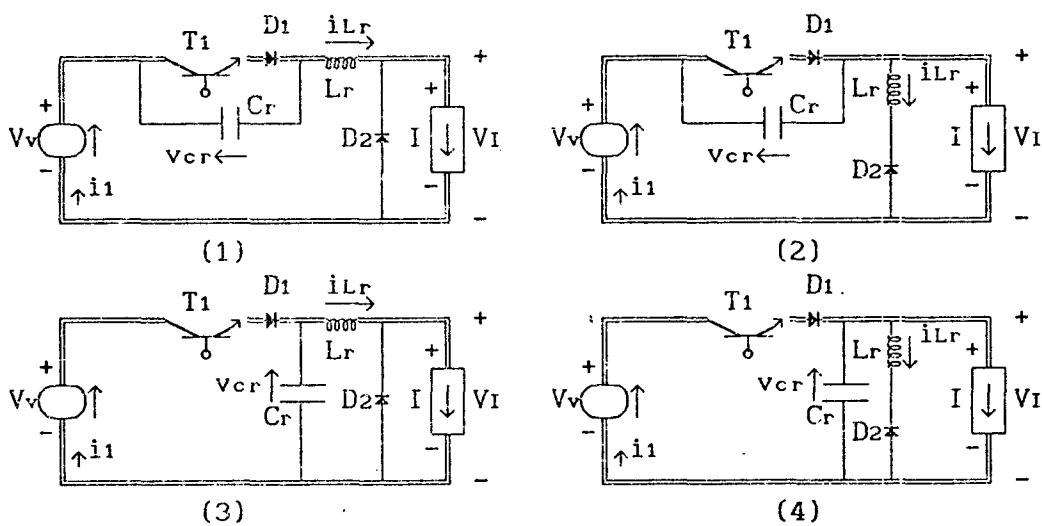


FIGURA 7.5 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

7.2.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, estão colocadas nas figuras 7.6, 7.7, 7.8, 7.9 e 7.10.-

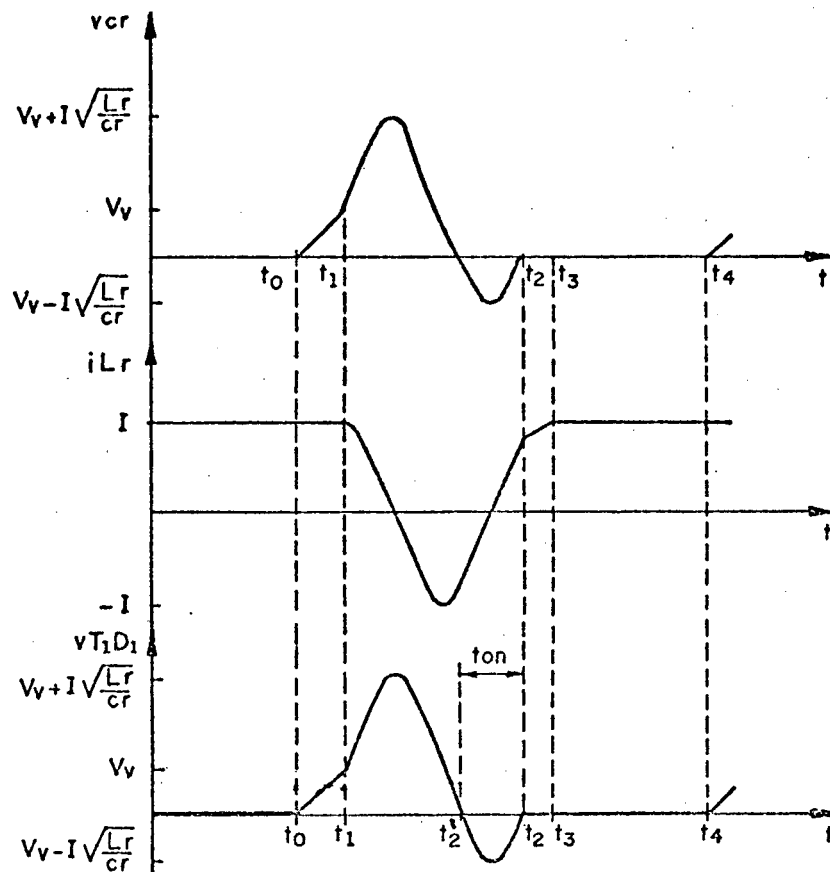


FIGURA 7.6 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZVS-FM número 1 da figura 7.1.-

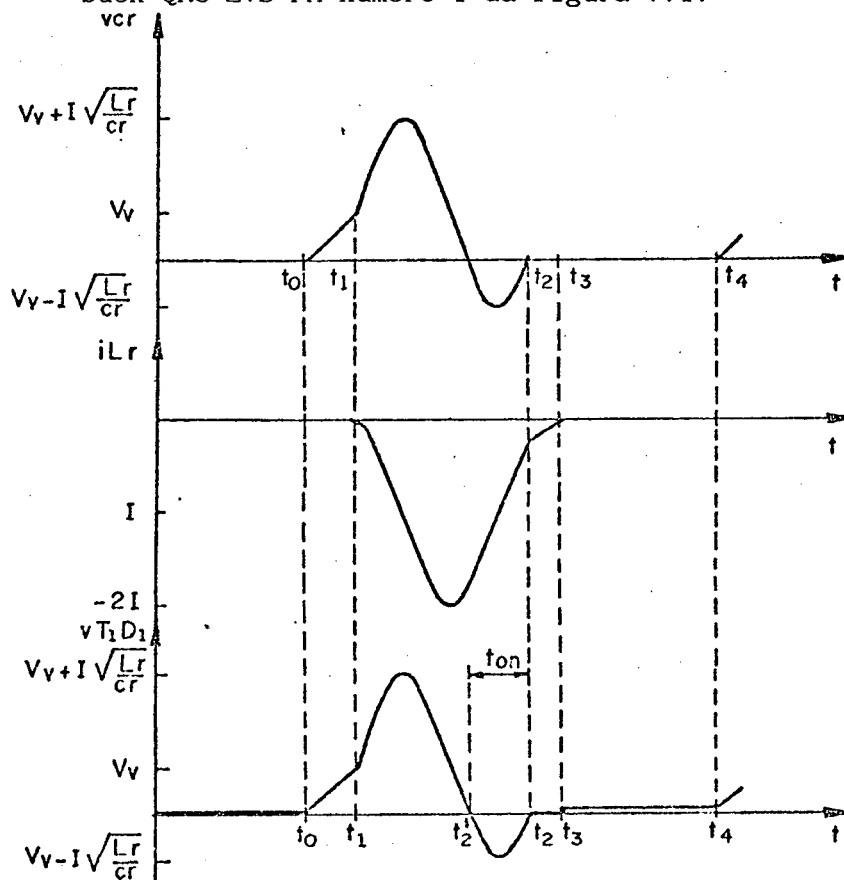


FIGURA 7.7 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZVS-FM número 2 da figura 7.1.-

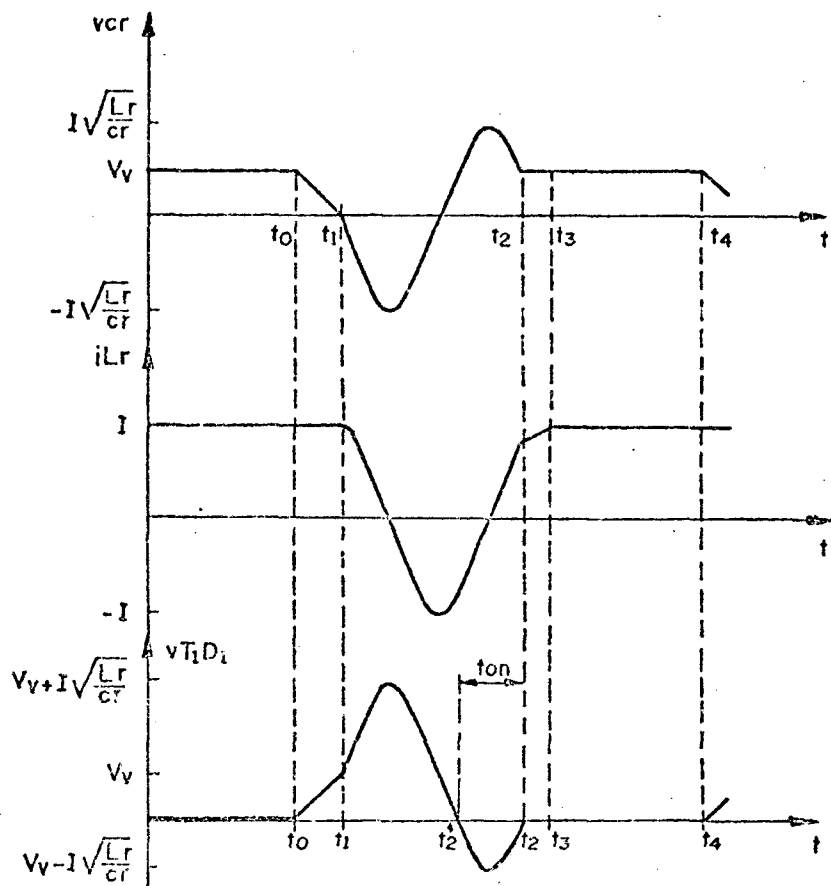


FIGURA 7.8 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZVS-FM número 3 da figura 7.1.-

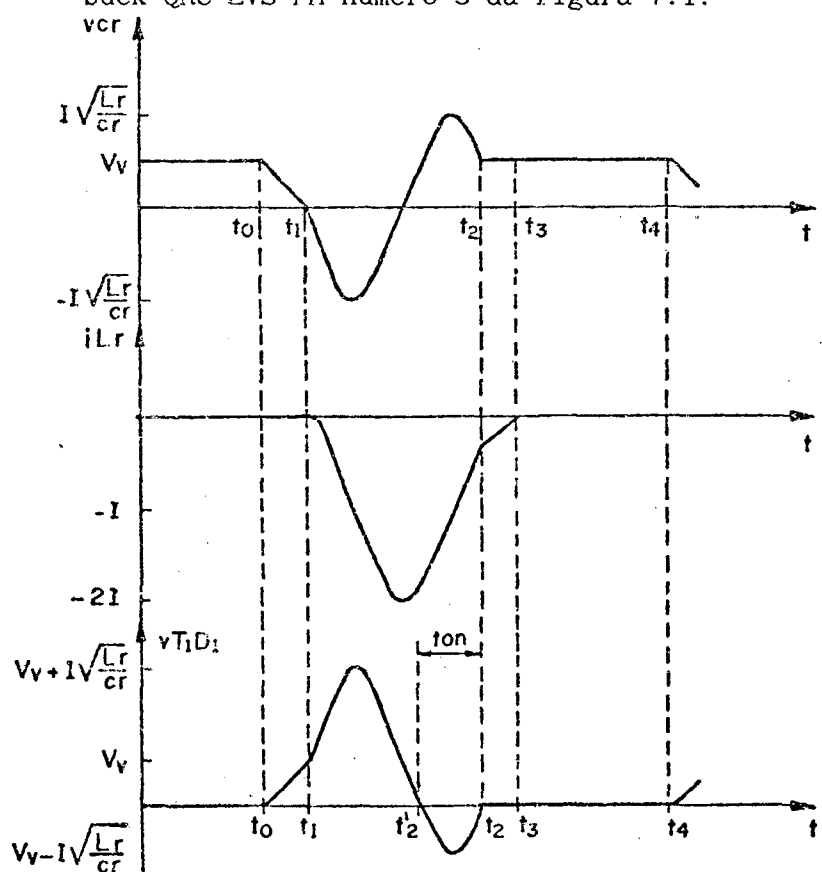


FIGURA 7.9 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZVS-FM número 4 da figura 7.1.-

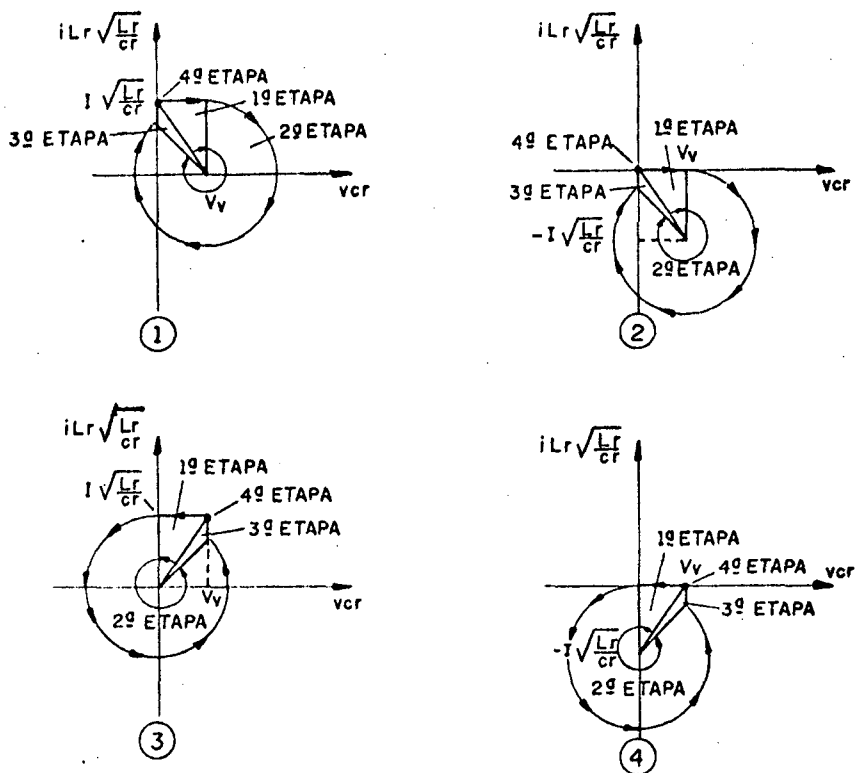


FIGURA 7.10 - Planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZVS-FM da figura 7.1.-

Como pode ser visto, nas formas de ondas, figuras 7.6 à 7.9, e nos planos de fases, figura 7.10, o comportamento das estruturas desta família de conversores é basicamente o mesmo. O que varia de uma estrutura para outra é o deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

7.2.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado acima, o comportamento das quatro estruturas que compõem a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM, com interruptor bidirecional em tensão, é basicamente o mesmo.- Conseqüentemente, o seu modelo matemático não sofrerá variações.- O que possibilita fazer o estudo para apenas uma estrutura e estendê-lo para as demais.- A estrutura que será analisada aqui é a de número 1 da figura 7.1.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

As equações 7.1 e 7.2 são as equações que descrevem o comportamento do circuito 1 da figura 7.2.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (7.1)$$

$$i_{cr}(t) = I \quad (7.2)$$

Substituindo-se a equação 7.2 na 7.1 e solucionando-se obtém-se a equação 7.3, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância durante esta etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = \frac{I}{C_r} t \quad (7.3)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (7.4)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = V_v \quad (7.5)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (7.6)$$

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.7)$$

Substituindo-se as equações 7.4, 7.5, 7.6 e 7.7 na 7.3 obtém-se a 7.8, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\boxed{\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\alpha}} \quad (7.8)$$

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

As equações 7.9, 7.10 e 7.11 descrevem o comportamento do circuito 1 da figura 7.3.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} \quad (7.9)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (7.10)$$

$$i_{Lr} = i_{cr} + I \quad (7.11)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 7.12 e 7.13.-

$$v_{cr}(0) = V_v \quad (7.12)$$

$$i_{Lr}(0) = I \quad (7.13)$$

Resolvendo-se as equações 7.9 e 7.10 e utilizando-se as condições iniciais das 7.12 e 7.13, tem-se:

$$v_{cr}(t) = V_v + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \operatorname{sen} \omega_0 t \quad (7.14)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \cos \omega_0 t \quad (7.15)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (7.16)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (7.17)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ se encontra no quarto quadrante.-

Substituindo-se as equações 7.16 e 7.17 na 7.14 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 7.18, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ 2\pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.18)$$

Substituindo-se a equação 7.18 na 7.15 encontra-se a 7.19, que é a equação da corrente no indutor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$I_2' = I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha} \right)^2} \quad (7.19)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

A equação diferencial 7.20 é a equação que descreve o comportamento do circuito 1 da figura 7.4.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (7.20)$$

Solucionando-se a equação 7.20 encontra-se a 7.21, que é a equação da corrente no indutor de ressonância, durante esta etapa de funcionamento.-

$$i_{Lr}(t) = I_2' + \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.21)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (7.22)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I \quad (7.23)$$

Substituindo-se as equações 7.19, 7.22 e 7.23 na 7.21 obtem-se a 7.24, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} \right\} \quad (7.24)$$

7.2.4 - GANHO ESTÁTICO E t_{on}

Da igualdade entre as potências fornecida e absorvida obtem-se a equação 7.25.-

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{i_{med}}{I} \quad (7.25)$$

Das etapas de funcionamento observa-se que $i_1(t)$ é diferente de zero

em todas as etapas de funcionamento.- Então o valor de $i_1(t)$ pode ser representado pela equações 7.26, 7.27, 7.28 e 7.29, para a primeira, segunda, terceira e quarta etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_1(t) = I \quad (7.26)$$

$$i_1(t) = I \cos \omega t \quad (7.27)$$

$$i_1(t) = I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} + \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.28)$$

$$i_1(t) = I \quad (7.29)$$

Então o valor médio da corrente $i_1(t)$ é dado pela equação 7.30.-

$$i_{1med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_1} dt + I \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt + \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.30)$$

Solucionando-se a equação 7.30 e substituindo-se na 7.25 encontra-se a 7.31, que é a equação do ganho estático para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$\frac{V_I}{V_v} = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} + 2\pi - \sin^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.31)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.32)$$

Examinando-se a equação 7.31 e os planos de fases da figura 7.10, nota-se que o funcionamento destes conversores só é normal para $\alpha \geq 1,0$.- E que, o controle do fluxo de potência é efetuado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.-

Das formas de ondas da figura 7.6 obtem-se a equação 7.33.-

$$t_{on} = \Delta t_2 - \Delta t_2' \quad (7.33)$$

Da equação 7.14 encontra-se o valor de $\Delta t_2'$ que está representado na equação 7.34.-

$$\Delta t_2' = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.34)$$

Substituindo-se as equações 7.18 e 7.34 na 7.33 obtem-se a 7.35, que é a equação do tempo disponível (t_{on}) para que o transistor T_1 entre em

condução, para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$t_{on} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi - 2 \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.35)$$

As equações 7.31 e 7.35 foram resolvidas para vários valores de carga (α) e deram origem às curvas das figuras 7.11 e 7.12, respectivamente.-

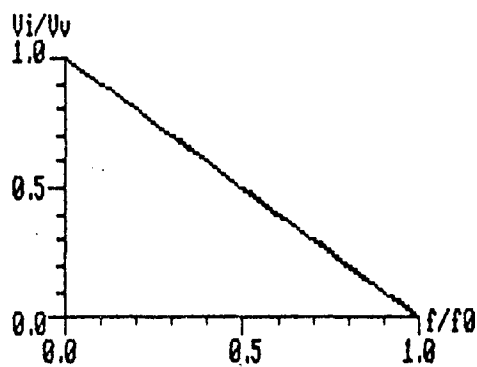


FIGURA 7.11 - Ganho estático da família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.-

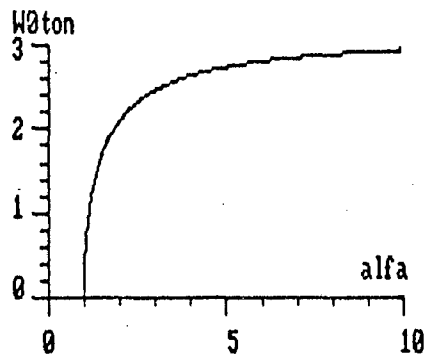


FIGURA 7.12 - Tempo disponível para o transistor T_1 entrar em condução (t_{on}), em função da carga (α), para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão.-

Da figura 7.11 observa-se que, para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, o ganho estático não varia com a carga (α).- Esta característica é ótima para controle, já que a única variável que influencia o ganho estático é a frequência de funcionamento, uma vez definida a frequência de ressonância.-

Da figura 7.12, observa-se que, para a família de conversores quase-ressonantes em estudo, o tempo disponível para o transistor T1 ser colocado em condução diminui com a diminuição da carga (α).- Sendo que no limite ($\alpha = 1,0$) este tempo torna-se zero.- Isto faz com que esta condição de funcionamento seja impossível, já que todos os interruptores reais necessitam de um intervalo de tempo para entrarem em condução ou serem bloqueados.-

7.2.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

7.2.5.1 - TRANSISTOR T1

I_{T1MED}

A corrente que circula pelo transistor T1 é igual à corrente $i_1(t)$ na terceira e na quarta etapa de funcionamento.- Então o valor médio da corrente $i_1(t)$ é dado pela equação 7.36.-

$$i_{T1med} = \frac{1}{T} \left\{ I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt + \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.36)$$

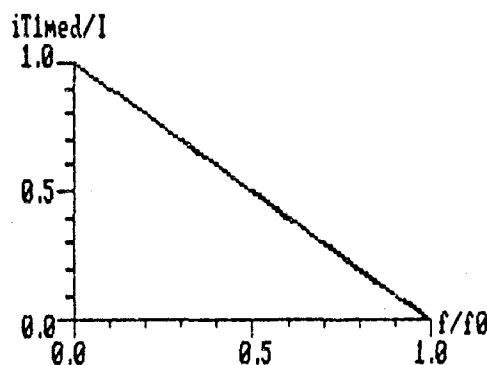


FIGURA 7.13 - Corrente média, parametrizada, no transistor T1, para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.

Solucionando-se a equação 7.36 obtém-se a 7.37.-

$$\frac{i_{T1med}}{I} = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.37)$$

A equação 7.37 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.13.-

i_{T1ef}

$$(i_{T1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3} \left(I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} + \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt + I^2 \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.38)$$

Solucionando-se a equação 7.38 obtém-se:

$$\left(\frac{i_{T1ef}}{I}\right)^2 = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \frac{2\alpha}{3} - \frac{2}{3}\sqrt{\alpha^2 - 1} - \frac{1}{3\alpha^2}\sqrt{\alpha^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.39)$$

A equação 7.39 foi solucionada para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.14.-

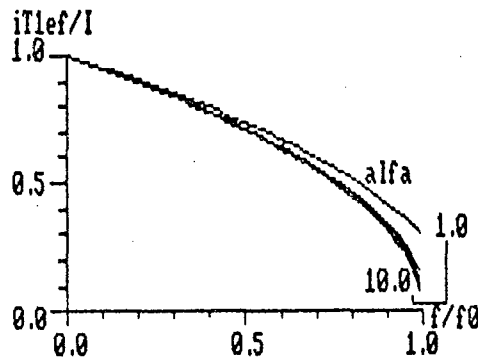


FIGURA 7.14 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor T_1 , para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.

7.2.5.2 - DIODO D_1

Como o diodo D_1 se encontra em série com o transistor T_1 , os valores de correntes médias e eficazes são os mesmos para ambos os semicondutores.-

Então o valor da corrente média no diodo D1 será dado pela equação 7.37 e o valor eficaz pela 7.39.-

7.2.5.3 - DIODO DE RODA LIVRE (D2)

ID2MED

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo de roda livre (D2) é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de roda livre é representada pela equações 7.40 e 7.41, respectivamente.-

$$i_{D2}(t) = I - I \cos \omega t \quad (7.40)$$

$$i_{D2}(t) = I - I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.41)$$

Das equações 7.40 e 7.41 tem-se que, o valor médio da corrente no diodo de roda livre (D2) é representado pela equação 7.42.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_2} dt - I \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_3} dt - I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.42)$$

Solucionando-se a equação 7.42 encontra-se:

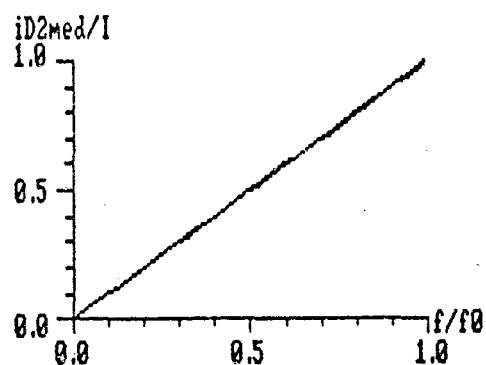


FIGURA 7.15 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D2), para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.-

$$\frac{i_{D2med}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} + 2\pi - \sin^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.43)$$

A equação 7.43 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.15.-

ID2EF

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} \left(I - I \cos \omega t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(I - I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt \right\} \quad (7.44)$$

Solucionando-se a equação 7.44 encontra-se a 7.45.-

$$\left(\frac{i_{D2ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \frac{4}{3} \alpha - \frac{4}{3} \sqrt{\alpha^2 - 1} - \frac{1}{6\alpha^2} \sqrt{\alpha^2 - 1} + 3\pi - \frac{3}{2} \sin^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.45)$$

A equação 7.45 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.16.-

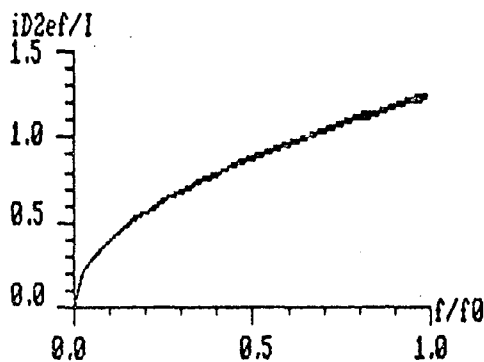


FIGURA 7.16 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D2), para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.-

7.3 - CONVERSORES BUCK QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À TENSÃO NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR UNIDIRECIONAL EM TENSÃO

7.3.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores buck quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência (buck-QRC-ZVS-FM), com interruptor unidirecional em tensão, deve-se substituir, nos circuitos da figura 2.3, o interruptor S_1 por um transistor T_1 em anti-paralelo com um diodo D_1 e o interruptor S_2 por um diodo D_2 .- Efetuando-se estas substituições obtém-se os circuitos da figura 7.17.-

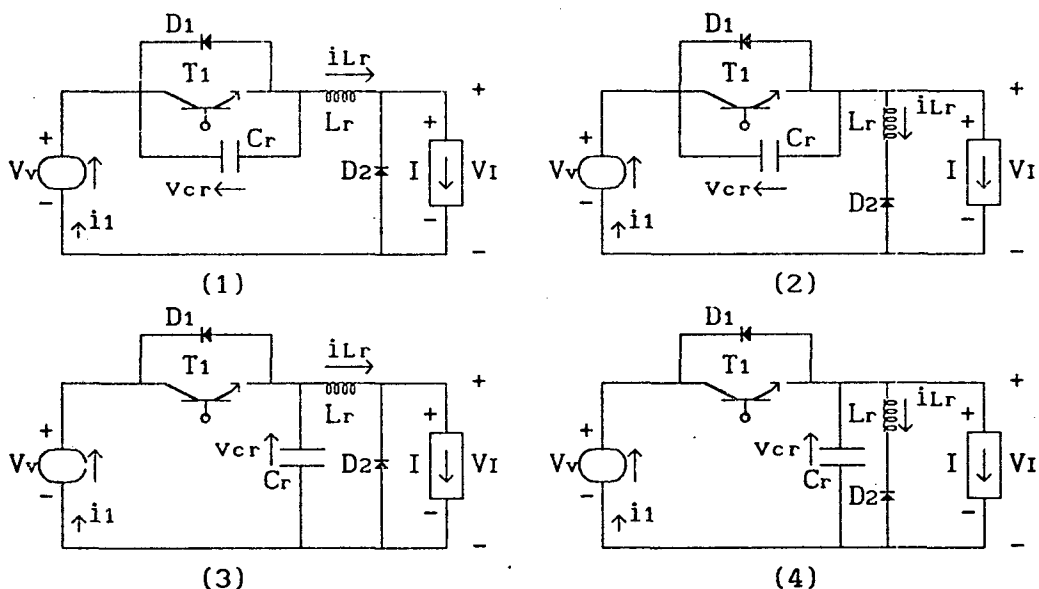


FIGURA 7.17 - Família de conversores buck quase-ressonantes, com comutação à tensão nula, modulação em frequência (buck-QRC-ZVS-FM) e interruptor unidirecional em tensão, obtida no capítulo 2, figura 2.3.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T_1 é desligado e se finda quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.18, e quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se carrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.18, e se descarrega, linearmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

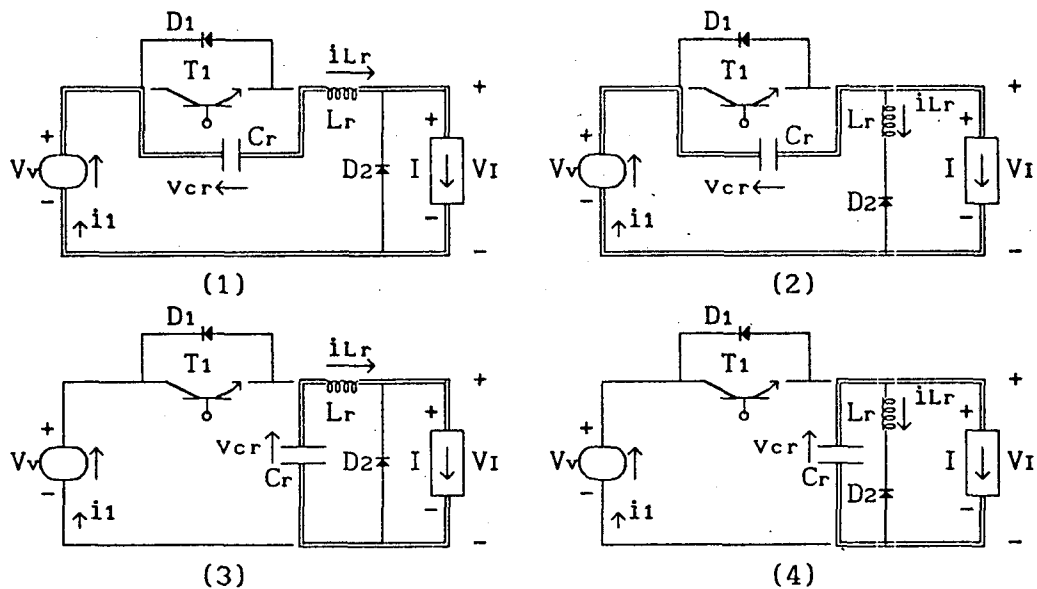


FIGURA 7.18 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.18, e quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.19, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

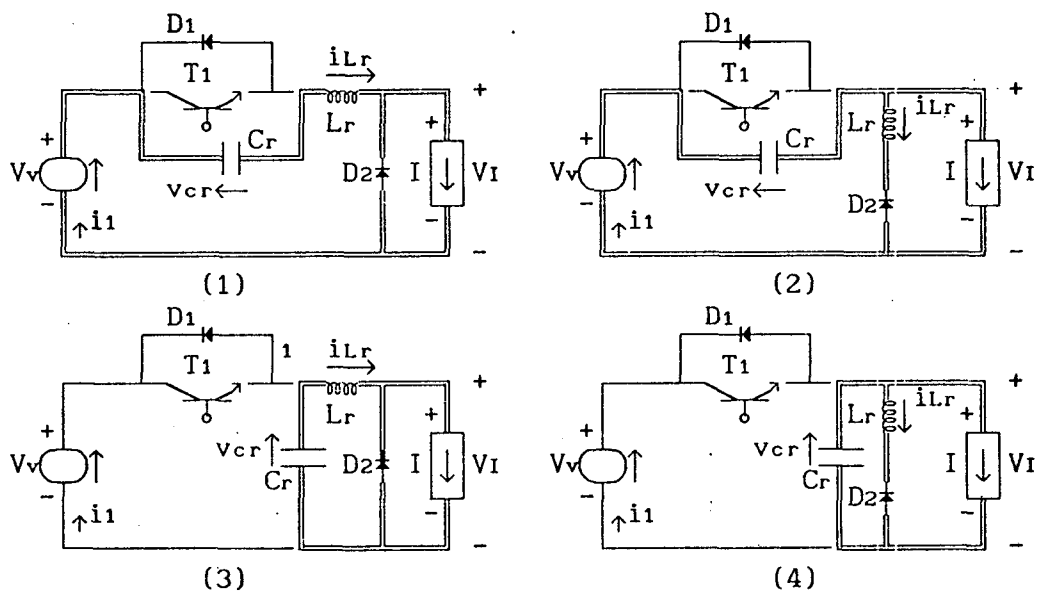


FIGURA 7.19 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

A tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1 e 2 da figura

7.19, e decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula e continua crescendo, senoidalmente também, até atingir o valor $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.- Enquanto isto, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.19, e decresce, passa por um mínimo e cresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.19, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.20, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente.-

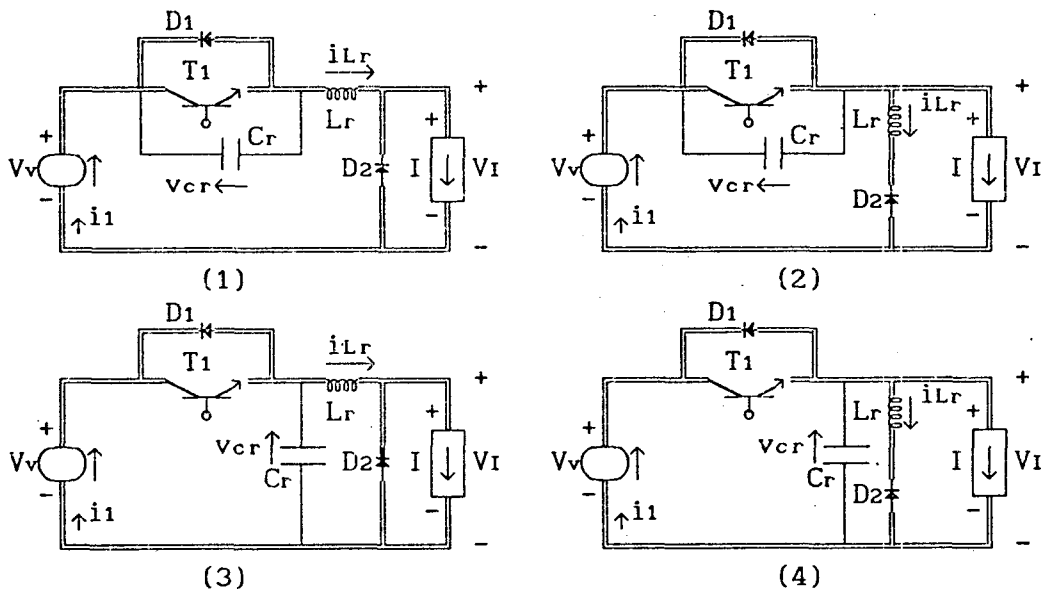


FIGURA 7.20 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.20, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando o transistor T_1 é desligado dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de tensão V_v fornece energia para a carga (I).-

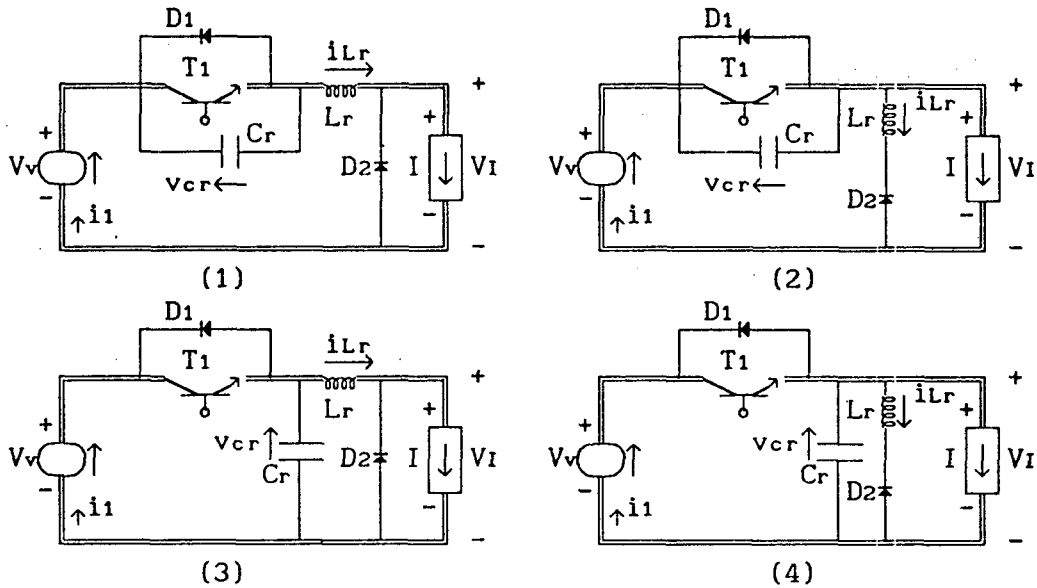


FIGURA 7.21 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

7.3.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, estão colocadas nas figuras 7.22, 7.23, 7.24, 7.25 e 7.26.-

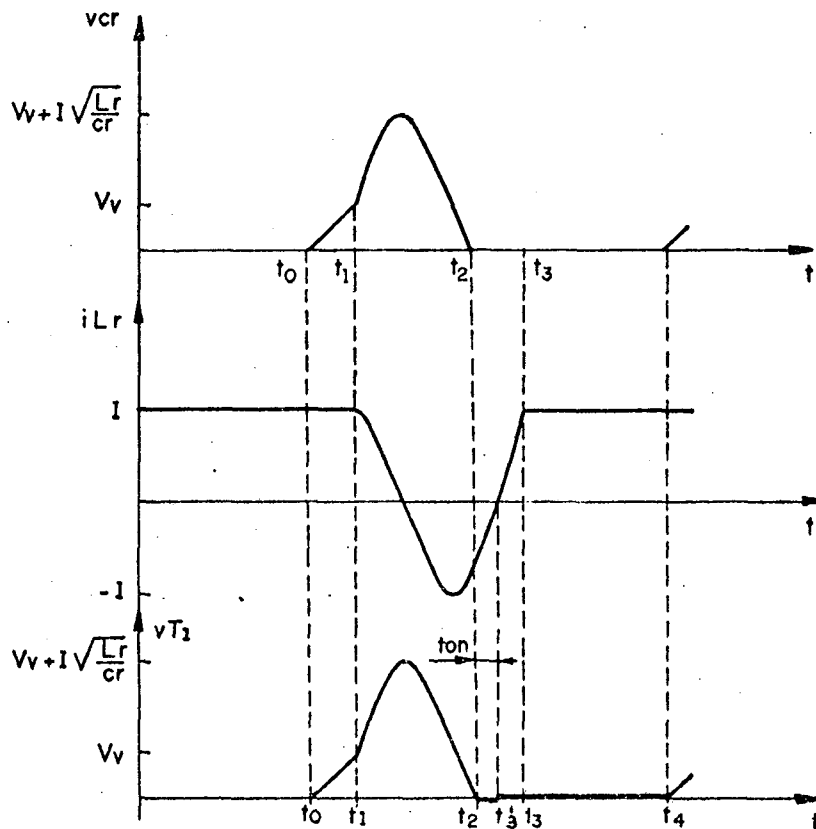


FIGURA 7.22 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZVS-FM número 1 da figura 7.17.-

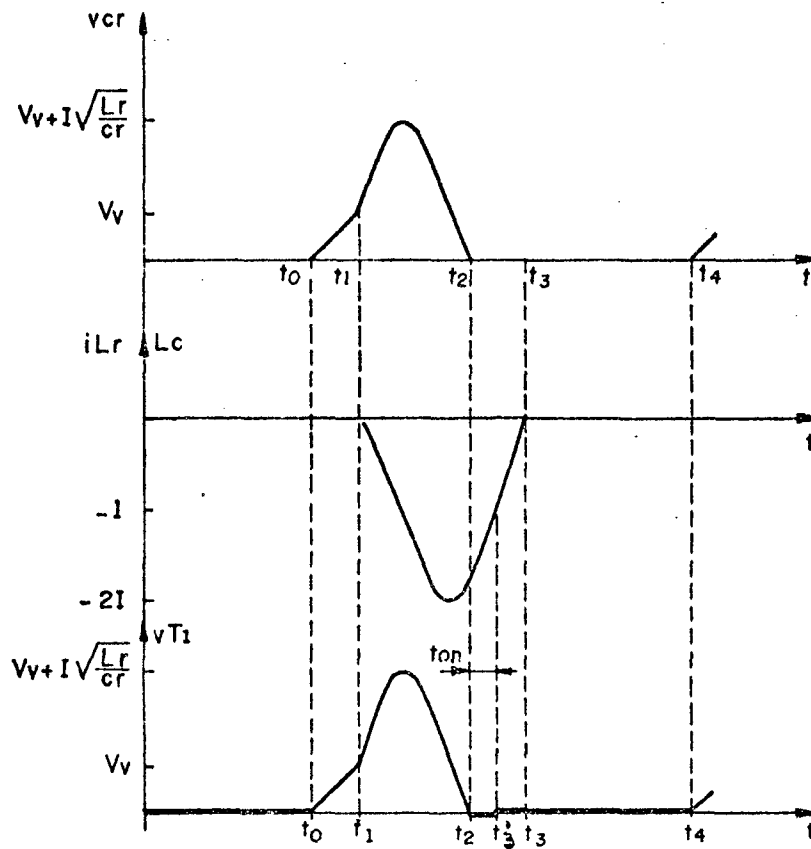


FIGURA 7.23 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZVS-FM número 2 da figura 7.17.-

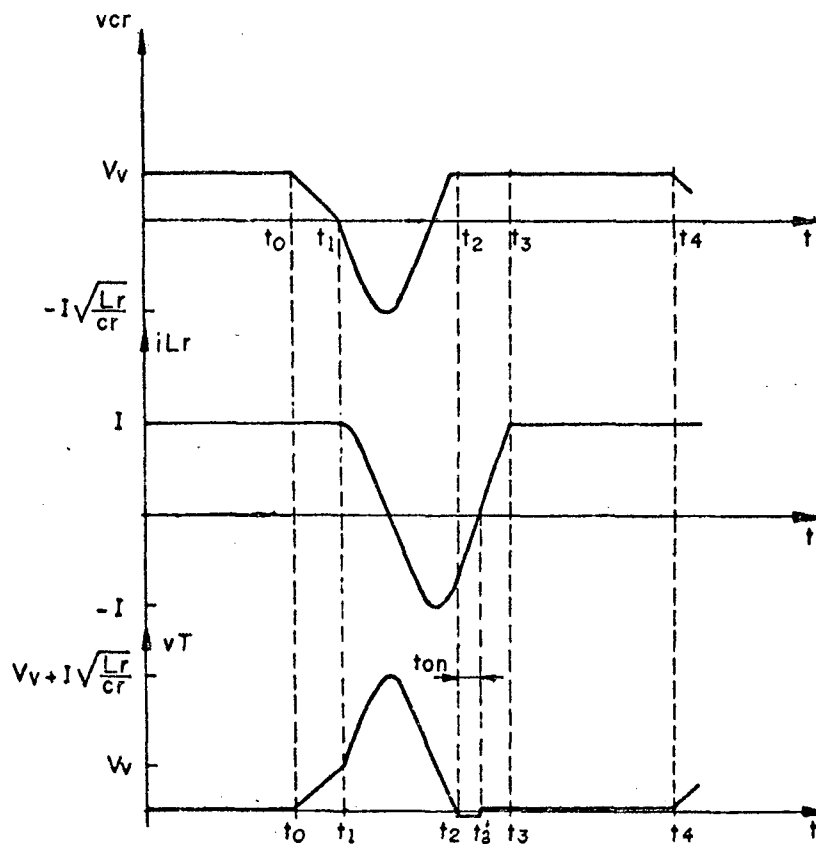


FIGURA 7.24 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZVS-FM número 3 da figura 7.17.-

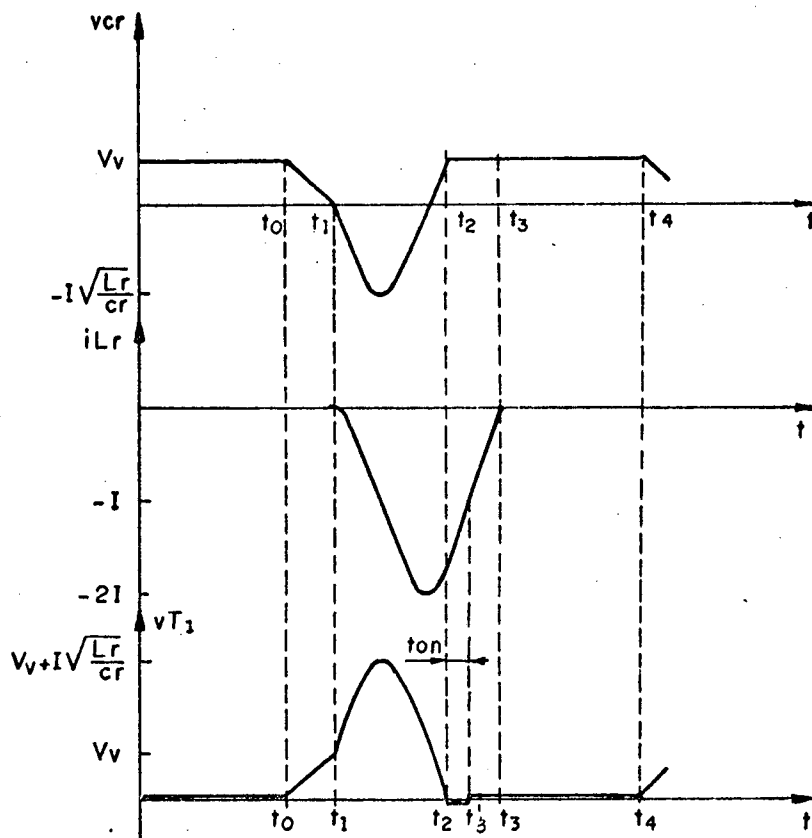


FIGURA 7.25 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZVS-FM número 4 da figura 7.17.-

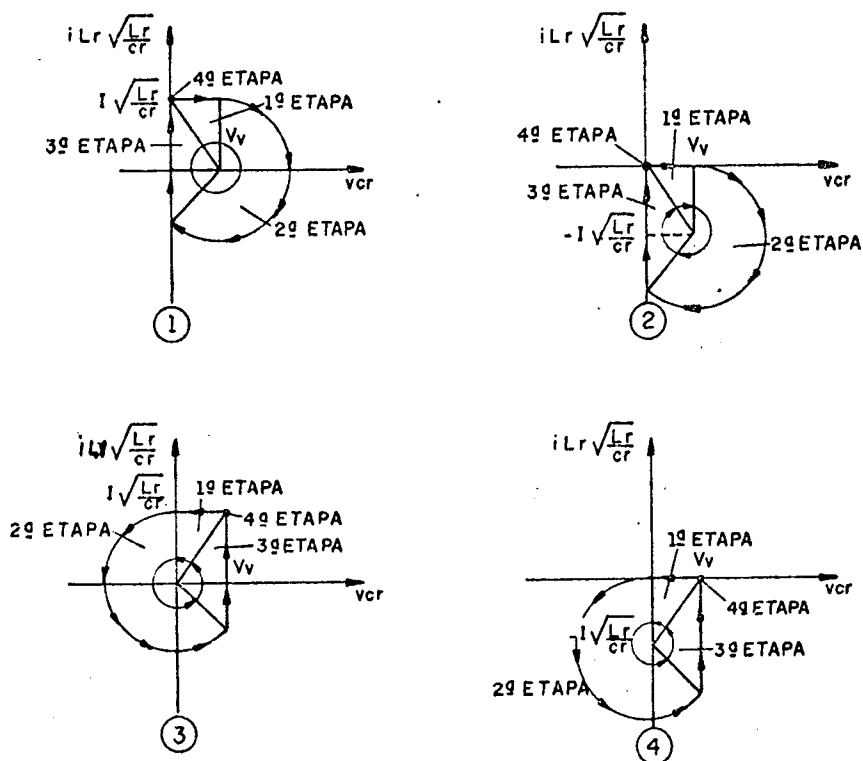


FIGURA 7.26 - Planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZVS-FM da figura 7.17.-

Como pode ser visto, nas formas de ondas, figuras 7.22 à 7.25, e nos planos de fases, figura 7.26, o comportamento das estruturas que compõem esta família de conversores é basicamente o mesmo, como acontece nas demais famílias de conversores quase-ressonantes já estudadas neste trabalho.- O que varia de uma estrutura para outra é o deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}).-

7.3.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado acima, o comportamento das quatro estruturas que compõem a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM, com interruptor unidirecional em tensão, é basicamente o mesmo.- Conseqüentemente, o seu modelo matemático não sofrerá variações.- O que possibilita fazer o estudo para apenas uma estrutura e estendê-lo para as demais.- A estrutura que será analisada aqui é a de número 1 da figura 7.17.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação diferencial e as condições de contorno, nesta etapa de funcionamento, para a estrutura em estudo, são as mesmas do conversor buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, portanto, as equações 7.3 e 7.8, são as que representam esta etapa também.-

$$v_{Cr}(t) = \frac{I}{C_r} t \quad (7.46)$$

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\alpha} \quad (7.47)$$

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Para esta etapa de funcionamento, a observação feita para a anterior continua válida, somente que as equações agora são as de números 7.14 e 7.15.-

$$v_{Cr}(t) = V_v + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \sin \omega t \quad (7.48)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \cos \omega t \quad (7.49)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (7.50)$$

quando:

$$v_{Cr}(t) = 0 \quad (7.51)$$

E que o ângulo $\omega \Delta t_2$ encontra-se no terceiro quadrante.-

Substituindo-se as equações 7.50 e 7.51 na 7.48 e considerando-se o

quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 7.52, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.52)$$

Substituindo-se a equação 7.52 na 7.49 encontra-se a 7.53, que é a equação da corrente no indutor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$i_2' = -I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha} \right)^2} \quad (7.53)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Da mesma forma que para as outras duas etapas anteriores, o que foi deduzido para o conversor buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão é válido aqui também.- Sòmente que a equação agora é a de número 7.21.-

$$i_{Lr}(t) = I_2 + \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.54)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (7.55)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I \quad (7.56)$$

Substituindo-se as equações 7.53, 7.55 e 7.56 na 7.54 obtem-se a 7.57 que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right\} \quad (7.57)$$

7.3.4 - GANHO ESTÁTICO E t_{on}

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida obtem-se a equação 7.58.-

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{i_{1med}}{I} \quad (7.58)$$

Das etapas de funcionamento observa-se que $i_1(t)$ é diferente de zero em todas as etapas de funcionamento.- Então o valor de $i_1(t)$ pode ser representado pela equações 7.59, 7.60, 7.61 e 7.62, para a primeira, segunda, terceira e quarta etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_1(t) = I \quad (7.59)$$

$$i_1(t) = I \cos \omega_0 t \quad (7.60)$$

$$i_1(t) = -I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} + \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.61)$$

$$i_1(t) = I \quad (7.62)$$

Então o valor médio da corrente $i_1(t)$ é dado pela equação 7.63.-

$$i_{1med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_1} dt + I \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt - I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt + \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.63)$$

Solucionando-se a equação 7.63 e substituindo-se na 7.58 encontra-se a 7.64, que é a equação do ganho estático para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$\frac{V_I}{V_v} = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \pi + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.64)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.65)$$

Examinando-se a equação 7.64 e os planos de fases da figura 7.26, nota-se que o funcionamento destes conversores só é normal para $\alpha \geq 1,0$.- E que, o controle do fluxo de potência é efetuado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.- Como acontece com a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão.-

Das equações 7.54 e 7.53, tem-se que:

$$i_{L_r}(t) = -I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} + \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.66)$$

Das formas de ondas da figura 7.22, tem-se:

$$t = t_{on} \quad (7.67)$$

quando:

$$i_{L_r}(t) = 0 \quad (7.68)$$

Substituindo-se as equações 7.67 e 7.68 na 7.66 obtem-se a 7.69, que é a equação que fornece o tempo disponível (t_{on}) para que o transistor T_1 seja colocado em condução.-

$$t_{on} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\alpha^2 - 1} \quad (7.69)$$

As equações 7.64 e 7.69 foram resolvidas para vários valores de carga (α) e deram origem às curvas das figuras 7.27 e 7.28, respectivamente.-

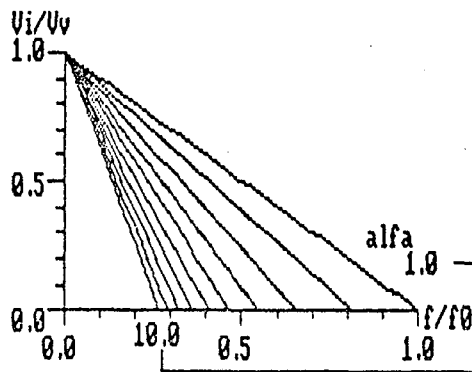


FIGURA 7.27 - Ganho estático da família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.-

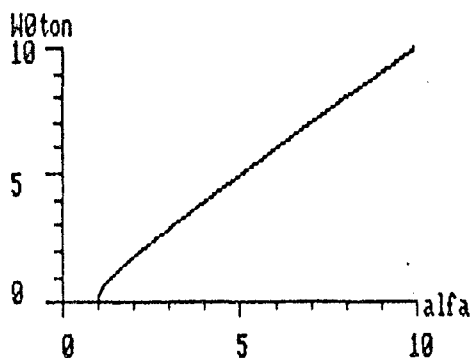


FIGURA 7.28 - Tempo disponível para o transistor T_1 entrar em condução (t_{on}), em função da carga (α), para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão.-

Da figura 7.27 observa-se que, para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, o ganho estático é extremamente variável com a carga (α).- Esta característica torna mais difícil o controle dos conversores desta família, do que o daquela estudada no item 7.2.-

Da figura 7.28, observa-se que o tempo disponível para o transistor T1 ser colocado em condução (t_{on}), diminui com a diminuição da carga (α).- Este comportamento é similar àquele da família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, portanto, as considerações feitas no estudo anterior continuam sendo válidas.-

7.3.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

7.3.5.2 - TRANSISTOR T1

I_{T1MED}

A corrente que circula pelo transistor T1 é igual à corrente $i_1(t)$ na parte positiva da terceira e na quarta etapa de funcionamento.- Então o valor médio da corrente $i_{T1}(t)$ é dado pela equação 7.70.-

$$i_{T1med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.70)$$

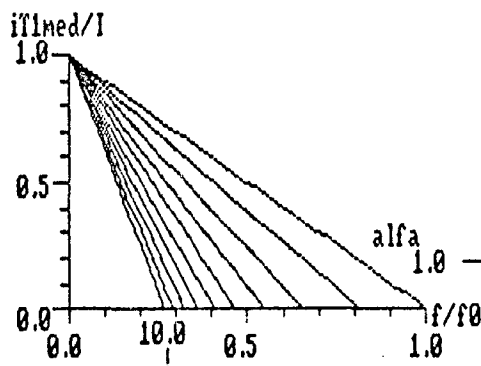


FIGURA 7.29 - Corrente média, parametrizada, no transistor T1, para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.

Onde:

$$\Delta t_3'' = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (7.71)$$

$$\Delta t_4 = \left\{ T - \frac{1}{\omega_0} \left[\frac{1}{\alpha} - \Pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) - \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} \right] \right\} \quad (7.72)$$

Solucionando-se a equação 7.70 obtém-se a 7.73.-

$$\frac{i_{T1med}}{I} = 1 - \frac{1}{2\Pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \frac{\alpha}{2} + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.73)$$

A equação 7.73 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.29.-

I_{T1EF}

$$(i_{T1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3''} \left(\frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt + I^2 \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.74)$$

Solucionando-se a equação 7.74 obtém-se:

$$\left(\frac{i_{T1ef}}{I} \right)^2 = 1 - \frac{1}{2\Pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \frac{2}{3} \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.75)$$

A equação 7.75 foi solucionada para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.30.-

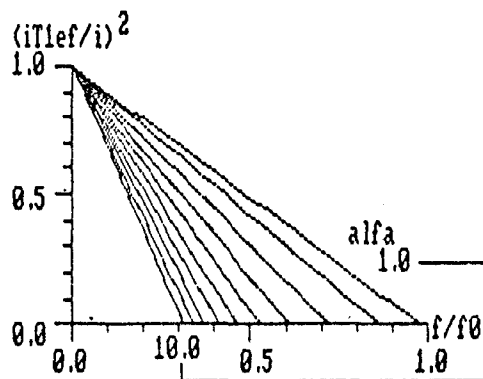


FIGURA 7.30 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor T_1 , para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor unidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.

7.3.5.2 - DIODO D₁

ID₁MED

A corrente que circula pelo diodo D₁ é igual à corrente i₁(t) durante a sua excursão negativa, durante a terceira etapa de funcionamento.- Então o valor médio da corrente i_{D1}(t) é dado pela equação 7.76.-

$$i_{D1med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_3} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.76)$$

Onde:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\alpha^2 - 1} \quad (7.77)$$

Solucionando-se a equação 7.76 encontra-se a equação 7.78.-

$$\frac{i_{D1med}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} - \frac{1}{2\alpha} \right\} \quad (7.78)$$

A equação 7.78 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.31.-

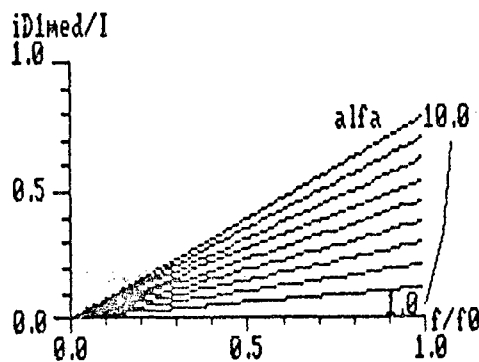


FIGURA 7.31 - Corrente média, parametrizada, no diodo D₁, para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.-

ID₁EF

$$(i_{D1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3} \left(I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt \right\} \quad (7.79)$$

Solucionando-se a equação 7.79 obtém-se a 7.80.-

$$\left(\frac{i_{D1ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{3} \sqrt{\alpha^2 - 1} - \frac{1}{3\alpha^2} \sqrt{\alpha^2 - 1} \right\} \quad (7.80)$$

A equação 7.80 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.32.-

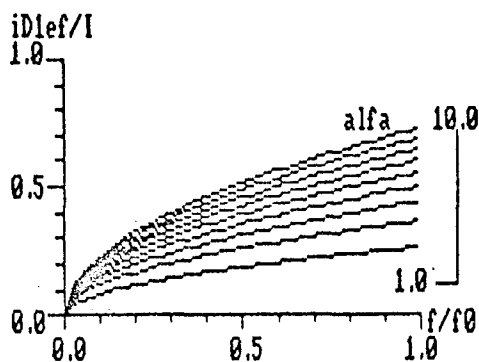


FIGURA 7.32 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo D_1 , para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.-

7.2.5.3 - DIODO DE RODA LIVRE (D_2)

I_{D2MED}

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo de roda livre (D_2) é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de roda livre é representada pela equações 7.81 e 7.82, respectivamente.-

$$i_{D2}(t) = I - I \cos \omega t \quad (7.81)$$

$$i_{D2}(t) = I + I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.82)$$

Das equações 7.81 e 7.82 tem-se que, o valor médio da corrente no diodo de roda livre (D_2) é representado pela equação 7.83.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_2} dt - I \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_3} dt + I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.83)$$

Solucionando-se a equação 7.83 encontra-se:

$$\frac{i_{D2med}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.84)$$

A equação 7.84 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.33.-

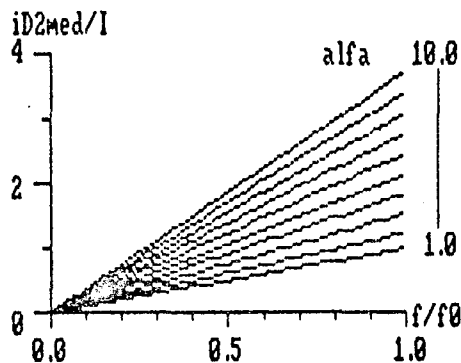


FIGURA 7.33 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D2), para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.-

I_{D2EF}

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} \left(I - I \cos \omega t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(I + I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt \right\} \quad (7.85)$$

Solucionando-se a equação 7.85 encontra-se a 7.86.-

$$\left(\frac{i_{D2ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \frac{4\alpha}{3} + \frac{4}{3} \sqrt{\alpha^2 - 1} + \frac{1}{6\alpha^2} \sqrt{\alpha^2 - 1} + \frac{3\pi}{2} + \frac{3}{2} \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.86)$$

A equação 7.86 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.34.-

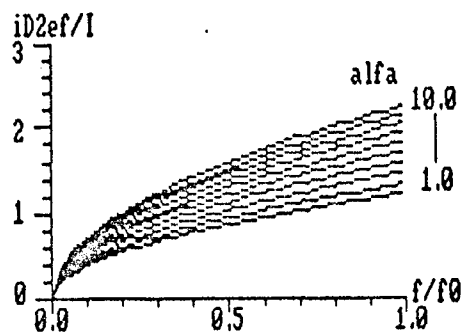


FIGURA 7.34 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D_2), para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.-

7.4 - CONVERSORES BOOST QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À TENSÃO NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM TENSÃO

7.4.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores boost quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência (boost-QRC-ZVS-FM), com interruptor bidirecional em tensão, deve-se substituir, nos circuitos da figura 2.2, o interruptor S2 por um transistor T1 em série com um diodo D1 e o interruptor S1 por um diodo D2.- Efetuando-se estas substituições obtem-se os circuitos da figura 7.35.-

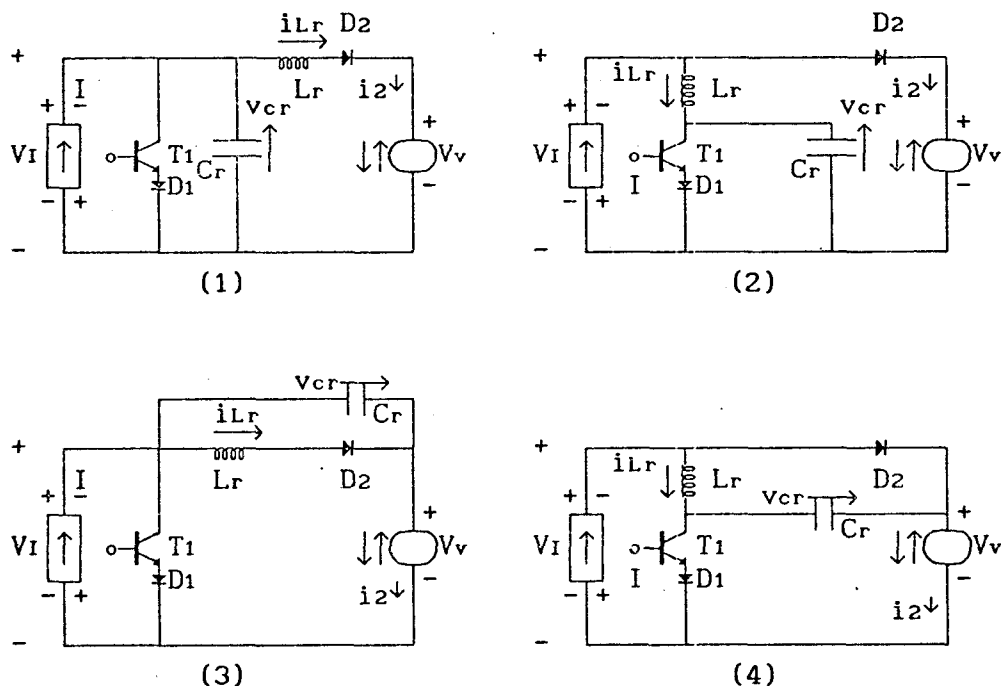


FIGURA 7.35 - Família de conversores boost quase-ressonantes, com comutação à tensão nula, modulação em frequência (boost-QRC-ZVS-FM) e interruptor bidirecional em tensão, obtida no capítulo 2, figura 2.2.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T1 é desligado e se finda quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.36, e quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se carrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.36, e se descarrega, linearmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

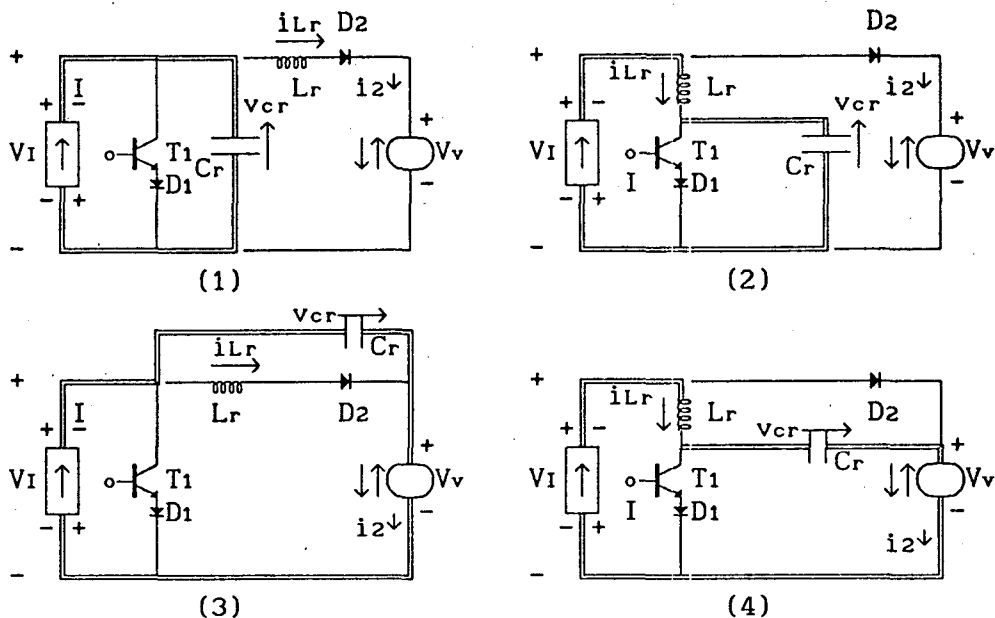


FIGURA 7.36 - Família de conversores boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.36, e quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.37, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

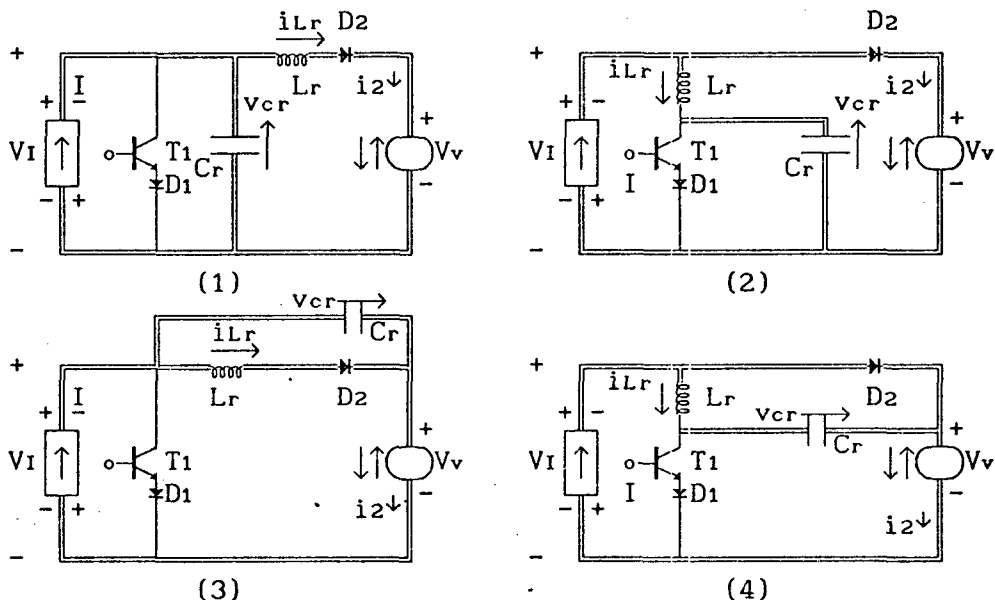


FIGURA 7.37 - Família de conversores boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

A tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um

máximo, decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce senoidalmente até se anular, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.37, e decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula, continua crescendo, passa por um máximo e decresce senoidalmente até atingir o valor $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.- Enquanto isto, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce cossenoidalmente, nas estruturas 2 e 4 da figura 7.37, e cresce, passa por um máximo e decresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 1 e 3 da mesma figura.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.37, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.38, e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce linearmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.38, e cresce, linearmente também, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

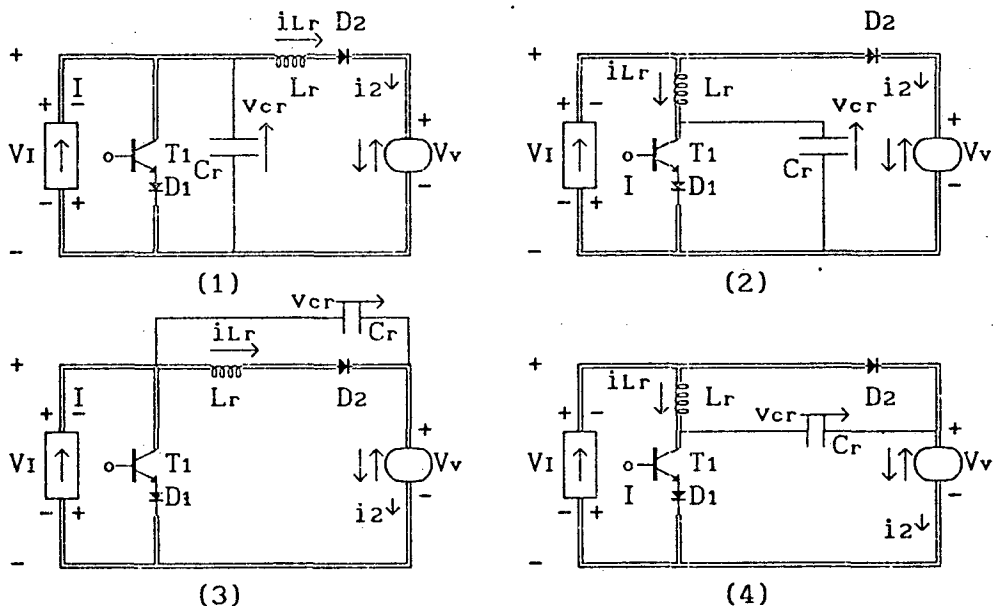


FIGURA 7.38 - Família de conversores boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de roda livre)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.38, e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando o transistor T1 é desligado dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de corrente I se encontra em roda livre através do transistor T_1 e a carga (V_v) se encontra desligada pelo diodo D_2 .

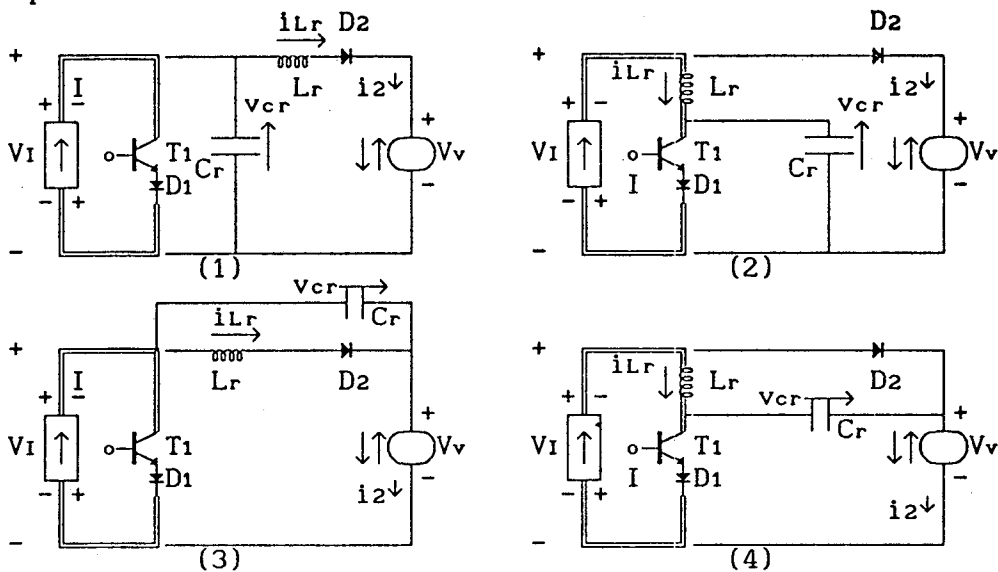


FIGURA 7.39 - Família de conversores boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

7.4.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de

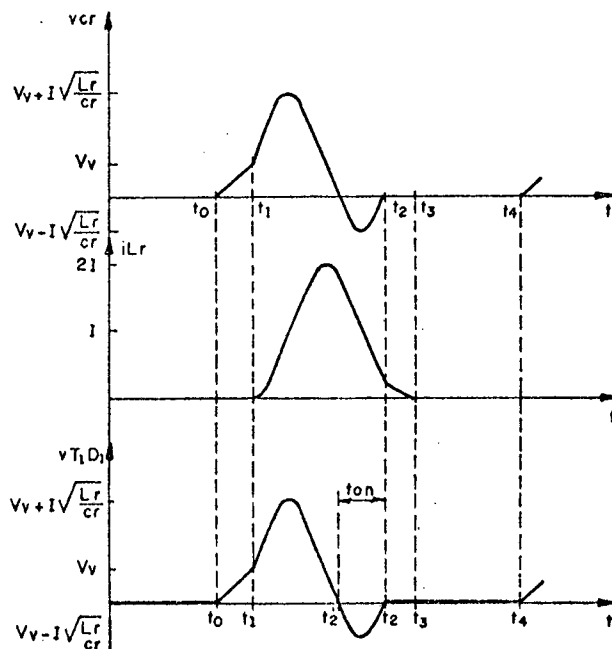


FIGURA 7.40 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZVS-FM número 1 da figura 7.35.-

conversores boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, estão

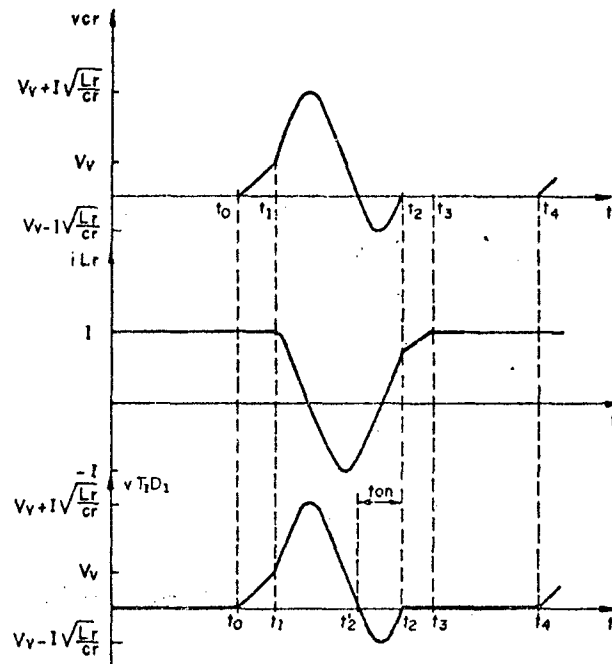


FIGURA 7.41 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZVS-FM número 2 da figura 7.35.-

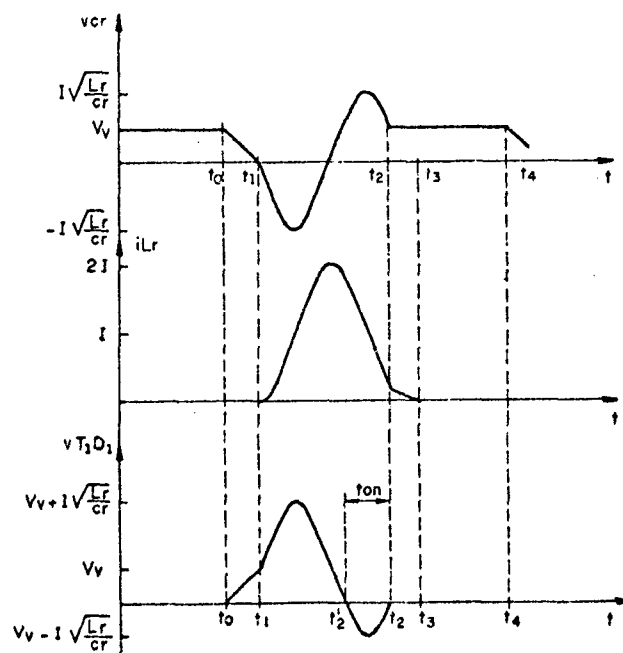


FIGURA 7.42- Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZVS-FM número 3 da figura 7.35.-

colocadas nas figuras 7.40, 7.41, 7.42, 7.43 e 7.44.-

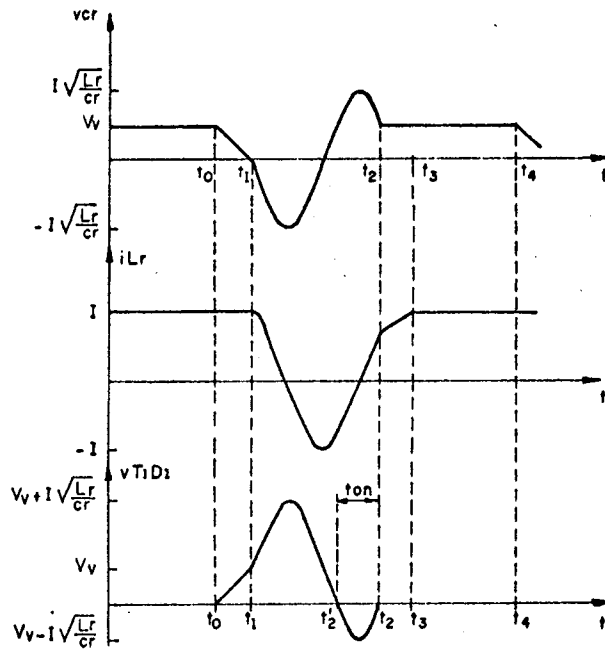


FIGURA 7.43 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZVS-FM número 4 da figura 7.35.-

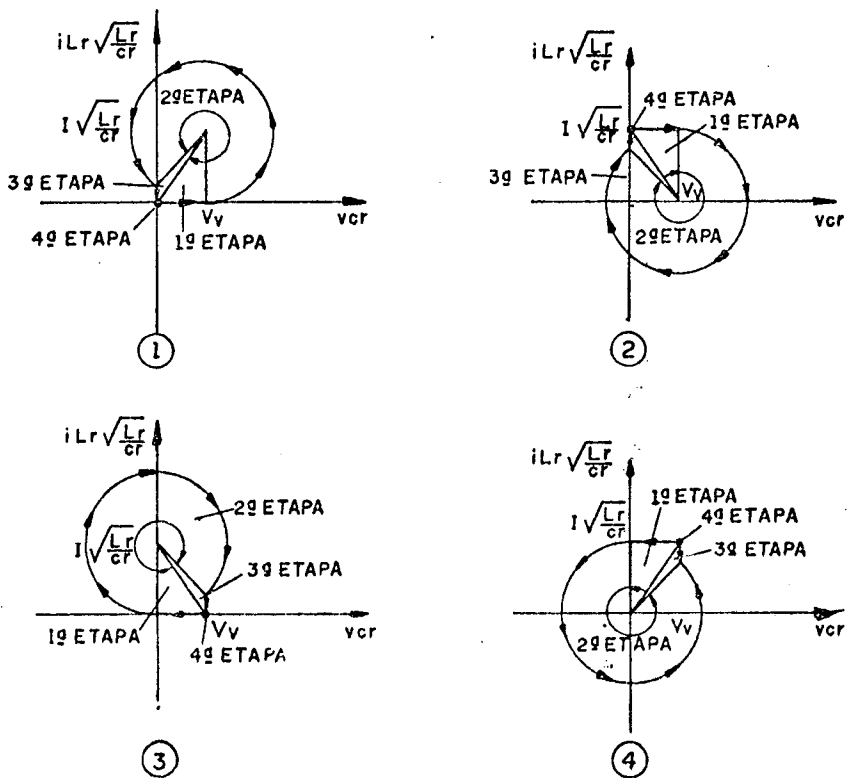


FIGURA 7.44 - Planos de fases da família de conversores boost-QRC-ZVS-FM da figura 7.35.-

Pelas formas de ondas, figuras 7.40 à 7.43, e pelos planos de fases, figura 7.44, observa-se que o comportamento das estruturas que compõem esta família de conversores quase-ressonantes é basicamente o mesmo.- A variação que existe de uma estrutura para outra é o deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

7.4.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado acima, o comportamento das quatro estruturas boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão é basicamente o mesmo.- Conseqüentemente, o seu modelo matemático não sofrerá variações.- Isto possibilita que se estude apenas uma estrutura e que se estenda os resultados obtidos para as demais.- A estrutura que será estudada aqui é a de número 1 da figura 7.35.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

As equações 7.87 e 7.88 são as equações que descrevem o comportamento do circuito 1 da figura 7.36.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (7.87)$$

$$i_{cr}(t) = I \quad (7.88)$$

Substituindo-se a equação 7.88 na 7.87 e solucionando-se obtém-se a 7.89, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância durante esta etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = \frac{I}{C_r} t \quad (7.89)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (7.90)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = V_v \quad (7.91)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (7.92)$$

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.93)$$

Substituindo-se as equações 7.90, 7.91, 7.92 e 7.93 na 7.89 obtém-se a 7.94, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\alpha} \quad (7.94)$$

2ª ETAPA (t1, t2) Δt2 (etapa ressonante)

As equações 7.95, 7.96 e 7.97 descrevem o comportamento do circuito 1 da figura 7.37.-

$$V_v = - L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} \quad (7.95)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (7.96)$$

$$i_{cr} = I - i_{Lr} \quad (7.97)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 7.98 e 7.99.-

$$v_{cr}(0) = V_v \quad (7.98)$$

$$i_{Lr}(0) = 0 \quad (7.99)$$

Resolvendo-se as equações 7.95 e 7.96 e utilizando-se as condições iniciais das 7.98 e 7.99, tem-se:

$$v_{cr}(t) = V_v + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \operatorname{sen} \omega t \quad (7.100)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \cos \omega t \quad (7.101)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (7.102)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (7.103)$$

E que o ângulo $\omega \Delta t_2$ se encontra no quarto quadrante.-

Substituindo-se as equações 7.102 e 7.103 na 7.100 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega \Delta t_2$ obtem-se a 7.104, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ 2\pi - \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.104)$$

Substituindo-se a equação 7.104 na 7.101 encontra-se a 7.105 que é a equação da corrente no indutor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$i_2 = I - I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha} \right)^2} \quad (7.105)$$

3ª ETAPA (t2, t3) Δt3 (segunda etapa linear)

A equação diferencial 7.106 é a equação que descreve o comportamento do circuito 1 da figura 7.38.-

$$V_v = - L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (7.106)$$

Solucionando-se a equação 7.106 encontra-se a 7.107, que é a equação da corrente no indutor de ressonância, durante esta etapa de funcionamento.-

$$i_{Lr}(t) = I_2 - \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.107)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (7.108)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (7.109)$$

Substituindo-se as equações 7.105, 7.108 e 7.109 na 7.107 obtém-se a 7.110, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} \right\} \quad (7.110)$$

7.4.4 - GANHO ESTÁTICO E t_{on}

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida, tem-se:

$$\frac{V_v}{V_i} = \frac{I}{i_{2med}} \quad (7.111)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que $i_2(t)$ é diferente de zero na 2ª e na 3ª etapa.- E neste caso $i_2(t)$ pode ser representada pelas equações 7.112 e 7.113, para a segunda e a terceira etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_2(t) = I - I \cos \omega t \quad (7.112)$$

$$i_2(t) = I - I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.113)$$

Então, o valor de i_{2med} é dado pela equação 7.114.-

$$i_{2med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_2} dt - I \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_3} dt - I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.114)$$

Solucionando-se a equação 7.114 e substituindo-se na 7.111 obtém-se a 7.115, que é a equação do ganho estático para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$\frac{V_v}{V_i} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\}} \quad (7.115)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.116)$$

Examinando-se a equação 7.115 e os planos de fases da figura 7.44, nota-se que, como os outros conversores quase-ressonantes com comutação à tensão nula, estudados anteriormente, estes conversores só funcionam normalmente com $\alpha \geq 1,0$.- E, novamente, o controle do fluxo de potência é efetuado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.-

Das formas de ondas da figura 7.40 obtem-se a equação 7.117.-

$$t_{on} = \Delta t_2 - \Delta t_2' \quad (7.117)$$

Da equação 7.100 encontra-se o valor de $\Delta t_2'$ que está representado na equação 7.118.-

$$\Delta t_2' = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.118)$$

Substituindo-se as equações 7.104 e 7.118 na 7.117 obtem-se a 7.119, que é a equação do tempo disponível (t_{on}) para que o transistor T1 entre em condução, para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$t_{on} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi - 2 \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.119)$$

As equações 7.115 e 7.119 foram resolvidas para vários valores de carga (α) e deram origem às curvas das figuras 7.45 e 7.12, respectivamente.-

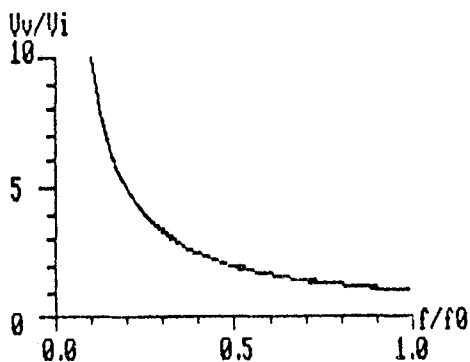


FIGURA 7.45 - Ganho estático da família de conversores boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.-

Da figura 7.45 observa-se que, para a família de conversores boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, o ganho estático não varia com a carga (α).- Isto é o mesmo que acontece com as demais famílias de conversores quase-ressonantes com interruptor bidirecional, estudadas até aqui.-

As demais observações feitas para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, são válidas também para esta família de conversores quase-ressonantes:-

7.4.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

7.4.5.1 - TRANSISTOR T₁

I_{T1MED}

A corrente que circula pelo transistor T₁ é diferente de zero na terceira e na quarta etapa de funcionamento.- Então a corrente $i_{T1}(t)$ é representada pelas equações 7.120 e 7.121, para a terceira e a quarta etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_{T1}(t) = I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} + \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.120)$$

$$i_{T1}(t) = I \quad (7.121)$$

Então o valor médio da corrente no transistor T₁ é dado pela equação 7.122.-

$$i_{T1med} = \frac{1}{T} \left\{ I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt + \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.122)$$

Solucionando-se a equação 7.122 obtem-se a 7.123.-

$$\frac{i_{T1med}}{I} = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} + 2\pi - \sin^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.123)$$

A equação 7.123 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.13.-

I_{T1EF}

$$(i_{T1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3} \left(I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} + \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt + I^2 \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.124)$$

Solucionando-se a equação 7.124 obtem-se:

$$\left(\frac{i_{T1ef}}{I} \right)^2 = 1 - \frac{f}{2\Pi f_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \frac{2\alpha}{3} - \frac{2}{3} \sqrt{\alpha^2 - 1} - \frac{1}{3\alpha^2} \sqrt{\alpha^2 - 1} + 2\Pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.125)$$

A equação 7.125 foi solucionada para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.14.-

7.4.5.2 - DIODO D₁

Como o diodo D₁ se encontra em série com o transistor T₁, os valores de correntes médias e eficazes são os mesmos para ambos os semicondutores.- Então o valor da corrente média no diodo D₁ será dado pela equação 7.123 e o valor eficaz pela 7.125.-

7.4.5.3 - DIODO DE BLOQUEIO

I_{D2MED}

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo de bloqueio (D₂) é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de roda livre é igual à corrente no indutor de ressonância.- Então o valor médio da corrente no diodo D₂ é dada pela equação 7.126.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_2} dt - I \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_3} dt - I \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\alpha} \right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.126)$$

Solucionando-se a equação 7.126 encontra-se:

$$\frac{i_{D2med}}{I} = \frac{1}{2\Pi f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} + 2\Pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.127)$$

A equação 7.127 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.15.-

I_{D2EF}

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} \left(I - I \cos \omega t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(I - I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha} \right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt \right\} \quad (7.128)$$

Solucionando-se a equação 7.128 encontra-se a 7.129.-

$$\left(\frac{i_{D2ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \frac{4\alpha}{3} - \frac{4}{3} \sqrt{\alpha^2 - 1} - \frac{1}{6\alpha^2} \sqrt{\alpha^2 - 1} + 3\pi - \frac{3}{2} \sin^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.129)$$

A equação 7.129 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.16.-

7.5 - CONVERSORES BOOST QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À TENSÃO NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR UNIDIRECIONAL EM TENSÃO

7.5.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores boost quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência (boost-QRC-ZVS-FM), com interruptor unidirecional em tensão, deve-se substituir nos circuitos da figura 2.2, o interruptor S2 por um transistor T1 em anti-paralelo com um diodo D1 e o interruptor S1 por um diodo D2.- Efetuando-se estas substituições obtém-se os circuitos da figura 7.46.-

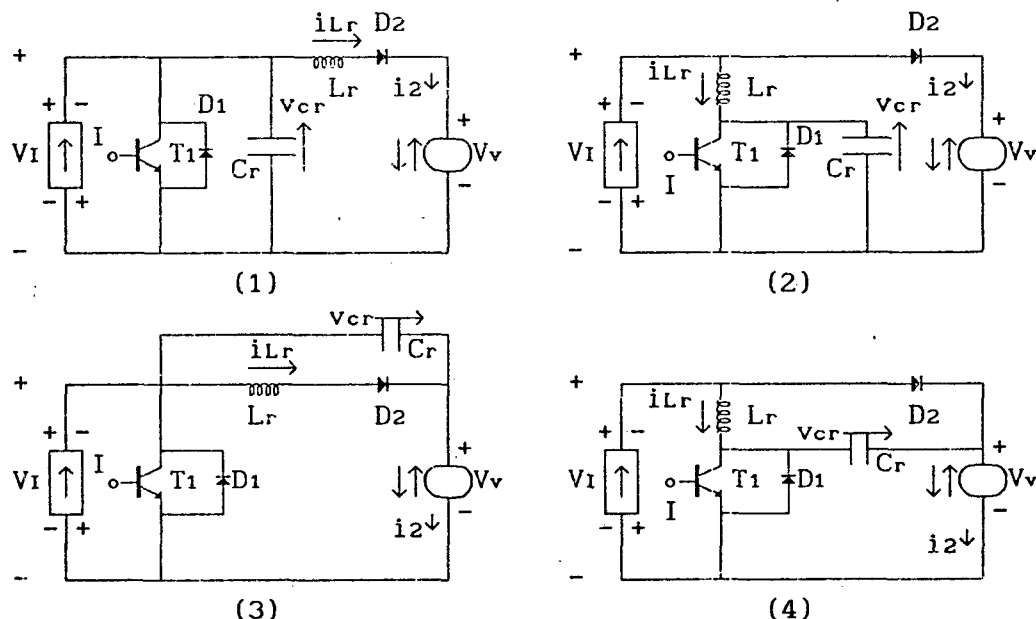


FIGURA 7.46 - Família de conversores boost quase-ressonantes, com comutação à tensão nula, modulação em frequência (boost-QRC-ZVS-MF) e interruptor unidirecional em tensão, obtida no capítulo 2, figura 2.2.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento tem início quando o transistor T1 é desligado e se finda quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.47, e quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r)

se carrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.47, e se descarrega, linearmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

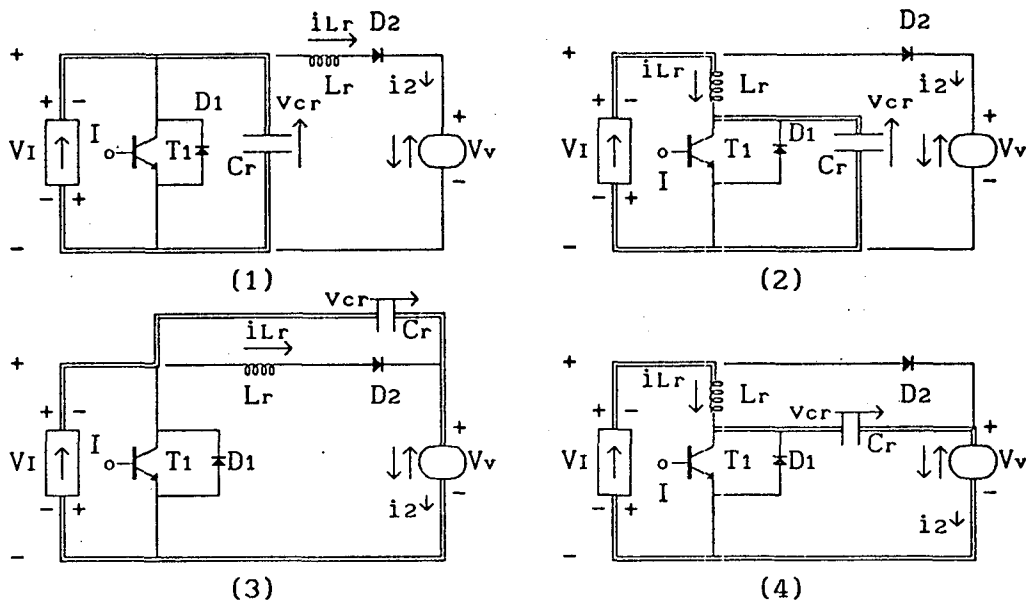


FIGURA 7.47 - Família de conversores boost-ORC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

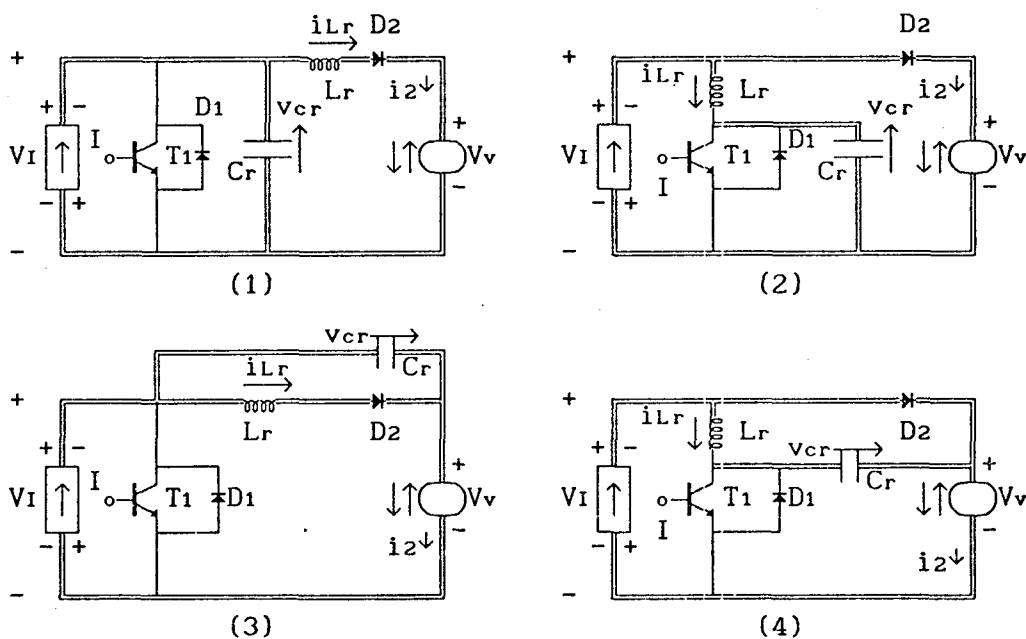


FIGURA 7.48 - Família de conversores boost-ORC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.47, e quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.48,

e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.48, e decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula e continua crescendo, senoidalmente também, até atingir o valor $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.- Enquanto isto, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce cossenoidalmente, nas estruturas 2 e 4 da figura 7.48 e cresce, passa por um máximo e decresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 1 e 3 da mesma figura.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.48, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.49, e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce linearmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.49, e cresce, linearmente também, nas estruturas 2 e 4 a mesma figura.-

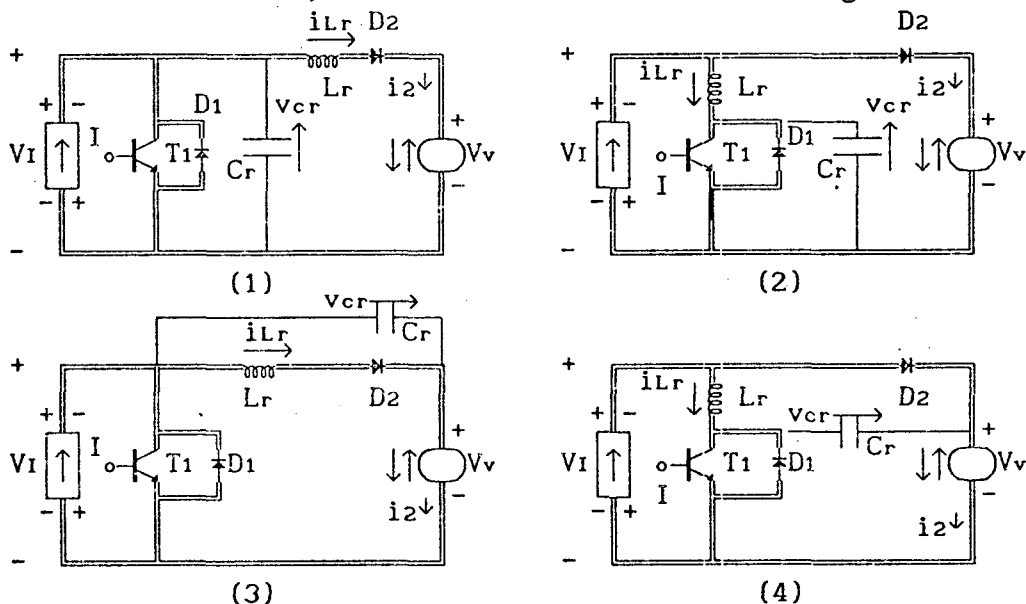


FIGURA 7.49 - Família de conversores boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de roda livre)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.49 e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura,

e se finda quando o transistor T1 é desligado dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de corrente I se encontra em roda livre através do transistor T1.-

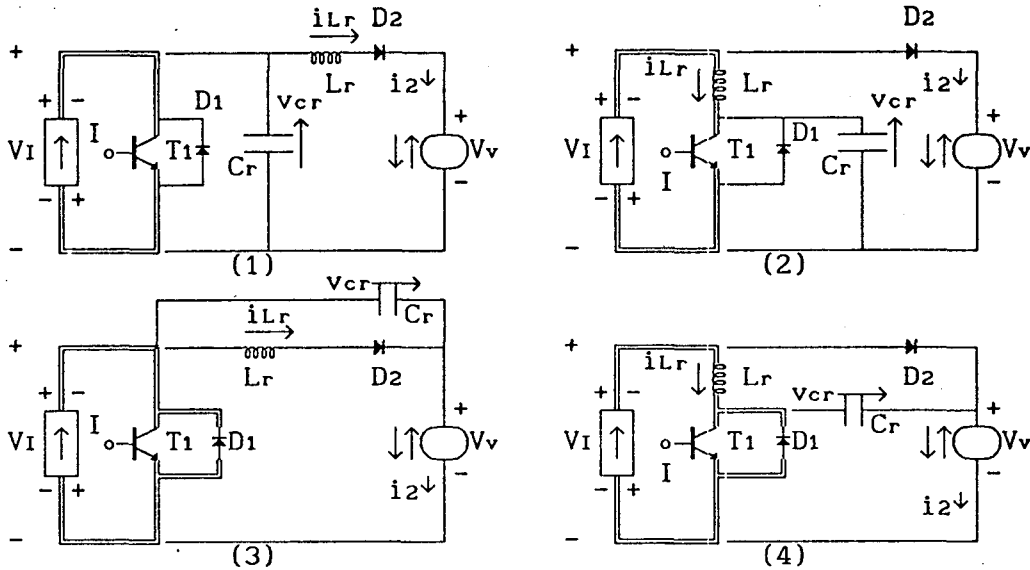


FIGURA 7.50 - Família de conversores boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

7.5.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de

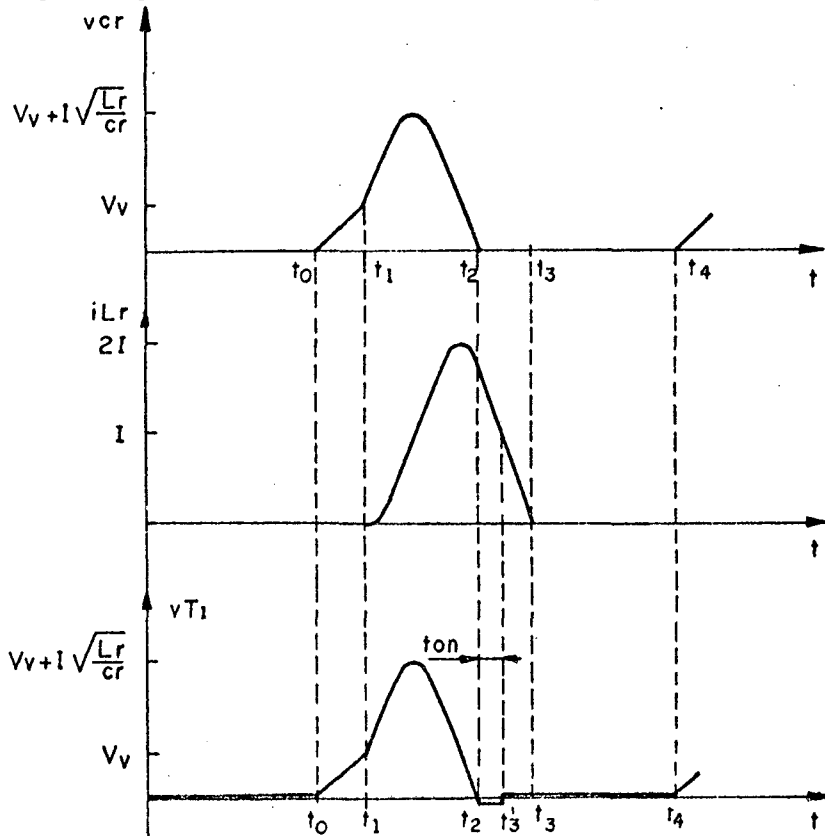


FIGURA 7.51 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZVS-FM número 1 da figura 7.46.-

conversores boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, estão colocadas nas figuras 7.51, 7.52, 7.53, 7.54 e 7.55.-

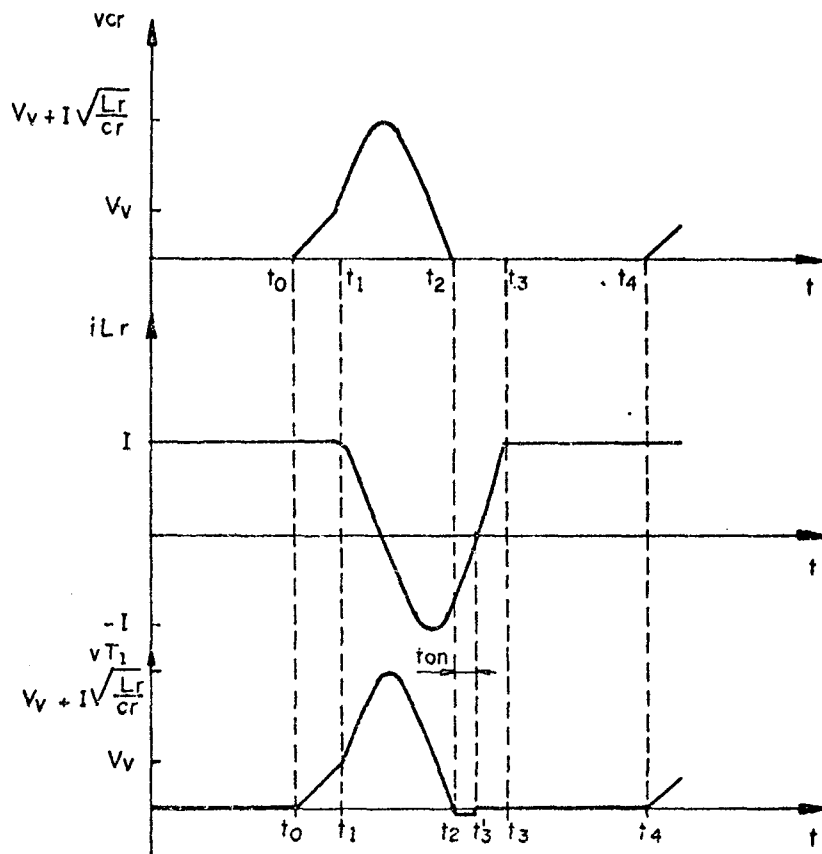


FIGURA 7.52 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZVS-FM número 2 da figura 7.46.-

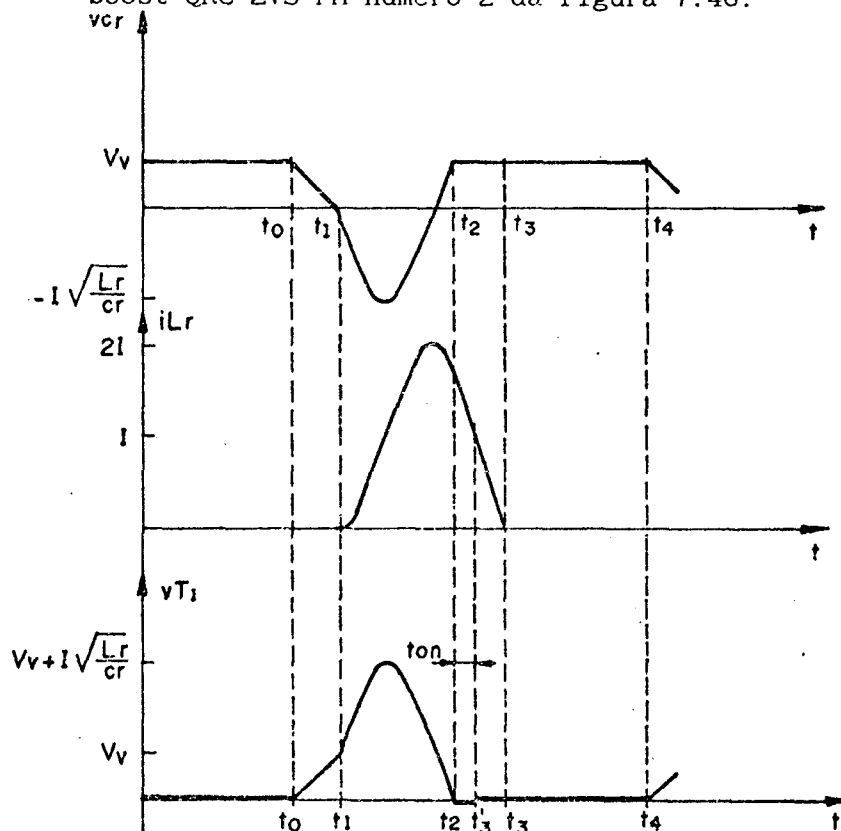


FIGURA 7.53 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZVS-FM número 3 da figura 7.46.-

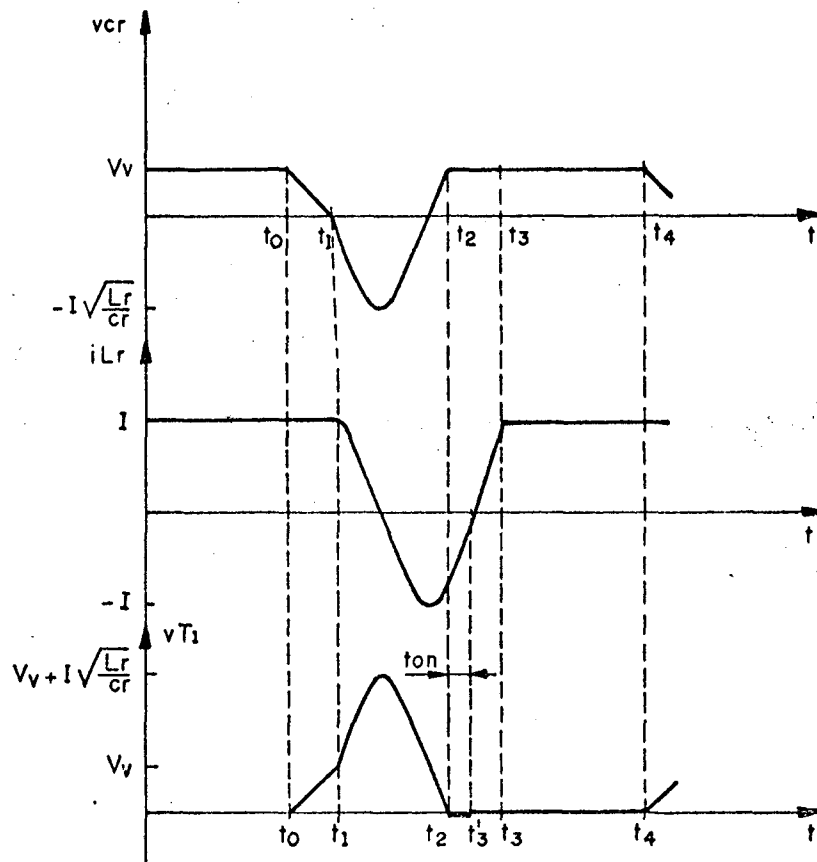


FIGURA 7.54 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZVS-FM número 4 da figura 7.46.-

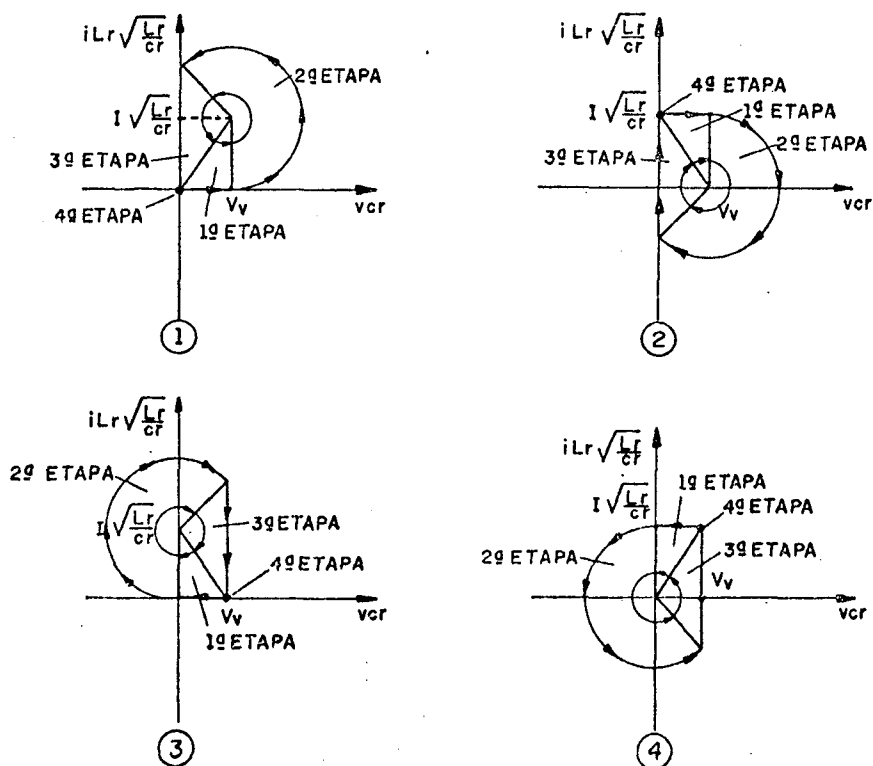


FIGURA 7.55 - Planos de fases da família de conversores boost-QRC-ZVS-FM da figura 7.46.-

Pelas formas de ondas, figuras 7.51 à 7.54, e pelos planos de fases, figura 7.55, observa-se que, mais uma vez, o comportamento das estruturas da família de conversores quase-ressonantes em estudo é basicamente o mesmo.- Como nas outras famílias de conversores estudadas até aqui, a variação que existe entre o comportamento de uma estrutura e o de outra é o deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}).-

7.5.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado acima, o comportamento das quatro estruturas boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, é basicamente o mesmo.- Conseqüentemente, o seu modelo matemático não sofrerá variações.- O que possibilita fazer o estudo para apenas uma estrutura e estendê-lo para as demais.- A estrutura que será analisada aqui é a de número 1 da figura 7.46.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação diferencial e as condições de contorno, nesta etapa de funcionamento, para a estrutura em estudo, são as mesmas do conversor boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, portanto, as equações 7.89 e 7.94, são as equações que representam esta etapa de funcionamento.-

$$v_{Cr}(t) = \frac{I}{C_r} t \quad (7.130)$$

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\alpha} \quad (7.131)$$

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Para esta etapa de funcionamento, a observação feita para a anterior continua válida, somente que as equações aqui são as de números 7.100 e 7.101.-

$$v_{Cr}(t) = V_v + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \text{ sen } \omega t \quad (7.132)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \text{ cos } \omega t \quad (7.133)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (7.134)$$

quando:

$$v_{Cr}(t) = 0 \quad (7.135)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ encontra-se no terceiro quadrante.-

Substituindo-se as equações 7.134 e 7.135 na 7.132 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega\Delta t_2$ obtem-se a 7.136, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.136)$$

Substituindo-se a equação 7.136 na 7.133 encontra-se a 7.137 que é a equação da corrente no indutor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$I_2' = I + I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha} \right)^2} \quad (7.137)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Da mesma forma que para as outras duas etapas anteriores, o que foi deduzido para o conversor boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional continua válido.- Sòmente que a equação é a de número 7.107.-

$$i_{Lr}(t) = I_2' - \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.138)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (7.139)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (7.140)$$

Substituindo-se as equações 7.137, 7.139 e 7.140 na 7.138 obtem-se a 7.141, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right\} \quad (7.141)$$

7.5.4 - GANHO ESTÁTICO E t_{on}

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida, tem-se:

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{I}{i_{2med}} \quad (7.142)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que $i_2(t)$ é diferente de zero na 2ª e na 3ª etapa.- E neste caso $i_2(t)$ pode ser representada pelas equações 7.143 e 7.144, para a segunda e a terceira etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_2(t) = I - I \cos \omega t \quad (7.143)$$

$$i_2(t) = I + I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha} \right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.144)$$

Então, o valor de i_{2med} é dado pela equação 7.145.-

$$i_{2med} = \frac{1}{I} \left\{ I \int_0^{\Delta t_2} dt - I \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_3} dt + I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.145)$$

Solucionando-se a equação 7.145 e substituindo-se na 7.142 obtém-se a 7.146, que é a equação do ganho estático para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$\frac{V_v}{V_i} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \pi + \sin^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\}} \quad (7.146)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.147)$$

Examinando-se a equação 7.146 e os planos de fases da figura 7.55, observa-se mais uma vez que, como nos demais conversores quase-ressonantes com comutação à tensão nula estudados até aqui, estes só funcionam normalmente com $\alpha \geq 1,0$.- E que, mais uma vez, o controle do fluxo de potência é efetuado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez definida a frequência de ressonância.-

Das equações 7.137 e 7.138, tem-se:

$$i_{Lr}(t) = I + I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.148)$$

Das formas de ondas da figura 7.51, tem-se:

$$t = t_{on} \quad (7.149)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I \quad (7.150)$$

Substituindo-se as equações 7.149 e 7.150 na 7.148 obtém-se a 7.151, que é a equação que fornece o tempo disponível (t_{on}) para que o transistor T1 seja colocado em condução.-

$$t_{on} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\alpha^2 - 1} \quad (7.151)$$

As equações 7.146 e 7.151 foram resolvidas para vários valores de carga (α) e deram origem às curvas das figuras 7.56 e 7.28, respectivamente.-

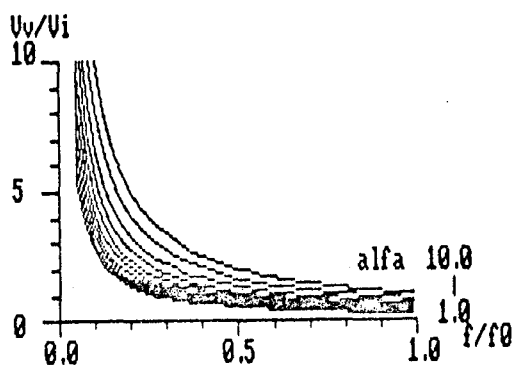


FIGURA 7.56 - Ganho estático da família de conversores boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, para α variando de 1,0 à 10,0.-

Da figura 7.56, observa-se que, como nas outras famílias de conversores quase-ressonantes com interruptor unidirecional, estudadas até aqui, o ganho estático é extremamente variável com a carga (α), o que torna os conversores, da família em estudo, mais difíceis de controlar que aqueles com interruptor bidirecional.-

As demais observações feitas para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, são válidas também para esta família de conversores.-

7.5.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

7.5.5.2 - TRANSISTOR T₁

I_{T1MED}

A corrente que circula pelo transistor T₁ é igual à corrente $i_{Lr}(t)$ quando $i_{Lr}(t) \leq I$ na terceira e na quarta etapa de funcionamento.- Então o valor médio da corrente $i_{T1}(t)$ é dado pela equação 7.152.-

$$i_{T1med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t \, dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.152)$$

Onde:

$$\Delta t_3'' = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (7.153)$$

$$\Delta t_4 = \left\{ T - \frac{1}{\omega_0} \left[\frac{1}{\alpha} - \Pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) - \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} \right] \right\} \quad (7.154)$$

Solucionando-se a equação 7.152 obtém-se a 7.155.-

$$\frac{i_{T1med}}{I} = 1 - \frac{1}{2\Pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \frac{\alpha}{2} + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.155)$$

A equação 7.155 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.29.-

i_{T1EF}

$$(i_{T1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3''} \left(\frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt + I^2 \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.156)$$

Solucionando-se a equação 7.156 obtém-se:

$$\left(\frac{i_{T1ef}}{I} \right)^2 = 1 - \frac{1}{2\Pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \frac{2}{3} \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (7.157)$$

A equação 7.157 foi solucionada para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.30.-

7.5.5.2 - DIODO D₁

i_{D1MED}

A corrente que circula pelo diodo D₁ é diferente de zero durante a terceira etapa de funcionamento, e isto ocorre apenas na parte onde $i_{Lr}(t) \geq I$.- Então o valor médio da corrente $i_{m1}(t)$ é dado pela equação 7.158.-

$$i_{D1med} = \frac{1}{T} \left\{ I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3'} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3'} t dt \right\} \quad (7.158)$$

Onde:

$$\Delta t_3' = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\alpha^2 - 1} \quad (7.159)$$

Solucionando-se a equação 7.158 encontra-se a equação 7.159.-

$$\frac{i_{D1med}}{I} = \frac{1}{2\Pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} - \frac{1}{2\alpha} \right\} \quad (7.160)$$

A equação 7.160 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu

origem às curvas da figura 7.31.-

ID1EF

$$(i_{D1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3} \left(I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt \right\} \quad (7.161)$$

Solucionando-se a equação 7.161 obtém-se a 7.162.-

$$\boxed{\left(\frac{i_{D1ef}}{I}\right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{3} \sqrt{\alpha^2 - 1} - \frac{1}{3\alpha^2} \sqrt{\alpha^2 - 1} \right\}} \quad (7.162)$$

A equação 7.162 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.32.-

7.5.5.3 - DIODO DE BLOQUEIO (D2)

ID2MED

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo de bloqueio (D2) é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de bloqueio é representada pela equações 7.163 e 7.164, respectivamente.-

$$i_{D2}(t) = I - I \cos \omega t \quad (7.163)$$

$$i_{D2}(t) = I + I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \quad (7.164)$$

Das equações 7.163 e 7.164 tem-se que, o valor médio da corrente no diodo de bloqueio (D2) é representado pela equação 7.165.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_2} dt - I \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_3} dt + I \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.165)$$

Solucionando-se a equação 7.165 encontra-se:

$$\boxed{\frac{i_{D2med}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\}} \quad (7.166)$$

A equação 7.166 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.33.-

ID2EF

$$(iD_{2ef})^2 = \frac{1}{I} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} \left(I - I \cos \omega t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(I + I \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha} \right)^2} - \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt \right\} \quad (7.167)$$

Solucionando-se a equação 7.167 encontra-se a 7.168.-

$$\left(\frac{iD_{2ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \frac{4\alpha}{3} + \frac{4}{3} \sqrt{\alpha^2 - 1} + \frac{1}{6\alpha^2} \sqrt{\alpha^2 - 1} + \frac{3\pi}{2} + \frac{3}{2} \operatorname{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\} \quad (7.168)$$

A equação 7.168 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem às curvas da figura 7.34.-

7.6 - CONVERSORES BUCK-BOOST QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À TENSÃO NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM TENSÃO

7.6.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores buck-boost quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência (buck-boost-QRC-ZVS-FM) com interruptor bidirecional em tensão, deve-se substituir, nos circuitos da figura 2.5, o interruptor S2 por um transistor T1 em série com um diodo D1 e o interruptor S1 por um diodo D2.- Efetuando-se estas substituições obtém-se os circuitos da figura 7.57.-

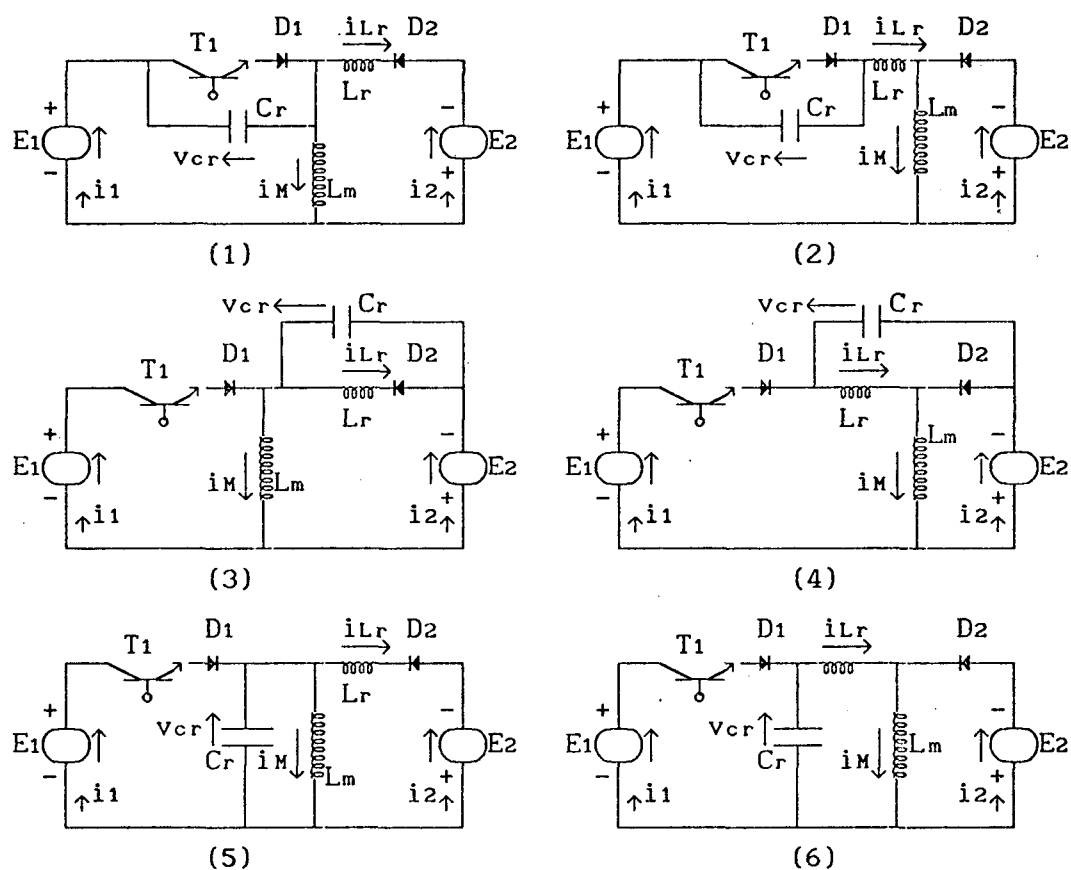


FIGURA 7.57 - Família de conversores buck-boost quase-ressonantes com comutação à tensão nula, modulação em frequência (buck-boost-QRC-ZVS-FM) e interruptor bidirecional em tensão, obtida no capítulo 2, figura 2.5.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T1 é desligado e se finda quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.58, quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.58.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r)

se carrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.58, e se descarrega, linearmente também, nas estruturas 3, 4, 5 e 6 da mesma figura.-

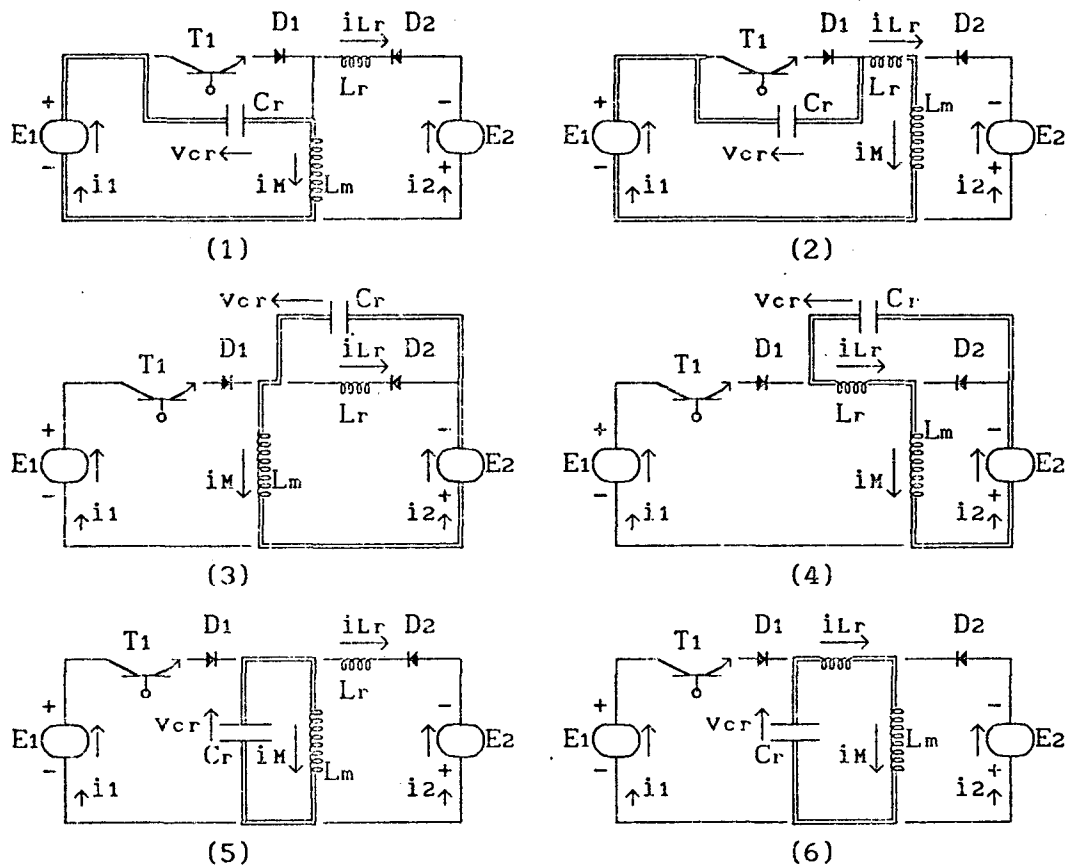


FIGURA 7.58 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.58, quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.58, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.59, quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = E_1$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.59.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo, decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.59, e decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula, continua crescendo, passa por um máximo e decresce, senoidalmente também, até atingir o valor $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, ou $v_{cr} = E_1$, nas estruturas 5 e 6 ainda

da mesma figura 7.59.- Enquanto isto, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce cossenoidalmente, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 7.59, e decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.-

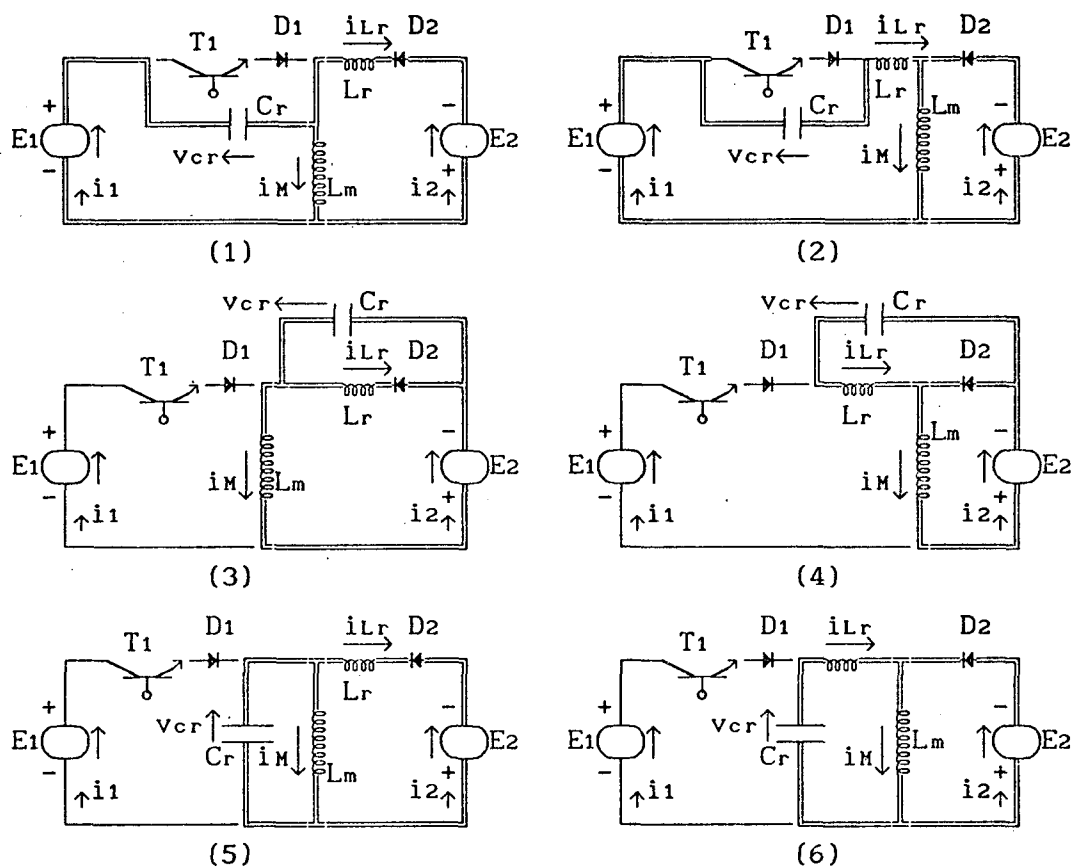


FIGURA 7.59 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3^a ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa inicia-se quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.59, quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = E_1$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.59, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 7.60, e quando $i_{Lr} = I_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce linearmente, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 7.60, e cresce, linearmente também, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.-

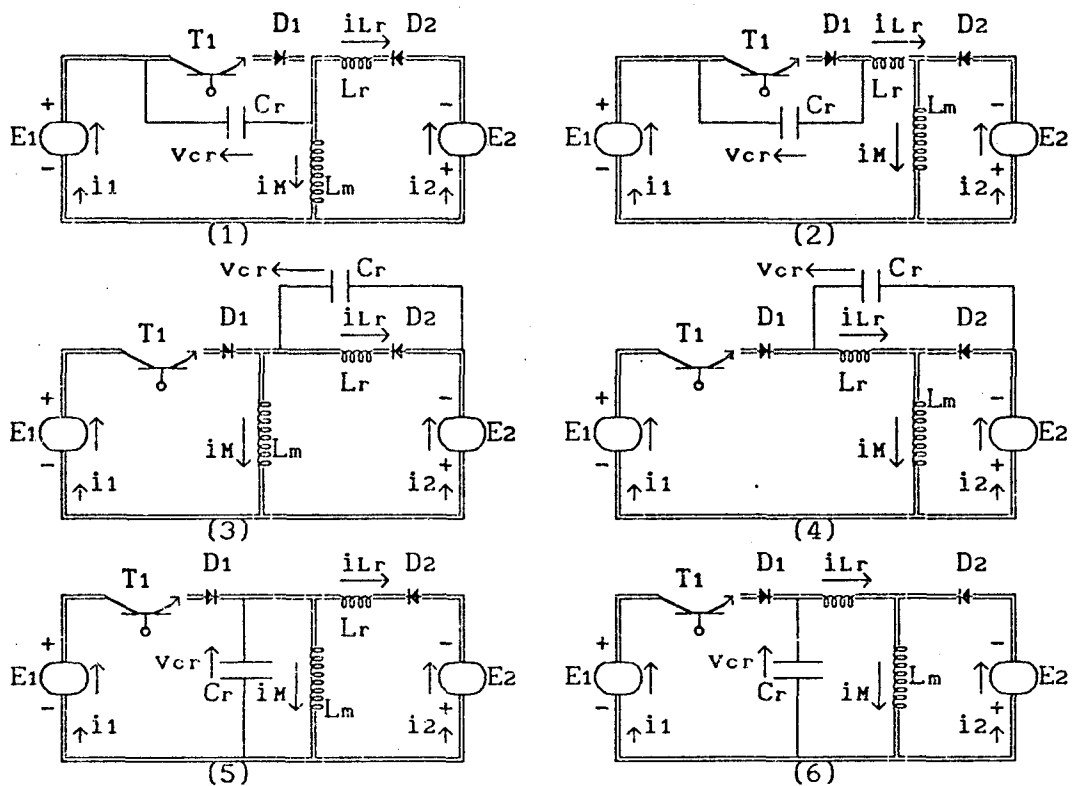


FIGURA 7.60 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de acumulação de energia)

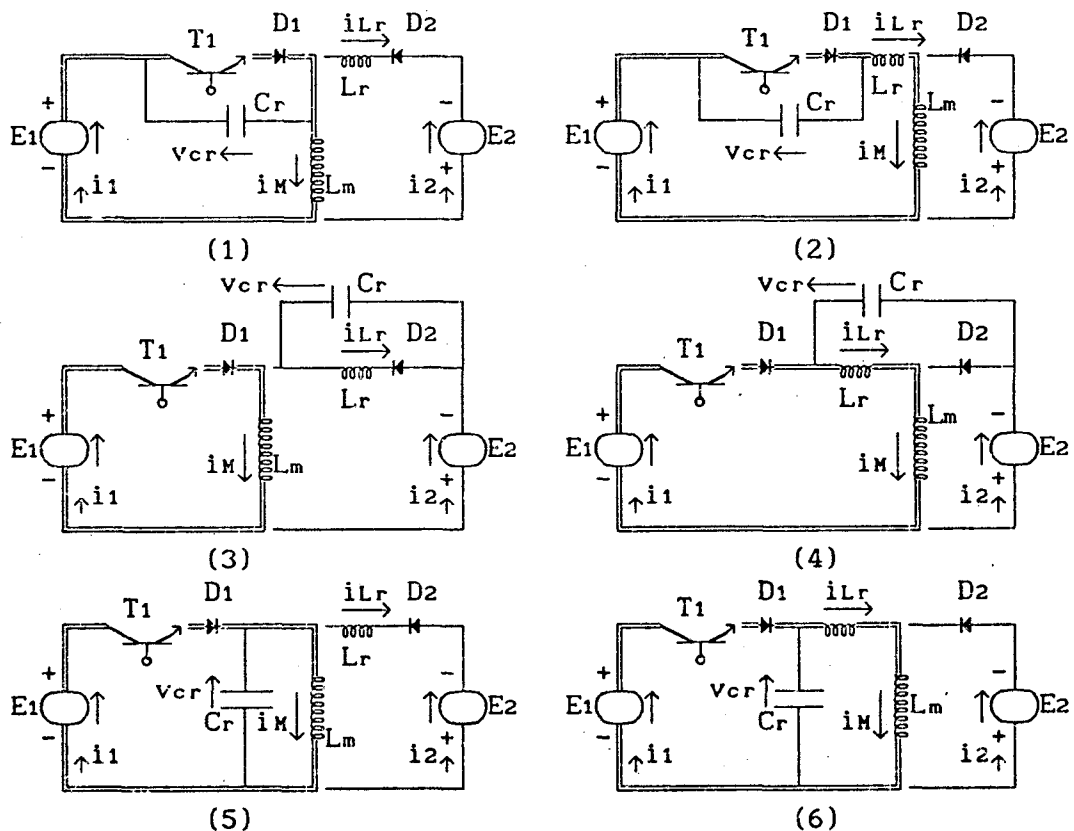


FIGURA 7.61 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 7.60, e quando $i_{Lr} = I_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando o transistor T_1 é bloqueado, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de tensão E_1 acumula energia no indutor de acumulação L_m , e a carga (E_2) se encontra desligada pelo diodo de bloqueio D_2 .-

7.6.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, estão colocadas nas figuras 7.62, 7.63, 7.64, 7.65, 7.66, 7.67 e 7.68.-

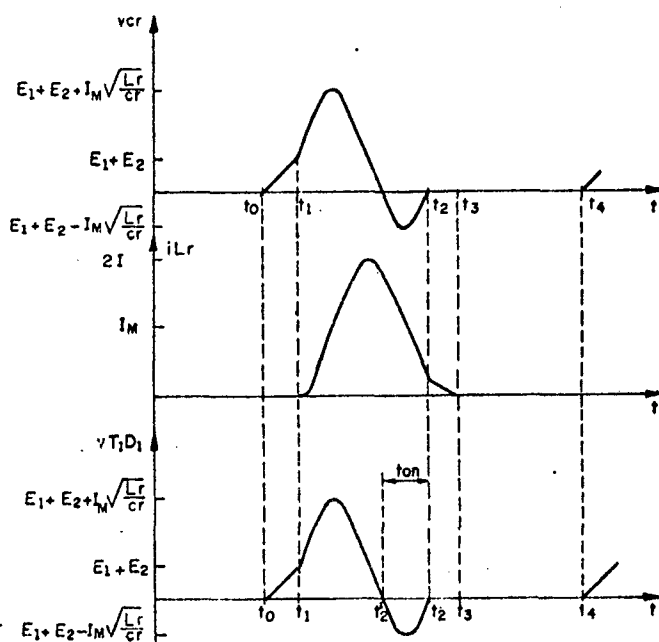


FIGURA 7.62 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 1 da figura 7.57.-

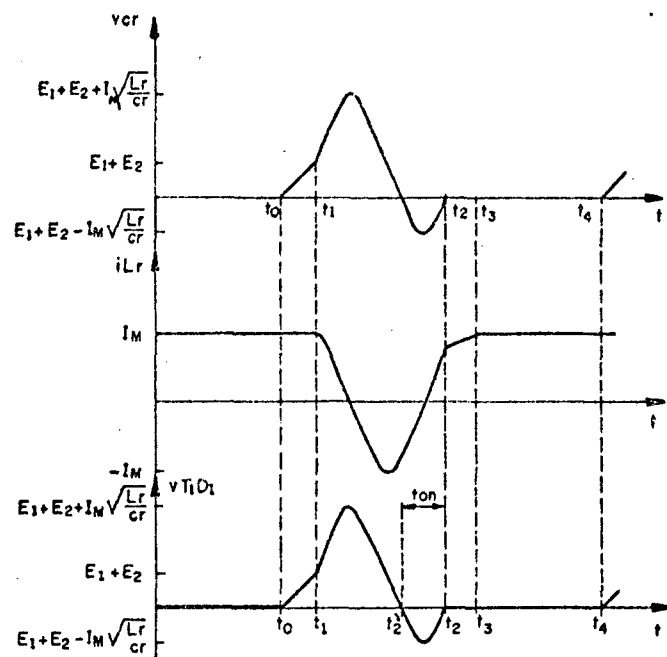


FIGURA 7.63 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 2 da figura 7.57.-

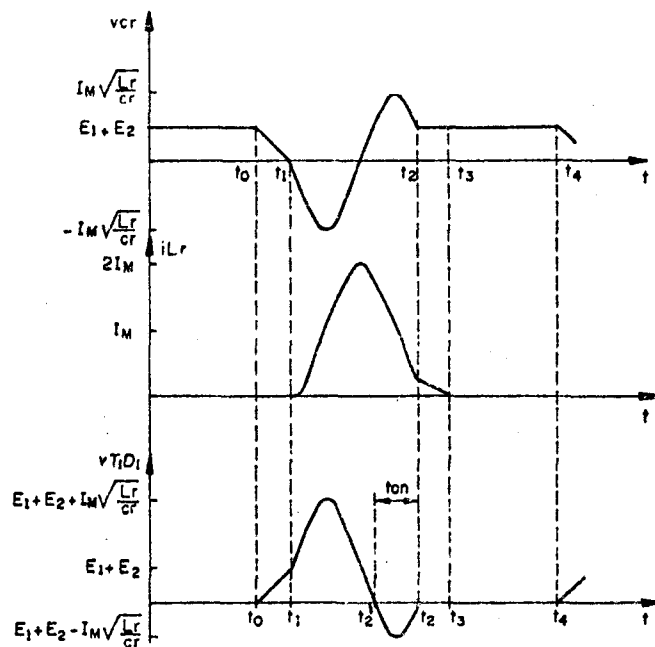


FIGURA 7.64 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 3 da figura 7.57.-

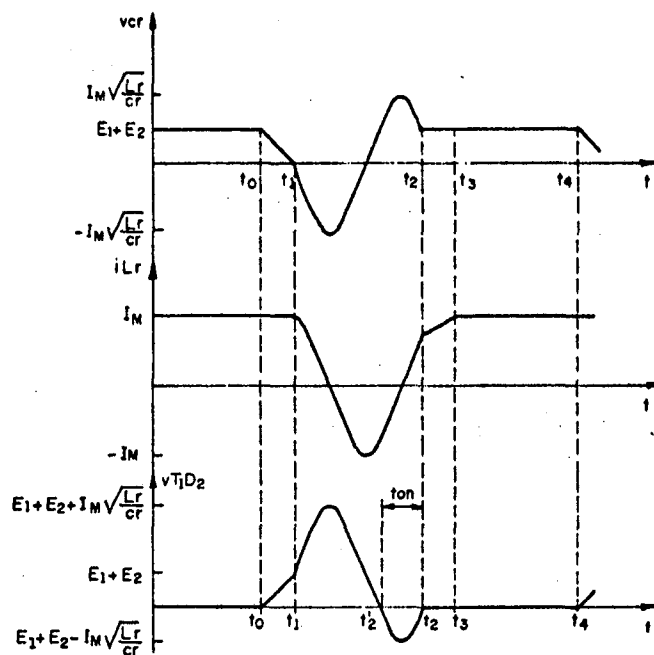


FIGURA 7.65 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 4 da figura 7.57.-

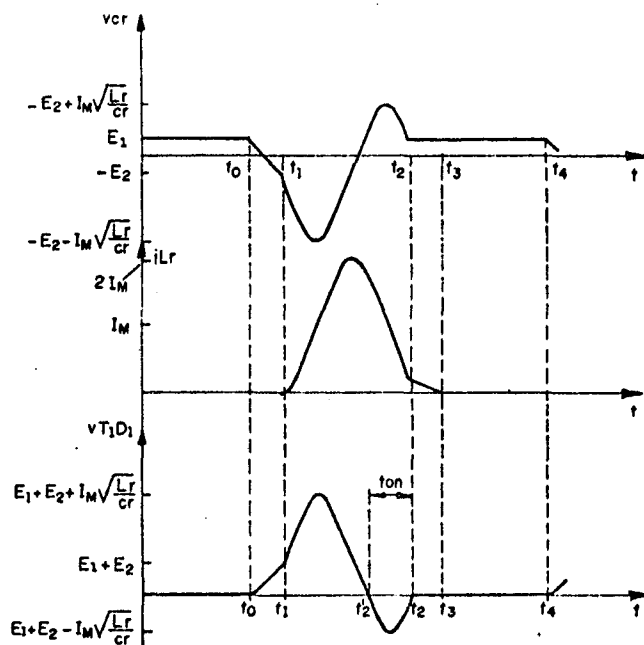


FIGURA 7.66 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 5 da figura 7.57.-

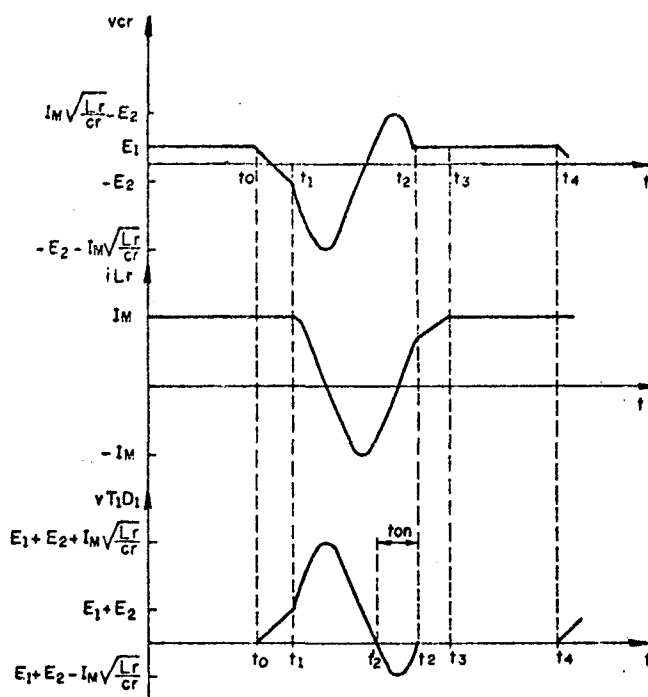


FIGURA 7.67 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 6 da figura 7.57.-

Mais uma vez, pela formas de ondas, figuras 7.62 à 7.67, e pelos planos de fases, figura 7.68, observa-se que o comportamento das estruturas desta família de conversores é basicamente o mesmo.- A variação que existe de uma estrutura para outra é o deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

7.6.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado acima, o comportamento das seis estruturas buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, é basicamente o mesmo.- Conseqüentemente, o seu modelo matemático não sofrerá variações, o que possibilita fazer o estudo para apenas uma estrutura e estendê-lo para as demais.- A estrutura que será analisada aqui é a de número 2 da figura 7.57.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

As equações 7.169 e 7.170 são as equações que descrevem o comportamento do circuito 2 da figura 7.58.-

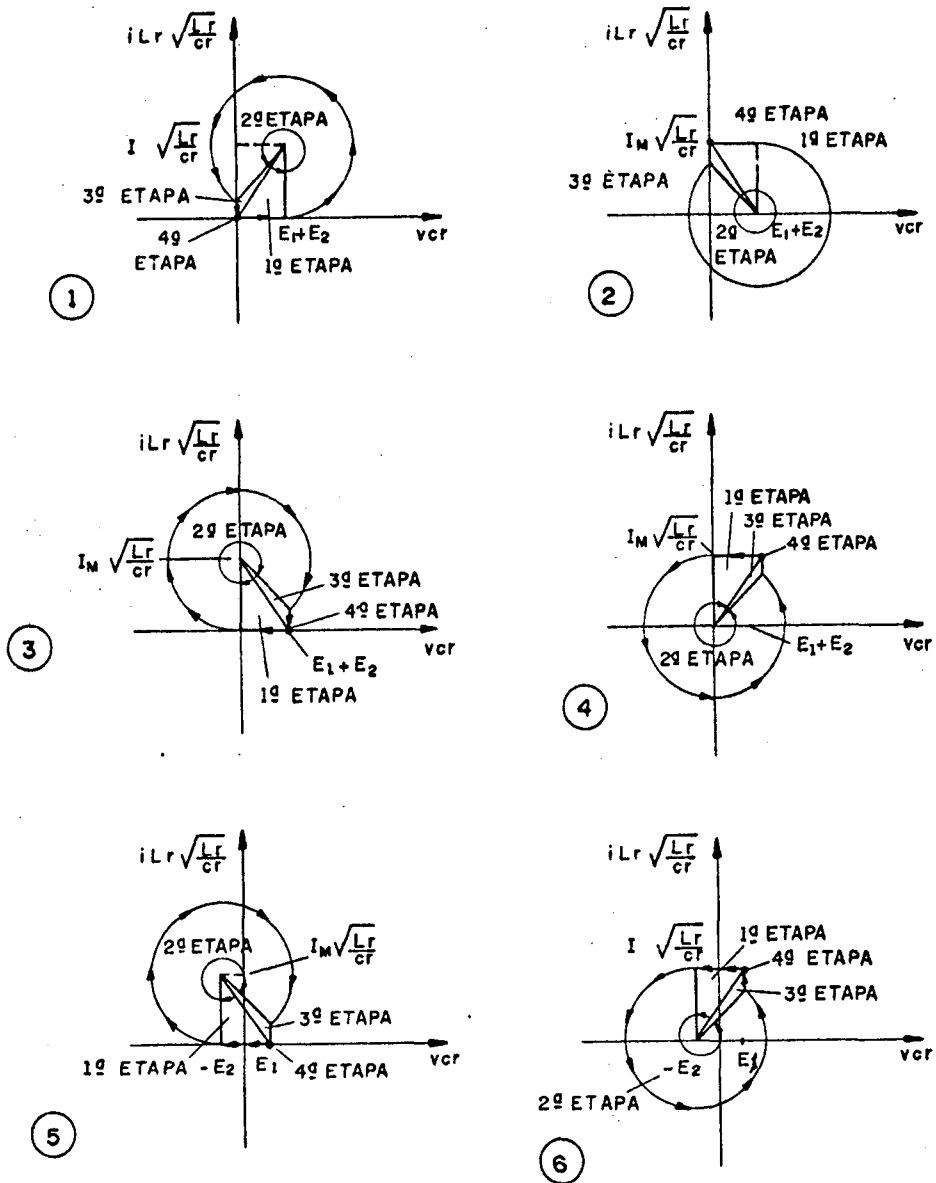


FIGURA 7.68 - Planos de fases da família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM da figura 7.57.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (7.169)$$

$$i_{cr}(t) = I_M \quad (7.170)$$

Substituindo-se a equação 7.170 na 7.169 e solucionando-se, obtem-se a 7.171, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância durante esta etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = \frac{I_M}{C_r} t \quad (7.171)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (7.172)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = E_1 + E_2 \quad (7.173)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (7.174)$$

$$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.175)$$

Substituindo-se as equações 7.172, 7.173, 7.174 e 7.175 na 7.171 obtem-se a 7.176, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\gamma} \quad (7.176)$$

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

As equações 7.177, 7.178 e 7.179 descrevem o comportamento do circuito 2 da figura 7.59.-

$$E_1 = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} + L_m \frac{di_M}{dt} \quad (7.177)$$

$$E_2 = - L_m \frac{di_M}{dt} \quad (7.178)$$

$$i_{Lr} = i_{cr} \quad (7.179)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 7.180 e 7.181.-

$$v_{cr}(0) = E_1 + E_2 \quad (7.180)$$

$$i_{Lr}(0) = I_M \quad (7.181)$$

Resolvendo-se as equações 7.177 e 7.178 e utilizando-se as condições iniciais das 7.180 e 7.181 encontra-se:

$$v_{cr}(t) = (E_1 + E_2) + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_M \sin \omega t \quad (7.182)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_M \cos \omega t \quad (7.183)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (7.184)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (7.185)$$

E que o ângulo $\omega \Delta t_2$ encontra-se no quarto quadrante.-

Substituindo-se as equações 7.184 e 7.185 na 7.182 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega \Delta t_2$ obtem-se a 7.186, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ 2\pi - \sin^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) \right\} \quad (7.186)$$

Substituindo-se a equação 7.186 na 7.183 obtém-se a 7.187, que é a equação da corrente no indutor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$I_2' = I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} \quad (7.187)$$

3ª ETAPA (t2, t3) Δt3 (segunda etapa linear)

A equação diferencial 7.188 é a equação que descreve o comportamento do circuito 2 da figura 7.60.-

$$E_1 + E_2 = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (7.188)$$

Solucionando-se a equação 7.188 encontra-se a 7.189, que é a equação da corrente no indutor de ressonância, durante esta etapa de funcionamento.-

$$i_{Lr}(t) = I_2' + \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (7.189)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (7.190)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I_M \quad (7.191)$$

Substituindo-se as equações 7.187, 7.190 e 7.191 na 7.189 obtém-se a 7.192, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} \right\} \quad (7.192)$$

7.6.4 - GANHO ESTÁTICO E ton

Da igualdade entre as potências fornecida e absorvida obtém-se a equação 7.193.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{i_{1med}}{i_{2med}} \quad (7.193)$$

Das etapas de funcionamento observa-se que $i_1(t)$ é diferente de zero em todas as etapas de funcionamento.- Então o valor de $i_1(t)$ pode ser representado pela equações 7.194, 7.195, 7.196 e 7.197, para a primeira, segunda, terceira e quarta etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_1(t) = I_M \quad (7.194)$$

$$i_1(t) = I_M \cos \omega_0 t \quad (7.195)$$

$$i_1(t) = I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} + \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (7.196)$$

$$i_1(t) = I_M \quad (7.197)$$

Então o valor médio da corrente $i_1(t)$ é dado pela equação 7.198.

$$i_{1med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \int_0^{\Delta t_1} dt + I_M \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt + \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt + I_M \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.198)$$

Solucionando-se a equação 7.198 encontra-se a 7.199.-

$$i_{1med} = I_M - \frac{I_M f}{2\Pi f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} + 2\Pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\} \quad (7.199)$$

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento, nota-se que $i_2(t)$ é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento.- Então o valor de $i_2(t)$ pode ser representado pelas equações 7.200 e 7.201, para a segunda e a terceira etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_2(t) = I_M - I_M \cos \omega t \quad (7.200)$$

$$i_2(t) = I_M - I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} - \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (7.201)$$

Então o valor de i_{2med} é dado pela equação 7.202.-

$$i_{2med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \int_0^{\Delta t_2} dt - I_M \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I_M \int_0^{\Delta t_3} dt - I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.202)$$

Resolvendo-se a equação 7.202 encontra-se:

$$i_{2med} = \frac{I_M f}{2\Pi f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} + 2\Pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\} \quad (7.203)$$

Substituindo-se as equações 7.199 e 7.203 na 7.193 obtem-se a 7.204, que é a equação do ganho estático para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{1 - \frac{1}{2\Pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} + 2\Pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\}}{\frac{1}{2\Pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} + 2\Pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\}} \quad (7.204)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f₀ = frequência de ressonância.-

$$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.205)$$

Examinando-se a equação 7.204 e os planos de fases da figura 7.68, nota-se que, mais uma vez, como nos outros conversores com comutação à tensão nula estudados até aqui neste trabalho, estes conversores só funcionam normalmente com $\gamma \geq 1,0$.- E, novamente, o controle do fluxo de potência é efetuado pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.-

Das formas de ondas da figura 7.63 encontra-se a equação 7.206.-

$$t_{on} = \Delta t_2 - \Delta t_2' \quad (7.206)$$

Da equação 7.182 encontra-se o valor de $\Delta t_2'$ que está representado na equação 7.207.-

$$\Delta t_2' = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) \right\} \quad (7.207)$$

Substituindo-se as equações 7.186 e 7.207 na 7.206 obtém-se a 7.208, que é a equação do tempo disponível (t_{on}) para que o transistor T₁ entre em condução, para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$t_{on} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi - 2 \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) \right\} \quad (7.208)$$

As equações 7.204 e 7.208 foram resolvidas para vários valores de carga (γ) e deram origem às curvas das figuras 7.69 e 7.12, respectivamente.-

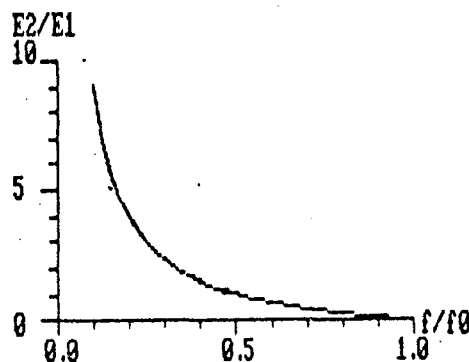


FIGURA 7.69 - Ganho estático da família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão com γ variando de 1,0 à 10,0.-

Da figura 7.69 observa-se que, para a família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, o ganho estático não varia com a carga (γ).- Isto é o mesmo que ocorre nas demais famílias de conversores quase-ressonantes com interruptores bidirecionais, estudadas até o presente momento neste trabalho.-

As demais considerações feitas para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão também são válidas para esta família de conversores.-

7.4.5 - VALORES MÉDIOS E EFÍCAZES

7.4.5.1 - TRANSISTOR T₁

I_{T1MED}

A corrente que circula pelo transistor T₁ é diferente de zero na terceira e na quarta etapa de funcionamento.- Então a corrente $i_{T1}(t)$ é representada pelas equações 7.209 e 7.210, para a terceira e a quarta etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_{T1}(t) = I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} + \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (7.209)$$

$$i_{T1}(t) = I_M \quad (7.210)$$

Então o valor médio da corrente no transistor T₁ é dado pela equação 7.211.-

$$i_{T1med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt + \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt + I_M \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.211)$$

Solucionando-se a equação 7.211 obtem-se a 7.212.-

$$\frac{i_{T1med}}{I_M} = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} + 2\pi - \sin^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\} \quad (7.212)$$

A equação 7.212 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e deu origem às curvas da figura 7.13.-

I_{T1EF}

$$(i_{T1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3} \left(I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} + \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \right)^2 dt + I_M^2 \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.213)$$

Solucionando-se a equação 7.213 obtem-se:

$$\left(\frac{i_{T1ef}}{I_M} \right)^2 = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\gamma} + \frac{2\gamma}{3} - \frac{2}{3} \sqrt{\gamma^2 - 1} - \frac{1}{3\gamma^2} \sqrt{\gamma^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) \right\} \quad (7.214)$$

A equação 7.214 foi solucionada para vários valores de carga (γ) e deu origem às curvas da figura 7.14.-

7.6.5.2 - DIODO D1

Como o diodo D1 se encontra em série com o transistor T1, os valores de correntes médias e eficazes são os mesmos para ambos os semicondutores.- Então o valor da corrente média no diodo D1 será dado pela equação 7.212 e o valor eficaz pela 7.214.-

7.6.5.3 - DIODO DE BLOQUEIO (D2)

ID2MED

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo de bloqueio (D2) é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de roda livre é igual à corrente $i_2(t)$.- Então o valor médio da corrente no diodo D2 é dada pela equação 7.215.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \int_0^{\Delta t_2} dt - I_M \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I_M \int_0^{\Delta t_3} dt - I_M \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\gamma} \right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.215)$$

Solucionando-se a equação 7.215 encontra-se:

$$\frac{i_{D2med}}{I_M} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) \right\} \quad (7.216)$$

A equação 7.216 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e deu origem às curvas da figura 7.15.-

ID2EF

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} \left(I_M - I_M \cos \omega t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(I_M - I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma} \right)^2} - \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \right)^2 dt \right\} \quad (7.217)$$

Solucionando-se a equação 7.217 encontra-se a 7.218.-

$$\left(\frac{i_{D2ef}}{I_M}\right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\gamma} + \frac{4\gamma}{3} - \frac{4}{3} \sqrt{\gamma^2 - 1} - \frac{1}{6\gamma^2} \sqrt{\gamma^2 - 1} + 3\pi - \frac{3}{2} \sin^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\} \quad (7.218)$$

A equação 7.218 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e deu origem às curvas da figura 7.16.-

7.7 - CONVERSORES BUCK-BOOST QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À TENSÃO NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR UNIDIRECIONAL EM TENSÃO

7.7.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores buck-boost quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência (buck-boost-QRC-ZVS-FM) com interruptor unidirecional em tensão, deve-se substituir, nos circuitos da figura 2.5, o interruptor S2 por um transistor T1 em anti-paralelo com um diodo D1 e o interruptor S1 por um diodo D2.- Efetuando-se estas substituições obtem-se os circuitos da figura 7.70.-

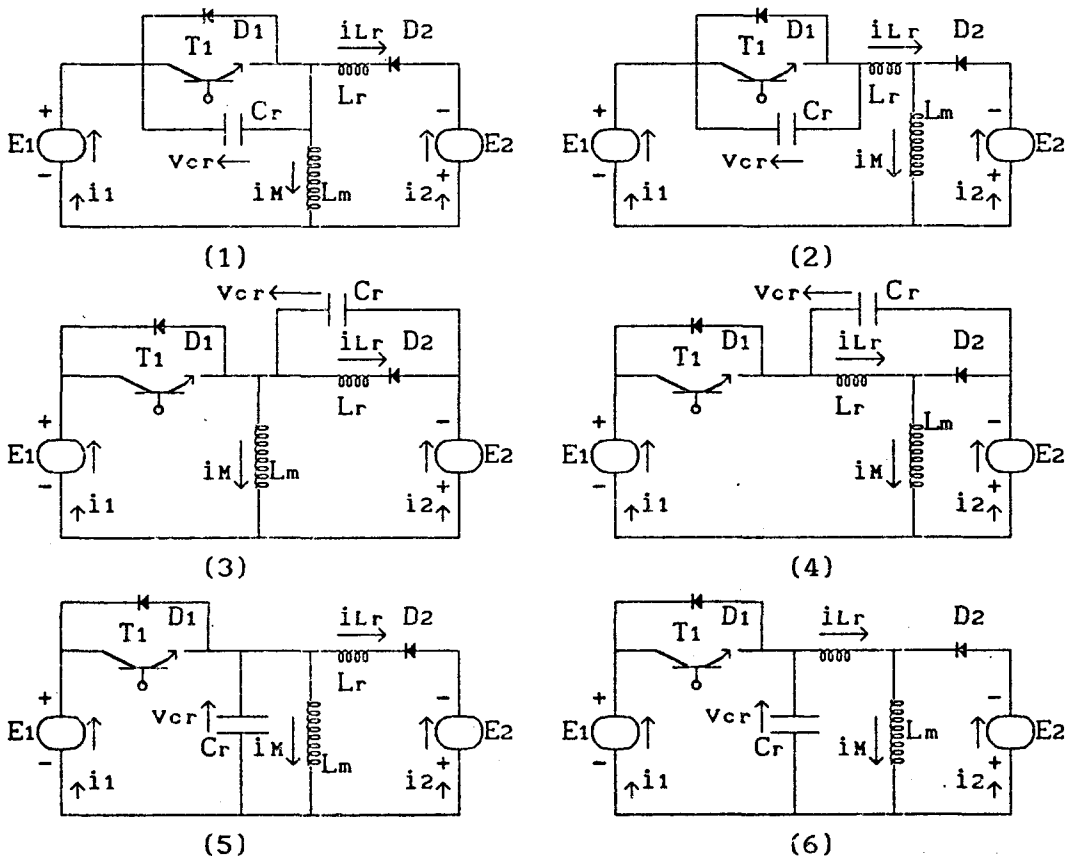


FIGURA 7.70 - Família de conversores buck-boost quase-ressonantes com comutação à tensão nula, modulação em frequência (buck-boost-QRC-ZVS-FM) e interruptor unidirecional em tensão, obtida no capítulo 2, figura 2.5.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T_1 é desligado e se finda quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.71, quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.71.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) carrega-se linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.71, e descarrega-se, linearmente também, nas estruturas 3, 4, 5 e 6 da mesma figura.-

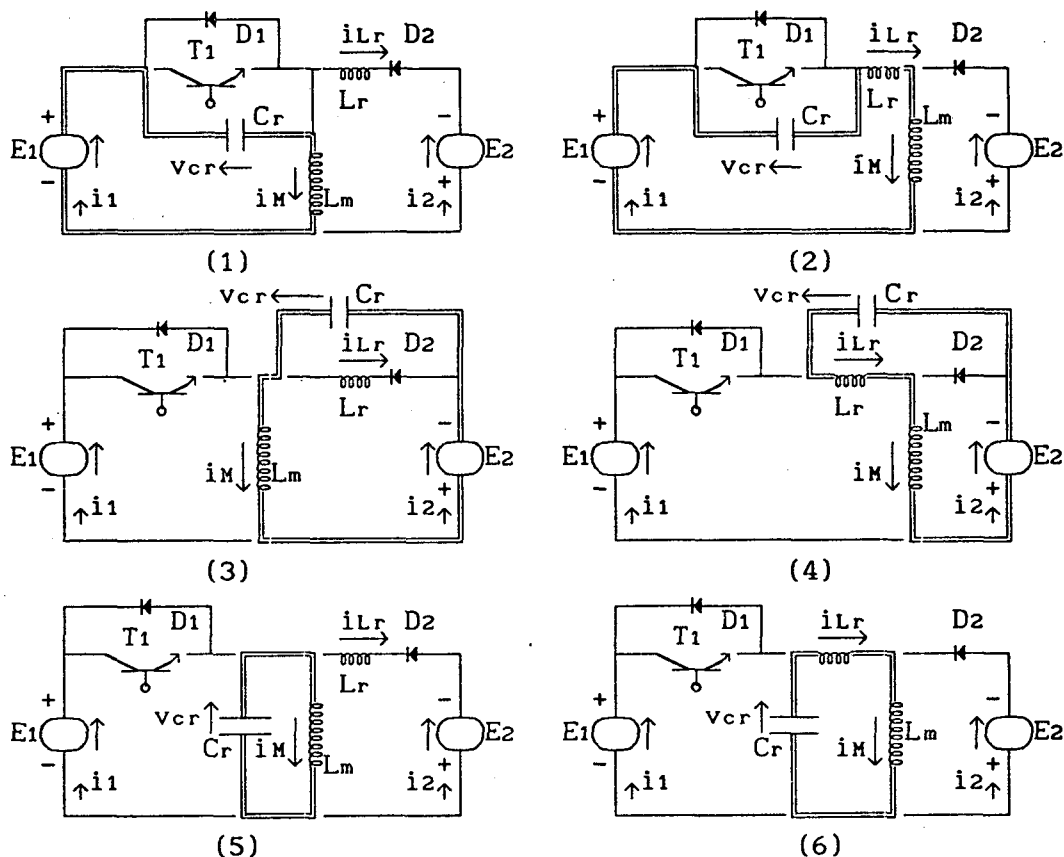


FIGURA 7.71 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.71, quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.71, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.72, quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = E_1$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.72.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um

máximo e decresce senoidalmente até se anular, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.72, e decresce passa por um mínimo e cresce, senoidalmente também, até atingir o valor $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, ou $v_{cr} = E_1$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.72.- Enquanto isto, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce cossenoidalmente, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 7.72, e decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.-

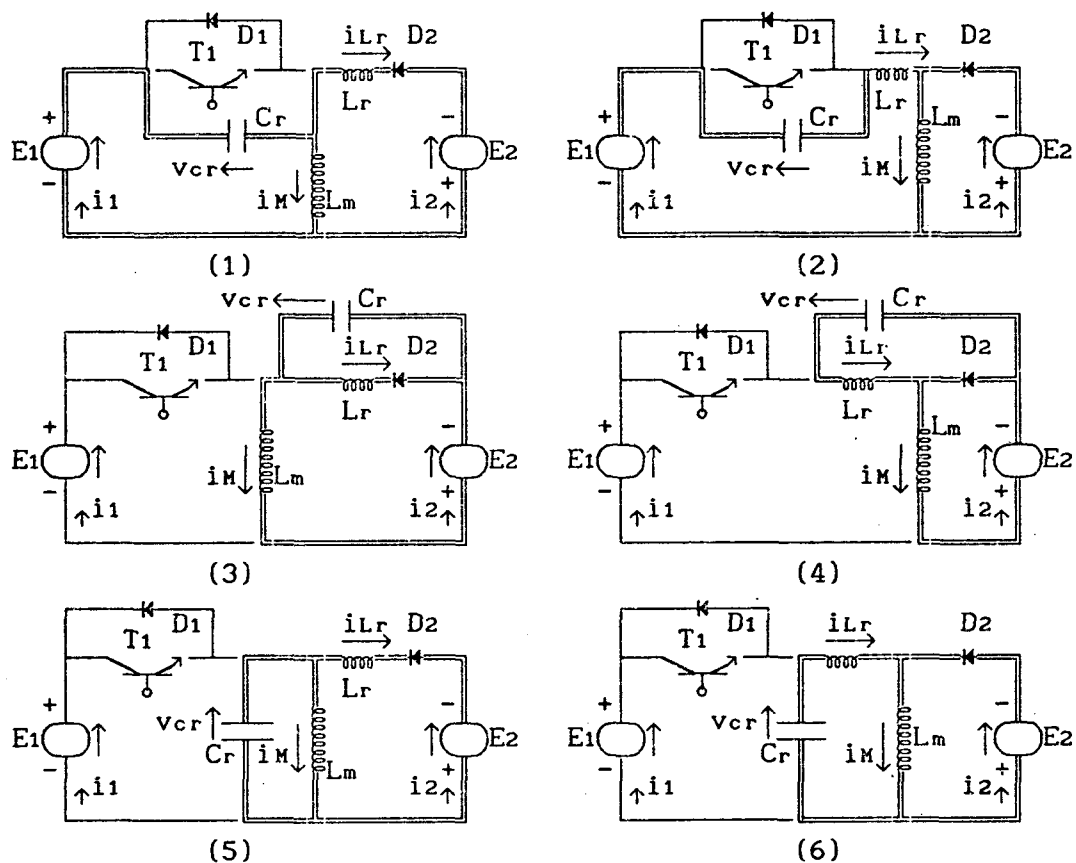


FIGURA 7.72 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa inicia-se quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 7.72, quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = E_1$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.72, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 7.73, e quando $i_{Lr} = I_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce linearmente, nas estrutura 1, 3 e 5 da figura 7.73, e cresce, linearmente também, nas estruturas 2, 4 e 6 da mestma figura.-

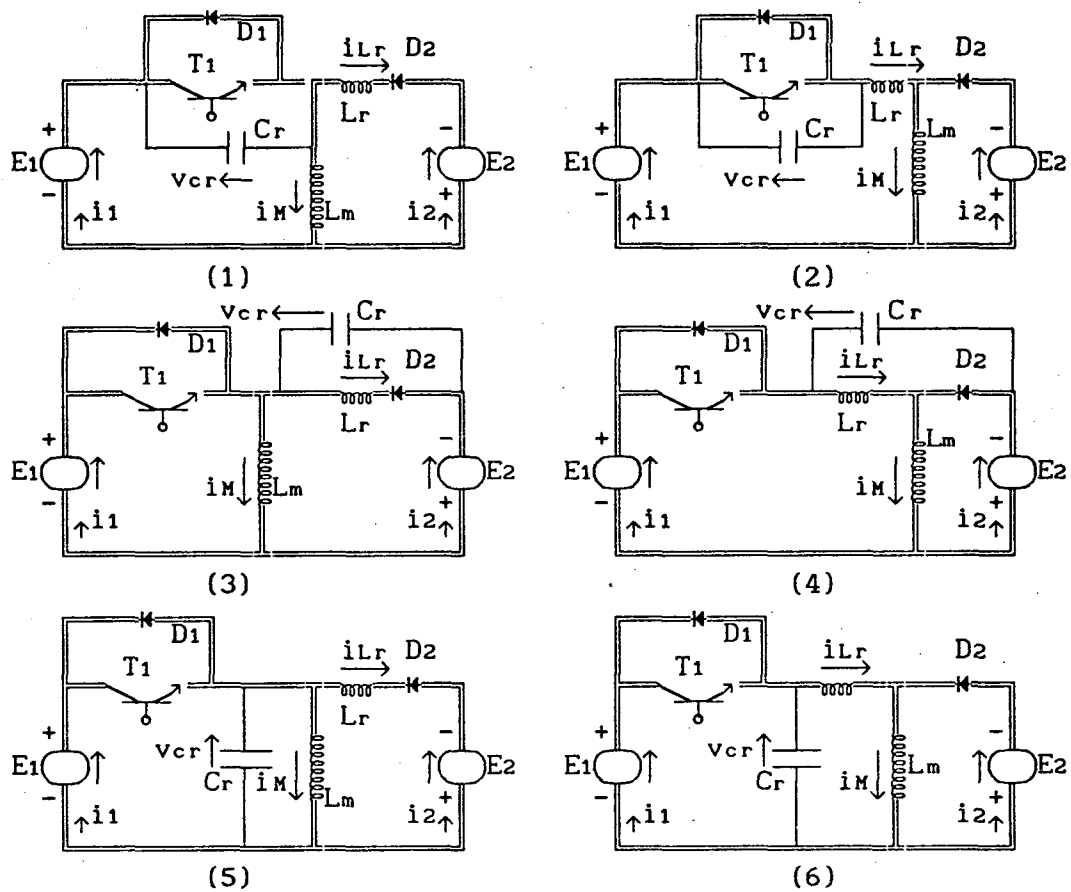


FIGURA 7.73 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de acumulação de energia)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1, 3 e 5 da figura 7.73, e quando $i_{Lr} = I_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando o transistor T_1 é bloqueado, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de tensão E_1 acumula energia no indutor de acumulação L_m , e a carga (E_2) se encontra desligada pelo diodo de bloqueio D_2 .-

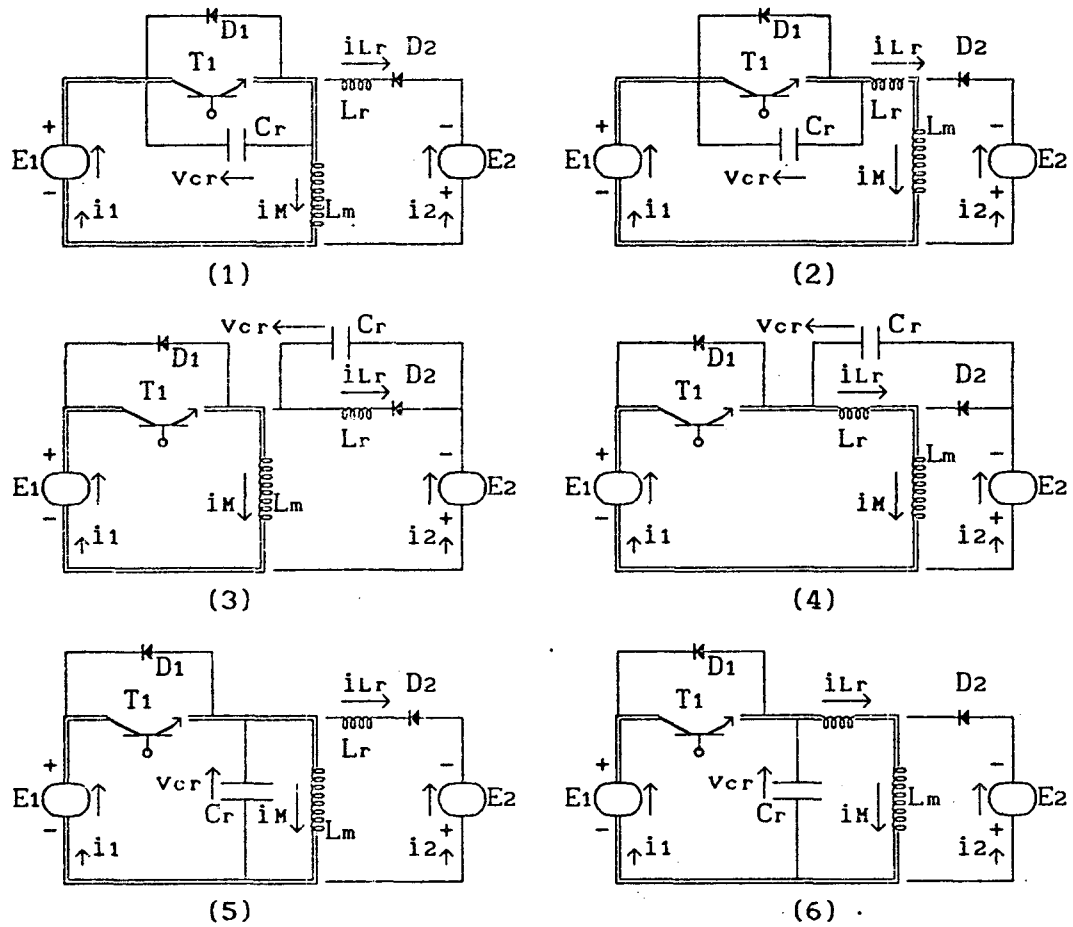


FIGURA 7.74 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

7.7.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, estão colocadas nas figuras 7.75, 7.76, 7.77, 7.78, 7.79, 7.80 e 7.81.-

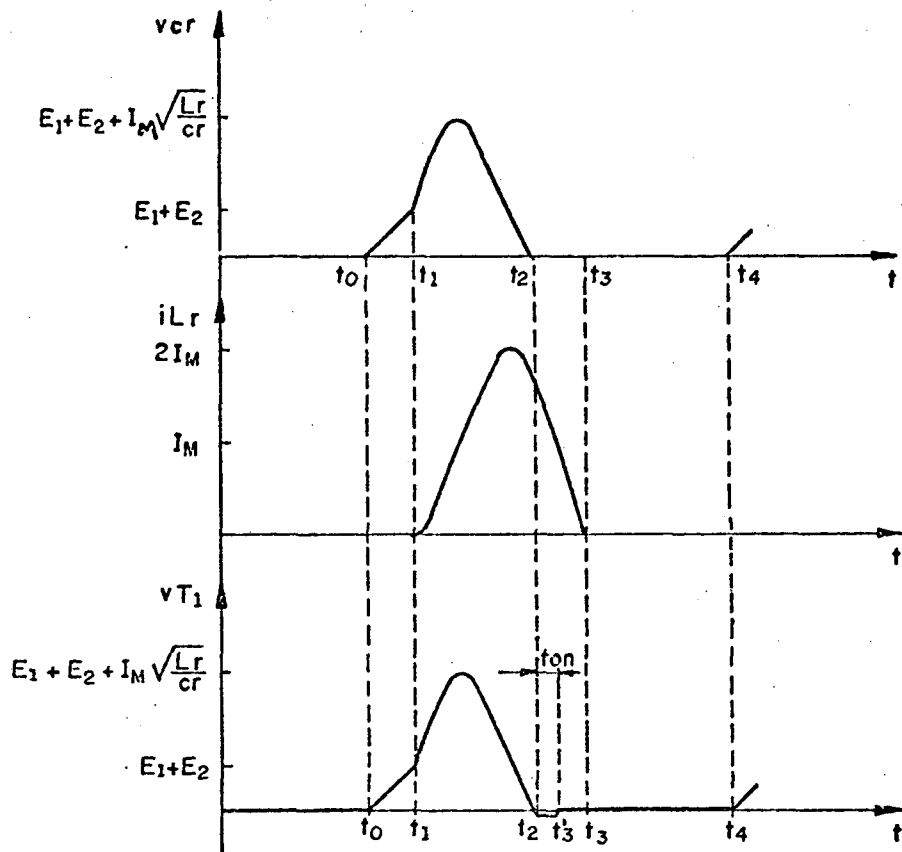


FIGURA 7.75 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 1 da figura 7.70.-

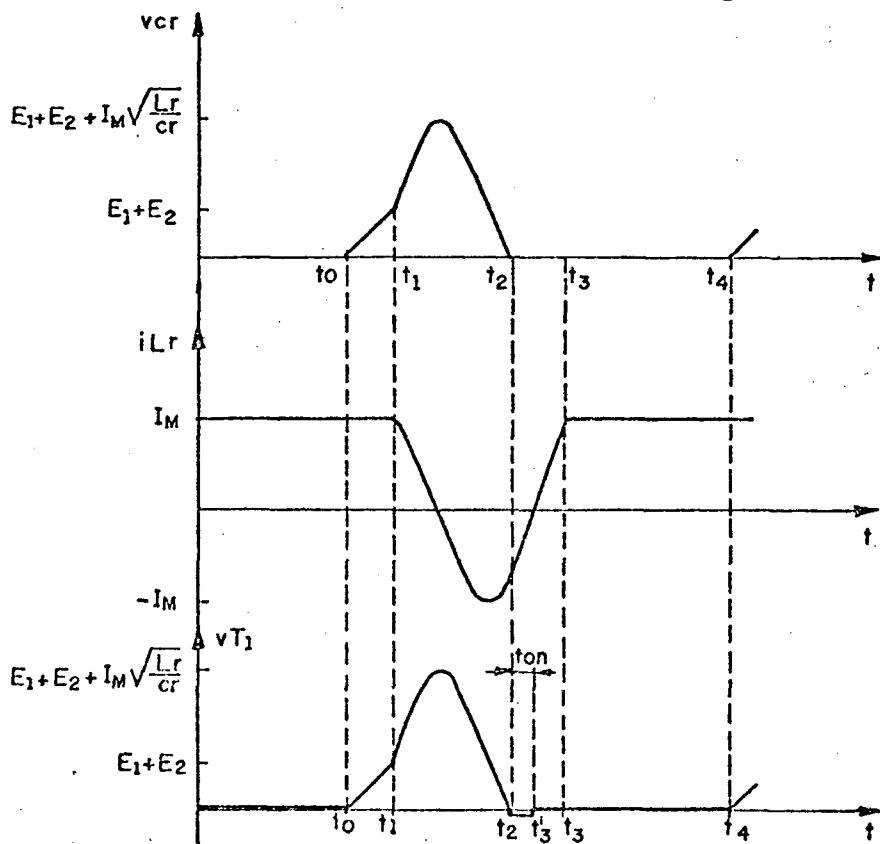


FIGURA 7.76 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 2 da figura 7.70.-

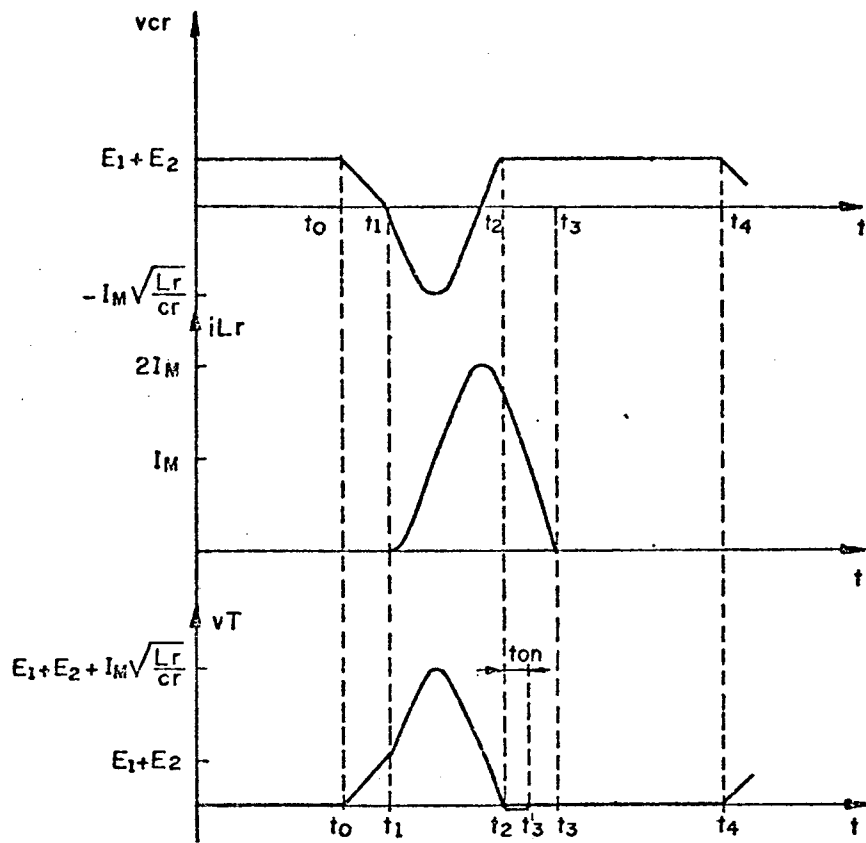


FIGURA 7.77 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 3 da figura 7.70.-

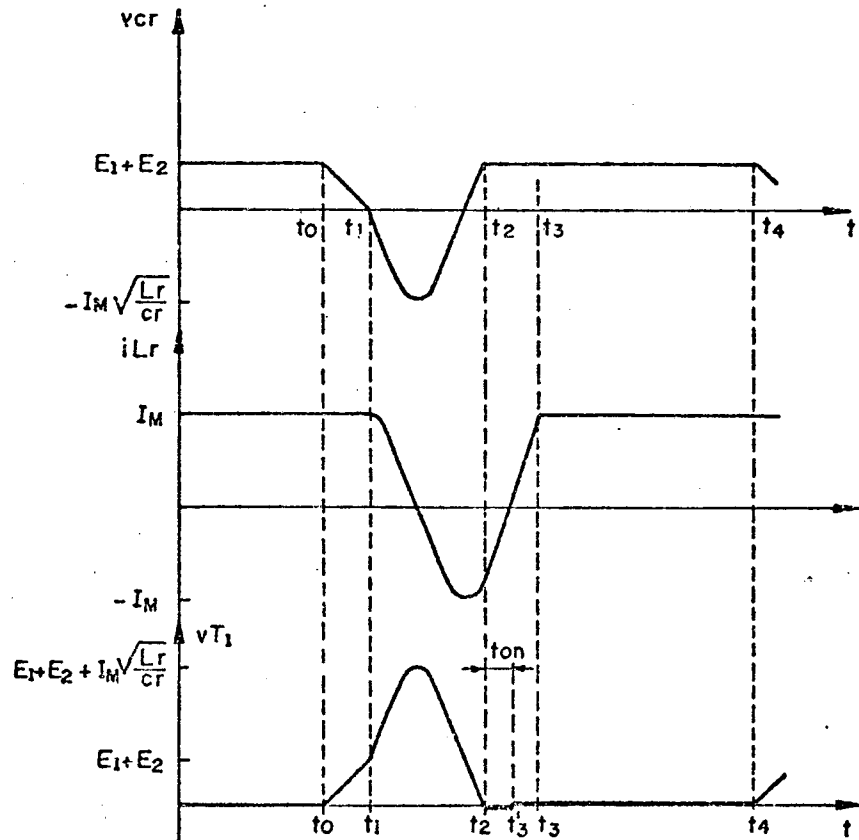


FIGURA 7.78 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 4 da figura 7.70.-

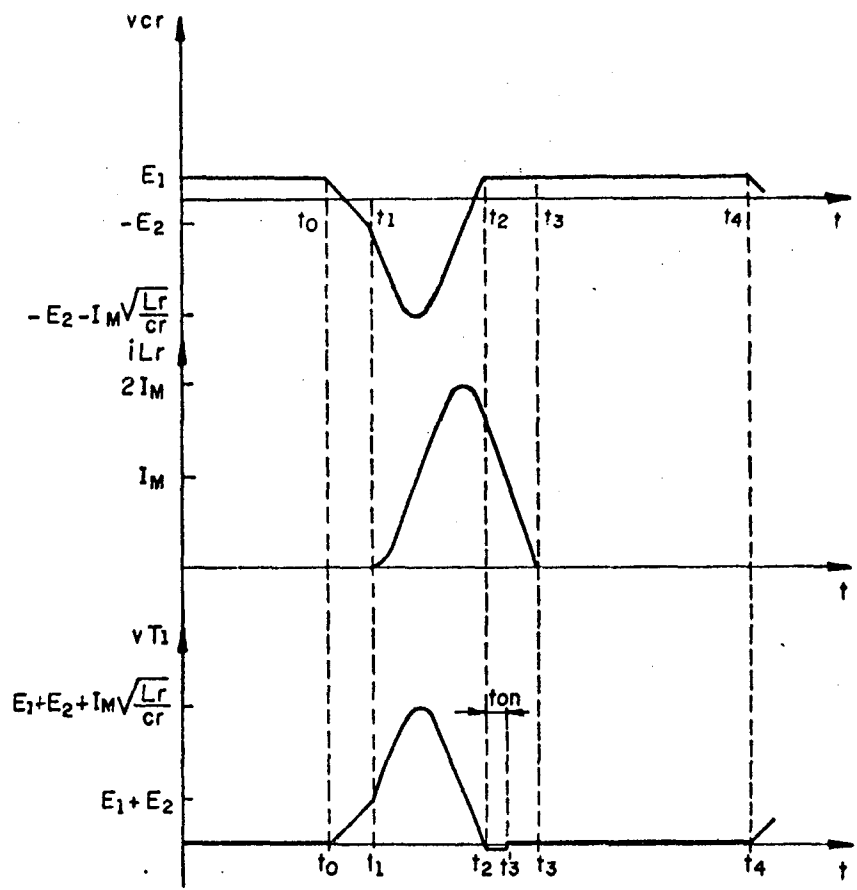


FIGURA 7.79 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 5 da figura 7.70.-

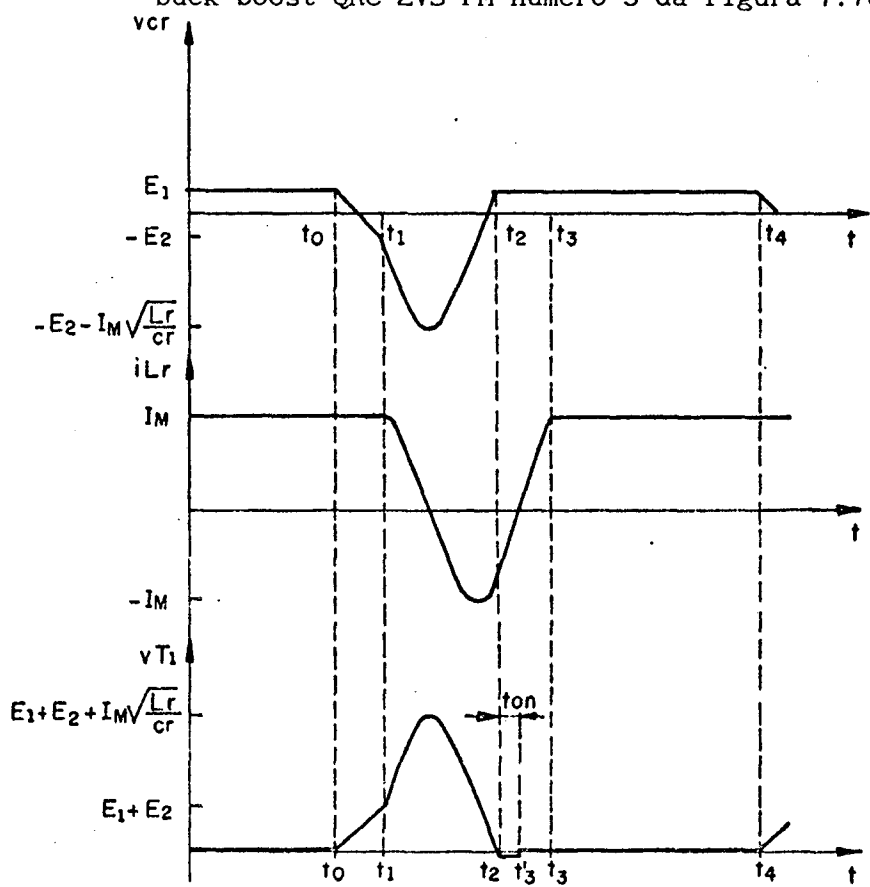


FIGURA 7.80 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM número 6 da figura 7.70.-

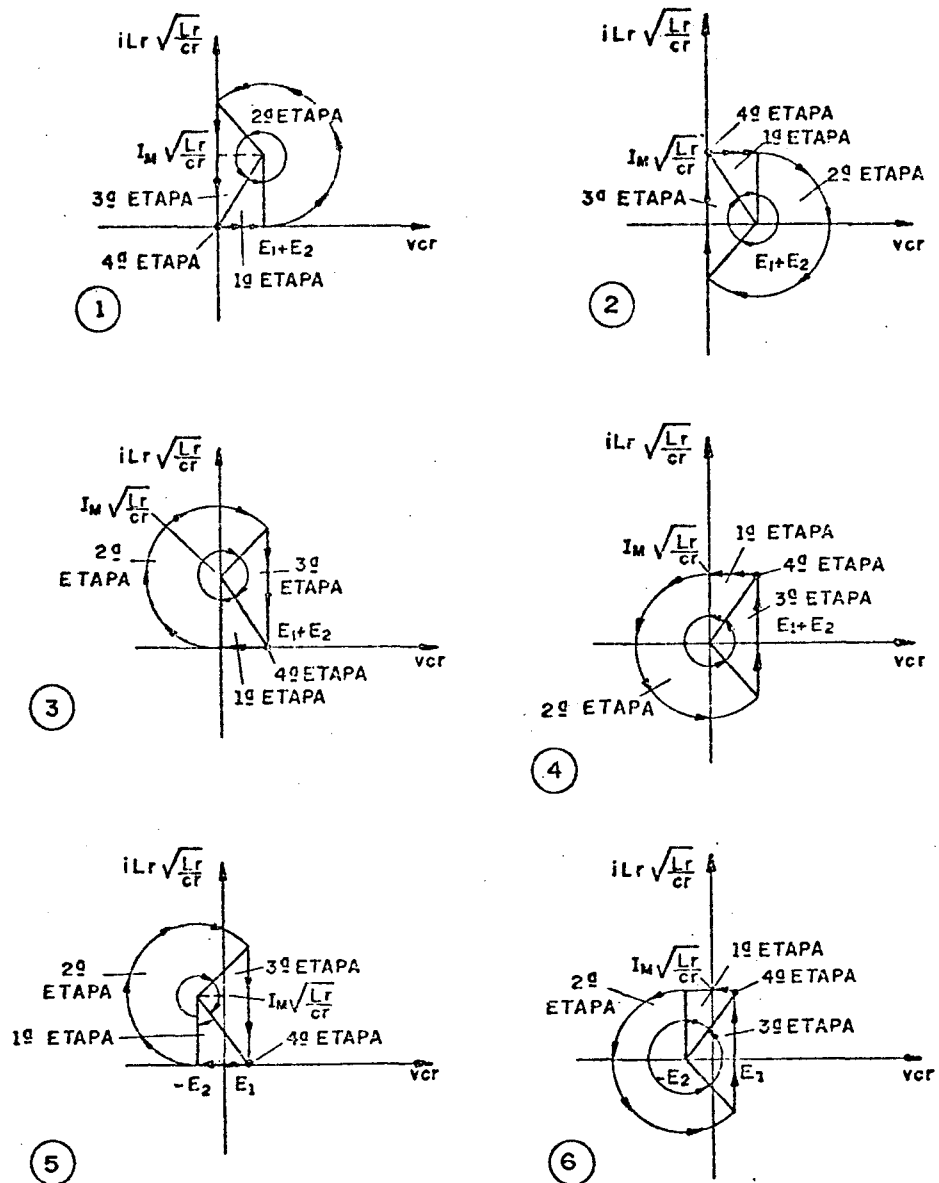


FIGURA 7.81 - Planos de fases da família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM da figura 7.70.-

Novamente, pelas formas de ondas, figuras 7.75 à 7.80, e pelos planos de fases, figura 7.81, observa-se que o comportamento das estruturas desta família de conversores quase-ressonantes é basicamente o mesmo.- A variação que existe de uma estrutura para outra é o deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

7.7.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado acima, o comportamento das seis estruturas buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, é basicamente o

mesmo.- Conseqüentemente, o seu modelo matemático não sofrerá variações, o que possibilita fazer o estudo para apenas uma estrutura e estendê-lo para as demais.- A estrutura que será analisada aqui é a de número 2 da figura 7.70.-

1ª ETAPA (t₀, t₁) Δt₁ (primeira etapa linear)

A equação diferencial e as condições de contorno, nesta etapa de funcionamento, são as mesmas do conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, portanto, as equações 7.171 e 7.176, são as equações que representam esta etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = \frac{I_M}{C_r} t \quad (7.219)$$

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\gamma} \quad (7.220)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (etapa ressonante)

Para esta etapa de funcionamento, a observação feita para a anterior continua válida, somente que as equações aqui são as de número 7.182 e 7.183.-

$$v_{cr}(t) = (E_1 + E_2) + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_M \sin \omega_0 t \quad (7.221)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_M \cos \omega_0 t \quad (7.222)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (7.223)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (7.224)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ encontra-se no terceiro quadrante.-

Substituindo-se as equações 7.223 e 7.224 na 7.221 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 7.225, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi + \sin^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) \right\} \quad (7.225)$$

Substituindo-se a equação 7.225 na 7.222 obtem-se a 7.226, que é a equação da corrente no indutor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$I_2 = - I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma} \right)^2} \quad (7.226)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Da mesma forma que para as outras duas etapas anteriores, o que foi deduzido para o conversor buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional é válido aqui também.- Sòmente que, a equação é a de número 7.189.-

$$i_{Lr}(t) = I_2' + \frac{E_1 + E_2}{L_r} \quad (7.227)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (7.228)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I_M \quad (7.229)$$

Substituindo-se as equações 7.226, 7.228 e 7.229 na 7.227 obtem-se 7.230, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \gamma + \sqrt{\gamma^2 - 1} \right\} \quad (7.230)$$

7.7.4 - GANHO ESTÁTICO E t_{on}

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida obtem-se a equação 7.231.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{i_{1med}}{i_{2med}} \quad (7.231)$$

Das etapas de funcionamento observa-se que $i_1(t)$ é diferente de zero em todas as etapas de funcionamento.- Então o valor de $i_1(t)$ pode ser representado pela equações 7.232, 7.233, 7.234 e 7.235, para a primeira, segunda, terceira e quarta etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_1(t) = I_M \quad (7.232)$$

$$i_1(t) = I_M \cos \omega_0 t \quad (7.233)$$

$$i_1(t) = - I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} + \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (7.234)$$

$$i_1(t) = I_M \quad (7.235)$$

Então o valor médio da corrente $i_1(t)$ é dado pela equação 7.236.

$$i_{1med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \int_0^{\Delta t_1} dt + I_M \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega_0 t dt - I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt + \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt + I_M \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.236)$$

Solucionando-se a equação 7.236 encontra-se a 7.237.-

$$i_{1med} = I_M - \frac{I_M f}{2\pi f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma + \sqrt{\gamma^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) \right\} \quad (7.237)$$

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento, nota-se que $i_2(t)$ é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento.- Então o valor de $i_2(t)$ pode ser representado pelas equações 7.238 e 7.239, para a segunda e a terceira etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_2(t) = I_M - I_M \cos \omega t \quad (7.238)$$

$$i_2(t) = I_M + I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma} \right)^2} - \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (7.239)$$

Então o valor de i_{2med} é dado pela equação 7.240.-

$$i_{2med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \int_0^{\Delta t_2} dt - I_M \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I_M \int_0^{\Delta t_3} dt + I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma} \right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.240)$$

Resolvendo-se a equação 7.240 encontra-se:

$$i_{2med} = \frac{I_M f}{2\pi f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma + \sqrt{\gamma^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) \right\} \quad (7.241)$$

Substituindo-se as equações 7.237 e 7.241 na 7.231 obtém-se a 7.242, que é a equação do ganho estático para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma + \sqrt{\gamma^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) \right\}}{\frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma + \sqrt{\gamma^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) \right\}} \quad (7.242)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.243)$$

Examinando-se a equação 7.242 e os planos de fases da figura 7.81, nota-se que, mais uma vez, assim como nos demais conversores quase-ressonantes com comutação à tensão nula estudados até aqui, estes conversores só funcionam normalmente com $\gamma \geq 1,0$.- E, mais uma vez, o controle do fluxo de potência é feito variando-se a frequência de funcionamento, uma vez fixada a

frequência de ressonância.-

Das equações 7.227 e 7.226 tem-se que:

$$i_{Lr}(t) = - I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} + \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (7.244)$$

Das formas de ondas da figura 7.76, tem-se:

$$t = t_{on} \quad (7.245)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (7.246)$$

Substituindo-se as equações 7.245 e 7.246 na 7.244 obtem-se a 7.247, que é a equação que fornece o tempo disponível (t_{on}) para que o transistor T1 seja colocado em condução.-

$$t_{on} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\gamma^2 - 1} \quad (7.247)$$

As equações 7.242 e 7.247 foram resolvidas para vários valores de carga (α) e deram origem às curvas das figuras 7.82 e 7.28, respectivamente.-

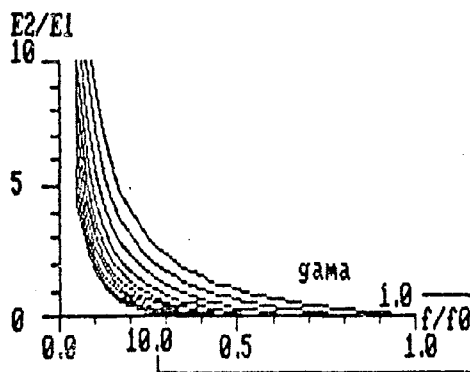


FIGURA 7.82 - Ganho estático da família de conversores buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, para γ variando de 1,0 à 10,0.-

Da figura 7.82, observa-se que, como nas demais famílias de conversores quase-ressonantes com interruptor unidirecional estudadas até o momento, neste trabalho, aqui o ganho estático é extremamente variável com a carga (γ), o que torna os conversores, desta família, mais defíceis de controlar do que aqueles com interruptor bidirecional.-

As demais observações feitas para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão são válidas também para esta.-

7.7.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

7.7.5.1 - TRANSISTOR T₁

I_{T1MED}

A corrente que circula pelo transistor T₁ é diferente de zero na terceira e na quarta etapa de funcionamento.- Durante a terceira etapa de funcionamento o transistor T₁ conduz apenas quando $i_{Lr}(t) \geq 0$.- Então o valor de i_{T1med} é dado pela equação 7.248.-

$$i_{T1med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_3''} t \, dt + I_M \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.248)$$

Onde:

$$\Delta t_3'' = \frac{\gamma}{\omega_0} \quad (7.249)$$

$$\Delta t_4 = \left\{ T - \frac{1}{\omega_0} \left[\frac{1}{\gamma} - \Pi - \sin^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) - \gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} \right] \right\} \quad (7.250)$$

Solucionando-se a equação 7.248 obtém-se a 7.251.-

$$\boxed{\frac{i_{T1med}}{I_M} = 1 - \frac{1}{2\Pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\gamma} + \frac{\gamma}{2} + \sqrt{\gamma^2 - 1} + \Pi + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\}} \quad (7.251)$$

A equação 7.251 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e deu origem às curvas da figura 7.29.-

I_{T1EF}

$$(i_{T1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3''} \left(\frac{E_1 + E_2}{L_r} t \right)^2 dt + I_M^2 \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.252)$$

Solucionando-se a equação 7.252 obtém-se:

$$\boxed{\left(\frac{i_{T1ef}}{I_M} \right)^2 = 1 - \frac{1}{2\Pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\gamma} + \frac{2}{3} \gamma + \sqrt{\gamma^2 - 1} + \Pi + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\}} \quad (7.253)$$

A equação 7.253 foi solucionada para vários valores de carga (γ) e deu origem às curvas da figura 7.30.-

7.7.5.2 - DIODO D₁

I_{D1MED}

A corrente que circula pelo diodo D₁ é diferente de zero durante a terceira etapa de funcionamento, e isto acontece apenas quando $i_{Lr}(t) \leq 0$. - Então o valor de i_{D1med} é dado pela equação 7.254. -

$$i_{D1med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3'} dt - \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_3'} t dt \right\} \quad (7.254)$$

Onde:

$$\Delta t_3' = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\gamma^2 - 1} \quad (7.255)$$

Solucionando-se a equação 7.254 encontra-se a equação 7.256. -

$$\boxed{\frac{i_{D1med}}{I_M} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2\gamma} \right\}} \quad (7.256)$$

A equação 7.256 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e deu origem às curvas da figura 7.31. -

I_{D1EF}

$$(i_{D1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3'} \left(I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} - \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \right)^2 dt \right\} \quad (7.257)$$

Solucionando-se a equação 7.257 obtém-se a 7.258. -

$$\boxed{\left(\frac{i_{D1ef}}{I_M}\right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{3} \sqrt{\gamma^2 - 1} - \frac{1}{3\gamma^2} \sqrt{\gamma^2 - 1} \right\}} \quad (7.258)$$

A equação 7.258 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e deu origem às curvas da figura 7.32. -

7.7.5.3 - DIODO DE BLOQUEIO (D₂)

I_{D2MED}

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo de bloqueio (D₂) é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento. - Durante estas etapas a corrente no diodo de roda livre é representada pela equações 7.259 e 7.260, para a segunda e a terceira etapa de funcionamento, respectivamente. -

$$i_{D2}(t) = I_M - I_M \cos \omega t \quad (7.259)$$

$$i_{D2}(t) = I_M + I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} - \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (7.260)$$

Das equações 7.259 e 7.260 tem-se que, o valor médio da corrente no diodo de roda livre (D_2) é representado pela equação 7.261.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \int_0^{\Delta t_2} dt - I_M \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + I_M \int_0^{\Delta t_3} dt + I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.261)$$

Solucionando-se a equação 7.261 encontra-se:

$$\frac{i_{D2med}}{I_M} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma + \sqrt{\gamma^2 - 1} + \pi + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\} \quad (7.262)$$

A equação 7.262 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e deu origem às curvas da figura 7.33.-

I_{D2EF}

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} \left(I_M - I_M \cos \omega t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(I_M + I_M \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma}\right)^2} - \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \right)^2 dt \right\} \quad (7.263)$$

Solucionando-se a equação 7.263 encontra-se a 7.264.-

$$\left(\frac{i_{D2ef}}{I_M} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\gamma} + \frac{4\gamma}{3} + \frac{4}{3} \sqrt{\gamma^2 - 1} + \frac{1}{6\gamma^2} \sqrt{\gamma^2 - 1} + \frac{3\pi}{2} + \frac{3}{2} \sin^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\} \quad (7.264)$$

A equação 7.264 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e deu origem às curvas da figura 7.34.-

7.8 - CONVERSORES DE CUK QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À TENSÃO NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM TENSÃO

7.8.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores de cuk (boost-buck) quase-ressonantes com comutação à tensão nula e modulação em frequência (cuk-QRC-ZVS-FM), com interruptor bidirecional em tensão, deve-se substituir, nos circuitos da figura 2.6, o interruptor S2 por um transistor T1 em série com um diodo D1 e o interruptor S1 por um diodo D2.- Efetuando-se estas substituições obtem-se os circuitos da figura 7.83.-

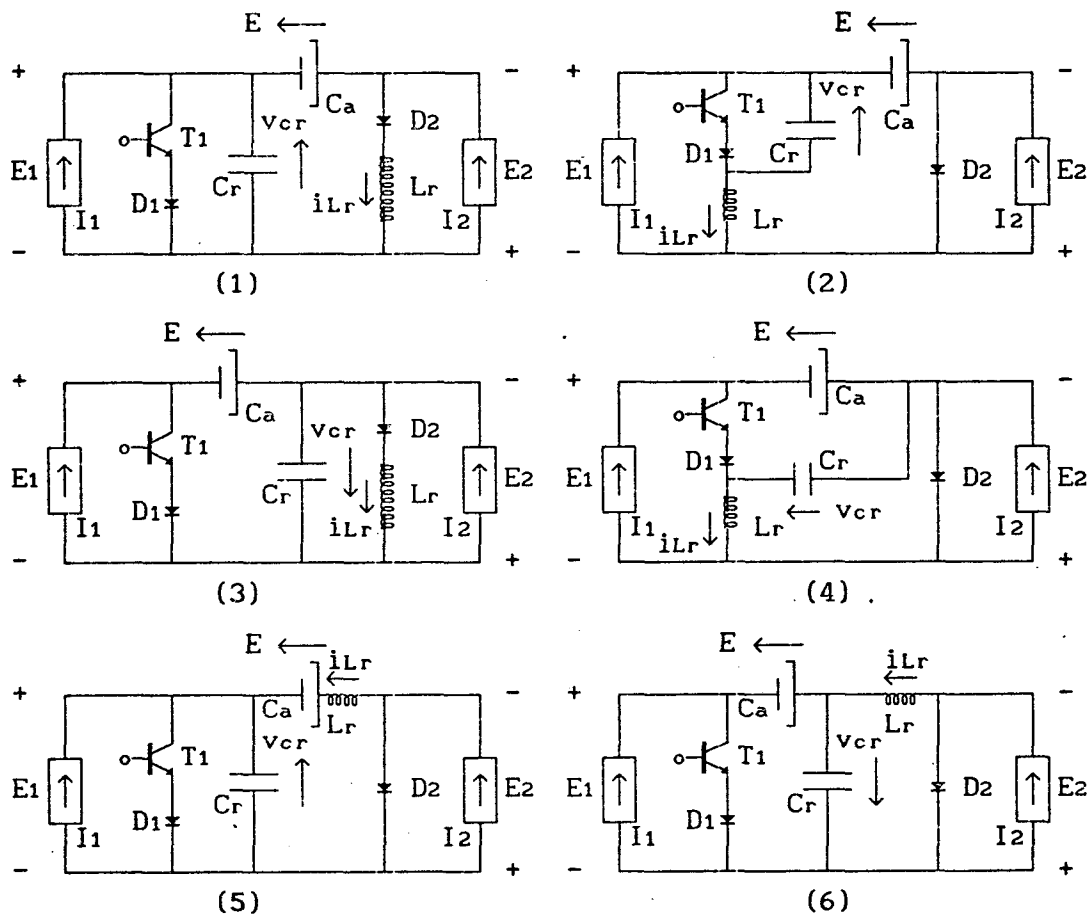


FIGURA 7.83 - Família de conversores de cuk quase-ressonantes, com comutação à tensão nula, modulação em frequência (cuk-QRC-ZVS-FM) e interruptor bidirecional em tensão, obtida no capítulo 2, figura 2.6.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T1 é desligado e se finda quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.84, e quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (Cr)

se carrega linearmente, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.84, e se descarrega, linearmente também, nas estruturas 3, 4, 6 da mesma figura.-

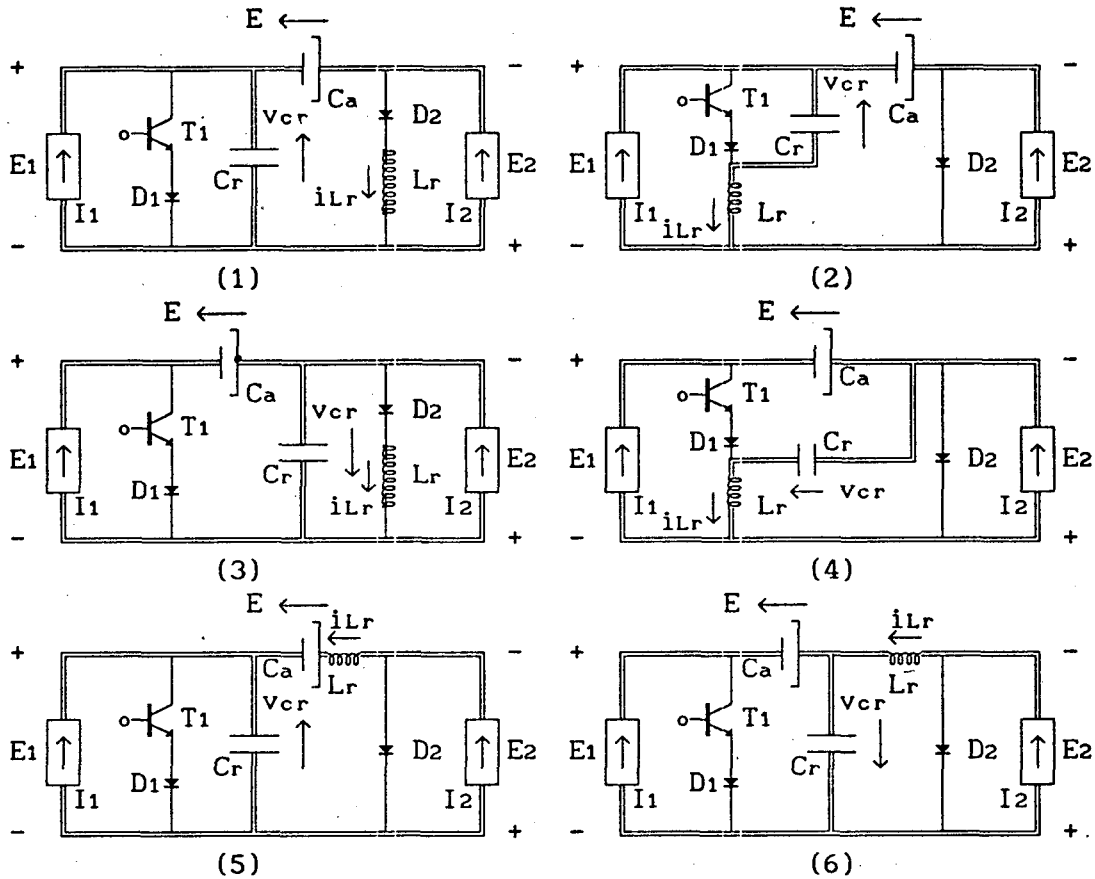


FIGURA 7.84 - Família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.84, quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.85, e quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo, decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.85, e decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula, continua crescendo, passa por um máximo e decresce, senoidalmente também, até atingir o valor $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.- Enquanto isto, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.85, e decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, cossenoidalmente também, nas

estruturas 2, 4, 5 e 6 da mesma figura.-

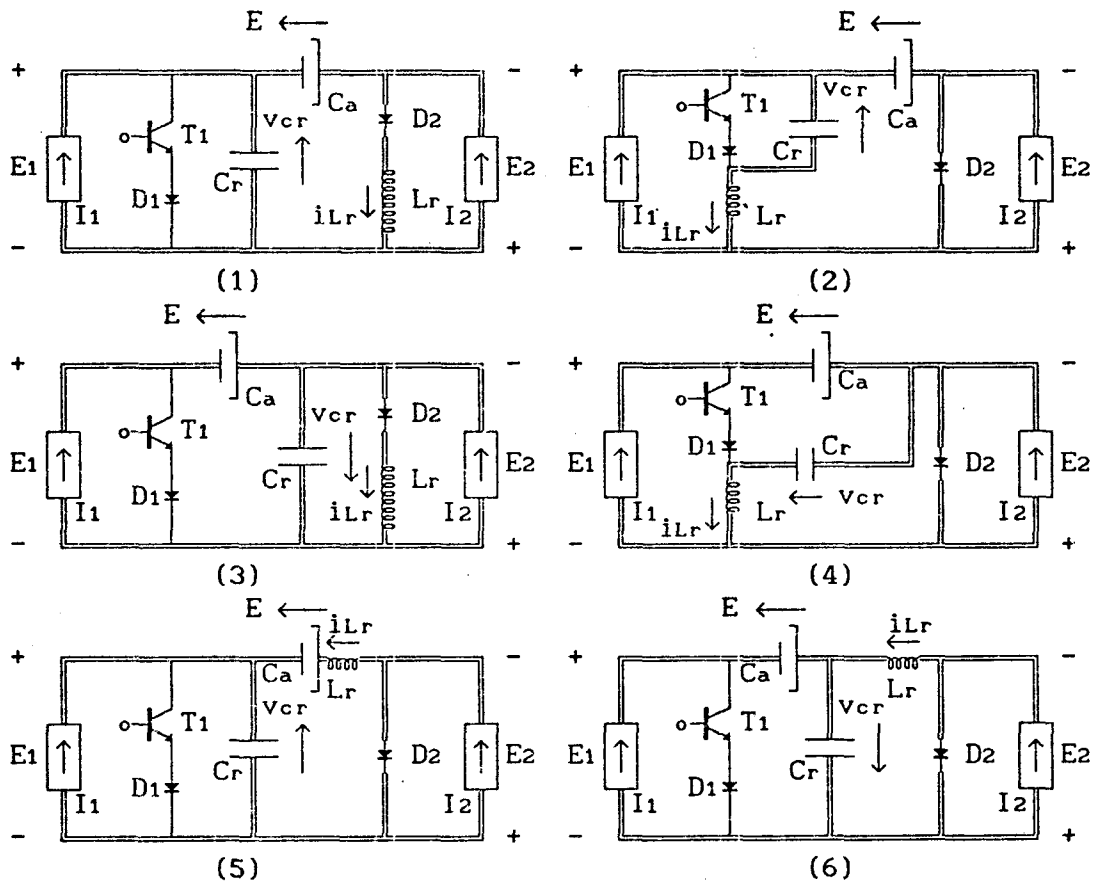


FIGURA 7.85 - Família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa tem início quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.85, e quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.86, quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = I_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.86.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce linearmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.86, e cresce, linearmente também, nas estruturas 2, 4, 5 e 6 da mesma figura.-

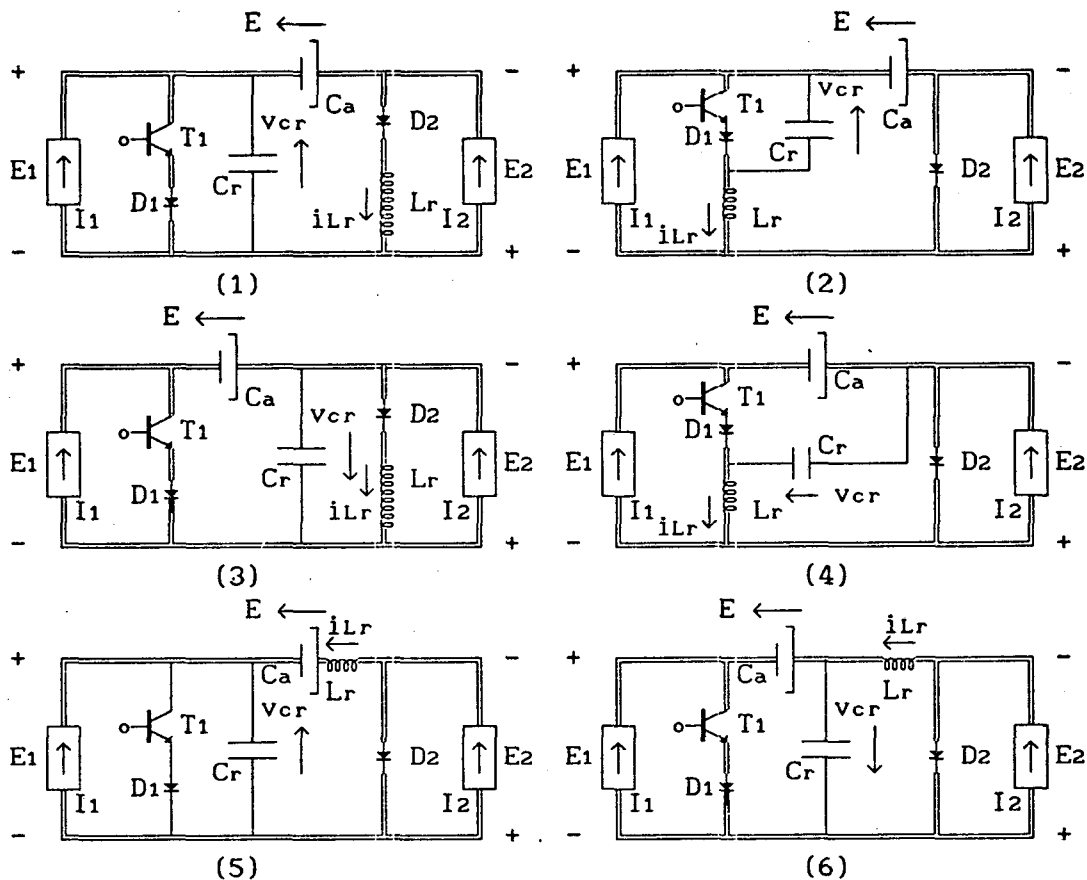


FIGURA 7.86 - Família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4^a ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.86, quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = I_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.86, e se finda quando o transistor T_1 é bloqueado, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de acumulação (C_a) fornece energia para a carga (I_2), enquanto que a fonte de corrente I_1 se encontra em rodá livre pelo transistor T_1 .-

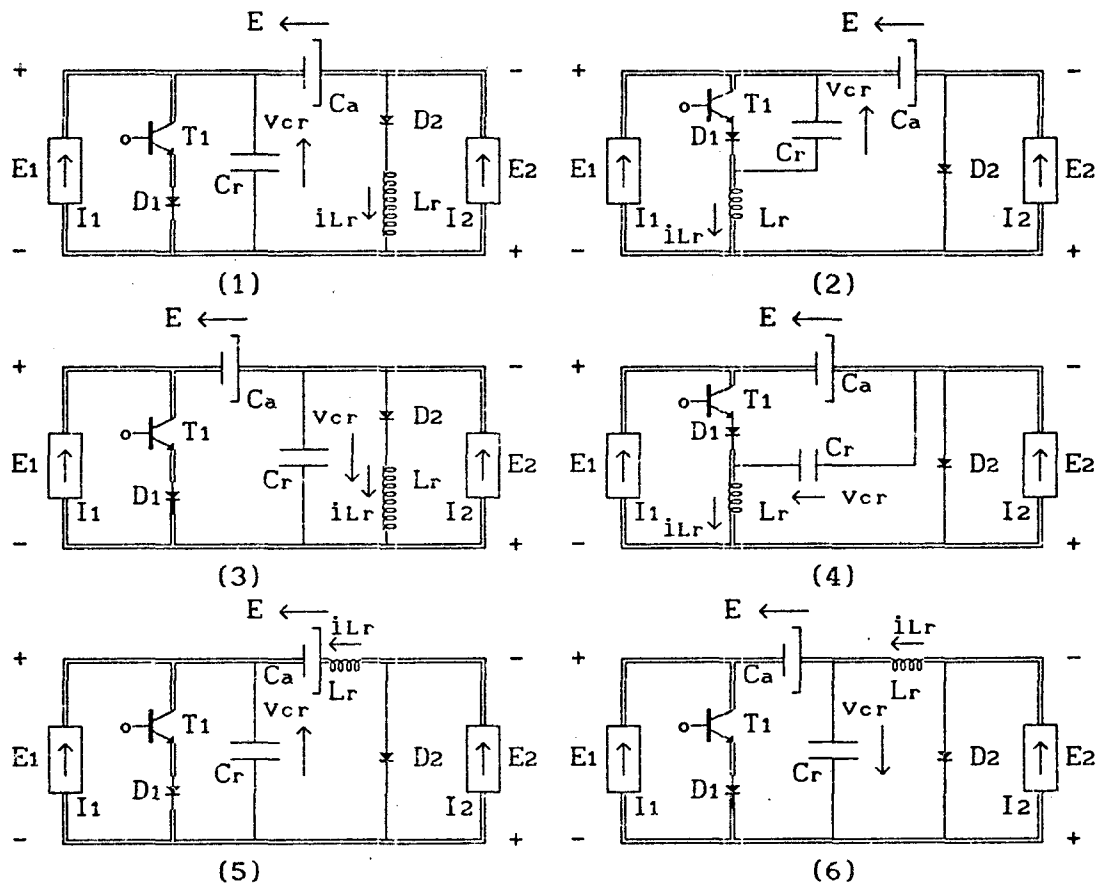


FIGURA 7.87 - Família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

7.8.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, estão colocadas nas figuras 7.88, 7.89, 7.90, 7.91, 7.92, 7.93 e 7.94.-

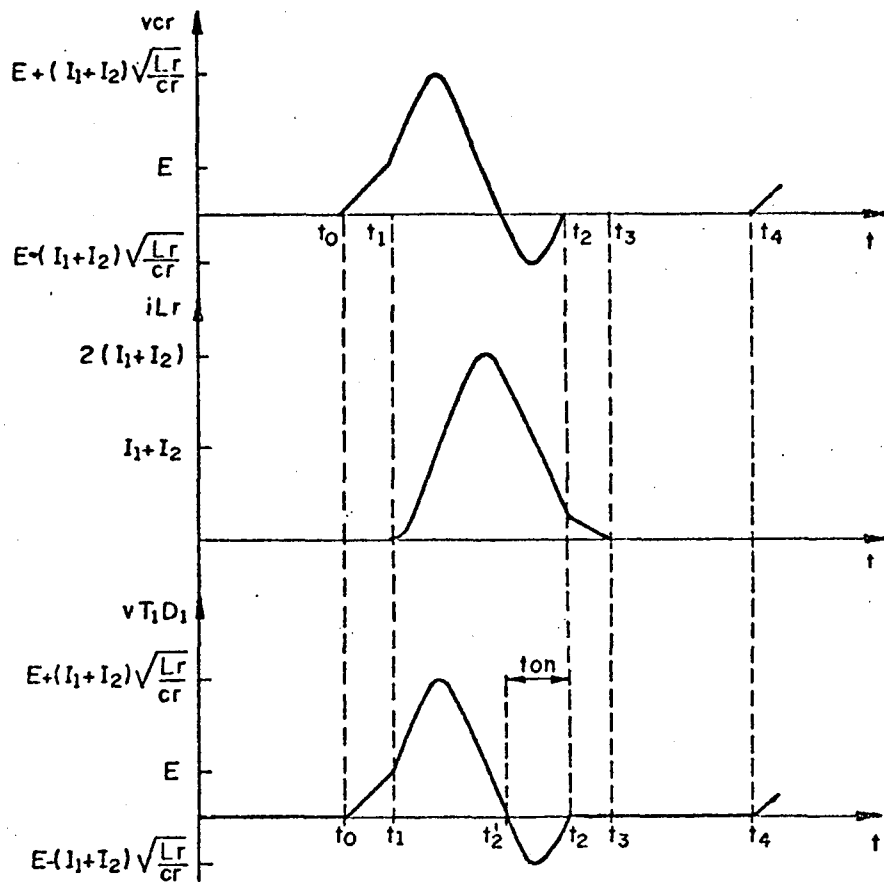


FIGURA 7.88 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 1 da figura 7.83.-

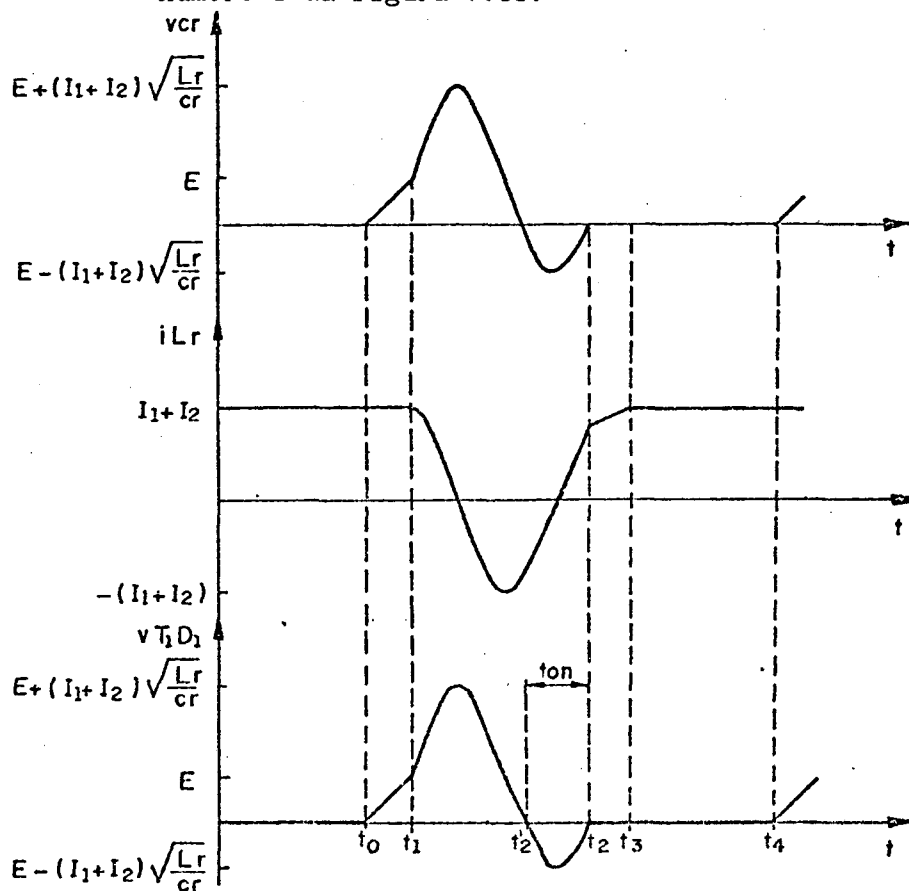


FIGURA 7.89 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 2 da figura 7.83.-

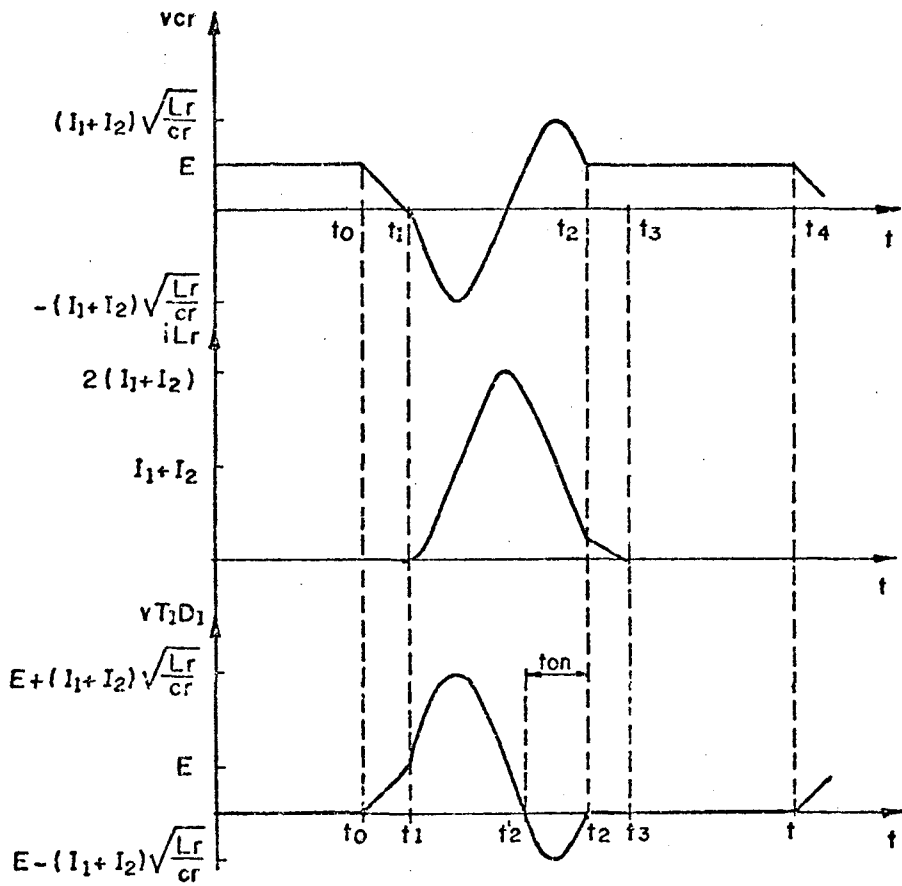


FIGURA 7.90 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 3 da figura 7.83.-

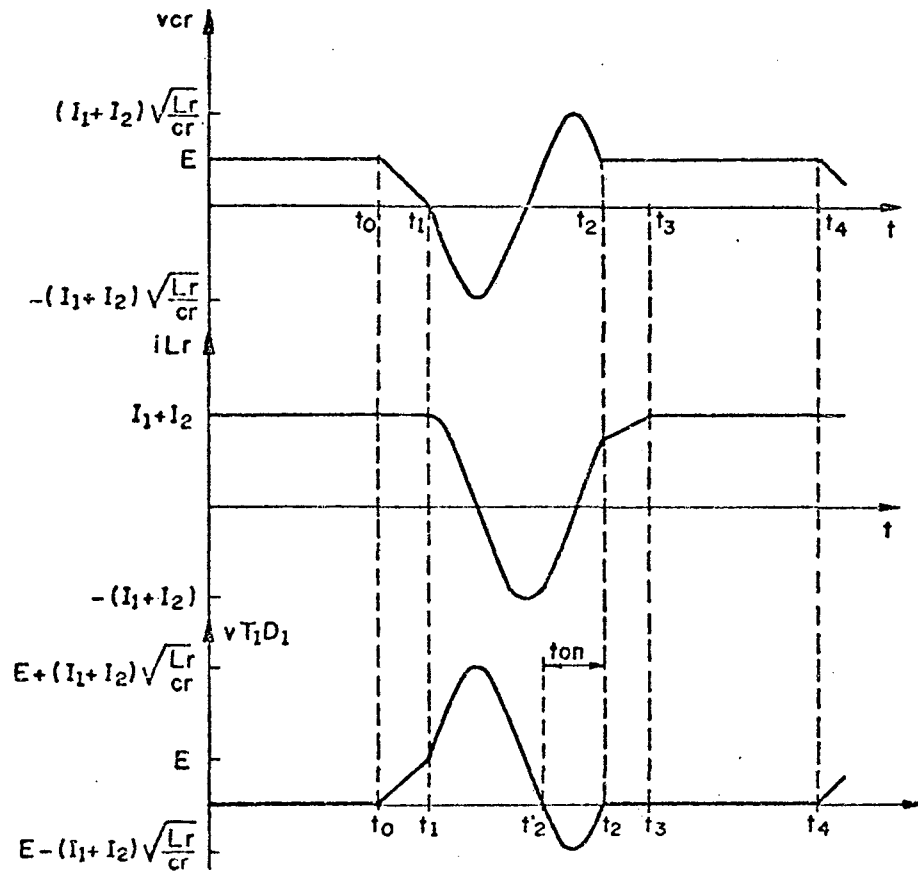


FIGURA 7.91 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 4 da figura 7.83.-

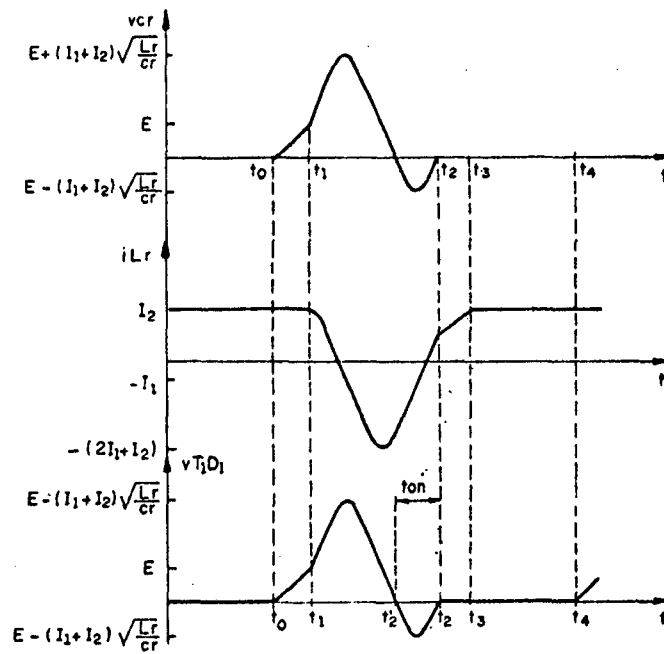


FIGURA 7.92 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 5 da figura 7.83.-

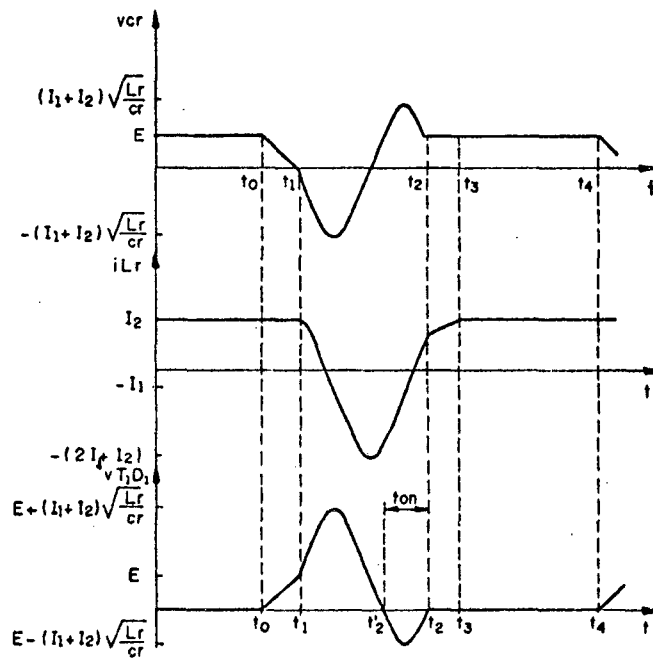


FIGURA 7.93 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 6 da figura 7.83.-

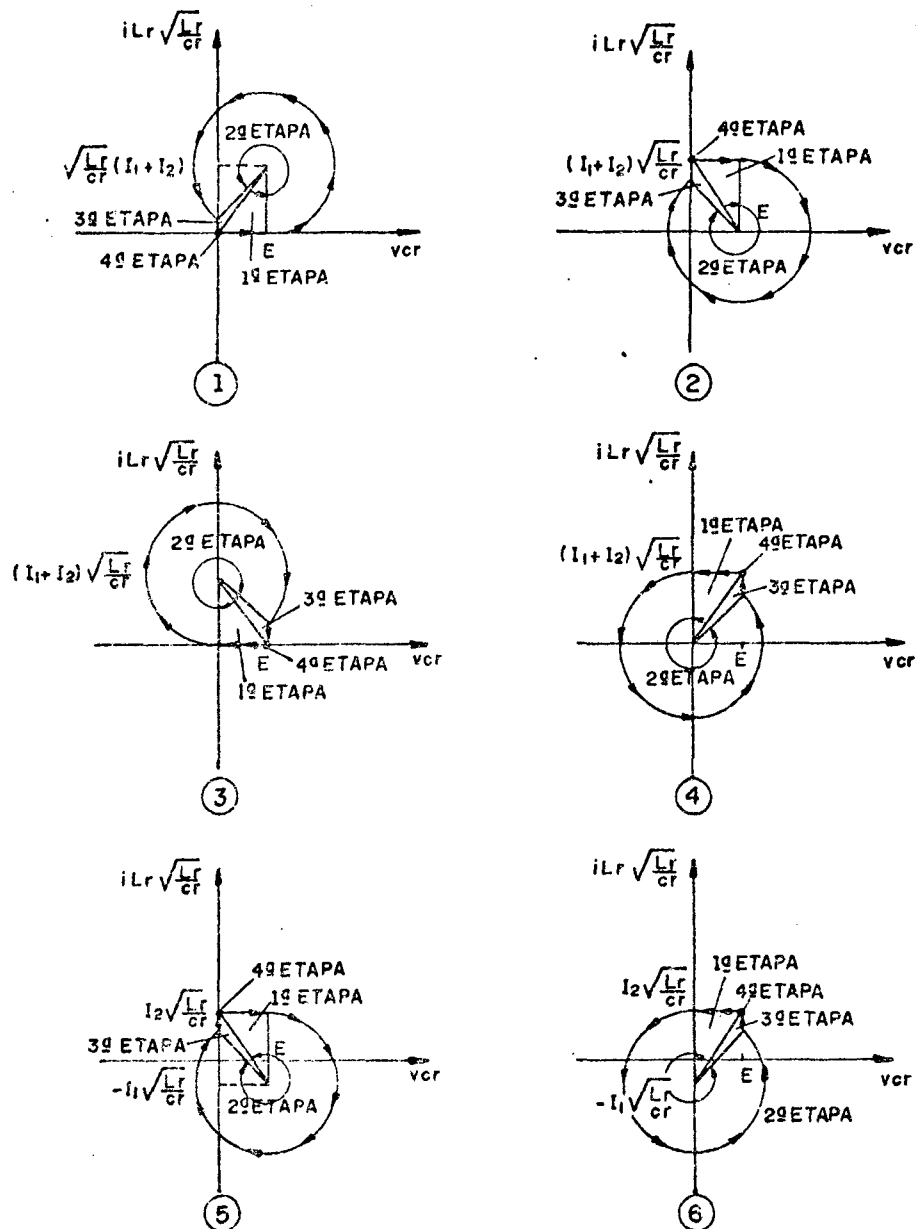


FIGURA 7.94 - Planos de fases da família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM da figura 7.83.-

Novamente, pelas formas de ondas, figuras 7.88 à 7.93, e pelos planos de fases, figura 7.94, observa-se que o comportamento das estruturas desta família de conversores é basicamente o mesmo.- A variação que existe de uma estrutura para outra é o deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (iLr) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (vcr).-

7.8.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado acima, o comportamento das seis estruturas da família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão,

é básicamente o mesmo.- Conseqüentemente, o seu modelo matemático não sofrerá variações.- Isto possibilita fazer o estudo para apenas uma estrutura e estendê-lo para as demais.- A estrutura que será analisada aqui é a de número 4 da figura 7.83.-

1ª ETAPA (t₀, t₁) Δt₁ (primeira etapa linear)

As equações 7.265 e 7.266 são as equações que descrevem o comportamento do circuito 4 da figura 7.84.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (7.265)$$

$$i_{cr}(t) = - (I_1 + I_2) \quad (7.266)$$

Substituindo-se a equação 7.266 na 7.265 e solucionando-se obtém-se a 7.267, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância durante esta etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = E - \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (7.267)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (7.268)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (7.269)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (7.270)$$

$$\beta = \frac{I_1 + I_2}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.271)$$

Substituindo-se as equações 7.268, 7.269, 7.270 e 7.271 na 7.267 obtém-se a 7.272, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0 \beta} \quad (7.272)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (etapa ressonante)

As equações 7.273, 7.274 e 7.275 descrevem o comportamento do circuito 4 da figura 7.85.-

$$v_{cr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (7.273)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (7.274)$$

$$i_{Lr} = - i_{cr} \quad (7.275)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 7.276 e 7.277.-

$$i_{Lr}(0) = I_1 + I_2 \quad (7.276)$$

$$v_{cr}(0) = 0 \quad (7.277)$$

Resolvendo-se as equações 7.273 e 7.274 e utilizando-se as condições iniciais das 7.276 e 7.277 encontra-se:

$$v_{cr}(t) = - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \text{sen } \omega t \quad (7.278)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \text{cos } \omega t \quad (7.279)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (7.280)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = E \quad (7.281)$$

E que o ângulo $\omega \Delta t_2$ se encontra no quarto quadrante.-

Substituindo-se as equações 7.280 e 7.281 na 7.278 e considerando-se o quadrante onde encontra-se situado o ângulo $\omega \Delta t_2$ obtem-se a 7.282, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega} \left\{ 2\pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\beta} \right) \right\} \quad (7.282)$$

Substituindo-se a equação 7.282 na 7.279 obtem-se a 7.283, que é a equação da corrente no indutor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$i_2' = (I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta} \right)^2} \quad (7.283)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

A equação diferencial 7.284 é a equação que descreve o comportamento do circuito 4 da figura 7.86.-

$$E = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (7.284)$$

Solucionando-se a equação 7.284 encontra-se a 7.285, que é a equação da corrente no indutor de ressonância durante esta etapa de funcionamento.-

$$i_{Lr}(t) = I_2' + \frac{E}{L_r} t \quad (7.285)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (7.286)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I_1 + I_2 \quad (7.287)$$

Substituindo-se as equações 7.283, 7.286 e 7.287 na 7.285 obtem-se 7.288, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \beta - \sqrt{\beta^2 - 1} \right\} \quad (7.288)$$

7.8.4 - GANHO ESTÁTICO E t_{on}

Da igualdade entre as potências fornecida e absorvida obtém-se a equação 7.289.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{I_1}{I_2} \quad (7.289)$$

Das etapas de funcionamento observa-se que $e_1(t)$ é diferente de zero na primeira e na segunda etapa de funcionamento.- Então o valor de $e_1(t)$ pode ser representado pelas equações 7.290 e 7.291, para a primeira e a segunda etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$e_1(t) = \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (7.290)$$

$$e_1(t) = E + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \text{sen } \omega t \quad (7.291)$$

Então o valor médio da tensão $e_1(t)$ é dado pela equação 7.292.

$$E_1 = \frac{1}{T} \left\{ \frac{I_1 + I_2}{C_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + E \int_0^{\Delta t_2} dt + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t \, dt \right\} \quad (7.292)$$

Solucionando-se a equação 7.292 encontra-se a 7.293.-

$$E_1 = \frac{E}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta - \sqrt{\beta^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\beta} \right) \right\} \quad (7.293)$$

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento, nota-se que $e_2(t)$ é diferente de zero na primeira e na quarta etapa de funcionamento.- Então o valor de $e_2(t)$ pode ser representado pelas equações 7.294 e 7.295, para a primeira e a quarta etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$e_2(t) = E - \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (7.294)$$

$$e_2(t) = E \quad (7.295)$$

Então o valor de E_2 é dado pela equação 7.296.-

$$E_2 = \frac{1}{T} \left\{ E \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{I_1 + I_2}{C_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + E \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.296)$$

Resolvendo-se a equação 7.296 encontra-se:

$$E_2 = E - \frac{E}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta - \sqrt{\beta^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\beta} \right) \right\} \quad (7.297)$$

Substituindo-se as equações 7.293 e 7.297 na 7.289 obtem-se a 7.298, que é a equação do ganho estático para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta - \sqrt{\beta^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\beta} \right) \right\}}{\frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta - \sqrt{\beta^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\beta} \right) \right\}} \quad (7.298)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\beta = \frac{I_1 + I_2}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.299)$$

Examinando-se a equação 7.298 e os planos de fases da figura 7.94, nota-se que, como nos outros conversores com comutação à tensão nula estudados anteriormente, estes conversores só funcionam normalmente com $\beta \geq 1,0$.- E, mais uma vez, o controle do fluxo de potência é feito pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.-

Das formas de ondas da figura 7.91 tem-se que:

$$t_{on} = \Delta t_2 - \Delta t_2' \quad (7.300)$$

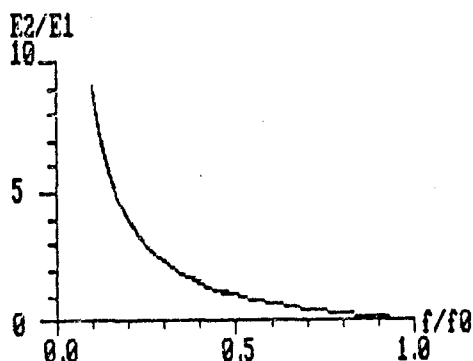


FIGURA 7.95 - Ganho estático da família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, com β variando de 1,0 à 10,0.-

Da equação 7.278 encontra-se o valor de $\Delta t_2'$ que está representado na equação 7.301.-

$$\Delta t_2' = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\beta} \right) \right\} \quad (7.301)$$

Substituindo-se as equações 7.282 e 7.301 na 7.300 obtem-se a 7.302, que é a equação do tempo disponível (t_{on}) para que o transistor T1 entre em condução, para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$t_{on} = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi - 2 \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\beta} \right) \right\} \quad (7.302)$$

As equações 7.298 e 7.302 foram resolvidas para vários valores de carga (β) e deram origem às curvas das figuras 7.95 e 7.12, respectivamente.-

Da figura 7.95 observa-se que, para a família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, o ganho estático não varia com a carga (β).- Isto é o mesmo que ocorre nas demais famílias de conversores quase-ressonantes com interruptor bidirecional, estudadas neste trabalho, até o momento.-

As demais considerações feitas para a família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão são válidas também para a família de conversores em estudo.-

7.8.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

7.8.5.1 - TRANSISTOR T1

I_{T1MED}

A corrente que circula pelo transistor T1 é diferente de zero na terceira e na quarta etapa de funcionamento.- Então a corrente $i_{T1}(t)$ é igual à corrente no indutor de ressonância $i_{Lr}(t)$, durante estas duas etapas de funcionamento e o seu valor médio é dado pela equação 7.303.-

$$i_{T1med} = \frac{1}{T} \left\{ (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_3} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta} \right)^2} dt + \frac{E}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt + (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.303)$$

Solucionando-se a equação 7.303 obtem-se a 7.304.-

$$\frac{i_{T1med}}{I_1 + I_2} = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta - \sqrt{\beta^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\beta} \right) \right\} \quad (7.304)$$

A equação 7.304 foi resolvida para vários valores de carga (β) e deu origem às curvas da figura 7.13.-

I_{T1EF}

$$(i_{T1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3} \left[(I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta}\right)^2} + \frac{E}{L_r} t \right]^2 dt + (I_1 + I_2)^2 \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.305)$$

Solucionando-se a equação 7.305 obtem-se:

$$\left(\frac{i_{T1ef}}{I_1 + I_2} \right)^2 = 1 - \frac{f}{2\pi f_0} \left\{ \frac{1}{\beta} + \frac{2\beta}{3} - \frac{2}{3} \sqrt{\beta^2 - 1} - \frac{1}{3\beta^2} \sqrt{\beta^2 - 1} + 2\pi - \sin^{-1} \left(\frac{1}{\beta} \right) \right\} \quad (7.306)$$

A equação 7.306 foi solucionada para vários valores de carga (β) e deu origem às curvas da figura 7.14.-

7.8.5.2 - DIODO D₁

Como o diodo D₁ se encontra em série com o transistor T₁, os valores de correntes médias e eficazes são os mesmos para ambos os semicondutores.- Então o valor da corrente média no diodo D₁ será dado pela equação 7.304 e o valor eficaz pela 7.306.-

7.8.5.3 - DIODO DE RODA LIVRE (D₂)I_{D2MED}

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo de roda livre (D₂) é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento.- Então o valor de $i_{D2}(t)$ é representado pelas equações 7.307 e 7.308, para a segunda e a terceira etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_{D2}(t) = (I_1 + I_2) - (I_1 + I_2) \cos \omega t \quad (7.307)$$

$$i_{D2}(t) = (I_1 + I_2) - (I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta}\right)^2} - \frac{E}{L_r} t \quad (7.308)$$

Então o valor médio da corrente no diodo D₂ é dada pela equação 7.309.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_2} dt - (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_3} dt - (I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{E}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.309)$$

Solucionando-se a equação 7.309 encontra-se:

$$\frac{i_{D2med}}{I_1 + I_2} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta - \sqrt{\beta^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right\} \quad (7.310)$$

A equação 7.310 foi resolvida para vários valores de carga (β) e deu origem às curvas da figura 7.15.-

ID2EF

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} \left[(I_1 + I_2) - (I_1 + I_2) \cos \omega t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left[(I_1 + I_2) - (I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta}\right)^2} - \frac{E}{L_r} t \right]^2 dt \right\} \quad (7.311)$$

Solucionando-se a equação 7.311 encontra-se a 7.312.-

$$\left(\frac{i_{D2ef}}{I_1 + I_2} \right)^2 = \frac{f}{2\pi f_0} \left\{ \frac{1}{\beta} + \frac{4\beta}{3} - \frac{4}{3} \sqrt{\beta^2 - 1} - \frac{1}{6\beta^2} \sqrt{\beta^2 - 1} + 3\pi - \frac{3}{2} \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right\} \quad (7.312)$$

A equação 7.312 foi resolvida para vários valores de carga (β) e deu origem às curvas da figura 7.16.-

7.9 - CONVERSORES DE CUK QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À TENSÃO NULA E MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA, COM INTERRUPTOR UNIDIRECIONAL EM TENSÃO

7.9.1 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores de cuk (boost-buck) quase-ressonantes, com comutação à tensão nula e modulação em frequência (cuk-QRC-ZVS-FM) com interruptor unidirecional em tensão, deve-se substituir, nos circuitos da figura 2.6, o interruptor S2 por um transistor T1 em anti-paralelo com um diodo D1 e o interruptor S1 por um diodo D2.- Efetuando-se estas substituições obtém-se os circuitos da figura 7.96.-

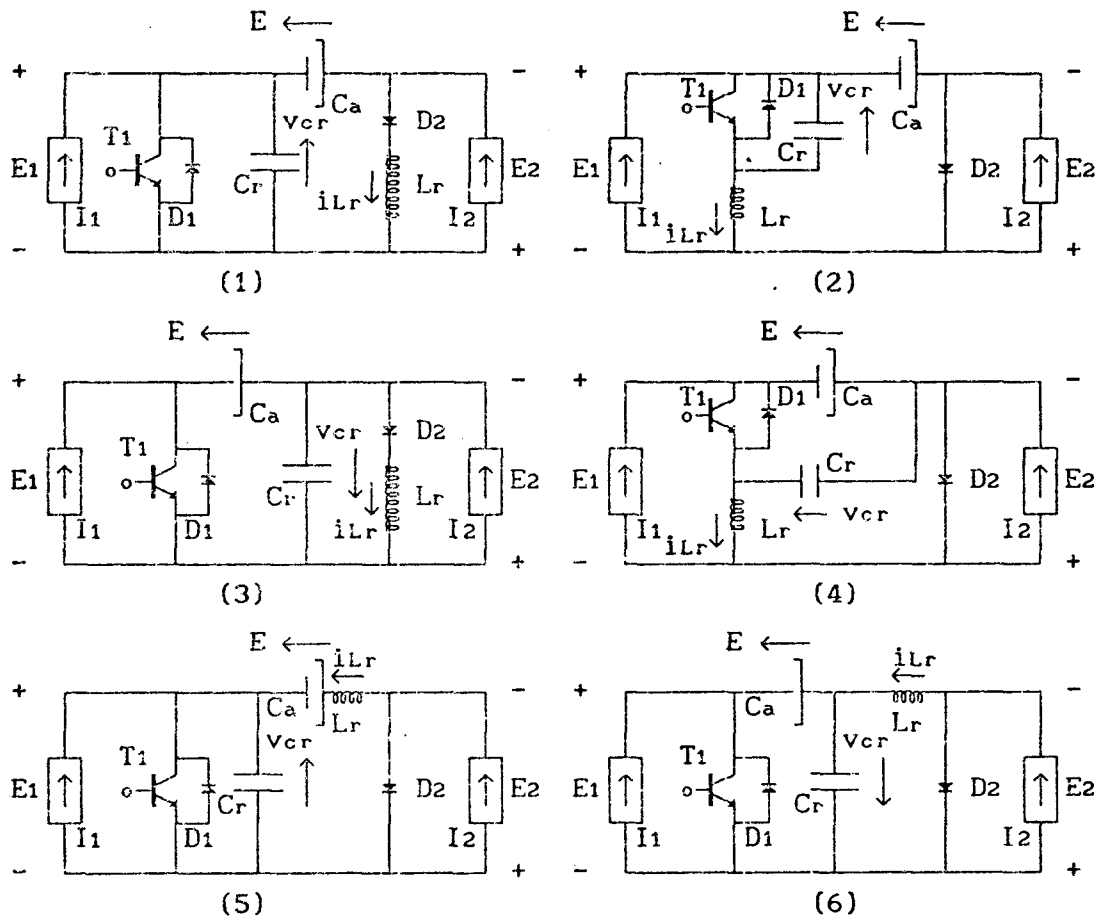


FIGURA 7.96 - Família de conversores de cuk (boost-buck) quase-ressonantes, com comutação à tensão nula, modulação em frequência (cuk-QRC-ZVS-FM) e interruptor unidirecional em tensão, obtida no capítulo 2, figura 2.6.

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento tem início quando o transistor T1 é desligado e se finda quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.97, e quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (Cr) se carrega linearmente, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.97, e se descarrega, linearmente também, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

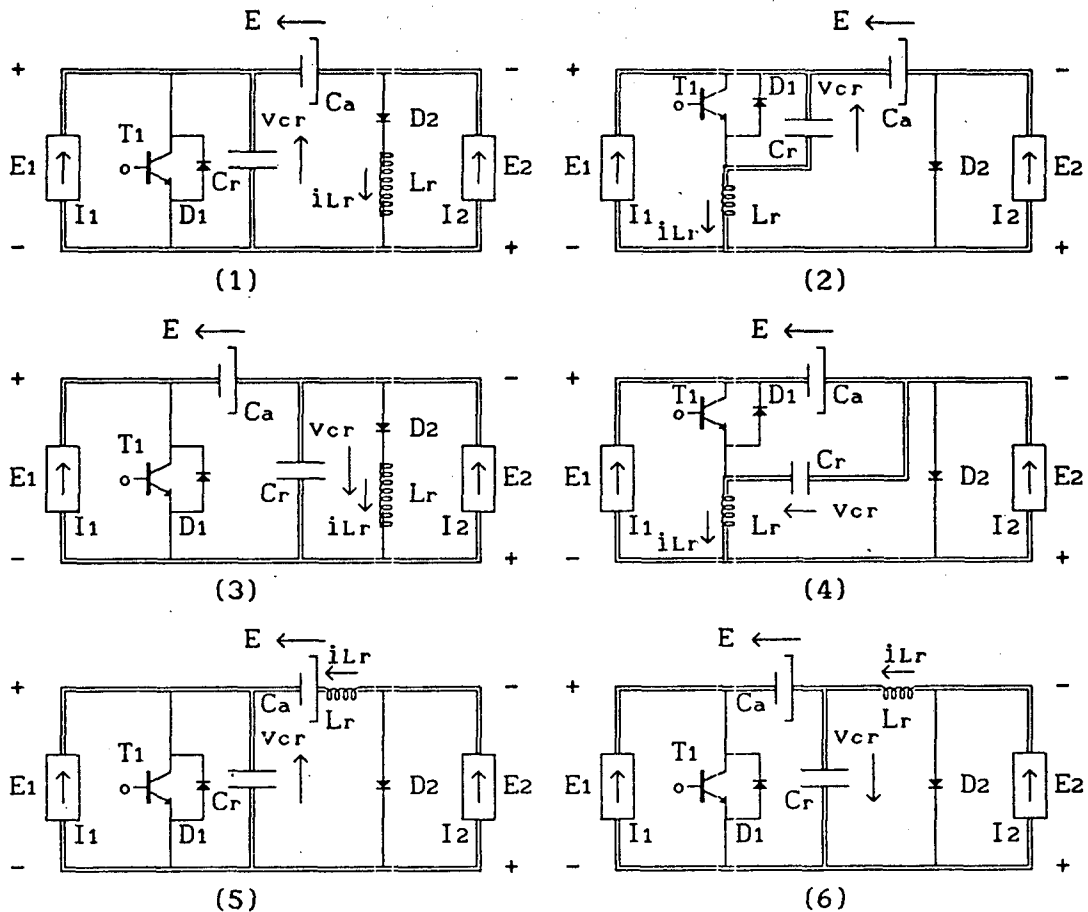


FIGURA 7.97 - Família de conversores cuk-ORC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2^a ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.97, e quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.98, e quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.98. e decresce, passa por um mínimo, cresce, se anula, continua crescendo, senoidalmente também, até atingir o valor $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.- Enquanto isto, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce, cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.98, e decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 2, 4, 5 e 6 da mesma figura.-

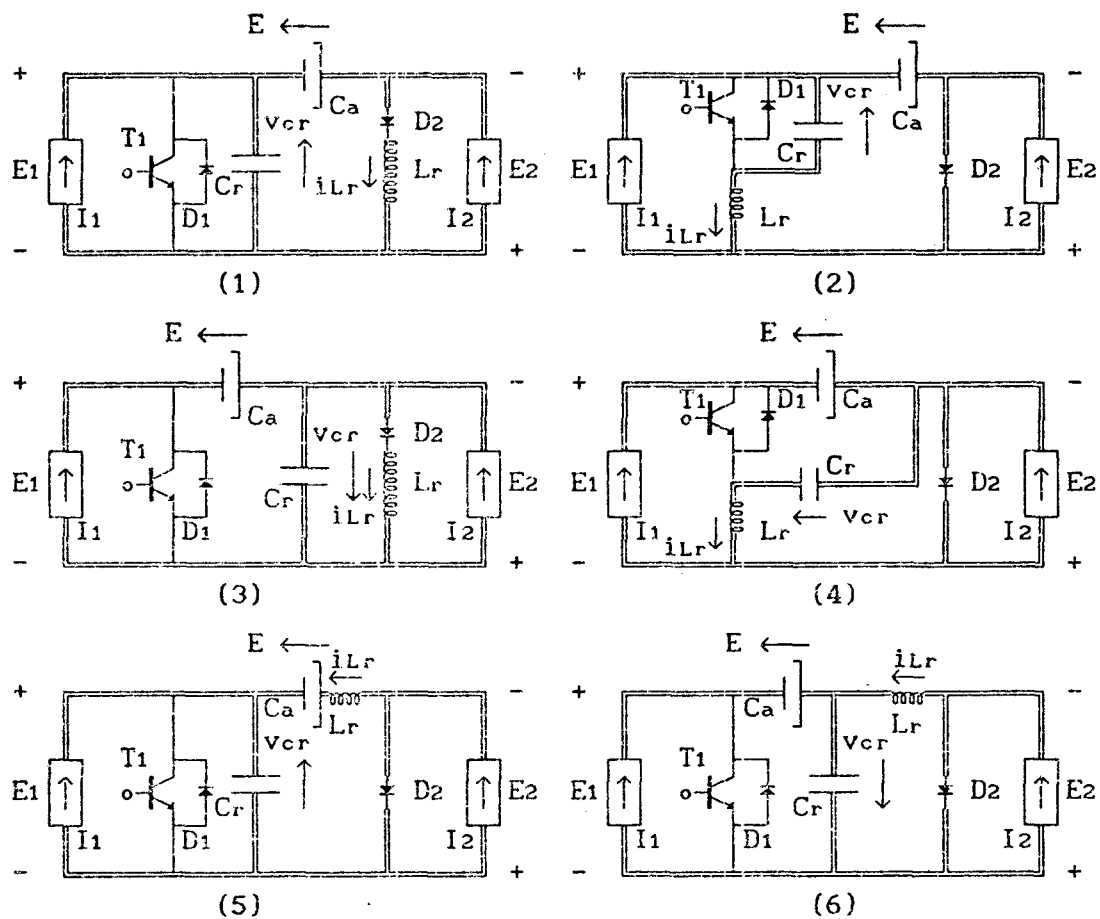


FIGURA 7.98 - Família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (segunda etapa linear)

Esta etapa se inicia quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 7.98, e quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.99, quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = I_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.99.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce linearmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.99, e cresce, linearmente também, nas estruturas 2, 4, 5 e 6 da mesma figura.-

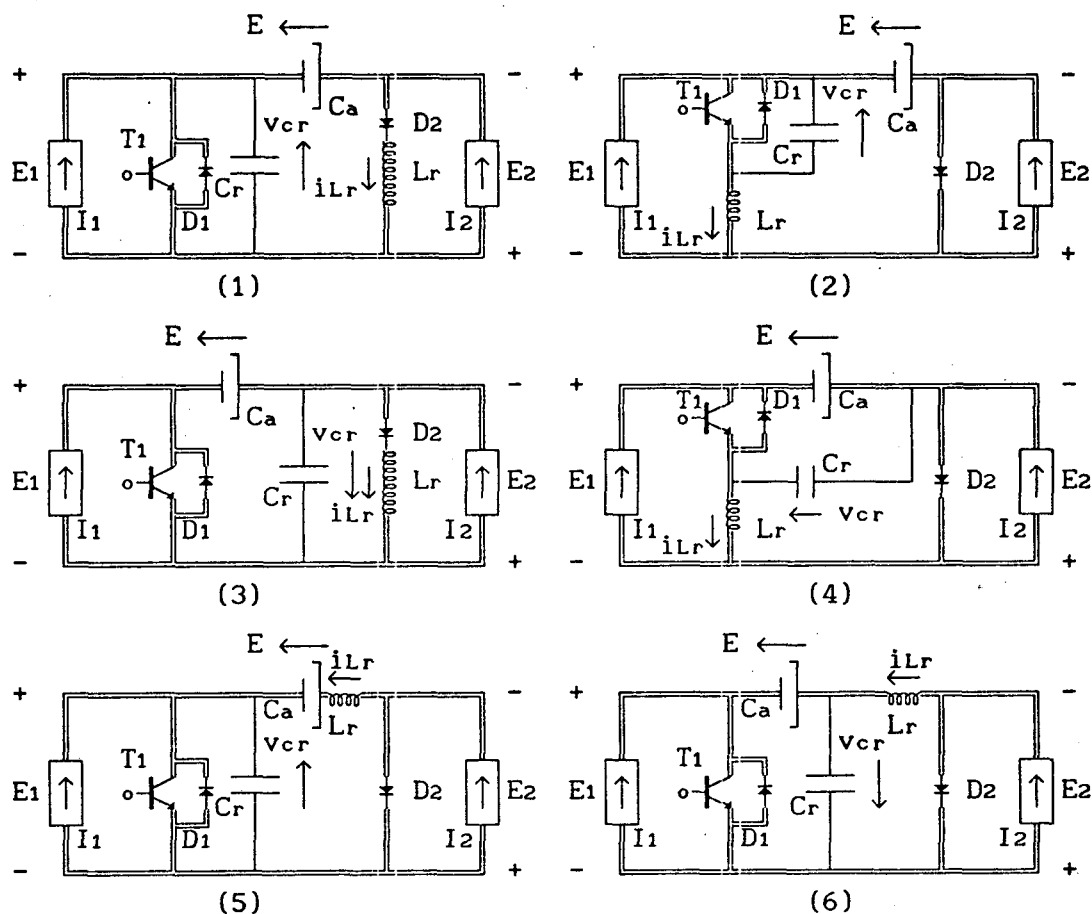


FIGURA 7.99 - Família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 7.99, quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = I_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 7.99, e se finda quando o transistor T1 é bloqueado, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de acumulação (Ca) fornece energia para a carga (I2), enquanto que a fonte de corrente I1 se encontra em roda livre pelo transistor T1.-

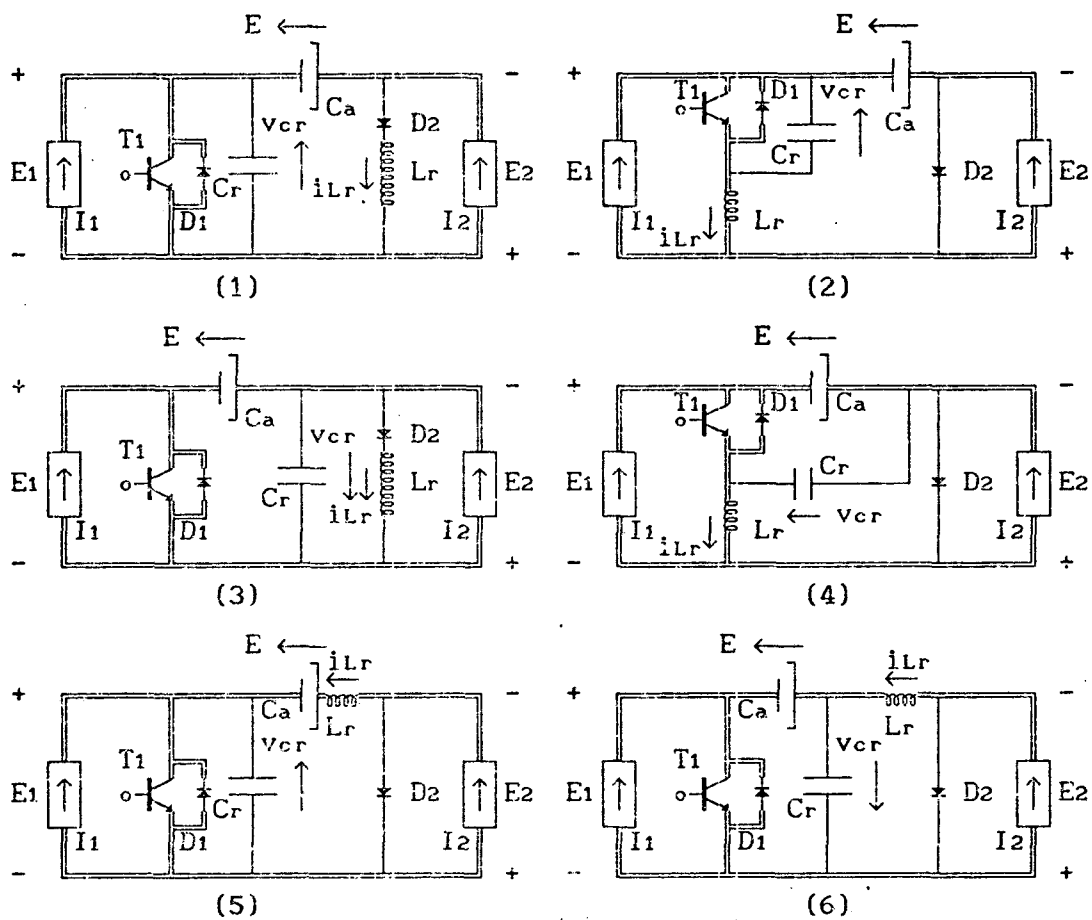


FIGURA 7.100 - Família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

7.9.2 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, estão colocadas nas figuras 7.101, 7.102, 7.103, 7.104, 7.105, 7.106 e 7.107.-

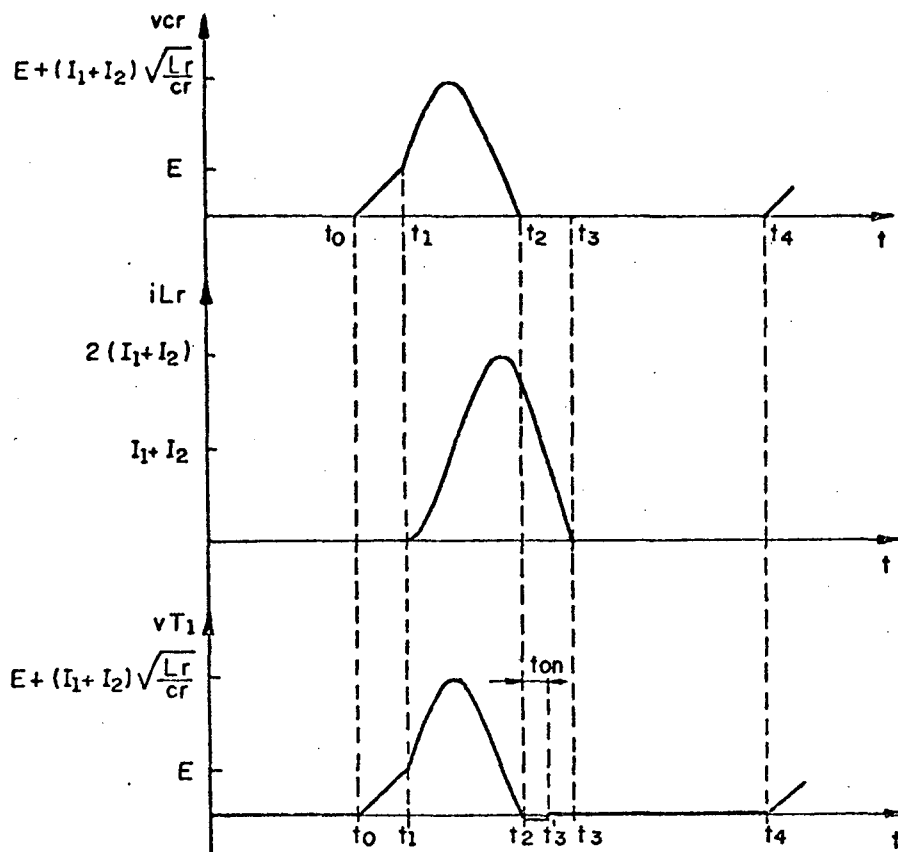


FIGURA 7.101 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 1 da figura 7.96.-

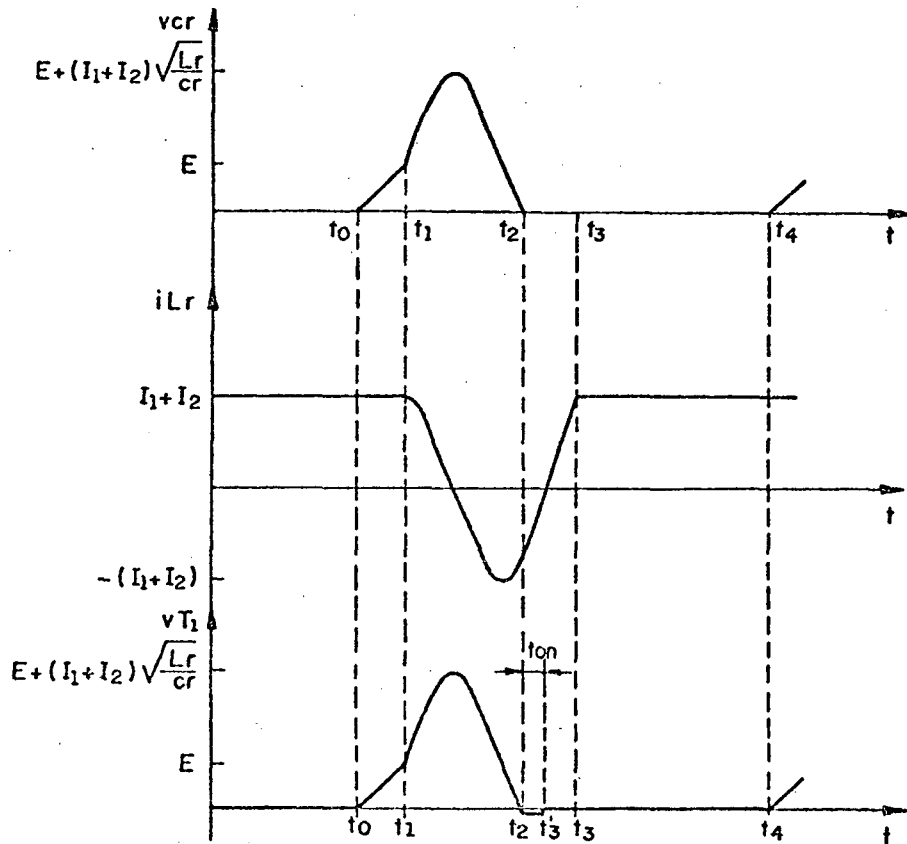


FIGURA 7.102 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 2 da figura 7.96.-

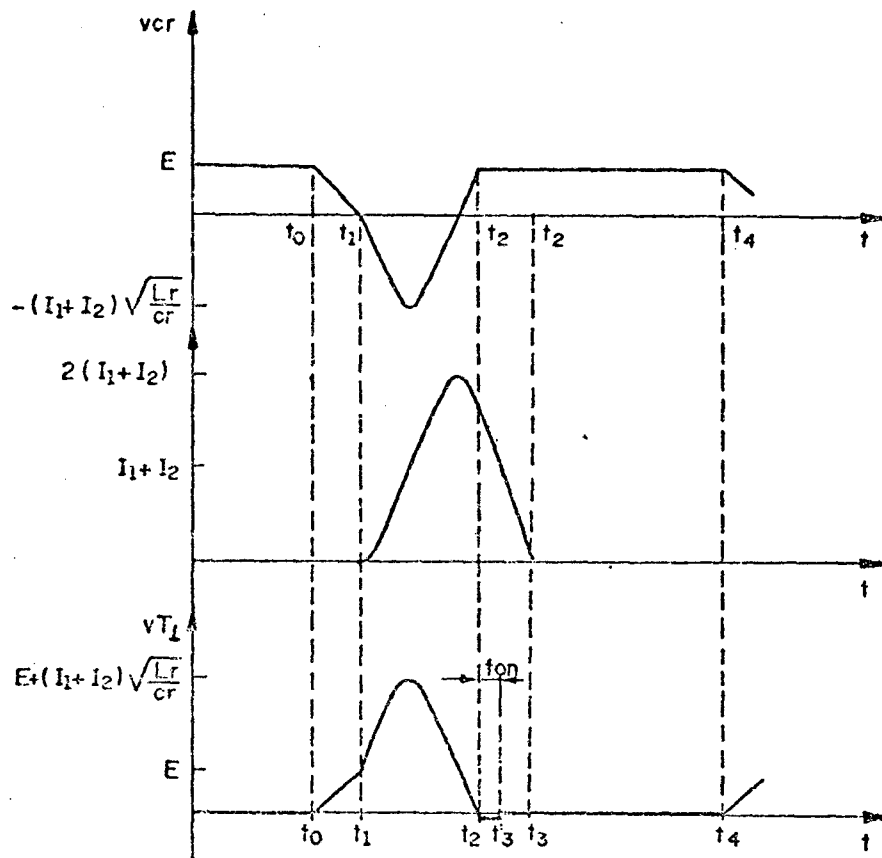


FIGURA 7.103 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 3 da figura 7.96.-

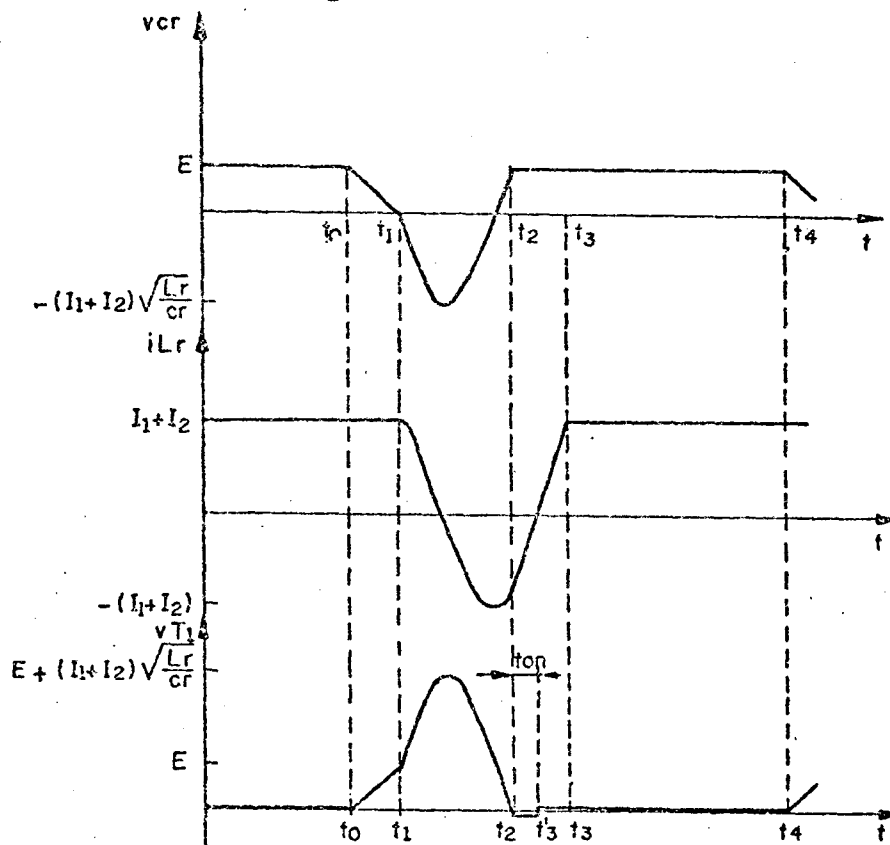


FIGURA 7.104 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 4 da figura 7.96.-

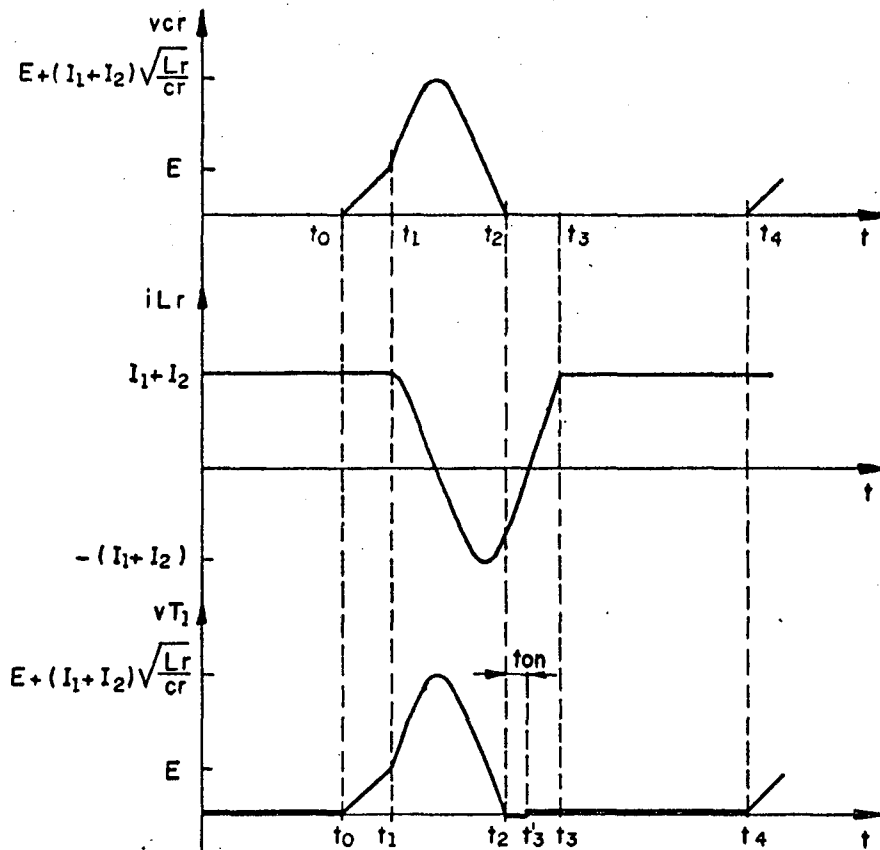


FIGURA 7.105 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 5 da figura 7.96.-

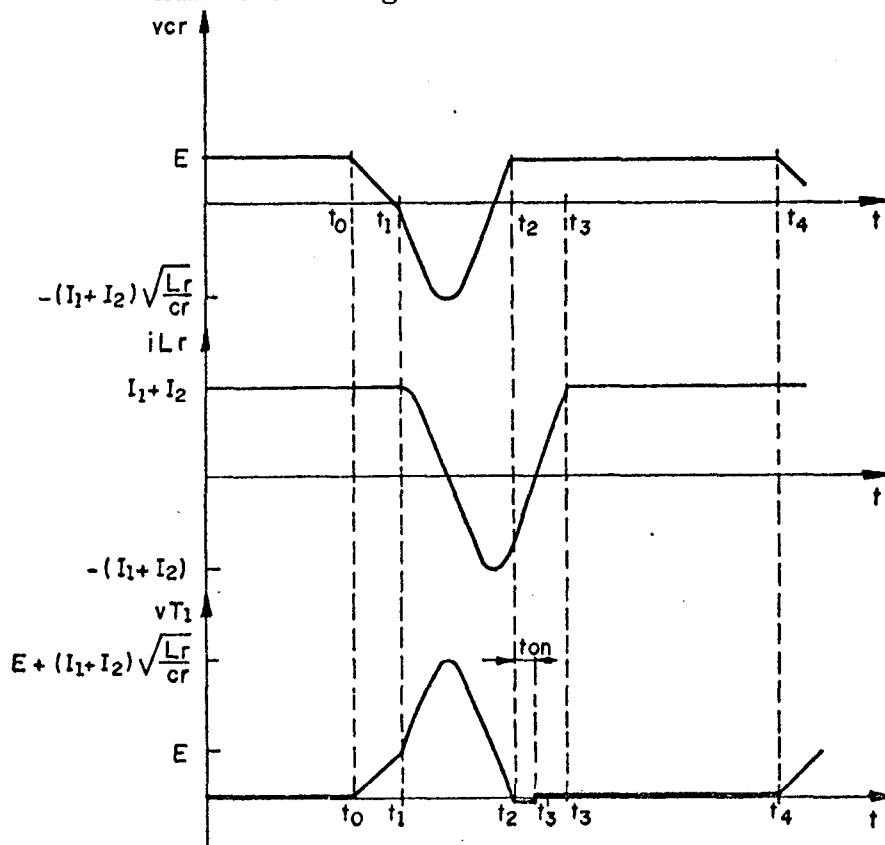


FIGURA 7.106 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM número 6 da figura 7.96.-

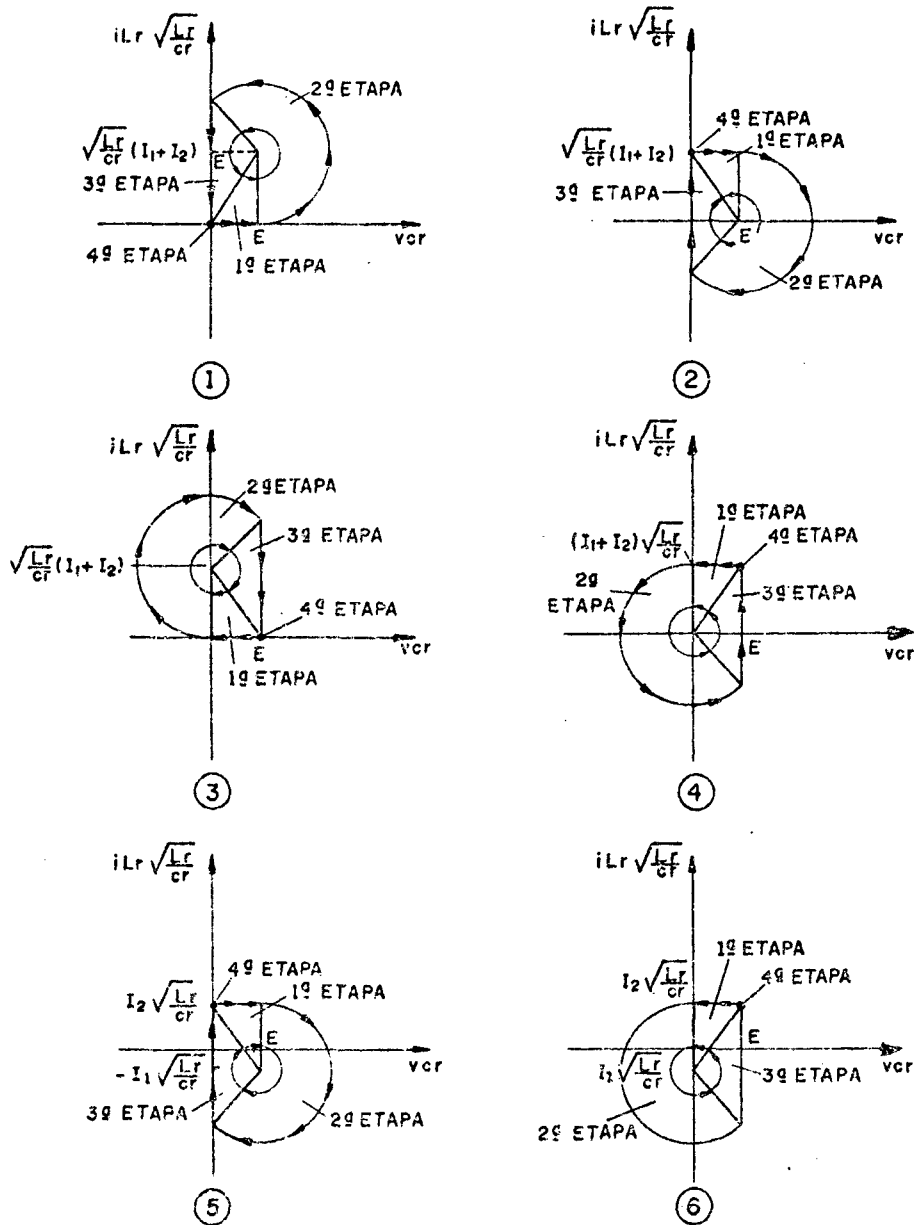


FIGURA 7.107 - Planos de fases da família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM da figura 7.96.-

Mais uma vez, pelas formas de ondas, figuras 7.101 à 7.106, e pelos planos de fases, figura 7.108, observa-se que o comportamento das estruturas desta família de conversores é basicamente a mesmo.- A variação que existe de uma estrutura para outra é o deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

7.9.3 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado acima, o comportamento das seis estruturas cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, é basicamente o

mesmo.- Conseqüentemente, o seu modelo matemático não sofrerá variações, o que possibilita fazer o estudo de apenas uma estrutura e estendê-lo para as demais.- A estrutura que será analisada aqui é a de número 4 da figura 7.96.-

1ª ETAPA (t₀, t₁) Δt₁ (primeira etapa linear)

A equação diferencial e as condições de contorno, nesta etapa, são as mesmas do conversor cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão, portanto, as equações 7.267 e 7.272 são as que representam esta etapa de funcionamento.-

$$v_{cr}(t) = E - \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (7.314)$$

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\beta} \quad (7.315)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (etapa ressonante)

Para esta etapa de funcionamento, a observação feita para a anterior continua válida, somente que as equações aqui são as de números 7.278 e 7.279.-

$$v_{cr}(t) = - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \text{sen } \omega t \quad (7.316)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \text{cos } \omega t \quad (7.317)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (7.318)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = E \quad (7.319)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ encontra-se no terceiro quadrante.-

Substituindo-se as equações 7.318 e 7.319 na 7.316 e considerando-se o quadrante onde encontra-se situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 7.320, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\beta} \right) \right\} \quad (7.320)$$

Substituindo-se a equação 7.320 na 7.317 obtem-se a 7.321, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$I_2' = - (I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta} \right)^2} \quad (7.321)$$

3ª ETAPA (t2, t3) Δt3 (segunda etapa linear)

Da mesma forma que para as outras duas etapas de funcionamento anteriores, o que foi deduzido para o conversor cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão é válido também aqui.- Sòmente que a equação é a de número 7.285.-

$$i_{Lr}(t) = I_2 + \frac{E}{L_r} t \quad (7.322)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (7.323)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I_1 + I_2 \quad (7.324)$$

Substituindo-se as equações 7.321, 7.323 e 7.324 na 7.322 obtem-se 7.325, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \beta + \sqrt{\beta^2 - 1} \right\} \quad (7.325)$$

7.9.4 - GANHO ESTÁTICO E ton

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida obtem-se a equação 7.326.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{I_1}{I_2} \quad (7.326)$$

Das etapas de funcionamento observa-se que e1(t) é diferente de zero na primeira e na segunda etapa de funcionamento.- Então o valor de e1(t) pode ser representado pelas equações 7.327 e 7.328, para a primeira e a segunda etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$e_1(t) = \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (7.327)$$

$$e_1(t) = E + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \text{sen } \omega t \quad (7.328)$$

Então o valor médio da tensão e1(t) é dado pela equação 7.329.

$$E_1 = \frac{1}{T} \left\{ \frac{I_1 + I_2}{C_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + E \int_0^{\Delta t_2} dt + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t \, dt \right\} \quad (7.329)$$

Solucionando-se a equação 7.329 encontra-se a 7.330.-

$$E_1 = \frac{E}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta + \sqrt{\beta^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\beta} \right) \right\} \quad (7.330)$$

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento, nota-se que e2(t) é

diferente de zero na primeira e na quarta etapa de funcionamento.- Então o valor de $e_2(t)$ pode ser representado pelas equações 7.331 e 7.332, para a primeira e a quarta etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$e_2(t) = E - \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (7.331)$$

$$e_2(t) = E \quad (7.332)$$

Então o valor de E_2 é dado pela equação 7.333.-

$$E_2 = \frac{1}{T} \left\{ E \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{I_1 + I_2}{C_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + E \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.333)$$

Resolvendo-se a equação 7.333 encontra-se:

$$E_2 = E - \frac{E}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta + \sqrt{\beta^2 - 1} + \pi + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right\} \quad (7.334)$$

Substituindo-se as equações 7.330 e 7.334 na 7.326 obtém-se a 7.335, que é a equação do ganho estático para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta + \sqrt{\beta^2 - 1} + \pi + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right\}}{\frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta + \sqrt{\beta^2 - 1} + \pi + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right\}} \quad (7.335)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\beta = \frac{I_1 + I_2}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7.336)$$

Examinando-se a equação 7.335 e os planos de fases da figura 7.107, nota-se que, como nos outros conversores com comutação à tensão nula estudados anteriormente, estes conversores só funcionam normalmente com $\beta \geq 1,0$.- E, mais uma vez, o controle do fluxo de potência é feito pela variação da frequência de funcionamento, uma vez fixada a frequência de ressonância.-

Das equações 7.321 e 7.322 tem-se que:

$$i_{L_r}(t) = - (I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta}\right)^2} + \frac{E}{L_r} t \quad (7.337)$$

Das formas de ondas da figura 7.104, tem-se que:

$$t = t_{on} \quad (7.338)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (7.339)$$

Substituindo-se as equações 7.338 e 7.339 na 7.337 obtém-se a 7.340, que é a equação que fornece o valor do tempo disponível (t_{on}) para que o transistor T1 seja colocado em condução.

$$t_{on} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta}\right)^2} \quad (7.340)$$

As equações 7.335 e 7.340 foram resolvidas para vários valores de carga (β) e deram origem às curvas das figuras 7.108 e 7.28, respectivamente.-

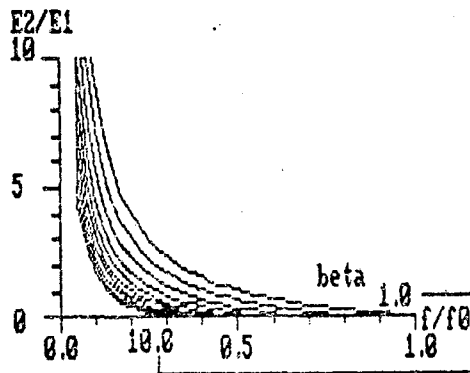


FIGURA 7.108 - Ganho estático da família de conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, com β variando de 1,0 à 10,0.-

Da figura 7.108, observa-se que, como nas demais famílias de conversores quase-ressonantes com interruptor unidirecional, estudados até aqui, neste trabalho, o ganho estático é extremamente variável com a carga (β).- O que torna os conversores desta família mais difíceis de ser controlados que aqueles com interruptor bidirecional.-

As demais observações feitas para a família de conversores buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, são válidas também para a família em estudo.-

7.9.5 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

7.9.5.1 - TRANSISTOR T₁

I_{T1MED}

A corrente que circula pelo transistor T₁ é diferente de zero na terceira e na quarta etapa de funcionamento.- Durante a terceira etapa o transistor T₁ conduz apenas quando $i_{Lr}(t) \geq 0$.- Então o valor de i_{T1med} é dado pela equação 7.341.-

$$i_{T1med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{E}{L_r} \int_0^{\Delta t_3''} t \, dt + (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.341)$$

Onde:

$$\Delta t_3'' = \frac{\beta}{\omega_0} \quad (7.342)$$

$$\Delta t_4 = \left\{ T - \frac{1}{\omega_0} \left[\frac{1}{\beta} - \Pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) - \beta - \sqrt{\beta^2 - 1} \right] \right\} \quad (7.343)$$

Solucionando-se a equação 7.341 obtém-se a 7.344.-

$$\frac{i_{T1med}}{I_1 + I_2} = 1 - \frac{1}{2\Pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\beta} + \frac{\beta}{2} + \sqrt{\beta^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right\} \quad (7.344)$$

A equação 7.344 foi resolvida para vários valores de carga (β) e deu origem às curvas da figura 7.29.-

I_{T1EF}

$$(i_{T1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3''} \left(\frac{E}{L_r} t \right)^2 dt + (I_1 + I_2)^2 \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (7.345)$$

Solucionando-se a equação 7.252 obtém-se:

$$\left(\frac{i_{T1ef}}{I_1 + I_2} \right)^2 = 1 - \frac{1}{2\Pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{\beta} + \frac{2}{3} \beta + \sqrt{\beta^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right\} \quad (7.346)$$

A equação 7.346 foi solucionada para vários valores de carga (β) e deu origem às curvas da figura 7.30.-

7.9.5.2 - DIODO D₁

I_{D1MED}

A corrente que circula pelo diodo D₁ é diferente de zero durante a

terceira etapa de funcionamento, e isto acontece apenas quando $i_{Lr}(t) \leq 0$. -
Então o valor de i_{D1med} é dado pela equação 7.347.-

$$i_{D1med} = \frac{1}{T} \left\{ (I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3'} dt - \frac{E}{L_r} \int_0^{\Delta t_3'} t dt \right\} \quad (7.347)$$

Onde:

$$\Delta t_3' = \frac{1}{\omega C} \sqrt{\beta^2 - 1} \quad (7.348)$$

Solucionando-se a equação 7.347 encontra-se a equação 7.349.-

$$\boxed{\frac{i_{D1med}}{I_1 + I_2} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{2\gamma} \right\}} \quad (7.349)$$

A equação 7.349 foi resolvida para vários valores de carga (β) e deu origem às curvas da figura 7.31.-

ID1EF

$$(i_{D1ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_3'} \left((I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta}\right)^2} - \frac{E}{L_r} t \right)^2 dt \right\} \quad (7.350)$$

Solucionando-se a equação 7.350 obtém-se a 7.351.-

$$\boxed{\left(\frac{i_{D1ef}}{I_1 + I_2} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{3} \sqrt{\beta^2 - 1} - \frac{1}{3\beta^2} \sqrt{\beta^2 - 1} \right\}} \quad (7.351)$$

A equação 7.351 foi resolvida para vários valores de carga (β) e deu origem às curvas da figura 7.32.-

7.9.5.3 - DIODO DE RODA LIVRE (D2)

ID2MED

Mais uma vez, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo de roda livre (D2) é diferente de zero na segunda e na terceira etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de roda livre é representada pela equações 7.352 e 7.353, para a segunda e a terceira etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_{D2}(t) = (I_1 + I_2) - (I_1 + I_2) \cos \omega t \quad (7.352)$$

$$i_{D2}(t) = (I_1 + I_2) + (I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta}\right)^2} - \frac{E}{L_r} t \quad (7.353)$$

Das equações 7.352 e 7.353 tem-se que, o valor médio da corrente no diodo de roda livre (D2) é representado pela equação 7.354.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_2} dt - (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_3} dt + (I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta}\right)^2} \int_0^{\Delta t_3} dt - \frac{E}{L_r} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (7.354)$$

Solucionando-se a equação 7.354 encontra-se:

$$\frac{i_{D2med}}{I_1 + I_2} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta + \sqrt{\beta^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right\} \quad (7.355)$$

A equação 7.355 foi resolvida para vários valores de carga (β) e deu origem às curvas da figura 7.33.-

ID2EF

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} \left((I_1 + I_2) - (I_1 + I_2) \cos \omega t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left((I_1 + I_2) + (I_1 + I_2) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\beta}\right)^2} - \frac{E}{L_r} t \right)^2 dt \right\} \quad (7.356)$$

Solucionando-se a equação 7.356 encontra-se a 7.357.-

$$\left(\frac{i_{D2ef}}{I_1 + I_2} \right)^2 = \frac{f}{2\pi f_0} \left\{ \frac{1}{\beta} + \frac{4\beta}{3} + \frac{4}{3} \sqrt{\beta^2 - 1} + \frac{1}{6\beta^2} \sqrt{\beta^2 - 1} + \frac{3\pi}{2} + \frac{3}{2} \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right\} \quad (7.357)$$

A equação 7.357 foi resolvida para vários valores de carga (β) e deu origem às curvas da figura 7.34.-

7.10 - EQUACIONAMENTO UNIFICADO

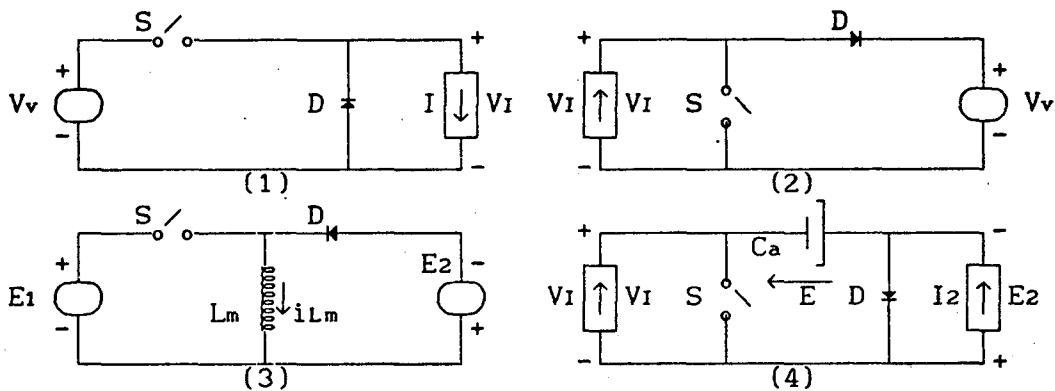


FIGURA 7.109 - Conversores convencionais ou conversores com modulação por largura de pulso:

- 1) - Buck;
- 2) - Boost;
- 3) - Buck-boost;
- 4) - Cuk (boost-buck).-

Considerando-se nos conversores com modulação por largura de pulso da figura 7.109, que o tempo que o interruptor S fica aberta é denominado de $\Delta t'$ e que o período de funcionamento é T.- Obtem-se para os conversores buck o ganho estático dado pela equação 7.358.-

$$\frac{V_I}{V_v} = 1 - \frac{\Delta t'}{T} \quad (7.358)$$

Fazendo-se:

$$D' = \frac{\Delta t'}{T} \quad (7.359)$$

$$\boxed{\frac{V_I}{V_v} = 1 - D'} \quad (7.360)$$

Comparando-se a equação 7.360 com as 7.31 e 7.64, observa-se que a 7.360 é válida para todos os conversores buck estudados neste capítulo.- Sòmente o valor de D' é que é mudado para cada caso.- Para o conversor convencional o valor de D' é dado pela equação 7.359.- Para o conversor buck-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão o valor de D' é dado pela equação 7.361.- E para o conversor buck-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão D' será dado pela equação 7.362.-

$$\boxed{D' = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\}} \quad (7.361)$$

$$\boxed{D' = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1} \left(\frac{1}{\alpha} \right) \right\}} \quad (7.362)$$

Seguindo as mesmas considerações, sobre os tempos, feitas acima para o conversor buck, obtem-se para o conversor boost a equação 7.363 que representa o ganho estático.-

$$\frac{V_v}{V_I} = \frac{1}{D'} \quad (7.363)$$

Comparando-se a equação 7.363 com as equações 7.115 e 7.146, observa-se que todas as considerações feitas para os conversores buck continuam tendo validade, e que os valores de D' para os conversores boost convencionais, boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão e para os boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, são dados pelas equações 7.359, 7.361 e 7.362, ou seja, são os mesmos dos conversores buck.-

Seguindo ainda as mesmas definições dos tempos dos conversores buck e boost, obtem-se para os conversores buck-boost convencionais o ganho estático que é representado pela equação 7.364.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{1 - D'}{D'} \quad (7.364)$$

Comparando-se a equação 7.364 com as equações 7.204 e 7.242 observa-se que, mais uma vez, as observações feitas para os conversores buck são válidas, e que os valores de D' para os conversores buck-boost convencionais, buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão e para os buck-boost-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão são dados pelas equações 7.359, 7.365 e 7.366, respectivamente.-

$$D' = \frac{I_M f}{2\pi f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\} \quad (7.365)$$

$$D' = \frac{I_M f}{2\pi f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma} + \gamma + \sqrt{\gamma^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) \right\} \quad (7.366)$$

E finalmente, seguindo ainda as mesmas considerações à respeito dos tempos, feitas para os demais conversores, obtem-se o ganho estático para os conversores de cuk (boost-buck) convencionais, este ganho estático é dado pela equação 7.367.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{1 - D'}{D'} \quad (7.367)$$

Comparando-se a equação 7.367 com as 7.298 e 7.335, observa-se, mais uma vez que ocorre o mesmo que ocorreu com os outros conversores estudados neste capítulo, e que os valores de D' para os conversores de cuk (boost-buck) convencionais, conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor bidirecional em tensão e para os conversores cuk-QRC-ZVS-FM com interruptor unidirecional em tensão, são dadas pelas equações 7.359, 7.368 e 7.369, respectivamente.-

$$D' = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta - \sqrt{\beta^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right\} \quad (7.368)$$

$$D' = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta} + \beta + \sqrt{\beta^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{\beta}\right) \right\} \quad (7.369)$$

Observando-se as equações 7.361, 7.362, 7.365, 7.366, 7.368 e 7.369, que são as equações que definem os valores de D' para os conversores quase-ressonantes com comutação à tensão nula, estudados neste capítulo, nota-se que, como nos conversores quase-ressonantes com comutação à corrente nula estudados no capítulo 5, D' é sempre representado por uma composição dos

tempos de duração das etapas de funcionamento, na proporção dada na equação 7.370.-

$$D' = \frac{1}{T} \left\{ \frac{\Delta t_1}{2} + \Delta t_2 + \Delta t_3 \right\} \quad (7.370)$$

7.11 - CONCLUSÕES

Foram analisadas neste capítulo todas as quatro famílias básicas de conversores quase-ressonantes com comutação à tensão nula e modulação em frequência.- Foram feitas análises qualitativas e quantitativas.-

Os ganhos estáticos das estruturas quase-ressonantes com interruptor bidirecional em tensão, praticamente não sofrem influência com a carga.- O que as torna desejáveis do ponto de vista de controle.-

Os ganhos estáticos dos conversores quase-ressonantes com comutação à tensão nula e modulação em frequência podem ser dados pelas equações dos seus equivalentes convencionais, desde que se adote o valor conveniente para D' .-

O valor de D' é obtido simplesmente somando-se, nas proporções corretas, os tempos de duração das etapas de funcionamento dinâmicas, ou seja, as etapas lineares e ressonantes.-

Se efetuada uma parametrização adequada, os tempos de duração das etapas de funcionamento possuem as mesmas equações, para os conversores quase-ressonantes com interruptor bidirecional em tensão.- O mesmo ocorre para as estruturas quase-ressonantes com interruptor unidirecional em tensão.- Sòmente que os valores diferem para os tipos diferentes de interruptores, ou seja, são diferentes entre os conversores quase-ressonantes com interruptores bidirecionais e unidirecionais.-

A equação que define o tempo para que o transistor T_1 seja colocado em condução (t_{on}) é a mesma para todos os conversores quase-ressonantes com comutação à tensão nula, modulação em frequência e interruptor bidirecional em tensão.- O mesmo acontece para estes conversores com interruptor unidirecional em tensão, sòmente que, com um valor diferente daquele dos conversores com interruptor bidirecional em tensão.-

CAPÍTULO 8

ESTUDO DO CONVERSOR BUCK QUASE-RESSONANTE COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO, COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

8.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será estudado o conversor buck quase-ressonante com comutação à corrente nula, modulação por largura de pulso e interruptor bidirecional em corrente [31].-

Serão apresentadas as seqüências de funcionamento, planos de fases e formas de ondas para todas as estruturas buck-QRC-ZCS-PWM sintetizadas no capítulo 4.-

Serão apresentados o modelo matemático, ganho estático, valores médios e eficazes, em equações e gráficos.-

Será desenvolvida uma rotina para projeto dos conversores buck quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso.-

Será projetado, simulado e montado um protótipo de um destes conversores, com o objetivo de comprovar do princípio de funcionamento.-

Serão apresentados e analisados os resultados obtidos por simulação e em laboratório, para o conversor em estudo.-

8.2 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

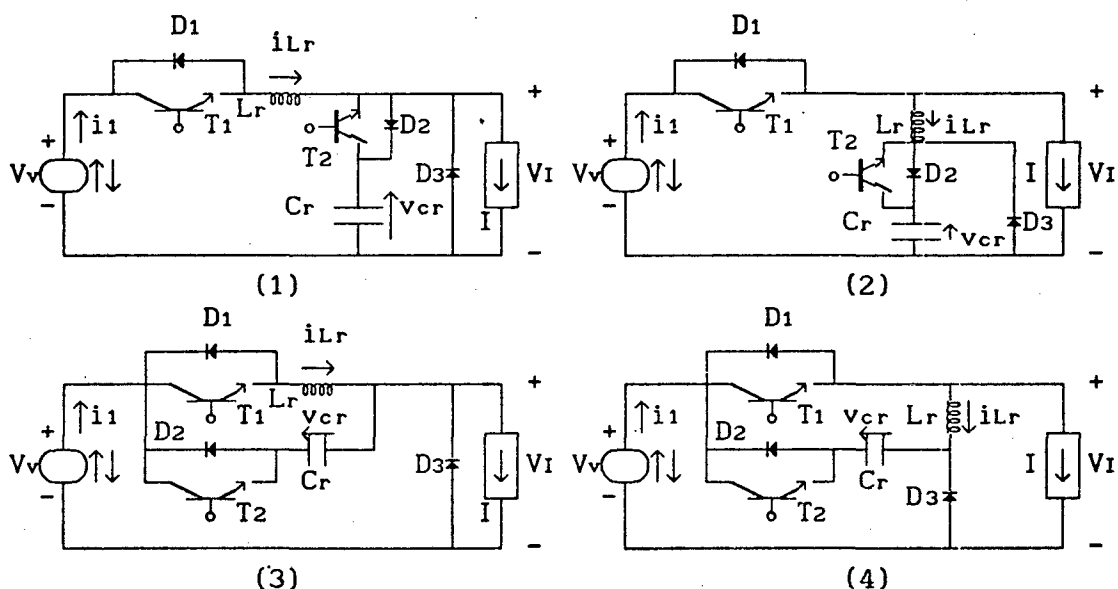


FIGURA 8.1 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM obtida no capítulo 4, figura 4.1, com interruptor bidirecional em corrente.-

Para se obter os conversores buck quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso (buck-QRC-ZCS-PWM) com interruptor bidirecional em corrente, deve-se substituir, nos circuitos da figura 4.1, o interruptor S_1 por um transistor em anti-paralelo com um diodo, o interruptor S_2 pelo mesmo e o interruptor S_3 por um diodo.- Fazendo-se estas substituições encontra-se os circuitos da figura 8.1.-

À seguir serão apresentadas as etapas de funcionamento para as quatro estruturas da figura 8.1.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa inicia-se quando o transistor T_1 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 8.2, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente.-

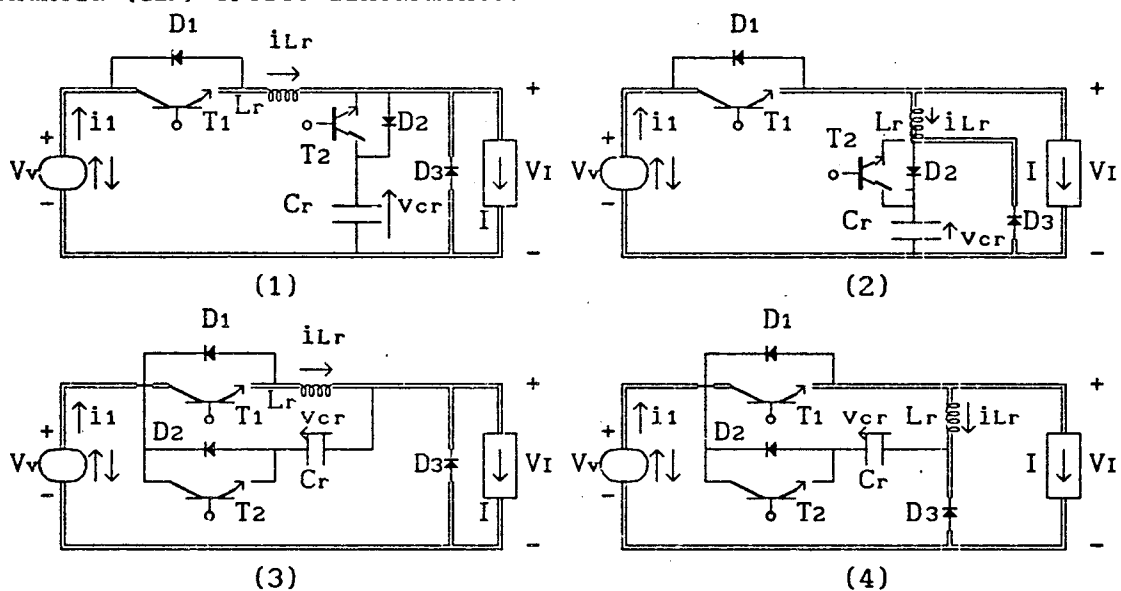


FIGURA 8.2 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (primeira etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 8.2, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 8.3, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente, até atingir o valor de $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 8.3, ou $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma

figura.- Durante este intervalo de tempo o capacitor de ressonância (C_r) se carrega cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 8.3, e se descarrega, cossenoidalmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.

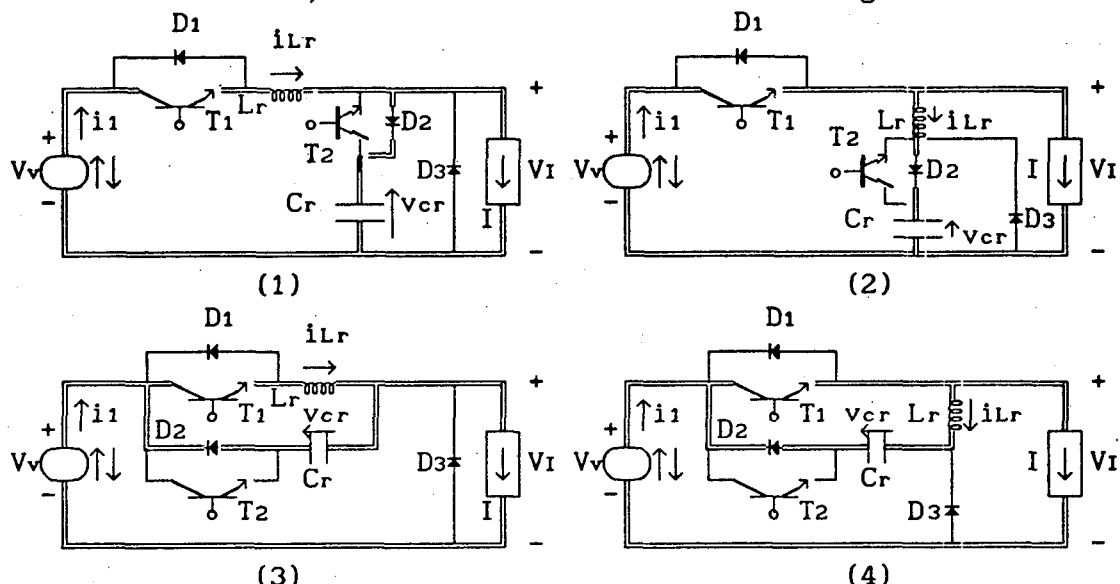


FIGURA 8.3 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 8.3, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 desta mesma figura e se finda quando o transistor T2 é colocado em condução.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de tensão V_v fornece energia para a carga (I).-

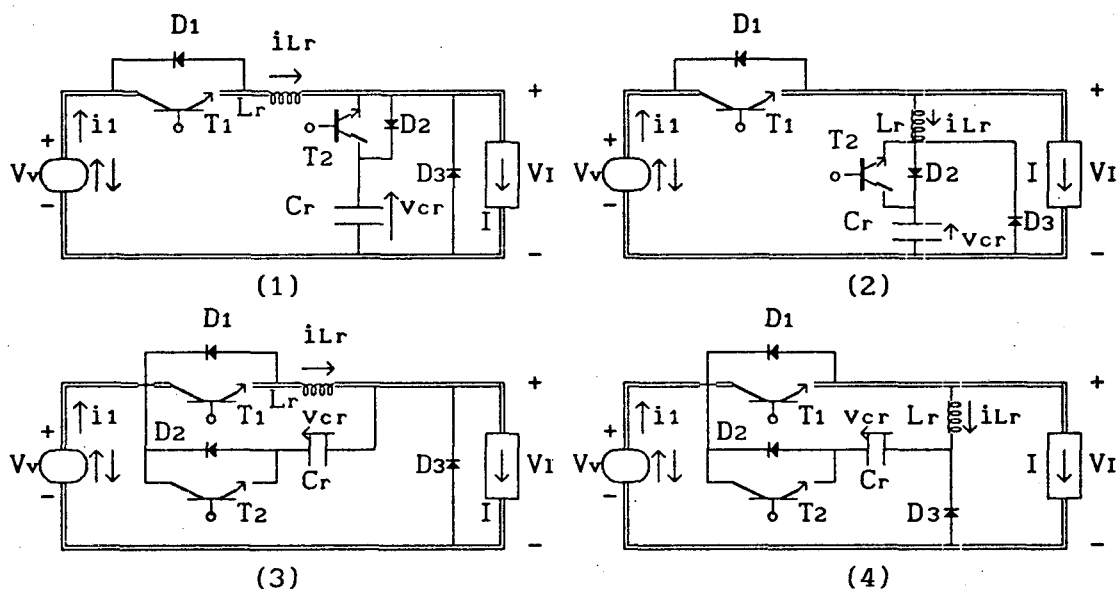


FIGURA 8.4 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (segunda etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando o transistor T2 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 8.5, e quando $i_{Lr} = -I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila novamente.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, passa por um mínimo e cresce senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1 e 3 da figura 8.5, ou até se tornar igual à $i_{Lr} = -I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.- Durante este tempo o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 8.5, e se carrega, cossenoidalmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

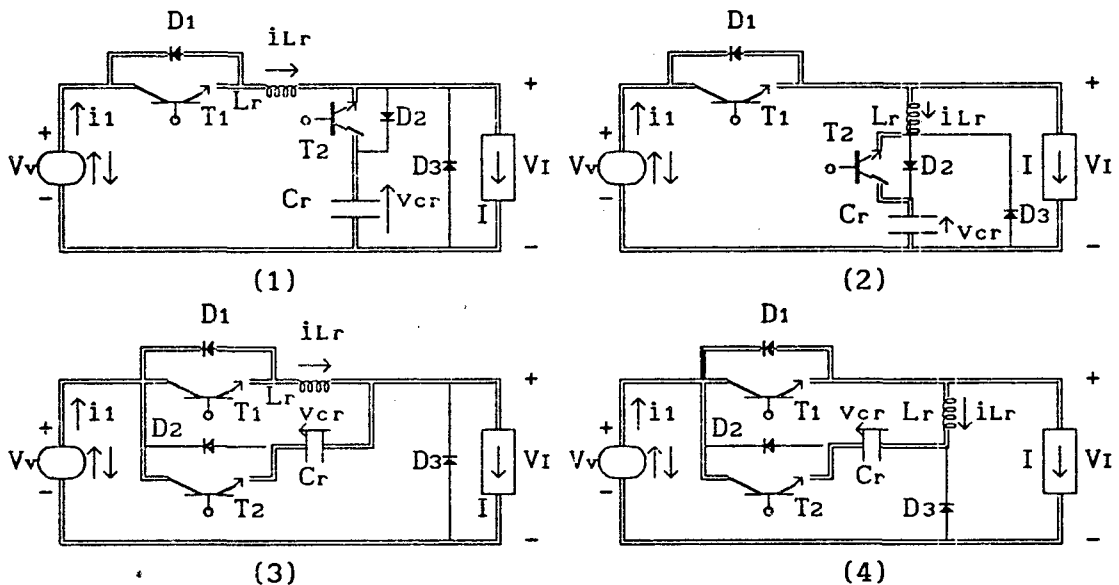


FIGURA 8.5 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 8.5, e quando $i_{Lr} = -I$, nas estruturas 2 e 4 desta mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 8.6, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 desta mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 8.6, e se carrega, linearmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

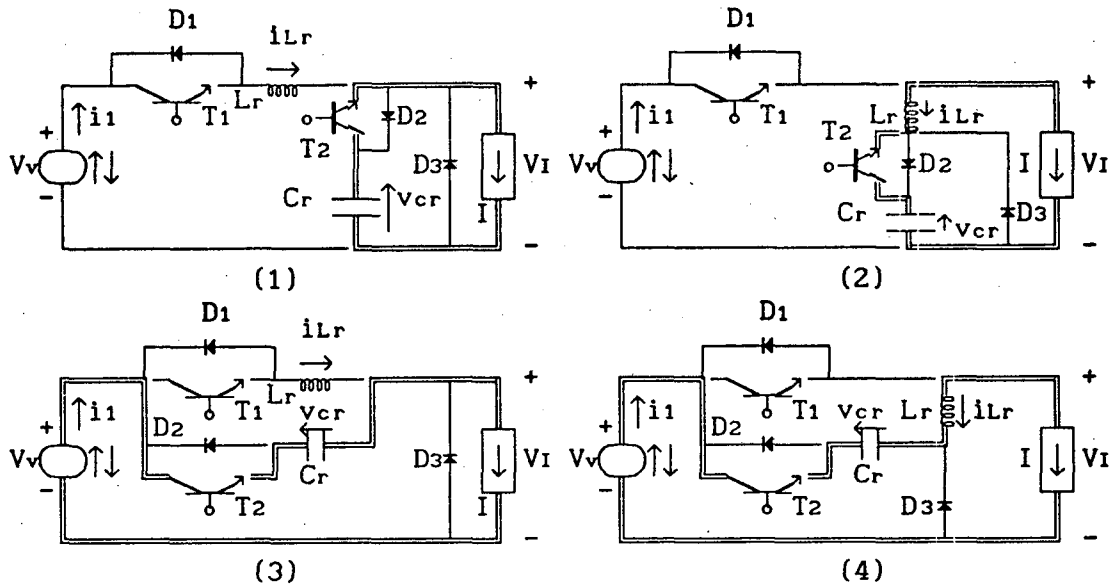


FIGURA 8.6 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da quinta etapa de funcionamento.-

6ª ETAPA (t_s, t_6) Δt_6 (etapa de roda livre)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 8.6, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando o transistor T1 é colocado em condução, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento do diodo de roda livre (D3) conduz a corrente de carga (I).-

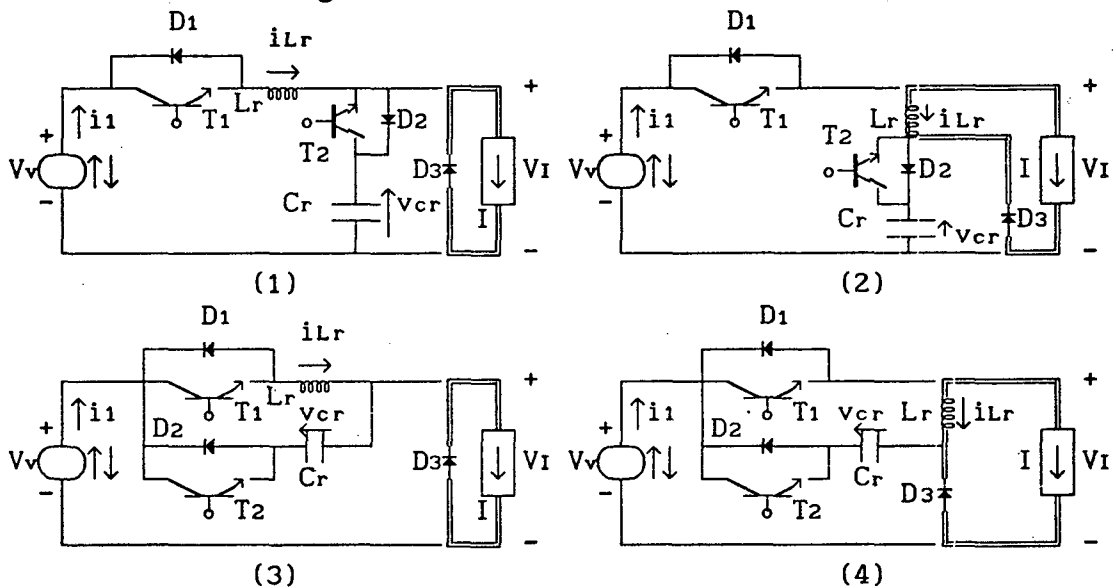


FIGURA 8.7 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da sexta etapa de funcionamento.-

8.3 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, estão colocadas nas figuras 8.8, 8.9, 8.10, 8.11 e 8.12.-

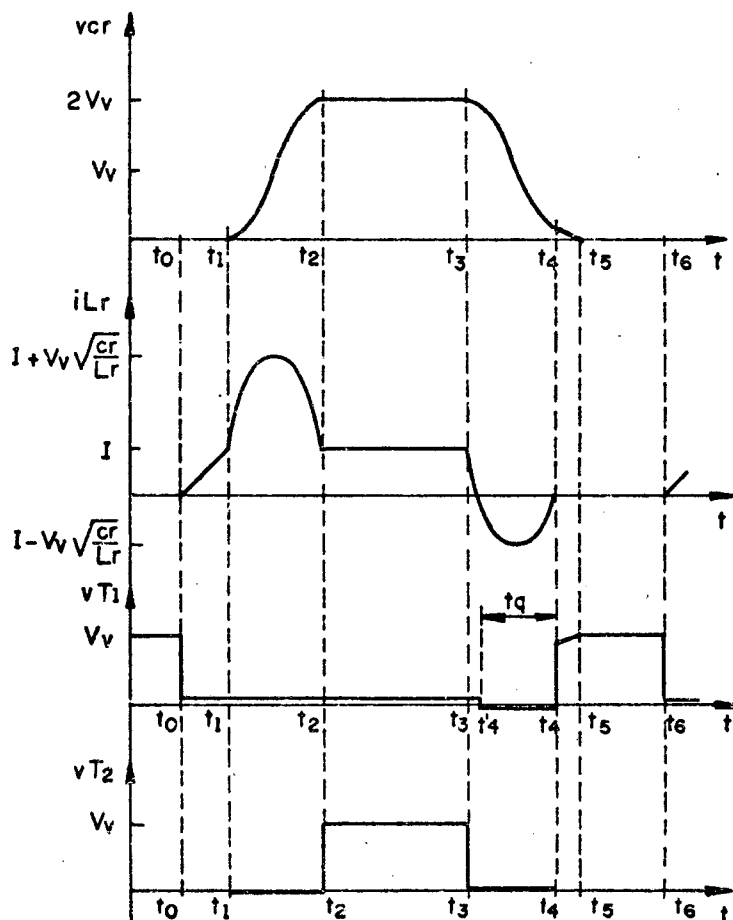


FIGURA 8.8 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-PWM número 1 da figura 8.1.-

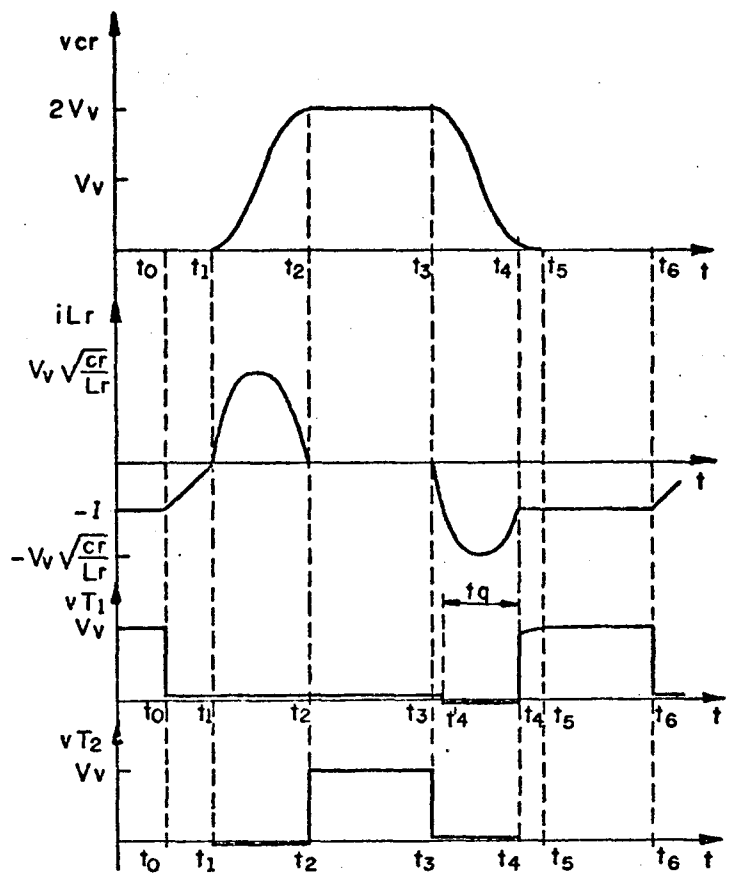


FIGURA 8.9 - Principais formas de ondas para o conversor buck-ORC-ZCS-PWM número 2 da figura 8.1.-

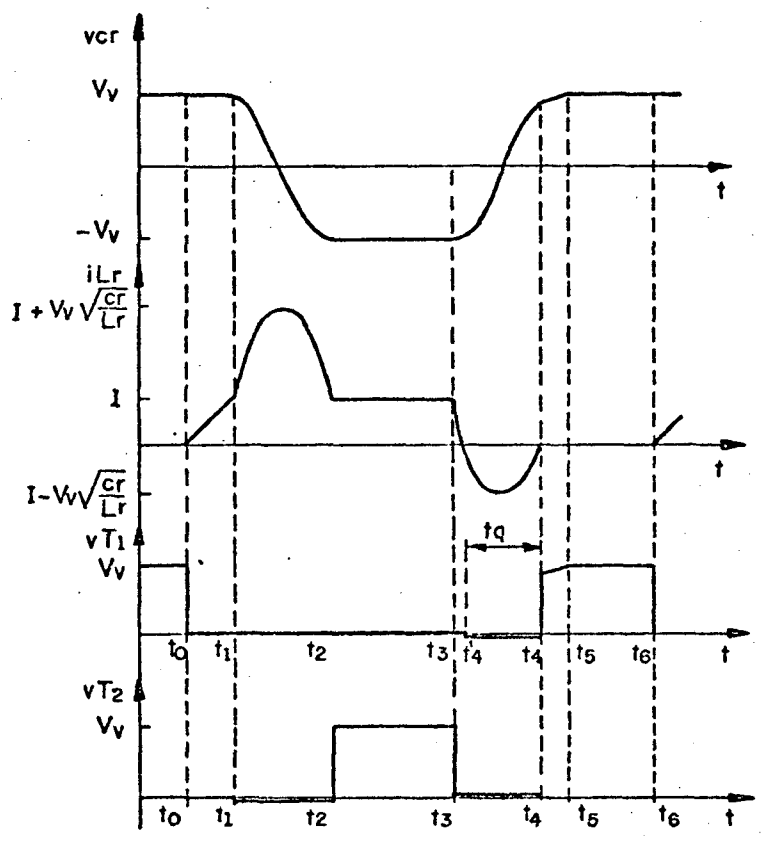


FIGURA 8.10 - Principais formas de ondas para o conversor buck-ORC-ZCS-PWM número 3 da figura 8.1.-

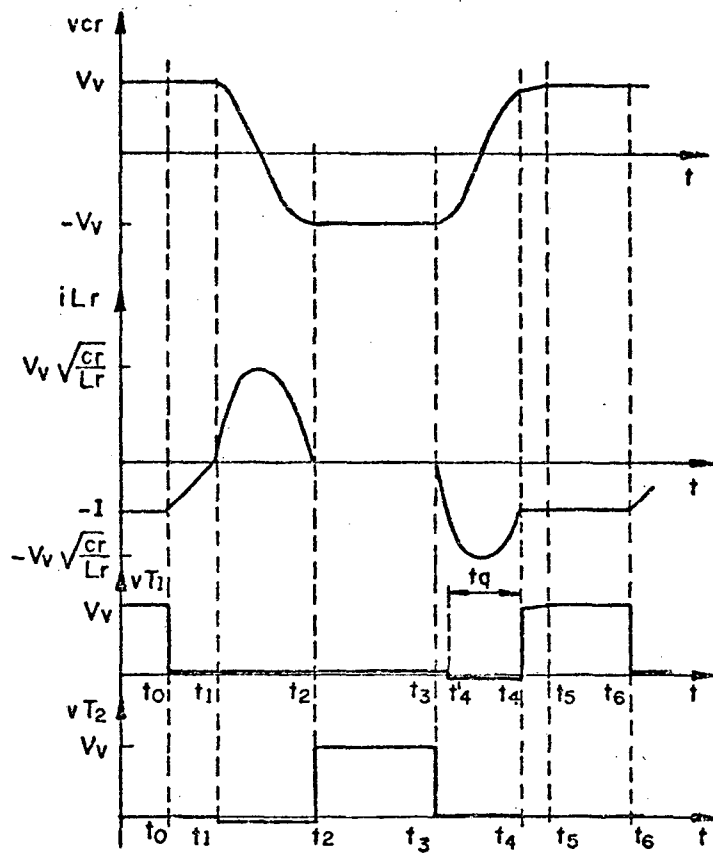


FIGURA 8.11 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-PWM número 4 da figura 8.1.-

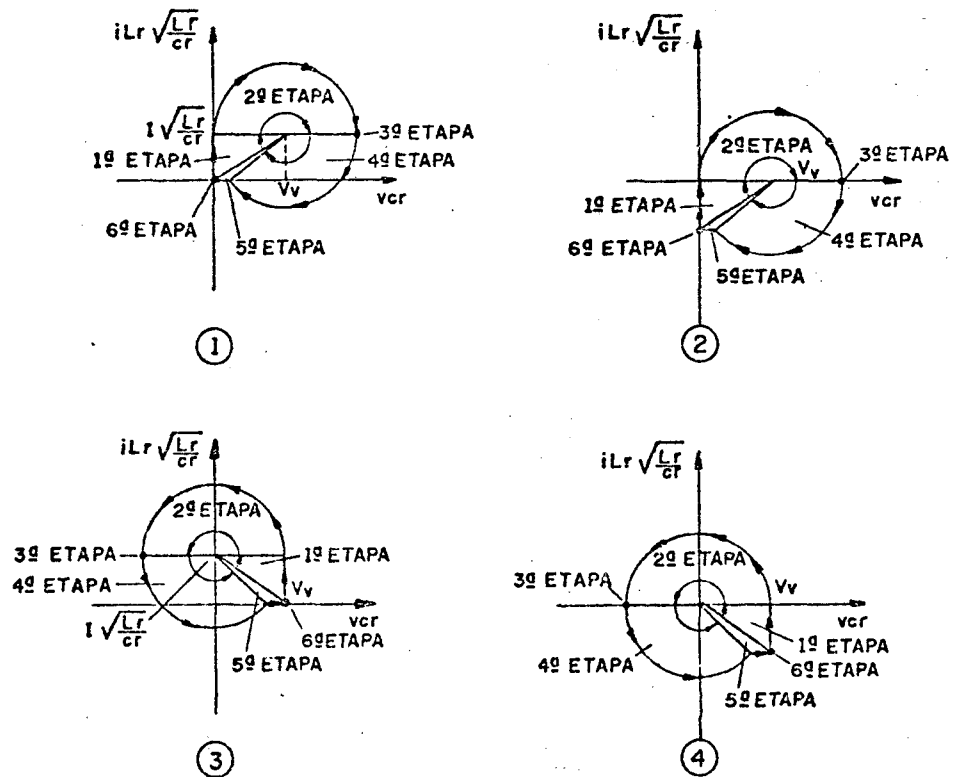


FIGURA 8.12 - Planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1.-

Conforme pode ser observado nas formas de ondas, figuras 8.8 à 8.11, e nos planos de fases, figura 8.12, o comportamento das estruturas que compõem a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM é basicamente o mesmo, diferindo apenas quanto ao deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (L_r) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (C_r).

8.4 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das quatro estruturas buck-QRC-ZCS-PWM é basicamente o mesmo. - Conseqüentemente, o seu modelo matemático é o mesmo, portanto, será apresentado o modelo matemático apenas para a estrutura de número 1 da figura 8.1. -

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação 8.1 é a equação que descreve o comportamento do circuito 1 da figura 8.2. -

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (8.1)$$

Solucionando-se a equação 8.1 obtém-se:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_v}{L_r} t \quad (8.2)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (8.3)$$

quando

$$i_{Lr}(t) = I \quad (8.4)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (8.5)$$

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (8.6)$$

Substituindo-se as equações 8.3, 8.4, 8.5 e 8.6 na 8.2 obtém-se a 8.7, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento. -

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (8.7)$$

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (primeira etapa ressonante)

O comportamento do circuito 1 da figura 8.3 é descrito pelas equações 8.8, 8.9 e 8.10. -

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} \quad (8.8)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (8.9)$$

$$i_{Lr} = i_{cr} + I \quad (8.10)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 8.11 e 8.12.-

$$v_{cr}(0) = 0 \quad (8.11)$$

$$i_{Lr}(0) = I \quad (8.12)$$

Resolvendo-se as equações 8.8 e 8.9 e utilizando-se as condições iniciais das 8.11 e 8.12, tem-se:

$$v_{cr}(t) = V_v - V_v \cos \omega t \quad (8.13)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = V_v \sin \omega t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (8.14)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (8.15)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I \quad (8.16)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ encontra-se no segundo quadrante.-

Substituindo-se as equações 8.15 e 8.16 na 8.14 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 8.17, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (8.17)$$

Substituindo-se a equação 8.17 na 8.13 encontra-se a 8.18, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = 2 V_v \quad (8.18)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (etapa de transferência de energia)

O comportamento do circuito 1 da figura 8.4 é descrito pelas equações 8.19 e 8.20.-

$$v_{cr}(t) = 2 V_v \quad (8.19)$$

$$i_{Lr}(t) = I \quad (8.20)$$

$\Delta t_3 = t_3 - t_2 =$ tempo de controle para a transferência de energia.

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (segunda etapa ressonante)

O circuito 1 da figura 8.5 é descrito pelas equações 8.8, 8.9 e 8.10, novamente.-

As condições iniciais desta etapa são dadas pelas equações 8.21 e 8.22.-

$$v_{cr}(0) = 2 V_v \quad (8.21)$$

$$i_{Lr}(0) = I \quad (8.22)$$

Resolvendo-se as equações 8.8 e 8.9 e juntando-se com as equações 8.21 e 8.22, tem-se:

$$v_{cr}(t) = V_v + V_v \cos \omega t \quad (8.23)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = -V_v \sin \omega t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (8.24)$$

Das condições de contorno, tem-se que:

$$t = \Delta t_4 = t_4 - t_3 \quad (8.25)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (8.26)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_4$ encontra-se no segundo quadrante.-

Substituindo-se as equações 8.25 e 8.26 na 8.24 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_4$ obtem-se a 8.27, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi - \sin^{-1}(\alpha) \right\} \quad (8.27)$$

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (segunda etapa linear)

As equações 8.28 e 8.29 descrevem o comportamento do circuito 1 da figura 8.6.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (8.28)$$

$$i_{cr}(t) = -I \quad (8.29)$$

Substituindo-se a equação 8.29 na 8.28 e resolvendo-se obtem-se a equação 8.30.-

$$v_{cr}(t) = V_v - V_v \sqrt{1 - \alpha^2} - \frac{I}{C_r} t \quad (8.30)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_5 = t_5 - t_4 \quad (8.31)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (8.32)$$

Substituindo-se as equações 8.31 e 8.32 na 8.30 obtem-se a 8.33, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right\} \quad (8.33)$$

8.5 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida, tem-se:

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{i_{med}}{I} \quad (8.34)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que $i_1(t)$ é diferente de zero na primeira, na segunda, na terceira e na quarta etapa de funcionamento, e que durante estas etapas $i_1(t) = i_{Lr}(t)$. - Então o valor de i_{med} será dado pela equação 8.35. -

$$i_{med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} \tau dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt + I \int_0^{\Delta t_3} dt - \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (8.35)$$

Solucionando-se a equação 8.35 e substituindo-se na 8.34 obtem-se a 8.36, que é a equação do ganho estático para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente. -

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (8.36)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento. -

f_0 = frequência de ressonância. -

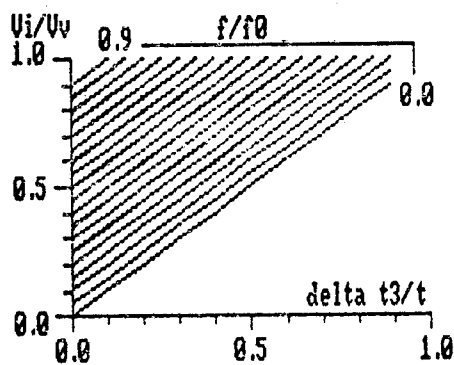


FIGURA 8.13 - Ganho estático para família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1. -

Examinando-se a equação 8.36 observa-se que, uma vez fixadas as frequências de funcionamento e de ressonância, a única variável de controle do ganho estático é o intervalo de tempo Δt_3 . - Este é o princípio do controle de potência dos conversores PWM convencionais. - Este fato torna claro que com os conversores quase-ressonantes buck-PWM com comutação à corrente nula, consegue-se aliar as vantagens dos conversores quase-ressonantes (comutação com perdas reduzidas) com as vantagens dos conversores PWM (funcionamento à frequência fixa). -

A equação 8.36 foi resolvida para várias frequências de funcionamento e deu origem às curvas da figura 8.13. -

Da figura 8.13 observa-se que, quanto menor a relação f/f_0 , mais próximo do comportamento do conversor buck-PWM convencional se torna o comportamento do conversor buck-QRC-ZCS-PWM. - De sorte que quando $f/f_0 = 0$ reencontra-se a característica do conversor buck-PWM convencional, este valor é apenas teórico, já que para obtê-lo seria necessário que a frequência de ressonância (f_0) fosse igual à infinito, o que é impossível de se obter na prática. - Porém isto demonstra que os conversores buck-PWM clássicos podem ser considerados com conversores buck-QRC-ZCS-PWM com frequência de ressonância infinita, ou seja, como um caso particular. -

Pelas formas de ondas da figura 8.8 encontra-se:

$$t_q = \Delta t_4 - \Delta t'_4 \quad (8.37)$$

Onde:

$$\Delta t'_4 = t'_4 - t_3 \quad (8.38)$$

Fazendo-se as devidas substituições na equação 8.37, encontra-se a 8.38, que é a equação do tempo de polarização reversa do transistor T_1 para esta família de conversores quase-ressonantes. -

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi - 2 \operatorname{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (8.39)$$

8.6 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

8.6.1 - TRANSISTOR PRINCIPAL T_1

I_{T1MED}

A corrente que passa pelo transistor T_1 é igual á corrente $i_1(t)$ na primeira, na segunda e na terceira etapa de funcionamento. - Na quarta etapa T_1 conduz apenas a parte positiva de $i_1(t)$, sendo que a parte negativa é

conduzida pelo diodo D1.- Então o valor da corrente média no transistor principal (T1) é dada pela equação 8.40.-

$$i_{T1med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt + I \int_0^{\Delta t_3} dt - \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (8.40)$$

Solucionando-se a equação 8.40 encontra-se a 8.41, que é a equação, parametrizada, do valor médio da corrente no tiristor principal.-

$$\frac{I_{T1med}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (8.41)$$

A equação 8.40 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.14, 8.15, 8.16, 8.17, 8.18 e 8.19.-

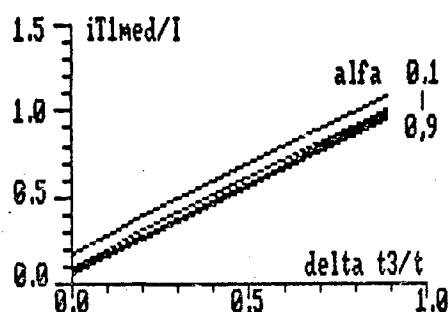


FIGURA 8.14 - Corrente média, parametrizada, no transistor principal T1, com $f/f_0=0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

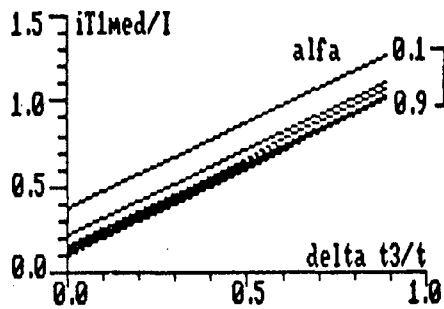


FIGURA 8.15 - Corrente média, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0=0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

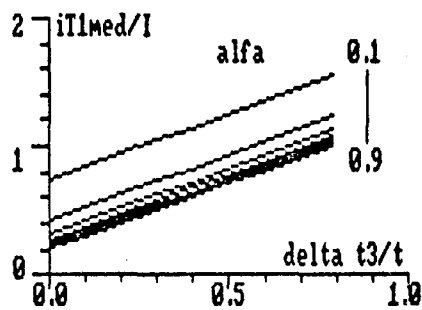


FIGURA 8.16 - Corrente média, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0=0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

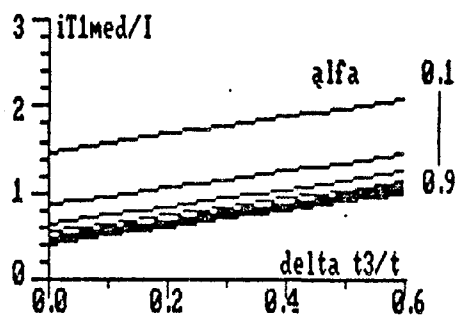


FIGURA 8.17 - Corrente média, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0=0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

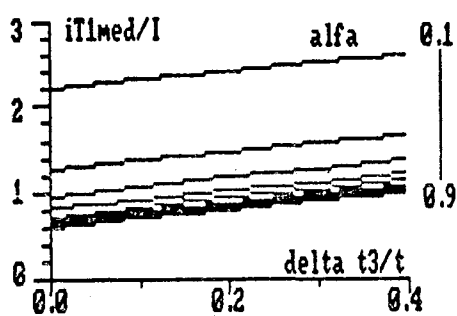


FIGURA 8.18 - Corrente média, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0=0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

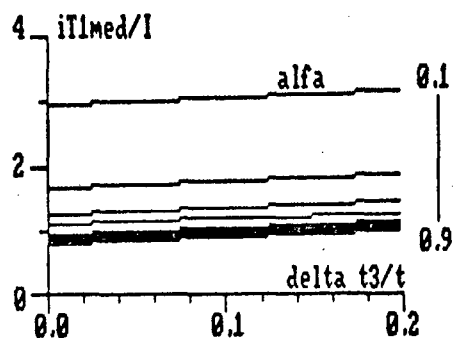


FIGURA 8.19 - Corrente média, parametrizada, no transistor principal T1, com $f/f_0=0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

I_{T1EF}

$$\begin{aligned}
 (i_{T1EF})^2 = \frac{1}{T} & \left\{ \left(\frac{V_v}{L_r} \right)^2 \int_0^{\Delta t_1} t^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \sin \omega t + I \right)^2 dt \right. \\
 & \left. + I^2 \int_0^{\Delta t_3} dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(-\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \sin \omega t + I \right)^2 dt \right\} \quad (8.42)
 \end{aligned}$$

Solucionando-se a equação 8.42 obtém-se a 8.43.-

$$\left(\frac{i_{T1EF}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{3} + \frac{2}{\alpha} + \frac{3}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} + \left[1 + \frac{1}{2\alpha^2} \right] \left(\pi + \sin^{-1}(\alpha) \right) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (8.43)$$

A equação 8.43 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.20, 8.21, 8.22, 8.23, 8.24 e 8.25.-

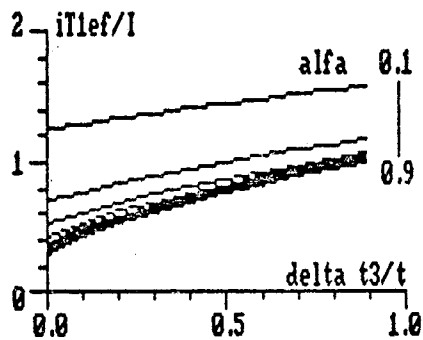


FIGURA 8.20 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

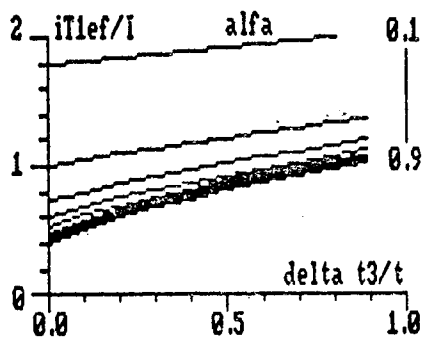


FIGURA 8.21 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

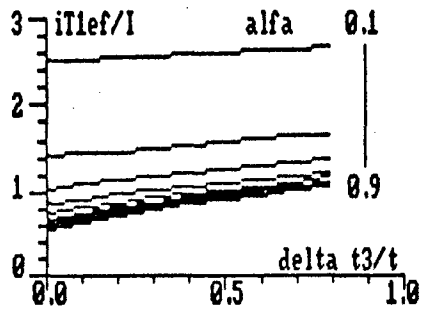


FIGURA 8.22 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

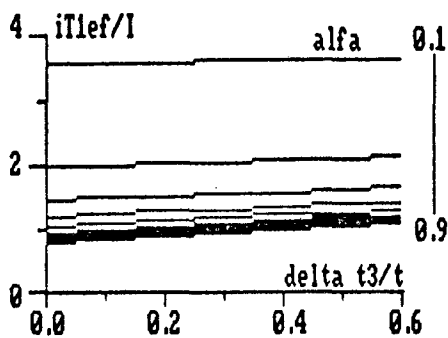


FIGURA 8.23 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

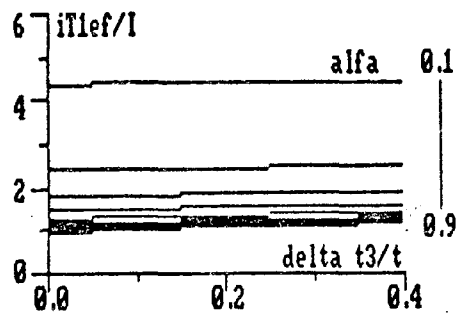


FIGURA 8.24 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T1, com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

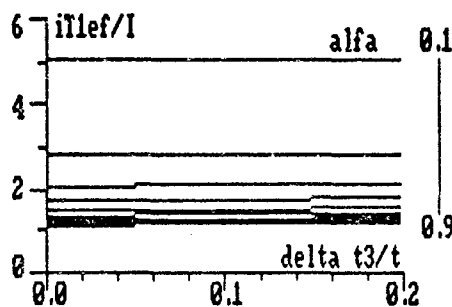


FIGURA 8.25 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T1, com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

8.6.2 - DIODO PRINCIPAL D1

ID1MED

A corrente que passa pelo diodo D1 é igual à corrente $i_1(t)$ durante o tempo de polarização reversa (t_q) do transistor T1.- Por isto, o valor médio da corrente no diodo D1 é dado pela equação 8.44.-

$$i_{D1med} = \frac{1}{I} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t \, dt - I \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (8.44)$$

Solucionando-se a equação 8.44 encontra-se:

$$\frac{i_{D1med}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ 2 \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} - \pi + 2 \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (8.45)$$

A equação 8.45 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.26, 8.27, 8.28, 8.29, 8.30 e 8.31.-

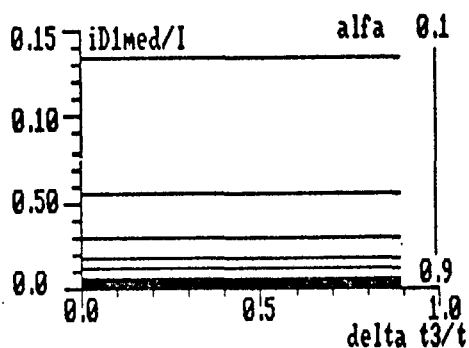


FIGURA 8.26 - Corrente média, parametrizada, no diodo principal D_1 , com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

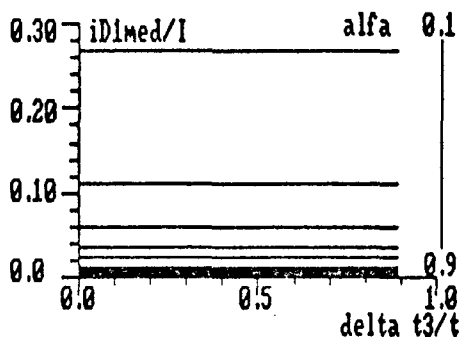


FIGURA 8.27 - Corrente média, parametrizada, no diodo principal D_1 , com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

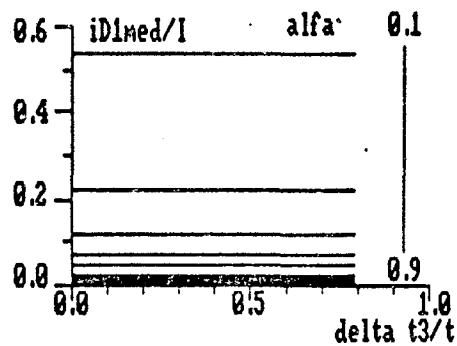


FIGURA 8.28 - Corrente média, parametrizada, no diodo principal D_1 , com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

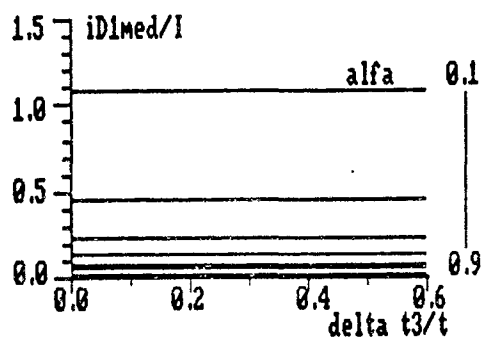


FIGURA 8.29 - Corrente média, parametrizada, no diodo principal D_1 , com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

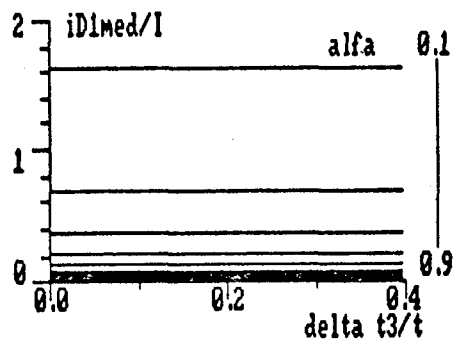


FIGURA 8.30 - Corrente média, parametrizada, no diodo principal D₁, com f/f₀ = 0,6, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

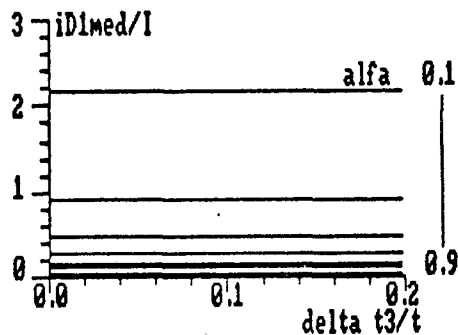


FIGURA 8.31 - Corrente média, parametrizada, no diodo principal D₁, com f/f₀ = 0,8, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

ID1EF

$$(i_{D1ef})^2 = \frac{1}{T} \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \sin \omega t - I \right)^2 dt \quad (8.46)$$

Solucionando-se a equação 8.46 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D1ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \left(\left(\frac{1}{2\alpha} \right)^2 + 1 \right) \left(\pi - 2 \sin^{-1}(\alpha) \right) - 3 \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} \right\} \quad (8.47)$$

A equação 8.47 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.32, 8.33, 8.34, 8.35, 8.36 e 8.37.-

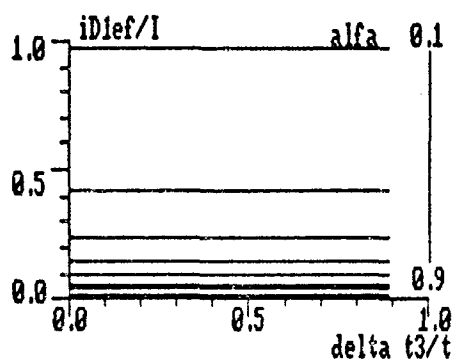


FIGURA 8.32 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo principal D_1 , com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

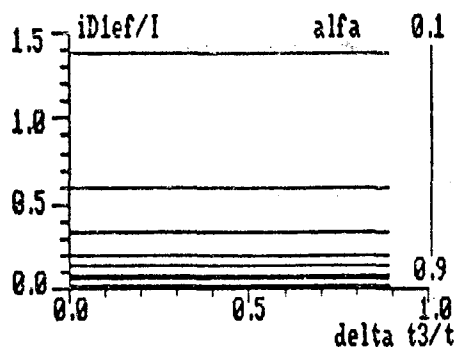


FIGURA 8.33 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo principal D_1 , com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

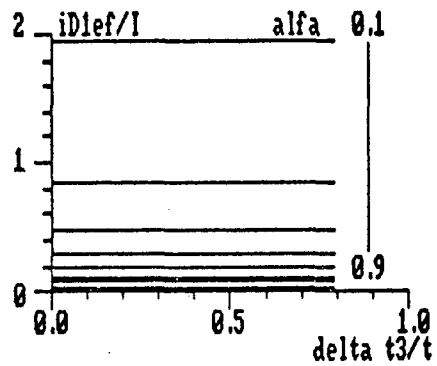


FIGURA 8.34 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo principal D_1 , com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

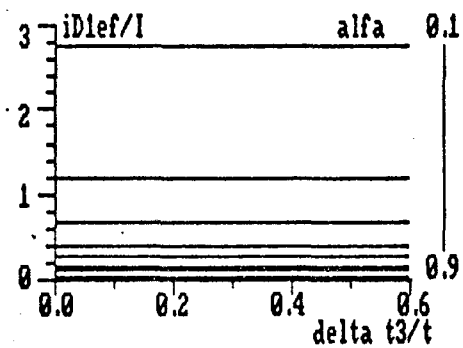


FIGURA 8.35 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo principal D_1 , com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

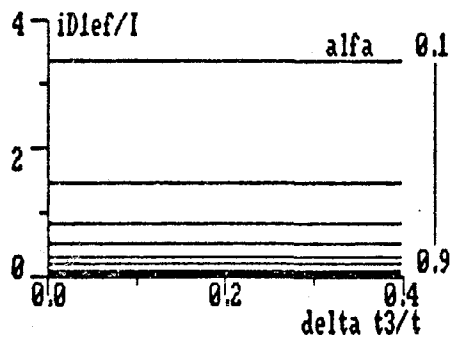


FIGURA 8.36 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo principal D_1 , com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

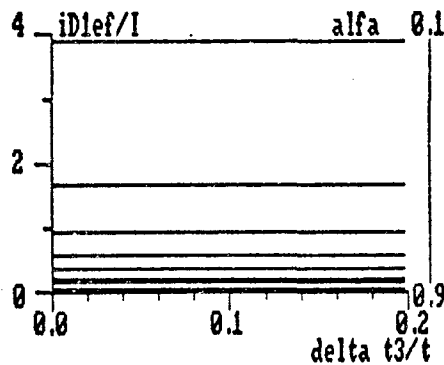


FIGURA 8.37 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo principal D_1 , com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

8.6.3 - TRANSISTOR AUXILIAR (T_2)

i_{T2MED}

Mais uma vez pelas etapas de funcionamento, a corrente que circula pelo transistor auxiliar é diferente de zero na quarta e na quinta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no transistor auxiliar é dada pelas equações 8.48 e 8.49, respectivamente.-

$$i_{T2}(t) = I - i_{Lr}(t) \quad (8.48)$$

$$i_{T2}(t) = I \quad (8.49)$$

Então o valor médio da corrente no transistor T2 é dada pela equação

8.50.-

$$i_{T2med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} V_v \int_0^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t \, dt + I \int_0^{\Delta t_5} dt \right\} \quad (8.50)$$

Solucionando-se a equação 8.50 encontra-se a 8.51.-

$$\frac{i_{T2med}}{I} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\alpha} \quad (8.51)$$

A equação 8.51 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas da figuras 8.38, 8.39, 8.40, 8.41, 8.42 e 8.43.-

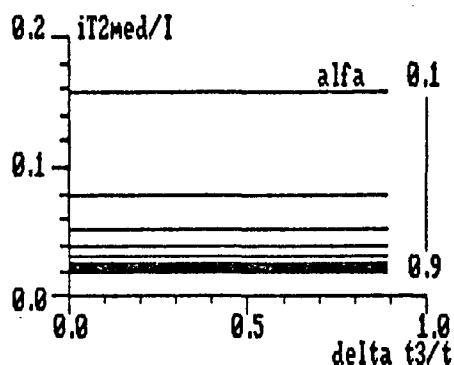


FIGURA 8.38 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

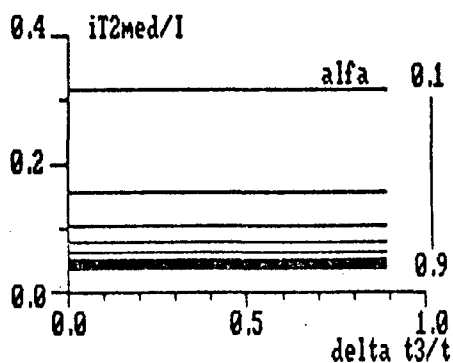


FIGURA 8.39 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

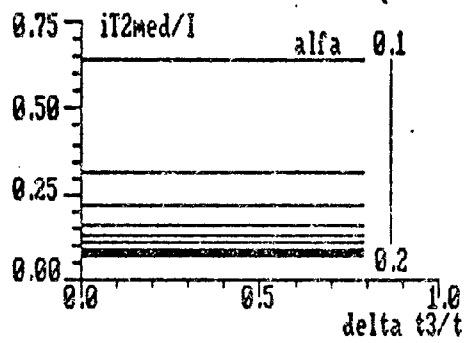


FIGURA 8.40 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

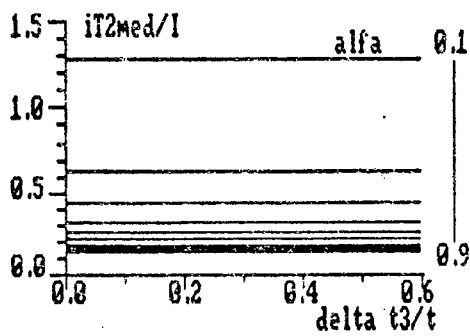


FIGURA 8.41 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

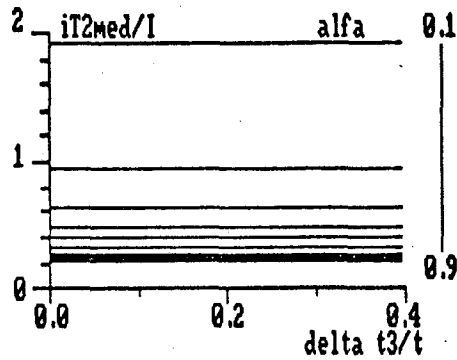


FIGURA 8.42 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

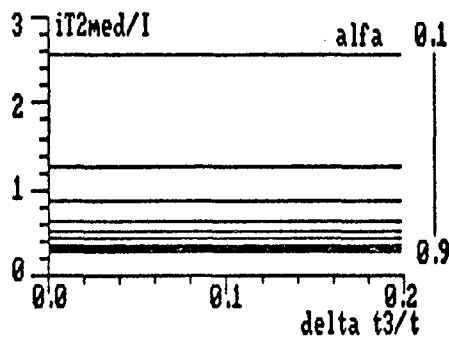


FIGURA 8.43 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

IT2EF

$$(i_{T2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\frac{C_F}{L_r} v_v \right)^2 \int_0^{\Delta t_4} \text{sen}^2 \omega t \, dt + I^2 \int_0^{\Delta t_5} dt \right\} \quad (8.52)$$

Solucionando-se a equação 8.52 encontra-se a 8.53.-

$$\left(\frac{i_{T2ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha^2} \left(\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right) + \frac{1}{\alpha} - \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} \right\} \quad (8.53)$$

A equação 8.53 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.44, 8.45, 8.46, 8.47, 8.48 e 8.49.-

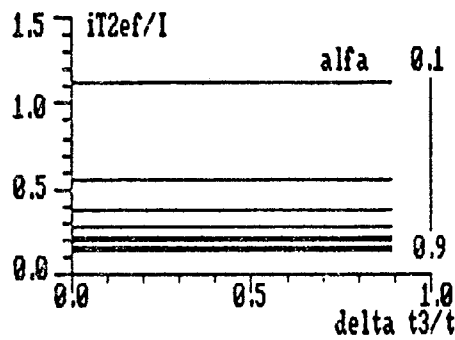


FIGURA 8.44 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

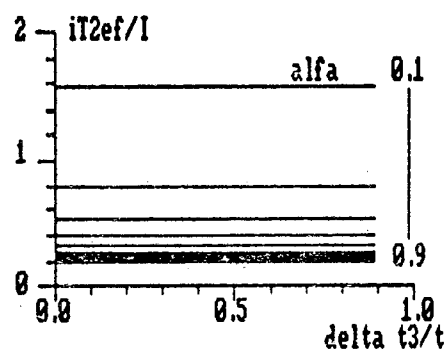


FIGURA 8.45 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

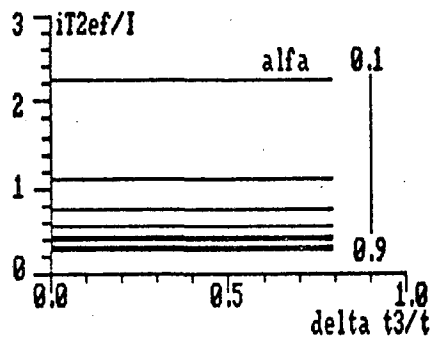


FIGURA 8.46 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T₂, com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

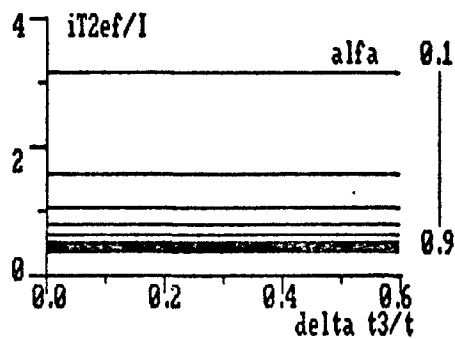


FIGURA 8.47 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T₂, com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

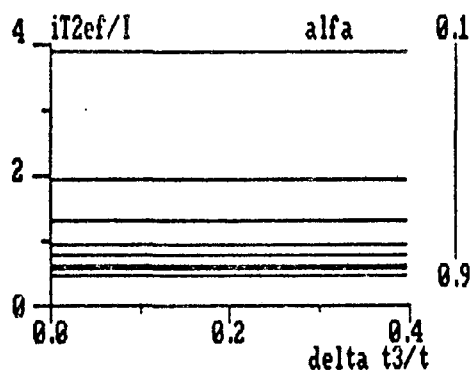


FIGURA 8.48 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

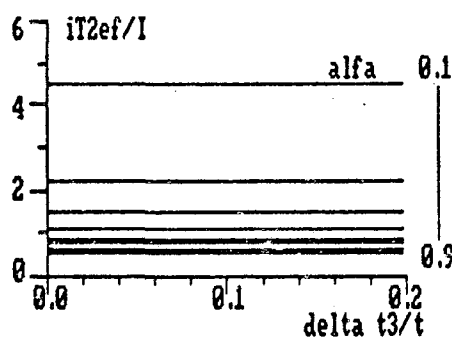


FIGURA 8.49 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

8.6.4 - DIODO AUXILIAR (D2)

ID2MED

Novamente, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo auxiliar (D2) é diferente de zero apenas durante a segunda etapa e esta corrente é dada pela equação 8.54.-

$$i_{D2}(t) = i_{Lr}(t) - I \quad (8.54)$$

Então o valor médio da corrente no diodo auxiliar é dado pela

equação 8.55.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t \, dt \right\} \quad (8.55)$$

Solucionando-se a equação 8.55 obtém-se:

$$\frac{i_{D2med}}{I} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\alpha} \quad (8.56)$$

A equação 8.56 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.50, 8.51, 8.52, 8.53, 8.54 e 8.55.-

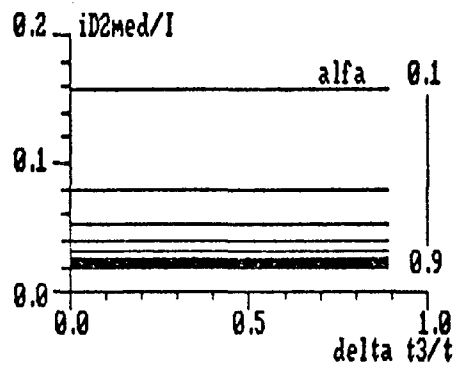


FIGURA 8.50 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

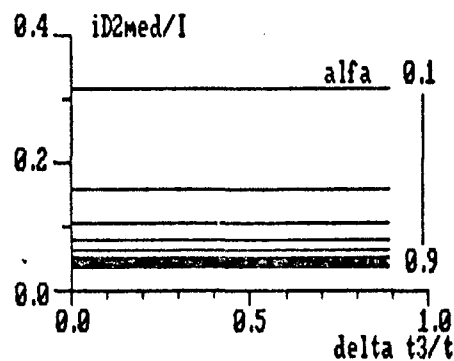


FIGURA 8.51 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

equação 8.55. -

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t \, dt \right\} \quad (8.55)$$

Solucionando-se a equação 8.55 obtém-se:

$$\frac{i_{D2med}}{I} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\alpha} \quad (8.56)$$

A equação 8.56 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.50, 8.51, 8.52, 8.53, 8.54 e 8.55. -

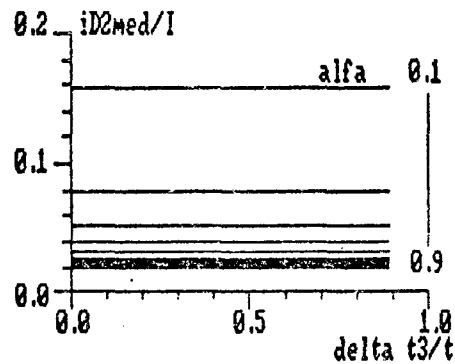


FIGURA 8.50 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9. -

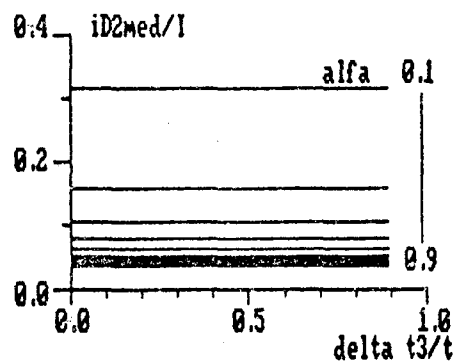


FIGURA 8.51 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9. -

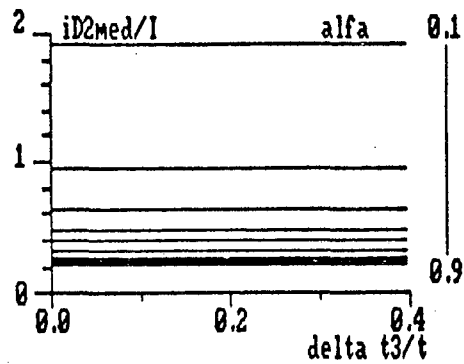


FIGURA 8.54 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D₂, com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

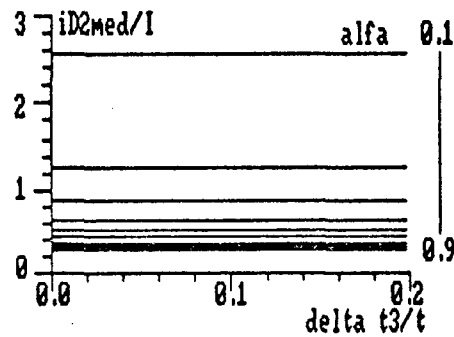


FIGURA 8.55 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D₂, com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

ID2EF

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \right)^2 \int_0^{\Delta t_2} \sin^2 \omega_0 t \, dt \right\} \quad (8.57)$$

Solucionando-se a equação 8.57 obtém-se a 8.58.-

$$\boxed{\left(\frac{i_{D2ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{4} \frac{f}{f_0} \left(\frac{1}{\alpha} \right)^2} \quad (8.58)$$

A equação 8.58 foi resolvida para vários valores de carga (α) e f/f_0

e deu origem às curvas das figuras 8.56, 8.57, 8.58, 8.59, 8.60 e 8.61.

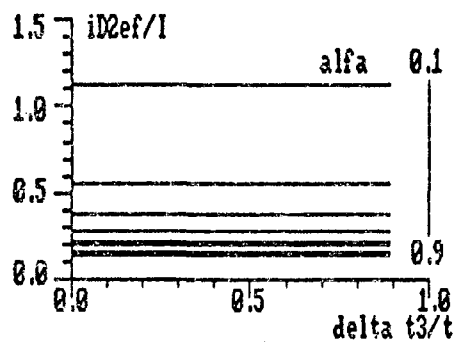


FIGURA 8.56 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D_2 , com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

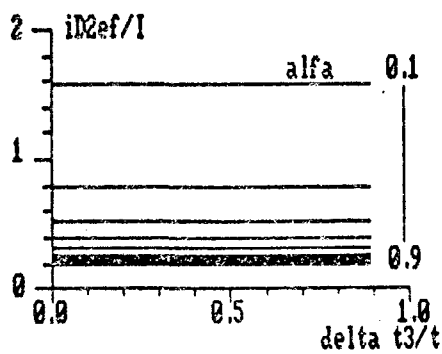


FIGURA 8.57 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D_2 , com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

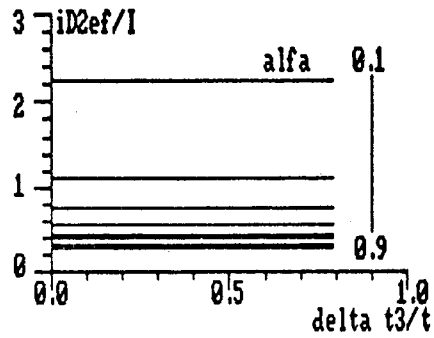


FIGURA 8.58 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D₂, com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

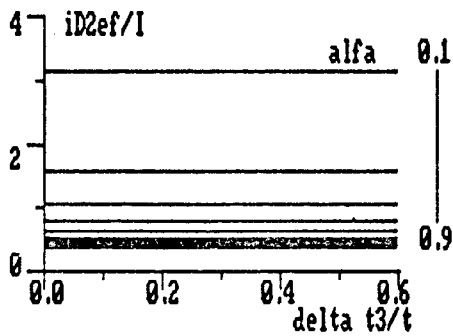


FIGURA 8.59 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D₂, com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

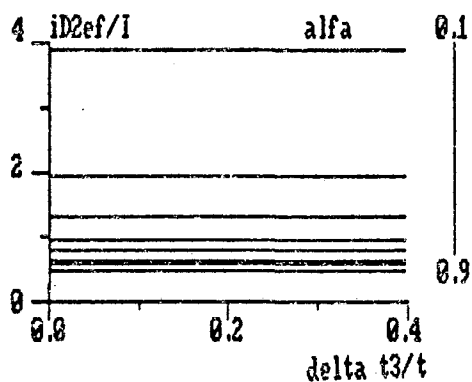


FIGURA 8.60 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

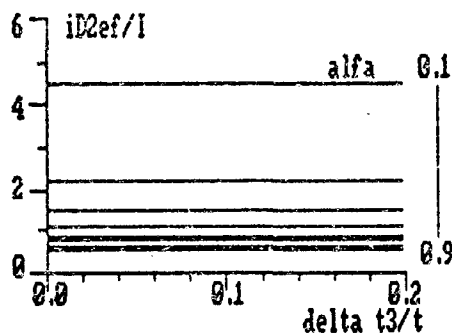


FIGURA 8.61 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

8.6.5 - DIODO DE RODA LIVRE (D3)

I_{D3MED}

A corrente que circula pelo diodo de roda livre (D3) é diferente de zero na primeira e na sexta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de roda livre é representada pelas equações 8.59 e 8.60, respectivamente.-

$$i_{D3}(t) = I - i_{Lr}(t) \quad (8.59)$$

$$i_{D3}(t) = I \quad (8.60)$$

Das equações 8.59 e 8.60 tem-se que, o valor médio da corrente no diodo de roda livre (D2) é representado pela equação 8.61.-

$$i_{D3med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + I \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (8.61)$$

Solucionando-se a equação 8.61 obtem-se a 8.62.-

$$\frac{i_{D3med}}{I} = 1 - \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (8.62)$$

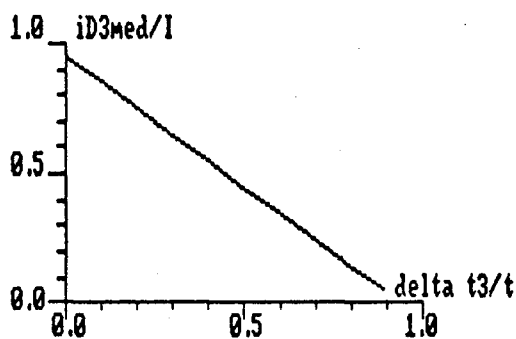


FIGURA 8.62 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,05$ para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

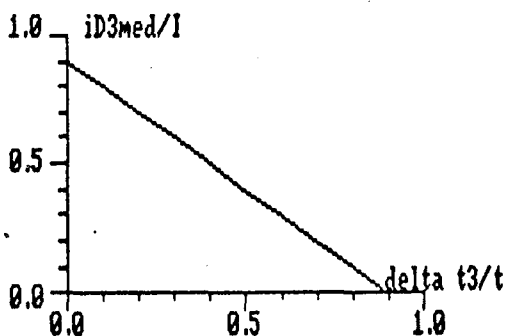


FIGURA 8.63 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,1$ para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

A equação 8.62 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.62, 8.63, 8.64, 8.65, 8.66 e 8.67.-

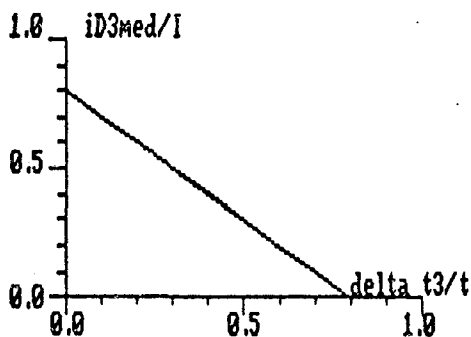


FIGURA 8.64 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D_3), com $f/f_0 = 0,2$ para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

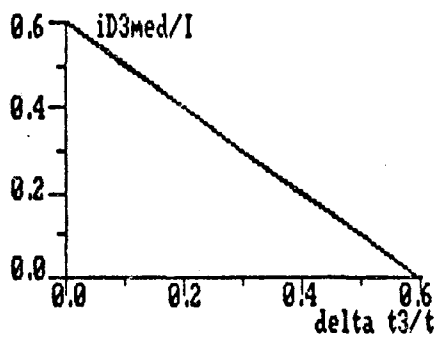


FIGURA 8.65 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D_3), com $f/f_0 = 0,4$ para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

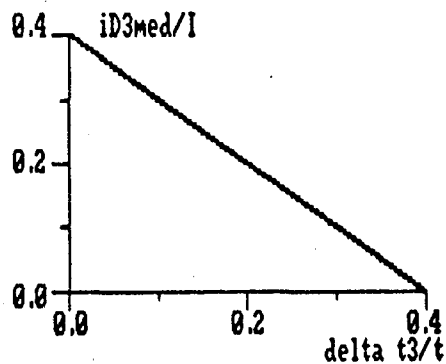


FIGURA 8.66 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,6$ para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

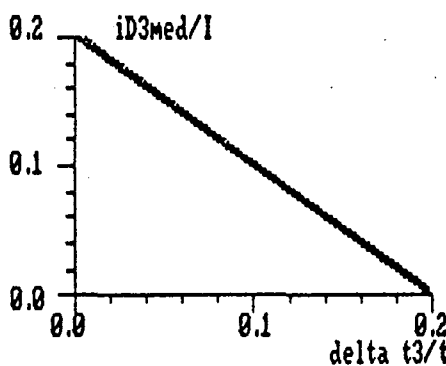


FIGURA 8.67 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,8$ para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

ID3EF

$$(i_{D3ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left(I - \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt + I^2 \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (8.63)$$

Solucionando-se a equação 8.63 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D3ef}}{I}\right)^2 = 1 - \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{2}{3} \alpha + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (8.64)$$

A equação 8.64 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.68, 8.69, 8.70, 8.71, 8.72 e 8.73.-

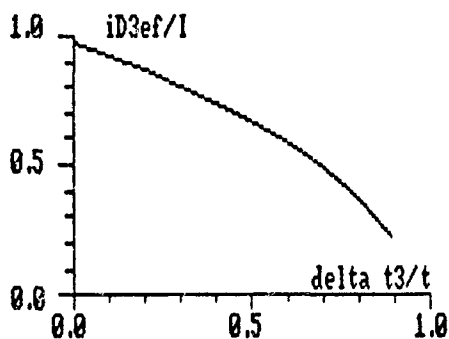


FIGURA 8.68 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D2), com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

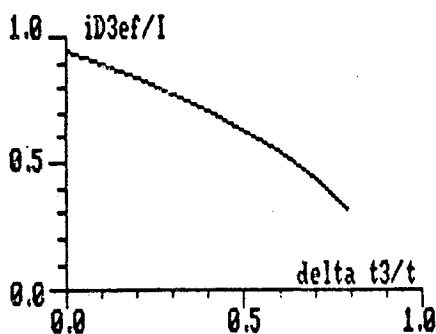


FIGURA 8.69 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D2), com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

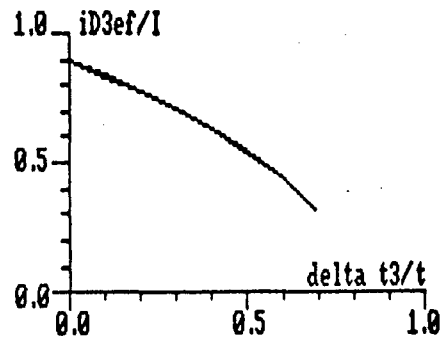


FIGURA 8.70 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D_2), com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

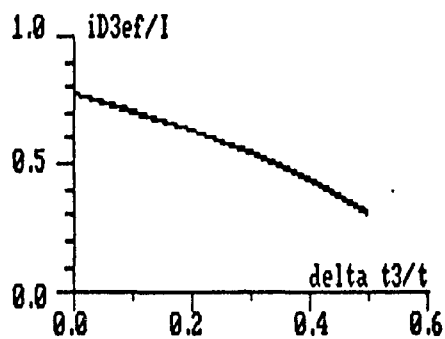


FIGURA 8.71 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D_2), com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

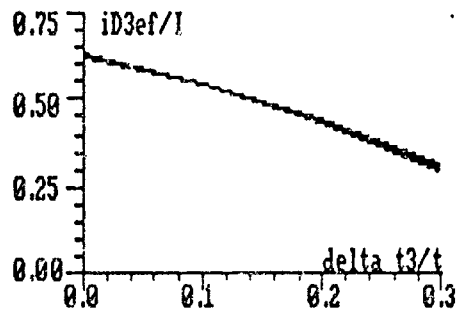


FIGURA 8.72 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D2), com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

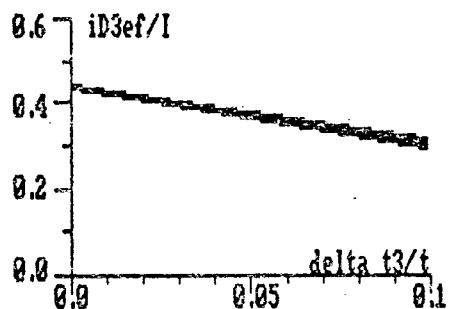


FIGURA 8.73 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D2), com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

8.7 - ROTEIRO DE PROJETO

São fornecidas as tensões máxima e mínima de entrada, a tensão de saída, a potência nominal (máxima), a potência mínima e a frequência de funcionamento.-

De posse destes valores calcula-se os valores máximo e mínimo da corrente de carga, assim como os ganhos estáticos máximo e mínimo.-

Com os valores dos ganhos estáticos máximo e mínimo, consulta-se a figura 8.13 e seleciona-se o valor de f/f_0 adequado.-

Com os valores de f/f_0 e de f encontra-se o valor de f_0 .-

De posse do valor da frequência de ressonância encontra-se uma relação envolvendo o indutor de ressonância (L_r) e o capacitor de ressonância (C_r).-

Coloca-se a condição de comutação não dissipativa ($\alpha_{max} < 1,0$) e obtém-se a segunda relação entre L_r e C_r .-

Uma vez selecionados os valores de L_r e C_r , consulta-se a figura 8.13 para selecionar-se o valor de Δt_{3max} , e com estes valores consulta-se as figuras 8.14 à 8.73 para selecionar os componentes adequados.-

8.8 - PROJETO

P_{min}	=	10 W
P_{max}	=	125 W
V_{vmin}	=	40 V
V_{vmax}	=	60 V
V_I	=	24 V
f	=	400 KHz

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{V_I} \quad (8.65)$$

$$I_{max} = \frac{125}{24} \quad (8.66)$$

$$I_{max} = 5,208 \text{ A} \quad (8.67)$$

$$I_{min} = \frac{P_{min}}{V_I} \quad (8.68)$$

$$I_{min} = \frac{10}{24} \quad (8.69)$$

$$I_{min} = 0,4167 \text{ A} \quad (8.70)$$

$$\frac{V_I}{V_{vmax}} = \frac{24}{60} = 0,4 \quad (8.71)$$

$$\frac{V_I}{V_{vmin}} = \frac{24}{40} = 0,6 \quad (8.72)$$

Com as equações 8.71 e 8.72 consulta-se a figura 8.13 e encontra-se:

$$\frac{f}{f_0} = 0,25 \quad (8.73)$$

$$f_0 = \frac{f}{0,25} \quad (8.74)$$

$$f_0 = \frac{0,4}{0,25} \quad (8.75)$$

$$f_0 = 1,6 \text{ MHz} \quad (8.76)$$

Tem-se que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (8.77)$$

$$L_r C_r = \left(\frac{1}{2\pi f_0} \right)^2 \quad (8.78)$$

Substituindo-se a equação 8.76 na 8.78, encontra-se:

$$L_r C_r = 9,8995 \times 10^{-15} \quad (8.79)$$

Para se assegurar comutação não dissipativa, deve-se ter $\alpha_{\max} < 1,0$. - Por definição:

$$\alpha_{\max} = \frac{I_{\max}}{V_{\min}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (8.80)$$

Adota-se

$$\alpha_{\max} = 0,6 \quad (8.81)$$

Então:

$$\frac{L_r}{C_r} = \left(\frac{0,6 \times 40}{5,208} \right)^2 \quad (8.82)$$

$$\frac{L_r}{C_r} = 21,236 \quad (8.83)$$

Com as equações 8.83 e 8.79 encontra-se o valor de C_r . -

$$C_r = 21,6 \text{ nF} \quad (8.84)$$

Será utilizado um capacitor de valor comercial mais próximo. -

$$C_r = 22 \text{ nF} \quad (8.85)$$

Das equações 8.85 e 8.79 encontra-se o valor de L_r . -

$$L_r = 0,45 \text{ } \mu\text{H} \quad (8.86)$$

Com os valores de L_r e C_r encontrados, equações 8.86 e 8.85, calcula-se o valor final de α_{\max} . -

$$\alpha_{\max} = \frac{I_{\max}}{V_{\min}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (8.87)$$

$$\alpha_{\max} = \frac{5,208}{40} \sqrt{\frac{0,45 \times 10^{-6}}{22 \times 10^{-9}}} \quad (8.88)$$

$$\alpha_{\max} = 0,589 \quad (8.89)$$

O valor de α_{\max} projetado ainda é melhor que o adotado para a segurança da comutação não dissipativa.-

Com as equações 8.89 e 8.72 consulta-se a figura 8.13 para se obter o valor de $(\Delta t_3/T)_{\max}$ e em seguida consulta-se as figuras 8.16, 8.22, 8.28, 8.34, 8.40, 8.46, 8.52, 8.58, 8.64 e 8.70, encontrando-se os valores que se seguem.-

$$\frac{i_{T1med}}{I} \cong 0,8 \quad (8.90)$$

Como as curvas são para $f/f_0 = 0,2$, os valores encontrados serão arredondados, para que se tenha segurança na seleção dos componentes.-

$$\frac{i_{T1med}}{I} \cong 1,0 \quad (8.91)$$

$$\boxed{i_{T1med} = 5,208 \text{ A}} \quad (8.92)$$

$$\frac{i_{T1ef}}{I} \cong 1,05 \quad (8.93)$$

$$\frac{i_{T1ef}}{I} \cong 1,20 \quad (8.94)$$

$$\boxed{i_{T1ef} = 6,250 \text{ A}} \quad (8.95)$$

$$\frac{i_{D1med}}{I} \cong 0,04 \quad (8.96)$$

$$\frac{i_{D1med}}{I} \cong 0,05 \quad (8.97)$$

$$\boxed{i_{D1med} = 0,260 \text{ A}} \quad (8.98)$$

$$\frac{i_{D1ef}}{I} \cong 0,12 \quad (8.99)$$

$$\frac{i_{D1ef}}{I} \cong 0,15 \quad (8.100)$$

$$\boxed{i_{D1ef} = 0,781 \text{ A}} \quad (8.101)$$

$$\frac{i_{T2med}}{I} \cong 0,125 \quad (8.102)$$

$$\frac{i_{T2med}}{I} \cong 0,15 \quad (8.103)$$

$$\boxed{i_{T2med} = 0,780 \text{ A}} \quad (8.104)$$

$$\frac{i_{T2ef}}{I} \cong 0,45 \quad (8.105)$$

$$\frac{i_{T2ef}}{I} \cong 0,60 \quad (8.106)$$

$$\boxed{i_{T2ef} = 2,600 \text{ A}} \quad (8.107)$$

$$\frac{i_{D2med}}{I} \cong 0,125 \quad (8.108)$$

$$\frac{i_{D2med}}{I} \cong 0,15 \quad (8.109)$$

$$i_{D2med} = 0,781 \text{ A} \quad (8.110)$$

$$\frac{i_{D2ef}}{I} \cong 0,50 \quad (8.111)$$

$$\frac{i_{D2ef}}{I} \cong 0,60 \quad (8.112)$$

$$i_{D2ef} = 3,125 \text{ A} \quad (8.113)$$

$$\frac{i_{D3med}}{I} \cong 0,400 \quad (8.114)$$

$$i_{D3med} = 2,080 \text{ A} \quad (8.115)$$

$$\frac{i_{D3ef}}{I} \cong 0,63 \quad (8.116)$$

$$i_{D3ef} = 3,280 \text{ A} \quad (8.117)$$

Outros valores importantes para projetos são os valores máximos à que os componentes estão submetidos.- Pelas formas de ondas e seqüências de funcionamento encontra-se:

$$i_{T1picomax} = I_{max} + V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (8.118)$$

$$i_{T1picomax} = 18,47 \text{ A} \quad (8.119)$$

$$i_{D1picomax} = V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} - I_{min} \quad (8.120)$$

$$i_{D1picomax} = 12,85 \text{ A} \quad (8.121)$$

$$i_{T2picomax} = i_{D2picomax} = V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (8.122)$$

$$i_{T2picomax} = i_{D2picomax} = 13,262 \text{ A} \quad (8.123)$$

$$V_{D3max} = V_{crmax} = 2 V_{vmax} \quad (8.124)$$

$$V_{D3max} = V_{crmax} = 120 \text{ V} \quad (8.125)$$

$$V_{T1max} = V_{T2max} = V_{vmax} \quad (8.126)$$

$$V_{T1max} = V_{T2max} = 60 \text{ V} \quad (8.127)$$

$$i_{D3max} = I_{max} \quad (8.128)$$

$$i_{D3max} = 5,208 \text{ A}$$

(8.129)

Então, os componentes que serão utilizados na estrutura, devem suportar as seguintes solicitações:

Transistor Principal (T1)

I_{T1med}	=	5,208 A
I_{T1ef}	=	6,25 A
I_{T1pico}	=	18,47 A
v_{T1}	=	60 V

Diodo Principal (D1)

I_{D1med}	=	0,260 A
I_{D1ef}	=	0,781 A
I_{D1pico}	=	8,06 A
v_{D1}	=	60 V

Transistor Auxiliar (T2)

I_{T2med}	=	0,78 A
I_{T2ef}	=	2,60 A
I_{T2pico}	=	13,262 A
v_{T2}	=	60 V

Diodo Auxiliar (D2)

I_{D2med}	=	0,781 A
I_{D2ef}	=	3,125 A
I_{D2pico}	=	13,262 A
v_{D2}	=	60 V

Diodo de Roda Livre (D3)

I_{D3med}	=	2,080 A
I_{D3ef}	=	3,280 A
I_{D3pico}	=	5,208 A
v_{D3}	=	120 V

O circuito projetado está representado na figura 8.74.-

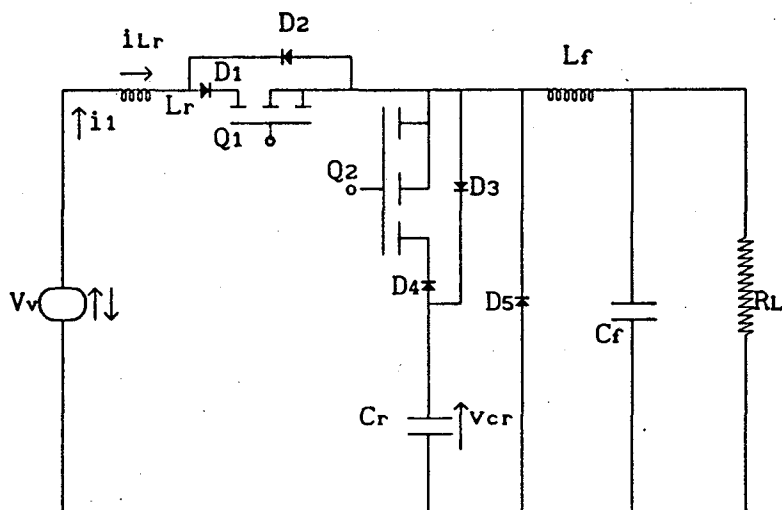


FIGURA 8.74 - Conversor buck-QRC-ZCS-PWM.-

Na figura 8.74, tem-se:

$L_r = 0,414 \mu\text{H}$ (4 espiras em núcleo de ar)

$C_r = 22 \text{ nF}$ (polipropileno, fabricado pela ICOTRON)

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = D_5 = \text{MUR 1520}$ (fabricado pela MOTOROLA)

$L_f = 450 \mu\text{H}$ (11 espiras no núcleo E 30/14)

$C_f = 4,45 \mu\text{F}$ (polipropileno, fabricado pela ICOTRON)

$Q_1 = Q_2 = \text{IRF 640}$ (fabricados pela INTERNATIONAL RECTIFIER)

Os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 são necessários porque os diodos dos MOS-FETs, disponíveis, são muito lentos, e com esta característica, prejudicam, quando não inviabilizam, o funcionamento da estrutura em frequências mais elevadas.-

O valor do indutor de ressonância (L_r) é um pouco inferior àquele projetado, mas isto não compromete o projeto, já que se manifesta em uma pequena variação na frequência de ressonância (f_0) e em um α_{max} um pouco menor.-

8.9 - SIMULAÇÃO

O conversor da figura 8.74 foi simulado, para os dois casos limites, e os resultados estão nas figuras 8.75 e 8.76.-

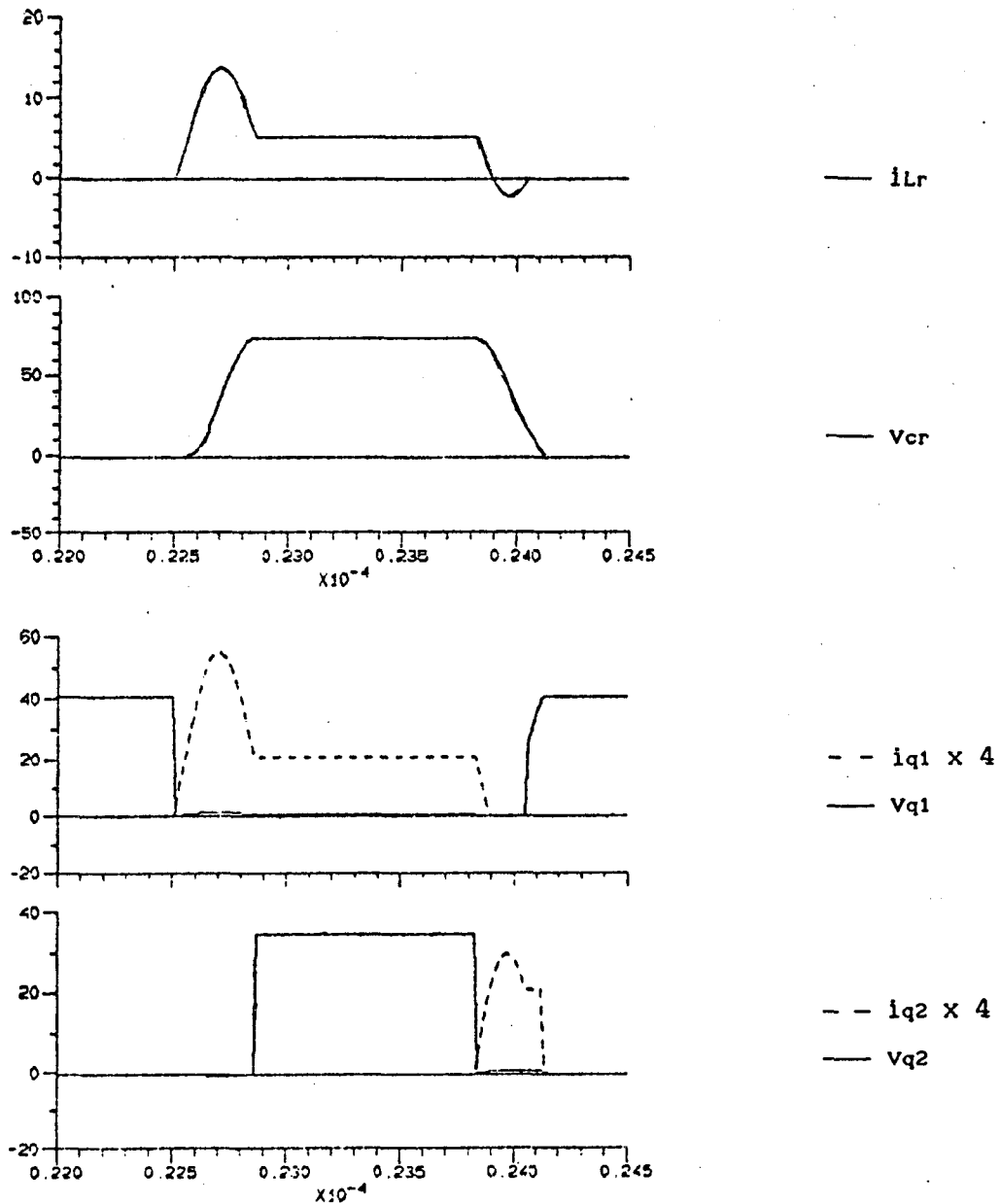


FIGURA 8.75 - Simulação do conversor buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, projetado, funcionando com carga máxima.-

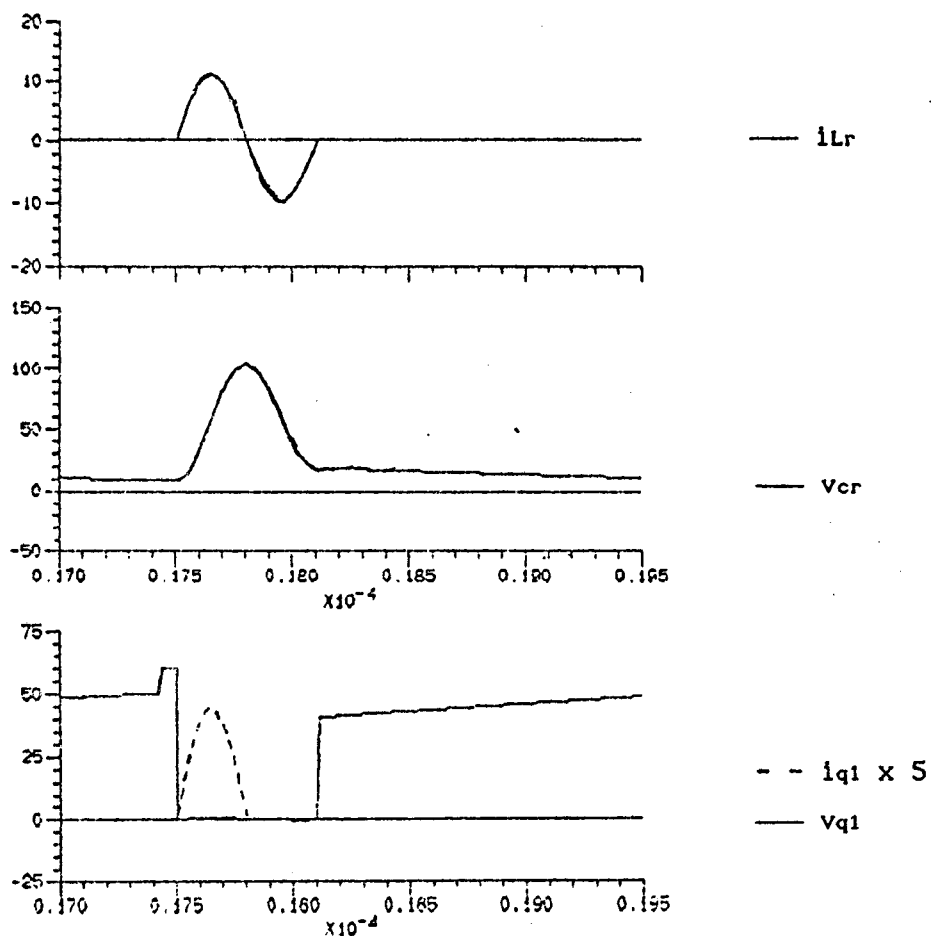


FIGURA 8.76 - Simulação do conversor buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, projetado, funcionando como o buck-QRC-ZCS-FM. -

8.10 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor da figura 8.74 foi montado e ensaiado em laboratório, foram obtidas as características de saída, rendimento e fotografias dos dois casos extremos. -

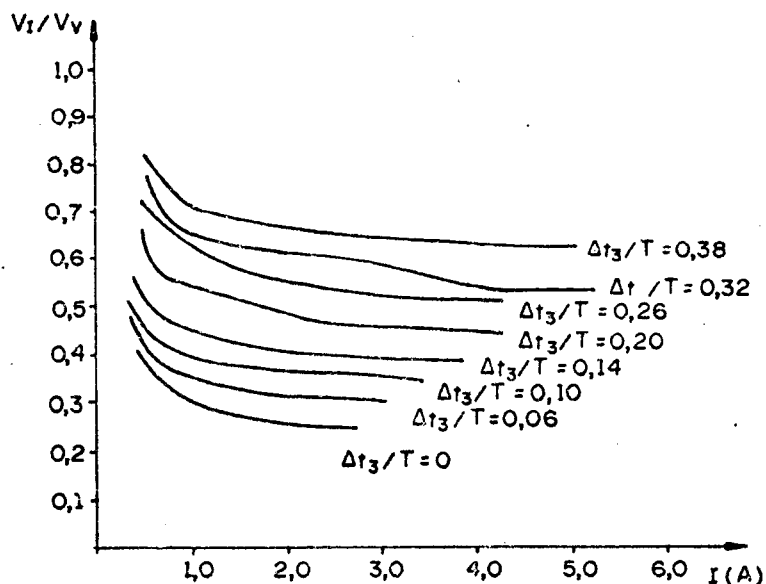


FIGURA 8.77 - Características de saída, experimentais, do conversor buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.74. -

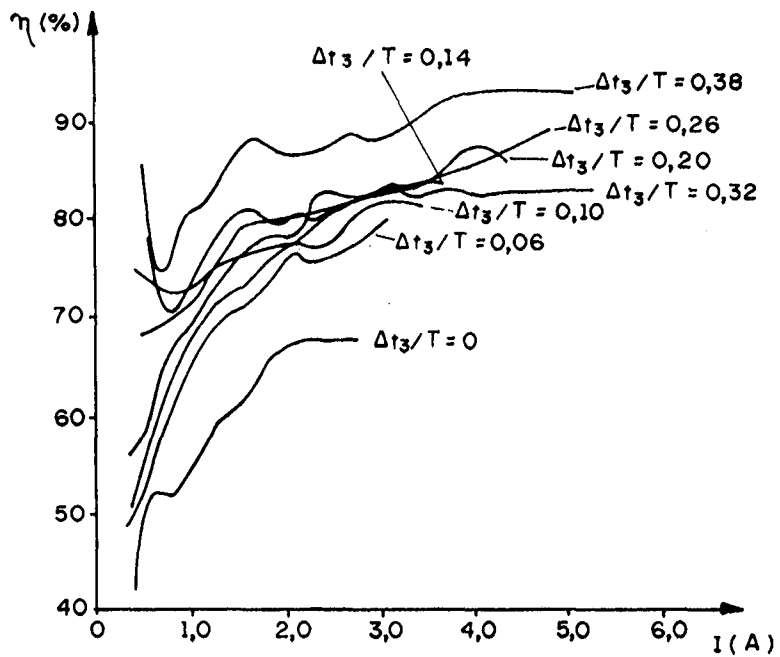


FIGURA 8.78 - Rendimento do conversor buck-QRC-ZCS-PWM da figura 8.74, obtido experimentalmente.-

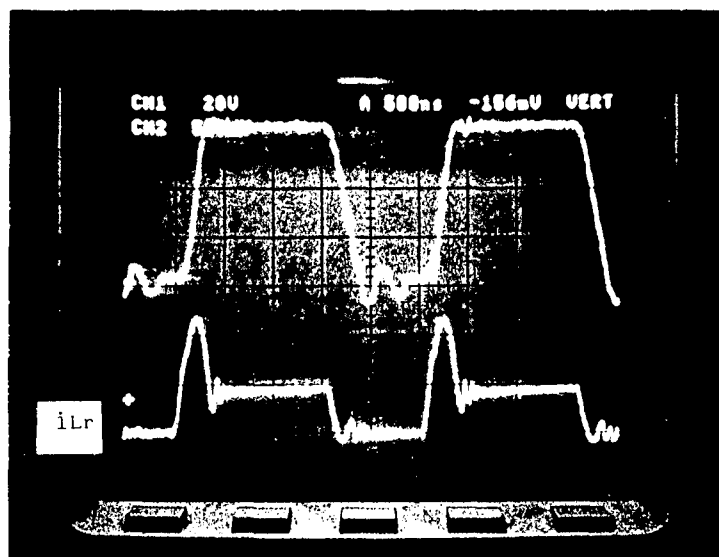


FIGURA 8.79 - Tensão no capacitor de ressonância e corrente no indutor de ressonância, para a carga máxima, $\Delta t_3/T = 0,47$; tensão = 20 V/div; corrente = 5 A/div; tempo = 500 ns/div.-

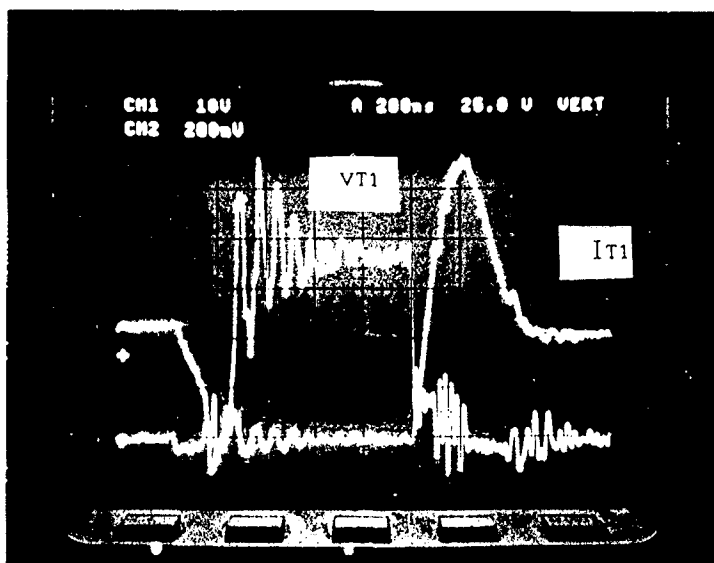


FIGURA 8.80 - Tensão e corrente no transistor T₁, para carga máxima, $\Delta t_3/t = 0,47$; tensão = 10 V/div; corrente = 2 A/div; tempo = 200 ns/div.-

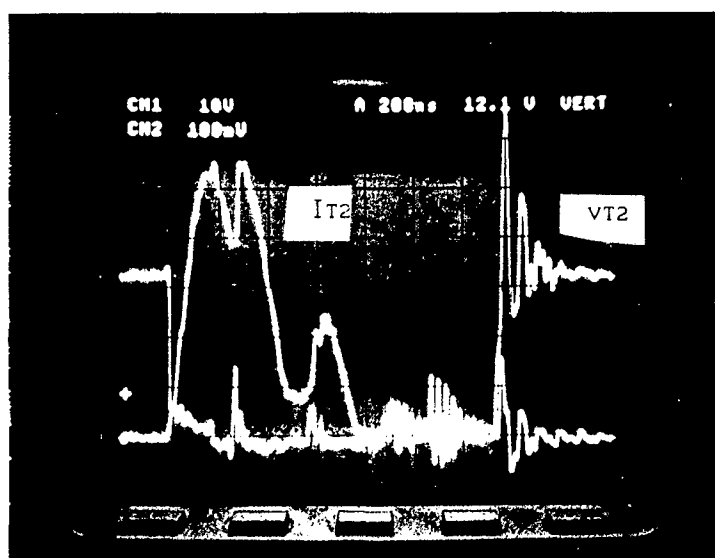


FIGURA 8.81 - Tensão e corrente no transistor T₂, para carga máxima, $\Delta t_3/T = 0,47$; tensão = 10 V/div; corrente = 1 A/div; tempo = 200 ns/div.-

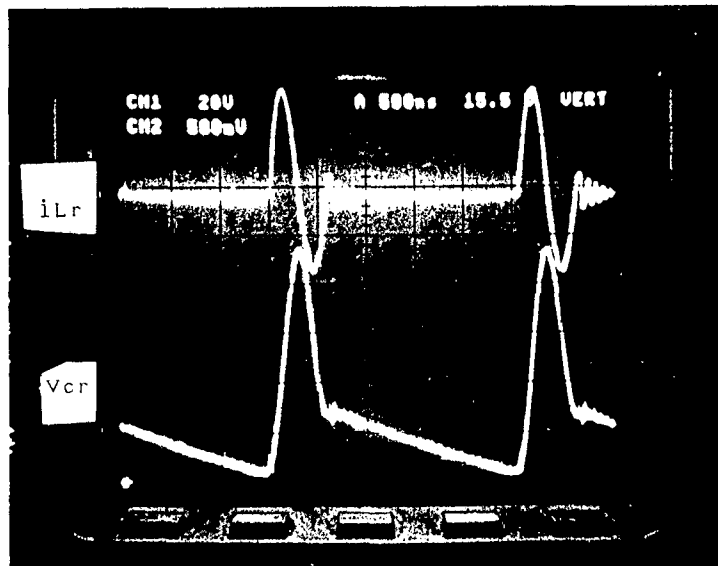


FIGURA 8.82 - Tensão no capacitor de ressonância e corrente no indutor de ressonância, para o conversor funcionando como buck-QRC-ZCS-FM, $\Delta t_3/T = 0$; tensão = 20 V/div; corrente = 5 A/div; tempo 500 ns/div.-

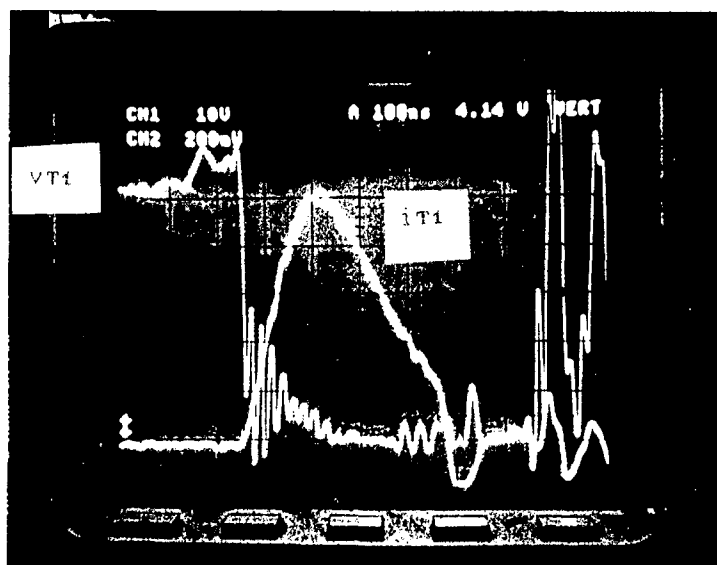


FIGURA 8.83 - Tensão e corrente no transistor T1, para o conversor funcionando como buck-QRC-ZCS-FM, $\Delta t_3/T = 0$; tensão = 10 V/div; corrente = 2 A/div; tempo = 100 ns/div.-

8.11 - CONCLUSÕES

Conforme o que foi apresentado neste capítulo pode-se tirar as seguintes conclusões:

A família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM, sintetizada no capítulo

4, foi analisada qualitativamente.-

Como o funcionamento das estruturas da família de conversores é igual, foi analisada matematicamente apenas uma das estruturas.-

Foi desenvolvido um método de projeto, que se revelou adequado.-

Foram feitas simulações e ensaios de laboratório com o conversor projetado e os resultados foram satisfatórios, demonstrando assim que o princípio de funcionamento para o conversor proposto é válido.-

Conseguiu-se juntar as características dos conversores quase-ressonantes com as características dos conversores com modulação por largura de pulso.- Já que o conversor buck quase-ressonante, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso (buck-QRC-ZCS-PWM) realiza suas comutações sem perdas, com corrente nula, e controla a potência enviada à carga através da variação do tempo de condução do transistor principal T_1 .-

Apesar da introdução de um interruptor à mais, o rendimento da estrutura não é afetado, e o ganho na operação à frequência fixa justifica este investimento.-

O funcionamento do conversor buck-QRC-ZCS-PWM é mais próximo do funcionamento do buck-PWM, quando a frequência de funcionamento é mais afastada da de ressonância.- De sorte que os conversores buck-PWM podem ser considerados conversores buck-QRC-ZCS-PWM com frequência de ressonância infinita.-

Observa-se que quanto maior o tempo Δt_3 , melhor o rendimento da estrutura.- Isto é, quanto mais próximo do funcionamento PWM, melhor o comportamento.-

CAPÍTULO 9

ESTUDO DO CONVERSOR BUCK QUASE-RESSONANTE, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO, COM INTERRUPTOR UNIDIRECIONAL EM CORRENTE

9.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será estudado o conversor buck quase-ressonante com comutação à corrente nula, modulação por largura de pulso e interruptor unidirecional em corrente.-

Serão apresentadas as seqüências de funcionamento, planos de fases e formas de ondas para todas as estruturas da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM, sintetizadas no capítulo 4.-

Serão apresentados o modelo matemático, ganho estático, valores médios e eficazes em equações e gráficos.-

Será projetado, simulado e montado um destes conversores.-

Serão apresentados e analisados os resultados obtidos por simulação e em laboratório.-

9.2 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores buck quase-ressonantes, com comutação à corrente nula, com modulação por largura de pulso e interruptor unidirecional em corrente, deve-se substituir, nos circuitos da figura 4.1, o interruptor S_1 por um transistor T_1 em série com um diodo D_1 e o restante segue o mesmo procedimento do capítulo 7, item 7.2.- Fazendo-se estas substituições encontra-se os circuitos da figura 9.1.-

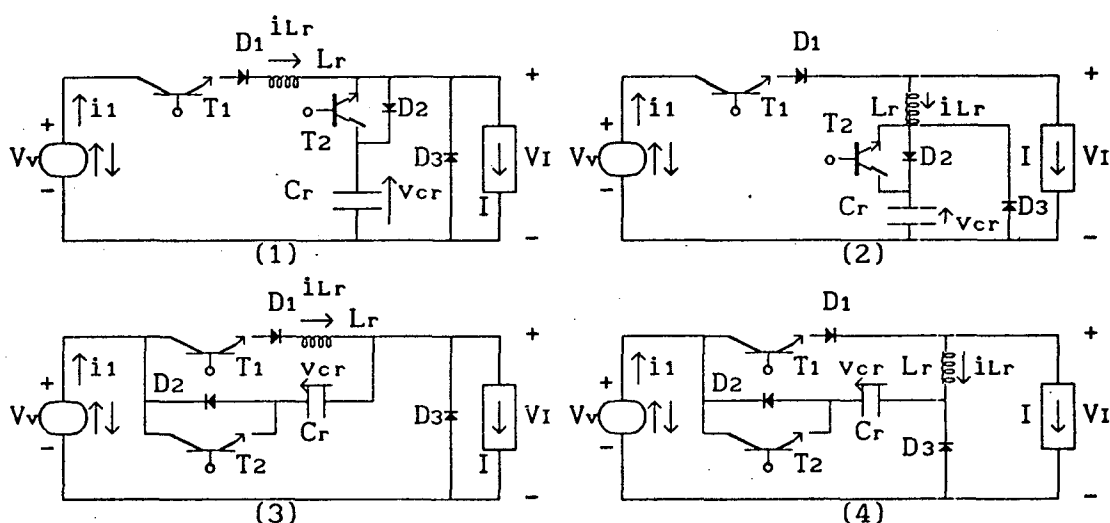


FIGURA 9.1 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, obtida no capítulo 4, figura 4.1-

À seguir serão apresentadas as etapas de funcionamento para as quatro estruturas da figura 9.1.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa inicia-se quando o transistor T1 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 9.2, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente.-

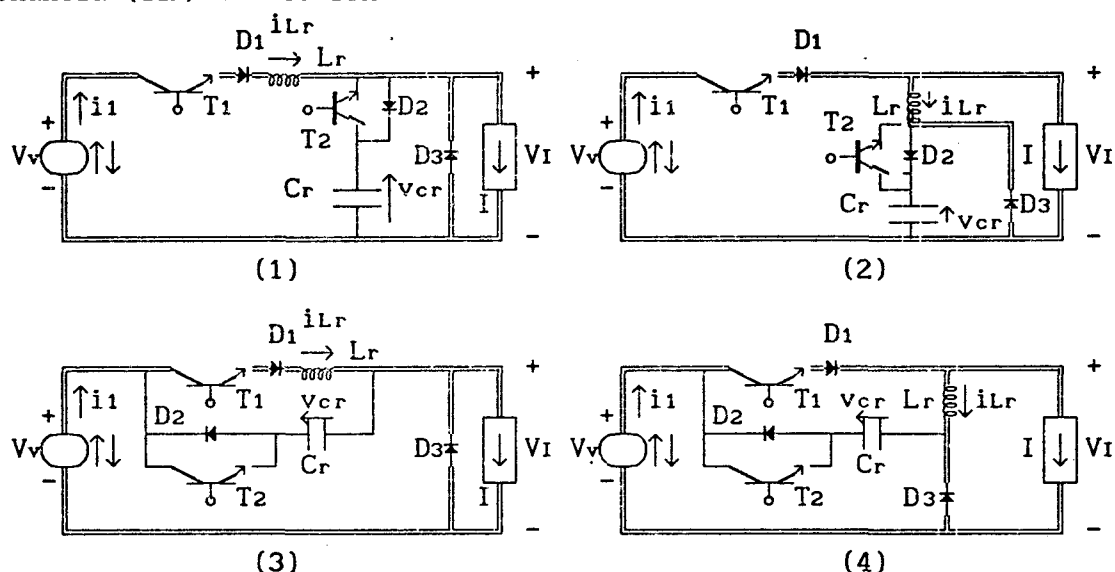


FIGURA 9.2 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (primeira etapa ressonante)

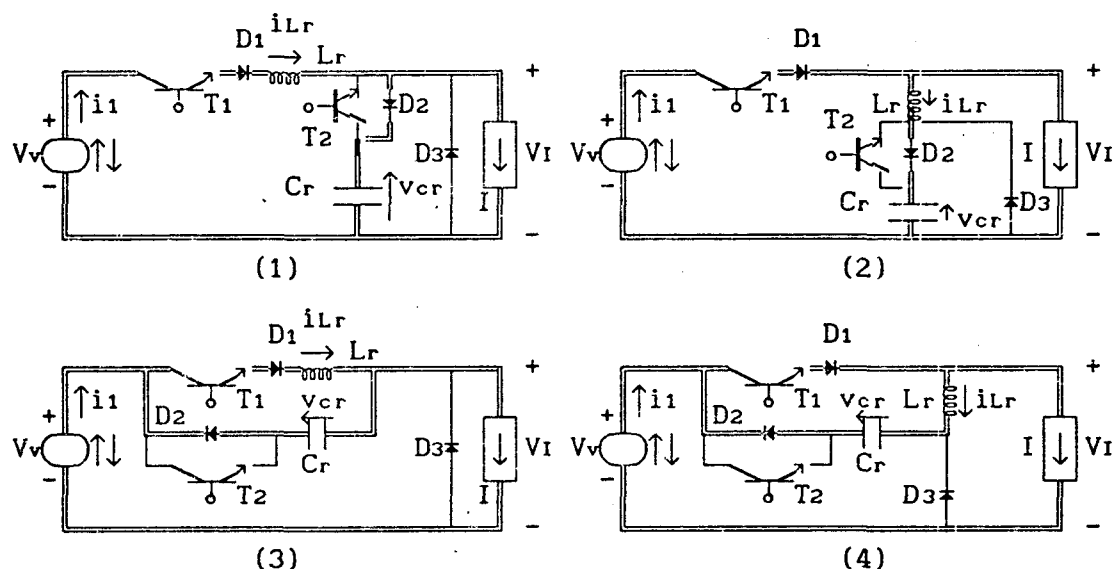


FIGURA 9.3 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 9.2, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 9.3, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente, até atingir o valor de $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 9.3, ou $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.- Durante este intervalo de tempo o capacitor de ressonância (C_r) se carrega cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 9.3, e se descarrega, cossenoidalmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 9.3, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 desta mesma figura e se finda quando o transistor T2 é colocado em condução.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de tensão V_v fornece energia para a carga (I).-

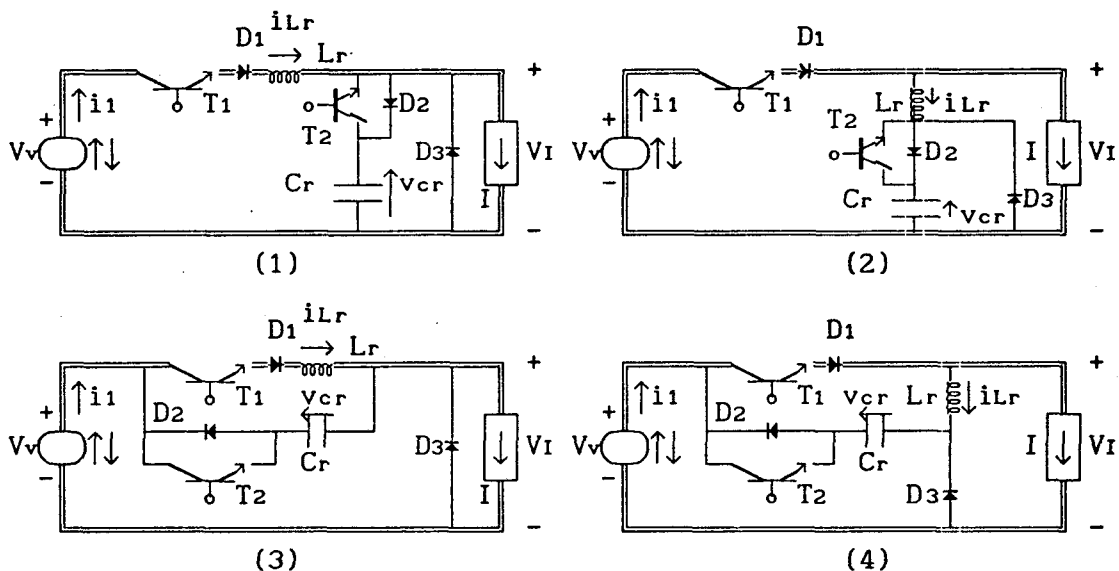


FIGURA 9.4 - Família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (segunda etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando o transistor T2 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 9.5, e quando $i_{Lr} = -I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila novamente.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1 e 3 da figura 9.5, e até atingir o valor $i_{Lr} = -I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.- Durante este tempo o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 9.5, e se carrega, cossenodalmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

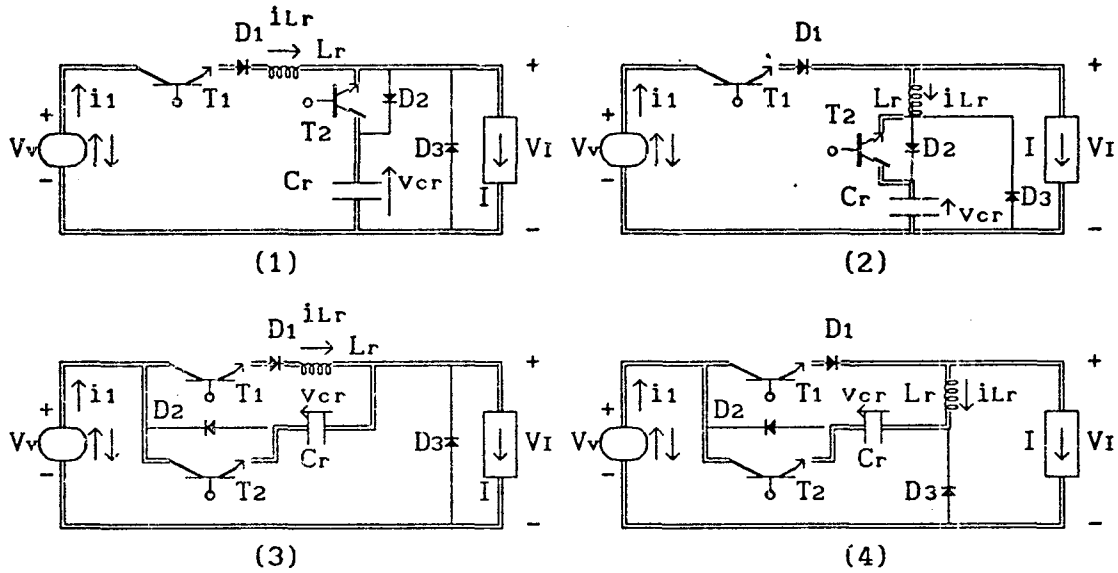


FIGURA 9.5 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (segunda etapa linear)

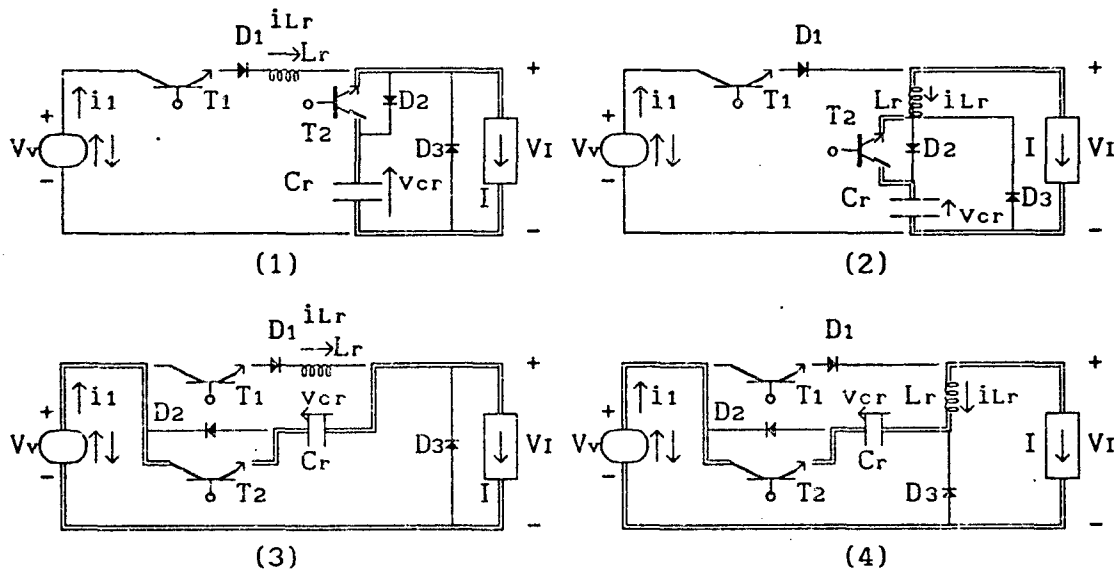


FIGURA 9.6 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da quinta etapa de funcionamento.-

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 9.5, e quando $i_{Lr} = -I$, nas estruturas 2 e 4 desta mesma

figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 9.6, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 desta mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 9.6, e se carrega, linearmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

6ª ETAPA (t_5, t_6) Δt_6 (etapa de roda livre)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 9.6, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando o transistor T1 é colocado em condução, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento do diodo de roda livre (D3) conduz a corrente de carga (I).-

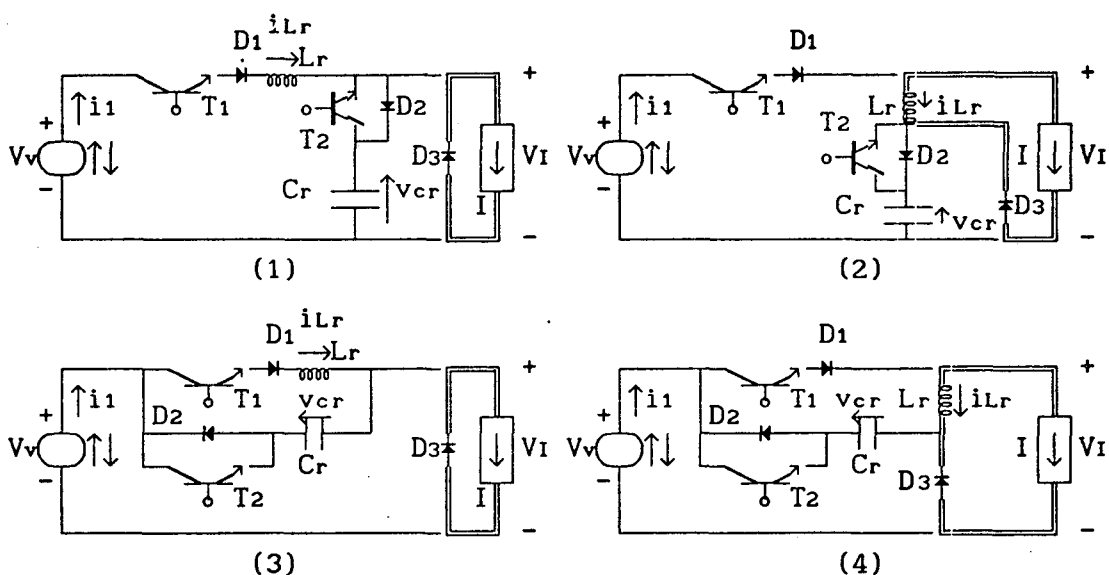


FIGURA 9.7 - Família de conversores buck-QRC-ZVS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, na configuração da sexta etapa de funcionamento.-

9.3 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, estão colocadas nas figuras 9.8, 9.9, 9.10, 9.11 e 9.12.-

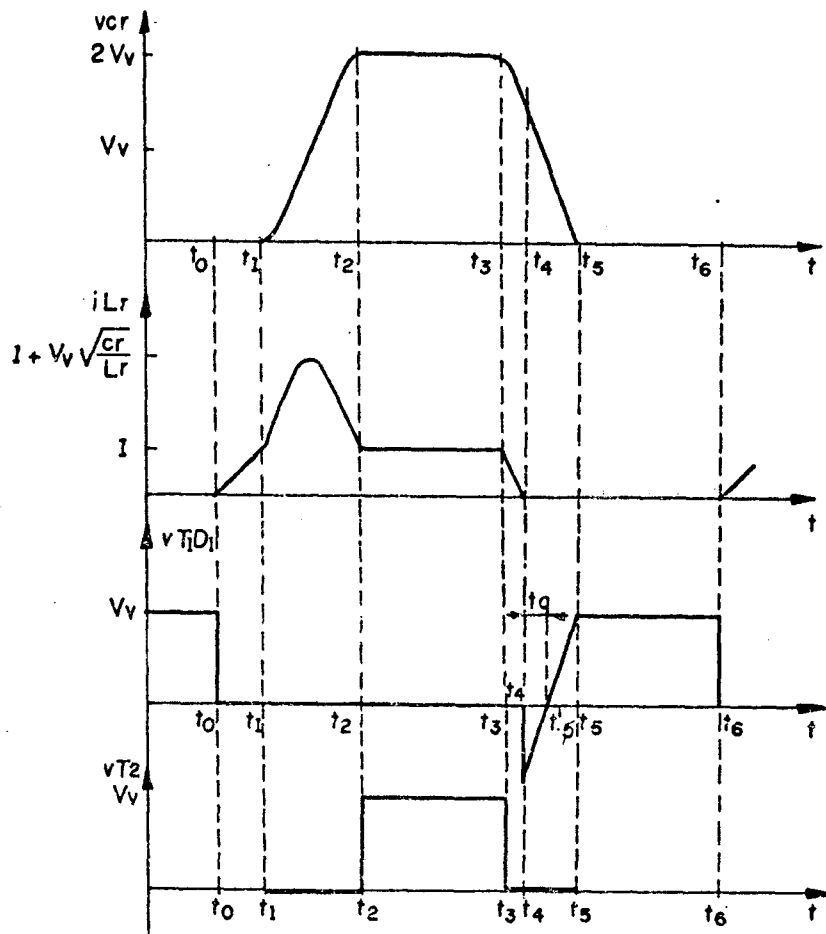


FIGURA 9.8 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-PWM número 1 da figura 9.1.-

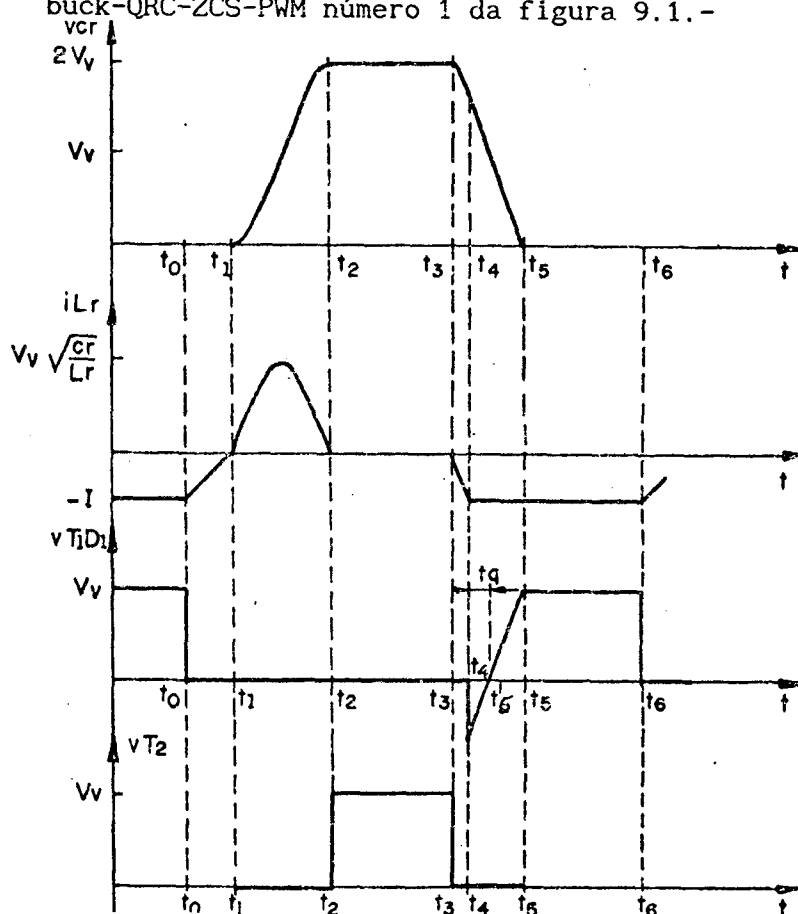


FIGURA 9.9 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-PWM número 2 da figura 9.1.-

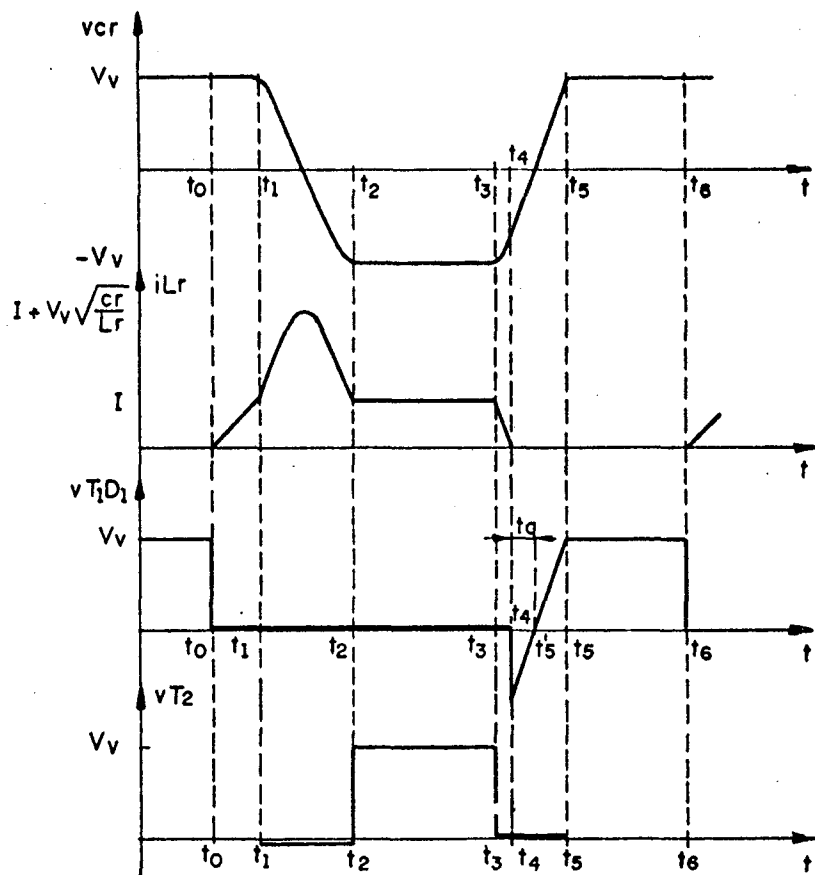


FIGURA 9.10 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-PWM número 3 da figura 9.1.-

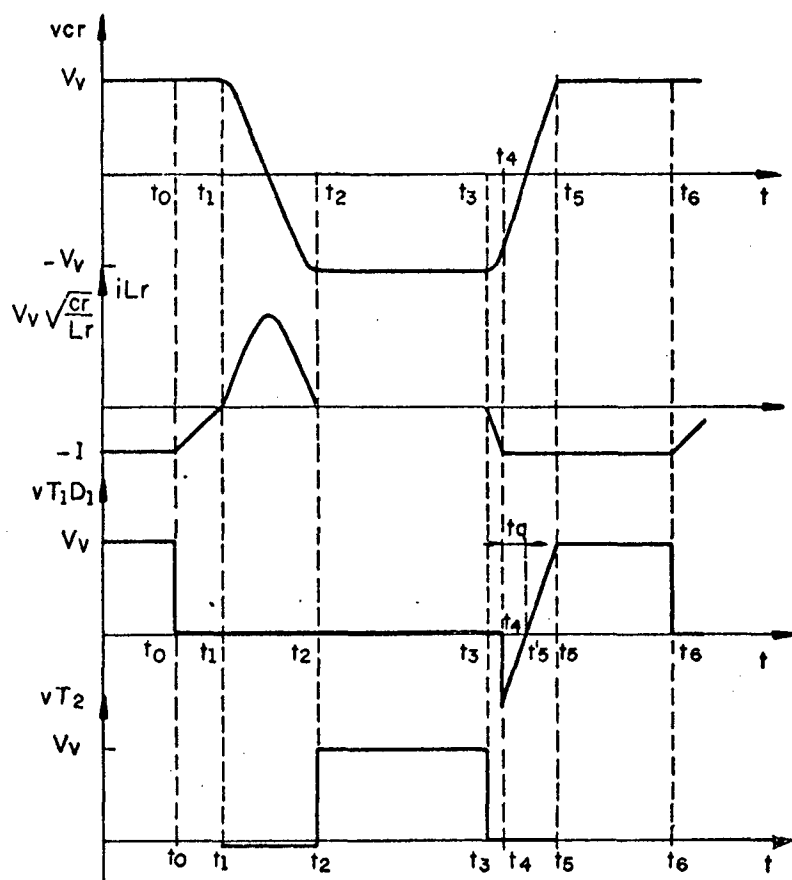


FIGURA 9.11 - Principais formas de ondas para o conversor buck-QRC-ZCS-PWM número 4 da figura 9.1.-

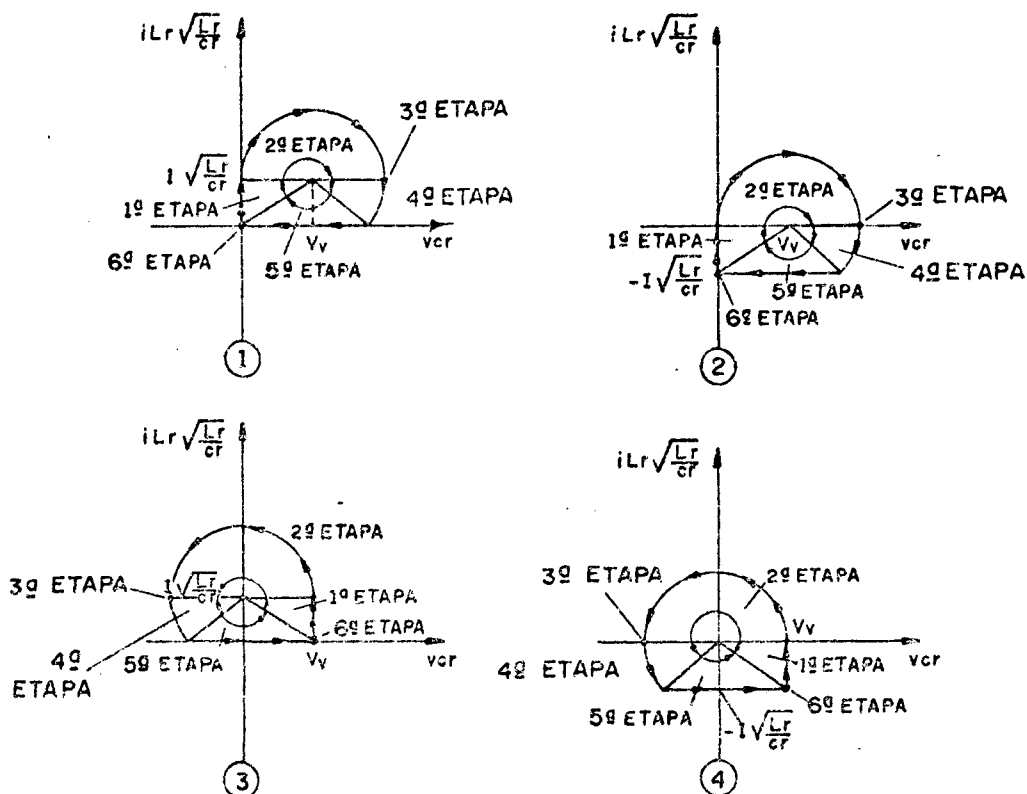


FIGURA 9.12 - Planos de fases da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1.-

Conforme pode ser observado nas formas de ondas, figuras 9.8 à 9.11, e nos planos de fases, figura 9.12, o comportamento das estruturas é o mesmo, diferindo apenas quanto ao deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

9.4 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das quatro estruturas que compõem a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente é basicamente o mesmo.- Conseqüentemente, o seu modelo matemático também não sofrerá variações, o que possibilita que se estude apenas uma estrutura e se estenda os seus resultados para as demais.- A estrutura que será estudada é a de número 1 da figura 9.1.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação 9.1 é a equação que descreve o comportamento do circuito 1 da figura 9.2.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (9.1)$$

Solucionando-se a equação 9.1 obtém-se:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_v}{L_r} t \quad (9.2)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (9.3)$$

quando

$$i_{Lr}(t) = I \quad (9.4)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (9.5)$$

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (9.6)$$

Substituindo-se as equações 9.3, 9.4, 9.5 e 9.6 na 9.2 obtem-se a 9.7, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\boxed{\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0}} \quad (9.7)$$

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (primeira etapa ressonante)

O comportamento do circuito 1 da figura 9.3 é descrito pelas equações 9.8, 9.9 e 9.10.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} \quad (9.8)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (9.9)$$

$$i_{Lr} = i_{cr} + I \quad (9.10)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 9.11 e 9.12.-

$$v_{cr}(0) = 0 \quad (9.11)$$

$$i_{Lr}(0) = I \quad (9.12)$$

Resolvendo-se as equações 9.8 e 9.9 e utilizando-se as condições iniciais das 9.11 e 9.12, tem-se:

$$v_{cr}(t) = V_v - V_v \cos \omega_0 t \quad (9.13)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = V_v \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (9.14)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (9.15)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I \quad (9.16)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ encontra-se no segundo quadrante.-

Substituindo-se as equações 9.15 e 9.16 na 9.14 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 9.17, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (9.17)$$

Substituindo-se a equação 9.17 na 9.13 encontra-se a 9.18, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = 2 V_v \quad (9.18)$$

3ª ETAPA (t₂, t₃) Δt₃ (etapa de transferência de energia)

O comportamento do circuito 1 da figura 9.4 é descrito pelas equações 9.19 e 9.20.-

$$v_{cr}(t) = 2 V_v \quad (9.19)$$

$$i_{Lr}(t) = I \quad (9.20)$$

Δt₃ = t₃ - t₂ = tempo de controle para a transferência de energia.

4ª ETAPA (t₃, t₄) Δt₄ (segunda etapa ressonante)

O circuito 1 da figura 9.5 é descrito pelas equações 9.8, 9.9 e 9.10, novamente.-

As condições iniciais desta etapa são dadas pelas equações 9.21 e 9.22.-

$$v_{cr}(0) = 2 V_v \quad (9.21)$$

$$i_{Lr}(0) = I \quad (9.22)$$

Resolvendo-se as equações 9.8 e 9.9 e juntando-se com as equações 9.21 e 9.22, tem-se:

$$v_{cr}(t) = V_v + V_v \cos \omega t \quad (9.23)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = - V_v \sin \omega t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (9.24)$$

Das condições de contorno, tem-se que:

$$t = \Delta t_4 = t_4 - t_3 \quad (9.25)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (9.26)$$

Substituindo-se as equações 9.25 e 9.26 na 9.24 encontra-se a 9.27, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_0} \sin^{-1}(\alpha) \quad (9.27)$$

Substituindo-se a equação 9.27 na 9.23 obtem-se a 9.28 que é a equação que fornece a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) no final desta etapa de funcionamento.

$$V_{c4} = V_v + V_v \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (9.28)$$

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (segunda etapa linear)

As equações 9.29 e 9.30 descrevem o comportamento do circuito 1 da figura 9.6.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (9.29)$$

$$i_{cr}(t) = -I \quad (9.30)$$

Substituindo-se a equação 9.30 na 9.29 e resolvendo-se obtém-se a equação 9.31.-

$$v_{cr}(t) = V_{c4} - \frac{I}{C_r} t \quad (9.31)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_5 = t_5 - t_4 \quad (9.32)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (9.33)$$

Substituindo-se as equações 9.28, 9.32 e 9.33 na 9.31 encontra-se a 9.34, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right\} \quad (9.34)$$

9.5 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida, tem-se:

$$\frac{V I}{V_v} = \frac{i_{imed}}{I} \quad (9.35)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que $i_1(t)$ é diferente de zero na primeira, na segunda, na terceira e na quarta etapa de funcionamento, e que durante estas etapas $i_1(t) = i_{Lr}(t)$.- Então o valor de i_{imed} será dado pela equação 9.36.-

$$i_{imed} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega_0 t dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt \right. \\ \left. + I \int_0^{\Delta t_3} dt - \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_4} \text{sen } \omega_0 t dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (9.36)$$

Solucionando-se a equação 9.36 e substituindo-se na 9.35 obtém-se a 9.37, que é a equação do ganho estático para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.-

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (9.37)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (9.38)$$

Pela equação 9.37 observa-se que uma vez fixadas as frequências de ressonância (f_0) e de funcionamento (f), a única variável de controle de ganho estático é $\Delta t_3/T$.- Este tipo de controle é o mesmo dos conversores PWM clássicos.- Esta análise mostra que os conversores quase-ressonantes PWM conseguem aliar as vantagens dos conversores quase-ressonantes com aquelas dos PWM.-

A equação 9.37 foi resolvida para várias frequências de funcionamento e várias cargas (α) e deu origem às curvas das figuras 9.13, 9.14, 9.15, 9.16, 9.17 e 9.18.-

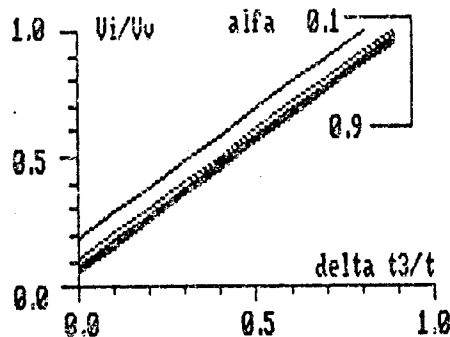


FIGURA 9.13 - Ganho estático da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para $f/f_0 = 0,05$ e α variando de 0,1 à 0,9.

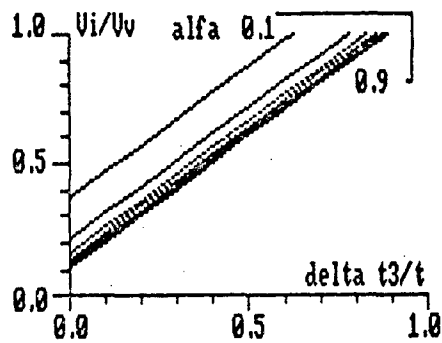


FIGURA 9.14 - Ganho estático da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para $f/f_0 = 0,1$ e α variando de 0,1 à 0,9.-

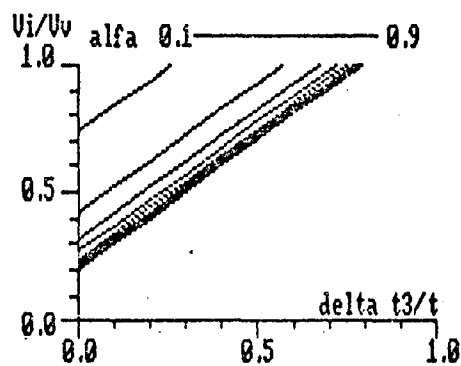


FIGURA 9.15 - Ganho estático da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para $f/f_0 = 0,2$ e α variando de 0,1 à 0,9.-

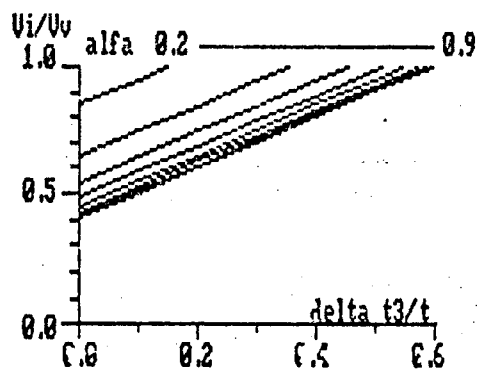


FIGURA 9.16 - Ganho estático da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para $f/f_0 = 0,4$ e α variando de 0,1 à 0,9.-

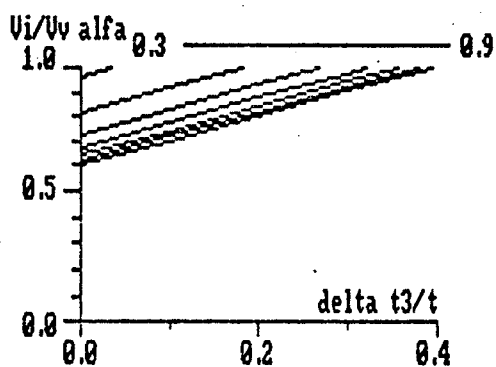


FIGURA 9.17 - Ganho estático da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para $f/f_0 = 0,6$ e α variando de 0,1 à 0,9.-

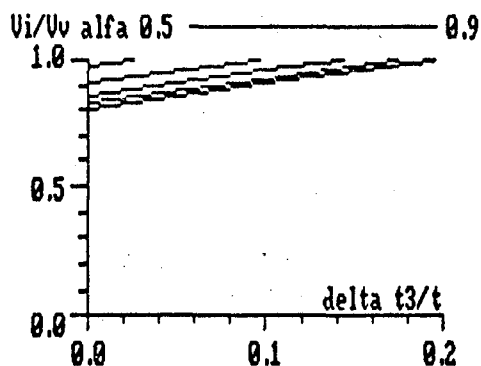


FIGURA 9.18 - Ganho estático da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para $f/f_0 = 0,8$ e α variando de 0,1 à 0,9.-

Das equações 9.28 e 9.31 tem-se:

$$v_{cr}(t) = V_v + V_v \sqrt{1 - \alpha^2} - \frac{I}{C_r} t \quad (9.39)$$

Da figura 9.8, tem-se que:

$$t = t_q \quad (9.40)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = V_v \quad (9.41)$$

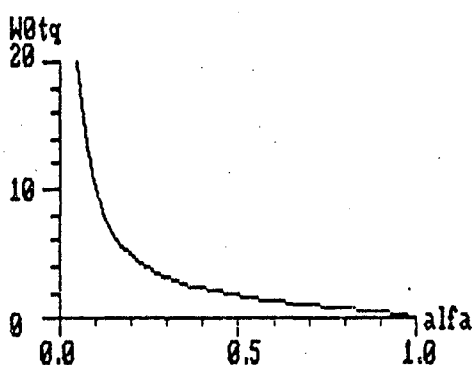


FIGURA 9.19 - Tempo disponível para o transistor T_1 ser bloqueado (t_q), em função da carga (α).-

Substituindo-se as equações 9.40 e 9.41 na 9.39 encontra-se a 9.42, que é a equação do tempo disponível para o bloqueio (t_q) do transistor T_1 , sem dissipação.-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \quad (9.42)$$

A equação 9.42 foi selecionada e deu origem à curva da figura 9.19.-

9.6 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

9.6.1 - TRANSISTOR PRINCIPAL (T₁)

I_{T1MED}

A corrente que circula pelo transistor principal T₁ é igual à corrente i_i(t).- Então o valor médio da corrente no transistor principal é dada pela equação 9.36.-

Solucionando-se a equação 9.36 encontra-se:

$$\frac{i_{T1med}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (9.43)$$

Comparando-se a equação 9.43 com a 9.37 observa-se que são iguais.- Então a solução das equações é a mesma, o que resulta que as figuras 9.13 à 9.18 representam o valor da corrente média, parametrizada, no transistor principal.-A única precaução que se deve tomar é considerar o eixo V_i/V_v os valores I_{T1med}/I.-

I_{T1EF}

$$\begin{aligned} (i_{T1EF})^2 = & \frac{1}{T} \left\{ \left(\frac{V_v}{L_r}\right)^2 \int_0^{\Delta t_1} t^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \text{sen } \omega t + I\right)^2 dt \right. \\ & \left. + I^2 \int_0^{\Delta t_3} dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(-\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \text{sen } \omega t + I\right)^2 dt \right\} \quad (9.44) \end{aligned}$$

Solucionando-se a equação 9.44 obtem-se a 9.45.-

$$\left(\frac{i_{T1EF}}{I}\right)^2 = \frac{f}{2\pi f_0} \left\{ \frac{\alpha}{3} + \frac{2}{\alpha} + \frac{3}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \left[1 + \left(\frac{1}{2\alpha}\right)^2\right] \left(\Pi + \text{sen}^{-1}(\alpha)\right) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (9.45)$$

A equação 9.45 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f₀ e deu origem às curvas das figuras 9.20, 9.21, 9.22, 9.23, 9.24 e 9.25.-

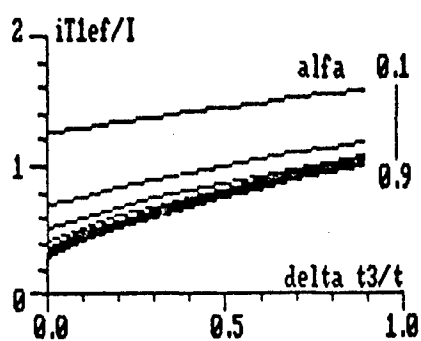


FIGURA 9.20 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

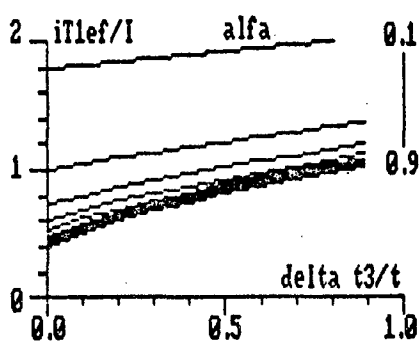


FIGURA 9.21 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

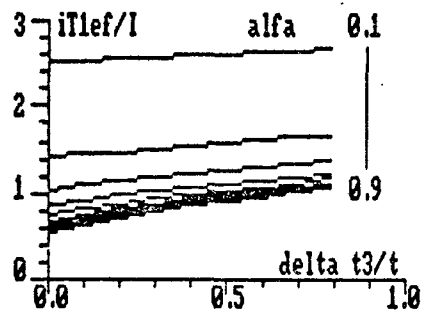


FIGURA 9.22 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

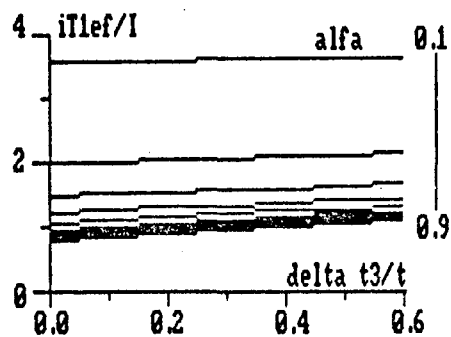


FIGURA 9.23 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T_1 , com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

pelo transistor auxiliar T2 é diferente de zero na quarta e na quinta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas de funcionamento a corrente no transistor auxiliar é representada pelas equações 9.46 e 9.47, para a quarta e a quinta etapa, respectivamente.-

$$i_{T2}(t) = I - i_{Lr}(t) \quad (9.46)$$

$$i_{T2}(t) = I \quad (9.47)$$

Então o valor médio da corrente no transistor T2 é dada pela equação 9.48.-

$$i_{T2med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t \, dt + I \int_0^{\Delta t_5} dt \right\} \quad (9.48)$$

Solucionando-se a equação 9.48 encontra-se a 9.49.-

$$\frac{i_{T2med}}{I} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\alpha} \quad (9.49)$$

A equação 9.49 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas da figuras 9.26, 9.27, 9.28, 9.29, 9.30 e 9.31.-

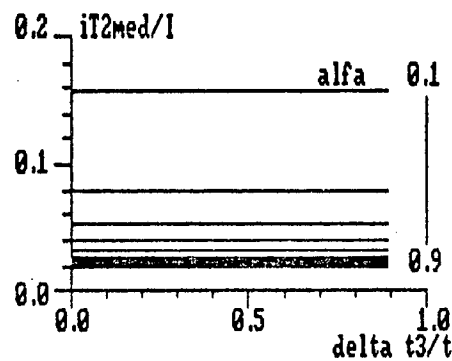


FIGURA 9.26 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

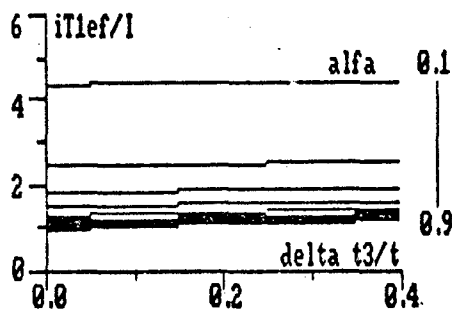


FIGURA 9.24 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T1, com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

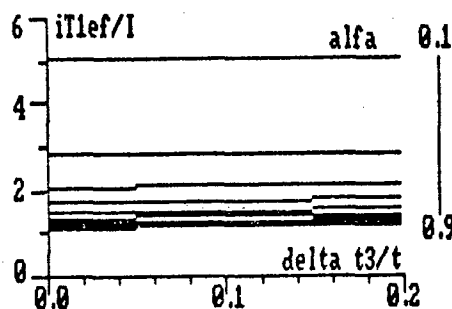


FIGURA 9.25 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor principal T1, com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

9.6.2 - DIODO PRINCIPAL D1

Como o diodo principal D_1 se encontra em série com o transistor principal T1 os valores de corrente média e eficaz são os mesmos.- Portanto, o valor médio da corrente que circula pelo diodo principal D_1 é dado pela equação 9.43, enquanto que o seu valor eficaz é dado pela equação 9.45.-

9.6.3 - TRANSISTOR AUXILIAR (T2)

IT2MED

Pelas etapas de funcionamento, tem-se que, a corrente que circula

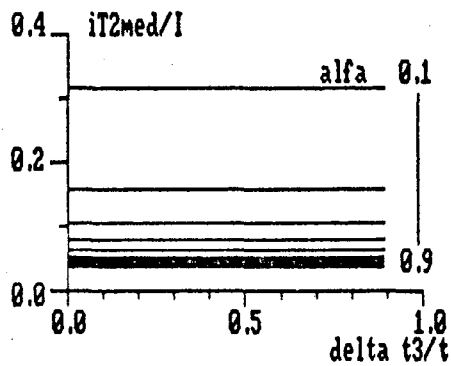


FIGURA 9.27 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T₂, com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

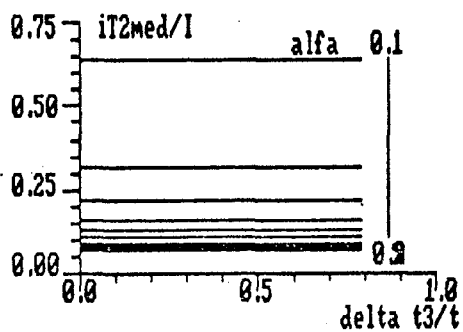


FIGURA 9.28 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T₂, com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

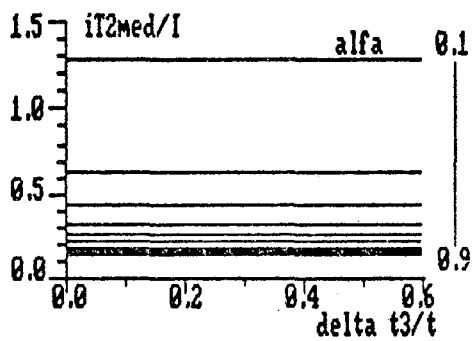


FIGURA 9.29 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

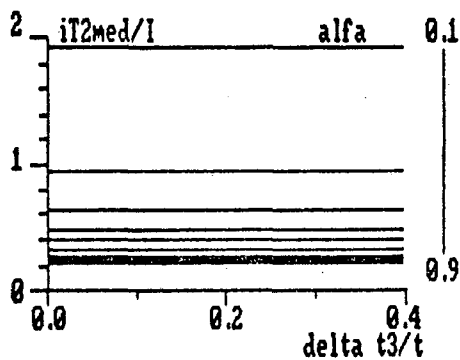


FIGURA 9.30 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

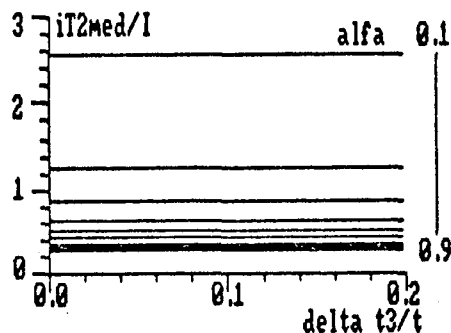


FIGURA 9.31 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

IT2EF

$$(i_{T2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\frac{C_r}{L_r} V_v \right)^2 \int_0^{\Delta t_4} \text{sen}^2 \omega t \, dt + I^2 \int_0^{\Delta t_5} dt \right\} \quad (9.50)$$

Solucionando-se a equação 9.50 encontra-se a 9.51.-

$$\left(\frac{i_{T2ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \left(\frac{1}{2\alpha} \right)^2 \text{sen}^{-1}(\alpha) + \frac{1}{\alpha} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} \right\} \quad (9.51)$$

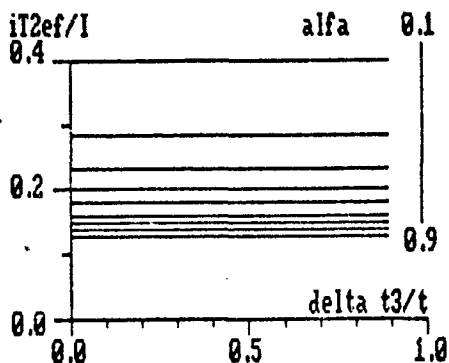


FIGURA 9.32 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

A equação 9.51 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 9.32, 9.33, 9.34, 9.35, 9.36 e 9.37.-

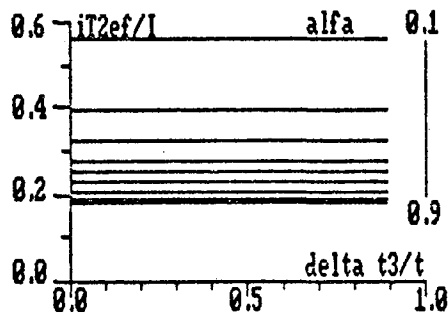


FIGURA 9.33 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

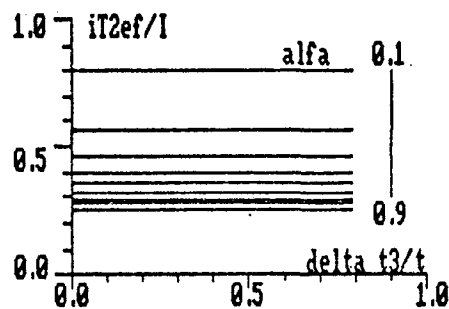


FIGURA 9.34 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T2, com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

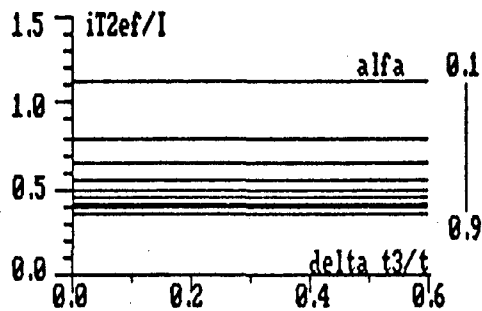


FIGURA 9.35 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T₂, com $f/f_0 = 0,4$, para a familia de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

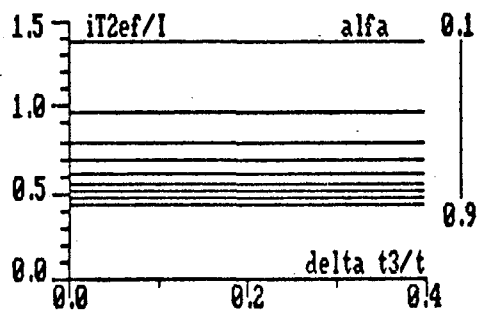


FIGURA 9.36 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T₂, com $f/f_0 = 0,6$, para a familia de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

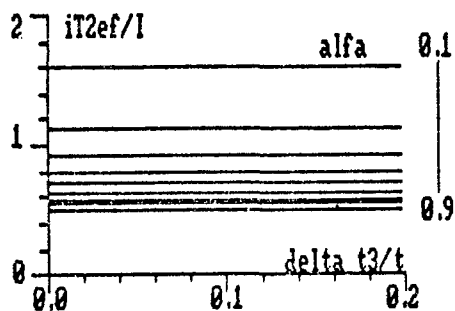


FIGURA 9.37 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar T₂, com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

9.6.4 - DIODO AUXILIAR (D₂)

I_{D2MED}

Novamente, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo auxiliar (D₂) é diferente de zero apenas durante a segunda etapa e esta corrente é dada pela equação 9.52.-

$$i_{D2}(t) = i_{Lr}(t) - I \tag{9.52}$$

Então o valor médio da corrente no diodo auxiliar D₂ é dado pela equação 9.53.-

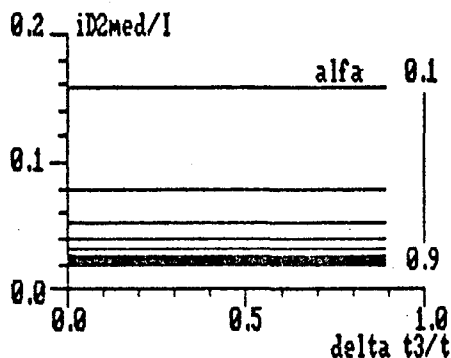


FIGURA 9.38 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D₂, com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega_0 t \, dt \right\} \quad (9.53)$$

Solucionando-se a equação 9.53 obtém-se:

$$\frac{i_{D2med}}{I} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\alpha} \quad (9.54)$$

A equação 9.54 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 9.38, 9.39, 9.40, 9.41, 9.42 e 9.43.-

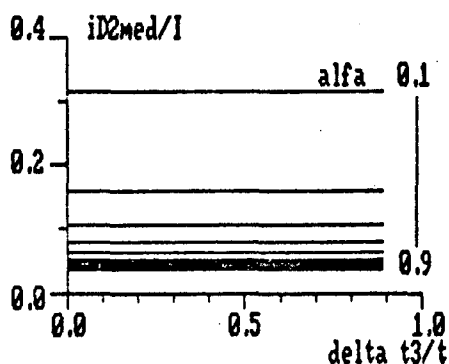


FIGURA 9.39 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

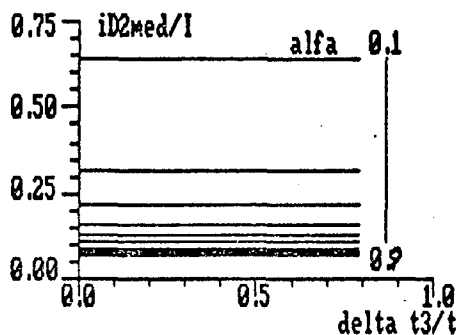


FIGURA 9.40 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

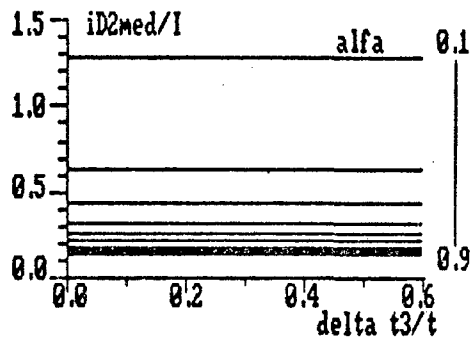


FIGURA 9.41 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

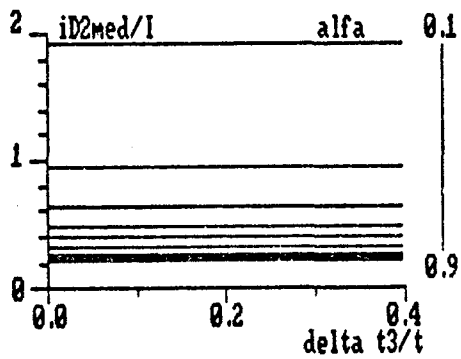


FIGURA 9.42 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

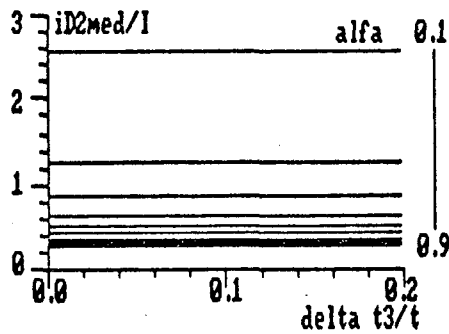


FIGURA 9.43 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

ID2EF

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{I} \left\{ \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \right)^2 \int_0^{\Delta t_2} \text{sen}^2 \omega_0 t \, dt \right\} \quad (9.55)$$

Solucionando-se a equação 9.55 obtém-se a 9.56.-

$$\left(\frac{i_{D2ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{4} \frac{f}{f_0} \left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 \quad (9.56)$$

A equação 9.56 foi resolvida para vários valores de carga (α) e f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 9.44, 9.45, 9.46, 9.47, 9.48 e 9.49.

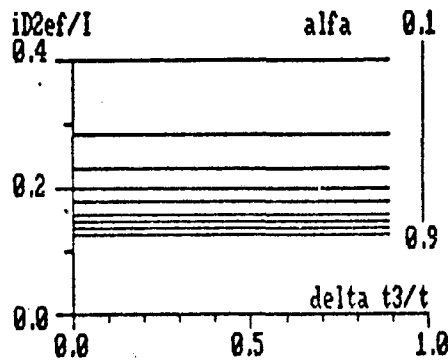


FIGURA 9.44 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D2, com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

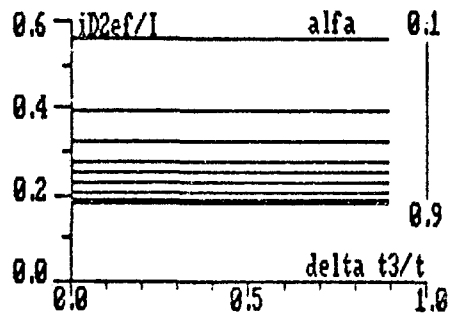


FIGURA 9.45 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D₂, com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

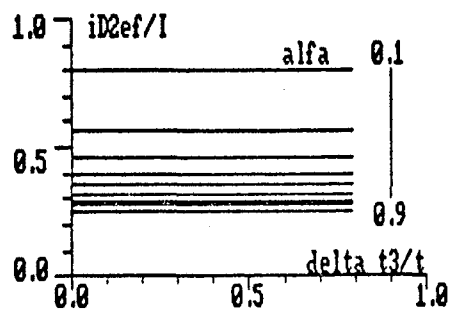


FIGURA 9.46 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D₂, com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

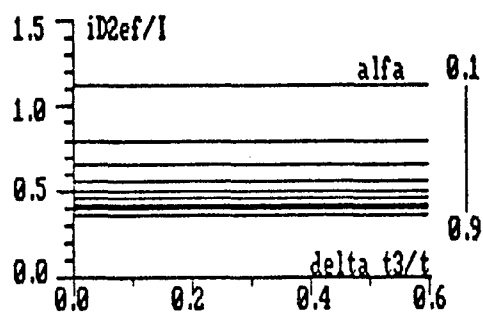


FIGURA 9.47 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D₂, com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

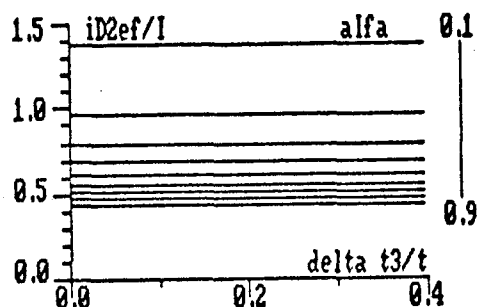


FIGURA 9.48 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D₂, com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

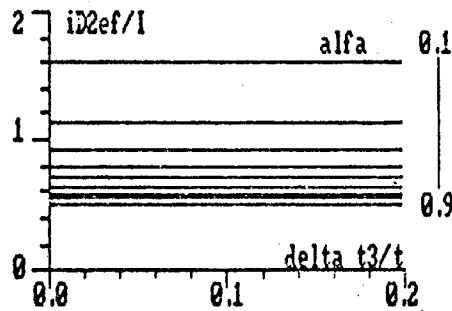


FIGURA 9.49 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar D₂, com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

9.6.5 - DIODO DE RODA LIVRE (D₃)

I_{D3med}

A corrente que circula pelo diodo de roda livre (D₃) é diferente de zero na primeira e na sexta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de roda livre é representada pelas equações 9.57 e 9.58, respectivamente.-

$$i_{D3}(t) = I - i_{Lr}(t) \quad (9.57)$$

$$i_{D3}(t) = I \quad (9.58)$$

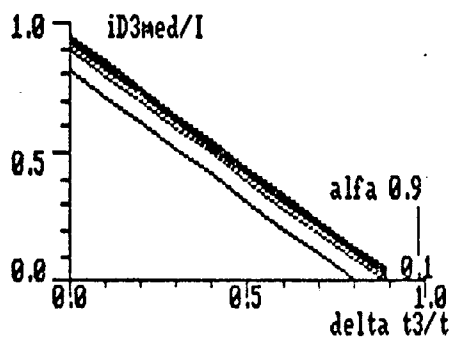


FIGURA 9.50 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D₃), com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

Das equações 9.57 e 9.58 tem-se que, o valor médio da corrente no diodo de roda livre (D2) é representado pela equação 9.59.-

$$i_{D3med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + I \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (9.59)$$

Solucionando-se a equação 9.59 obtém-se a 9.60.-

$$\frac{i_{D3med}}{I} = 1 - \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (9.60)$$

A equação 9.60 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 9.50, 9.51, 9.52, 9.53, 9.54 e 9.55.-

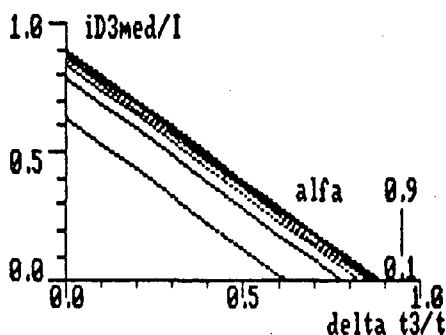


FIGURA 9.51 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

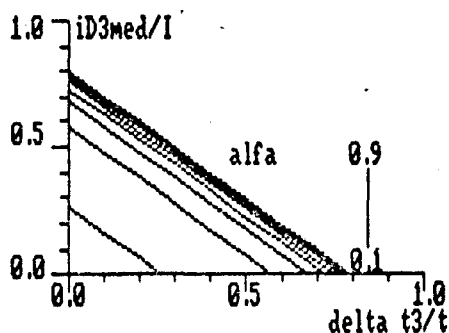


FIGURA 9.52 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

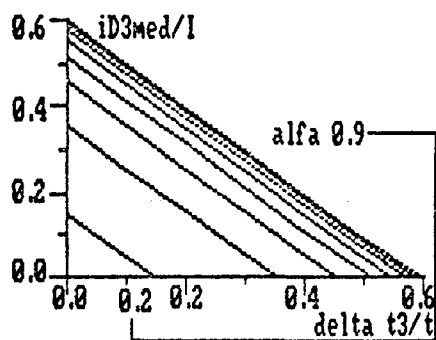


FIGURA 9.53 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

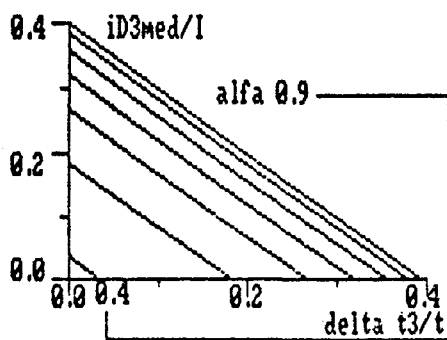


FIGURA 9.54 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

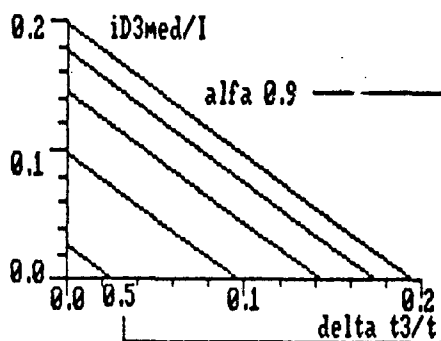


FIGURA 9.55 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, para α variando de 0,1 à 0,9.-

I_{D3EF}

$$(i_{D3ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left(I - \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt + I^2 \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (9.61)$$

Solucionando-se a equação 9.61 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D3ef}}{I} \right)^2 = 1 - \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{2}{3} \alpha + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (9.62)$$

A equação 9.62 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 9.56, 9.57, 9.58, 9.59, 9.60 e 9.61.-

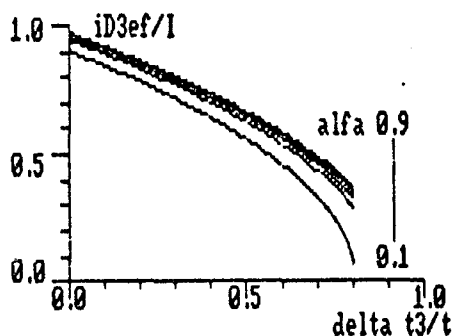


FIGURA 9.56 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,05$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

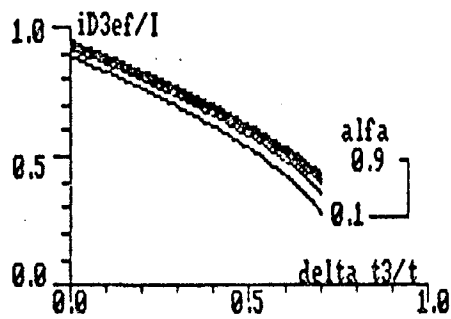


FIGURA 9.57 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,1$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

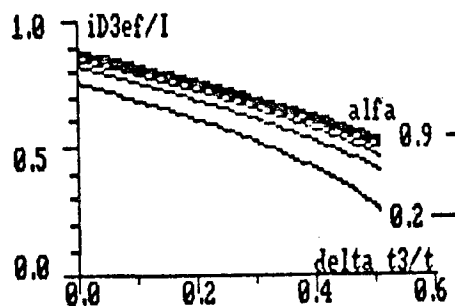


FIGURA 9.58 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,2$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

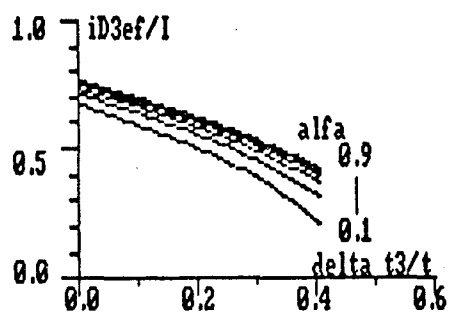


FIGURA 9.59 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,4$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

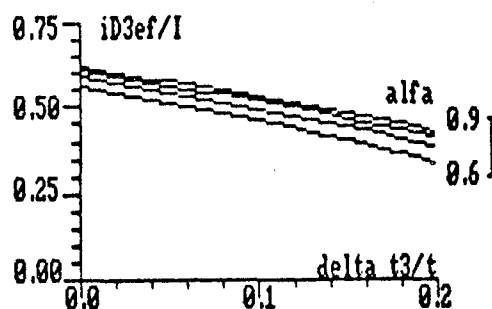


FIGURA 9.60 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,6$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

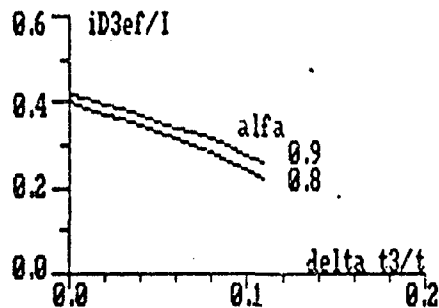


FIGURA 9.61 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (D3), com $f/f_0 = 0,8$, para a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.1, com α variando de 0,1 à 0,9.-

9.7 - ROTEIRO DE PROJETO

São fornecidas as tensões máxima e mínima de entrada, a tensão de saída, a potência nominal (máxima), a potência mínima e a frequência de funcionamento.-

De posse destes valores calcula-se os valores máximo e mínimo da corrente de carga (I) assim como os ganhos estáticos máximo e mínimo.-

Com os valores dos ganhos estáticos máximo e mínimo, consulta-se as figuras 9.13 à 9.18 e seleciona-se o valor de f/f_0 adequado.-

Com os valores de f/f_0 e de f encontra-se o valor de f_0 .-

De posse da frequência de ressonância encontra-se uma relação envolvendo o indutor de ressonância (L_r) e o capacitor de ressonância (C_r).-

Coloca-se a condição de comutação não dissipativa ($\alpha_{max} < 1,0$) e obtém-se a segunda relação entre L_r e C_r .-

Uma vez selecionados os valores de L_r e C_r , consulta-se as figuras de 9.13 à 9.61, para selecionar os componentes adequados.-

9.8 - PROJETO

$P_{min} = 80 \text{ W}$
$P_{max} = 120 \text{ W}$
$V_{vmin} = 40 \text{ V}$
$V_{vmax} = 60 \text{ V}$
$V_I = 24 \text{ V}$
$f = 400 \text{ KHz}$

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{V_I} \quad (9.63)$$

$$I_{max} = \frac{120}{24} \quad (9.64)$$

$I_{max} = 5,000 \text{ A}$	(9.65)
-----------------------------	--------

$$I_{min} = \frac{P_{min}}{V_I} \quad (9.66)$$

$$I_{min} = \frac{80}{24} \quad (9.67)$$

$I_{min} = 3,3300 \text{ A}$	(9.68)
------------------------------	--------

$\frac{V_I}{V_{vmax}} = \frac{24}{60} = 0,4$	(9.69)
--	--------

$\frac{V_I}{V_{vmin}} = \frac{24}{40} = 0,6$	(9.70)
--	--------

Com as equações 9.69 e 9.70 consulta-se as figuras 9.13 à 9.18 e encontra-se:

$$\frac{f}{f_0} = 0,25 \quad (9.71)$$

$$f_0 = \frac{f}{0,25} \quad (9.72)$$

$$f_0 = \frac{0,4}{0,25} \quad (9.73)$$

$f_0 = 1,6 \text{ MHz}$	(9.74)
-------------------------	--------

Tem-se que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (9.75)$$

$$L_r C_r = \left(\frac{1}{2\pi f_0} \right)^2 \quad (9.76)$$

Substituindo-se a equação 9.74 na 9.76, encontra-se:

$$\boxed{L_r C_r = 9,8995 \times 10^{-15}} \quad (9.77)$$

Para se assegurar comutação não dissipativa, deve-se ter $\alpha_{\max} < 1,0$. - Por definição:

$$\alpha_{\max} = \frac{I_{\max}}{V_{\min}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (9.78)$$

Adota-se

$$\alpha_{\max} = 0,6 \quad (9.79)$$

Então:

$$\boxed{\frac{L_r}{C_r} = 23,060} \quad (9.80)$$

Com as equações 9.77 e 9.80 encontra-se o valor de C_r . -

$$C_r = 20,72 \text{ nF} \quad (9.81)$$

Será utilizado um capacitor de valor comercial mais próximo. -

$$\boxed{C_r = 22 \text{ nF}} \quad (9.82)$$

Das equações 9.82 e 9.77 encontra-se o valor de L_r . -

$$\boxed{L_r = 0,45 \text{ } \mu\text{H}} \quad (9.83)$$

Com os valores de L_r e C_r encontrados, equações 9.82 e 9.83, calcula-se o valor final de α_{\max} . -

$$\alpha_{\max} = \frac{I_{\max}}{V_{\min}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (9.84)$$

$$\alpha_{\max} = \frac{5,208}{40} \sqrt{\frac{0,45 \times 10^{-6}}{22 \times 10^{-9}}} \quad (9.85)$$

$$\boxed{\alpha_{\max} = 0,565} \quad (9.86)$$

O valor de α_{\max} projetado ainda é melhor que o adotado para a segurança da comutação não dissipativa. -

Com as equações 9.70 e 9.86 consulta-se a figura 9.15 para se obter o valor de $(\Delta t_3/T)_{\max}$ e em seguida consulta-se as figuras 9.22, 9.28, 9.34, 9.40, 9.46, 9.52 e 9.58 encontrando-se os valores que se seguem. -

$$\frac{i_{T1\text{med}}}{I} \cong 0,6 \quad (9.87)$$

$$\boxed{i_{T1\text{med}} = 3,000 \text{ A}} \quad (9.88)$$

$$\frac{i_{T1\text{ef}}}{I} \cong 0,88 \quad (9.89)$$

$$i_{T1ef} = 4,400 \text{ A} \quad (9.90)$$

Como neste conversor o diodo D_1 se encontra em série com o transistor T_1 , os seus valores de corrente média e eficaz são os mesmos.-

$$\frac{i_{T2med}}{I} \cong 0,108 \quad (9.91)$$

$$i_{T2med} = 0,540 \text{ A} \quad (9.92)$$

$$\frac{i_{T2ef}}{I} \cong 0,32 \quad (9.93)$$

$$i_{T2ef} = 1,600 \text{ A} \quad (9.94)$$

$$\frac{i_{D2med}}{I} \cong 0,108 \quad (9.95)$$

$$i_{D2med} = 0,540 \text{ A} \quad (9.96)$$

$$\frac{i_{D2ef}}{I} \cong 0,37 \quad (9.97)$$

$$i_{D2ef} = 1,850 \text{ A} \quad (9.98)$$

$$\frac{i_{D3med}}{I} = 0,42 \quad (9.99)$$

$$i_{D3med} = 2,100 \text{ A} \quad (9.100)$$

$$\frac{i_{D3ef}}{I} \cong 0,70 \quad (9.101)$$

$$i_{D3ef} = 3,500 \text{ A} \quad (9.102)$$

Outros valores importantes para projetos são os valores máximos à que os componentes estão submetidos.- Pelas formas de ondas e seqüências de funcionamento encontra-se:

$$i_{T1picomax} = I_{max} + V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (9.103)$$

$$i_{T1picomax} = 18,27 \text{ A} \quad (9.104)$$

$$i_{D1picomax} = 18,27 \text{ A} \quad (9.105)$$

$$i_{D2picomax} = V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (9.106)$$

$$i_{D2picomax} = 13,270 \text{ A} \quad (9.107)$$

$$V_{D3max} = V_{crmax} = 2 V_{vmax} \quad (9.108)$$

$$\boxed{VD3_{max} = V_{crmax} = 120 \text{ V}} \quad (9.109)$$

$$VT1_{max} = VT2_{max} = V_{vmax} \quad (9.110)$$

$$\boxed{VT1_{max} = VT2_{max} = 60 \text{ V}} \quad (9.111)$$

$$iD3_{max} = I_{max} \quad (9.112)$$

$$\boxed{iD3_{max} = 5,000 \text{ A}} \quad (9.113)$$

Então, os componentes que serão utilizados na estrutura, devem suportar as seguintes solicitações:

Transistor Principal (T1)

$$\begin{aligned} IT1_{med} &= 3,000 \text{ A} \\ IT1_{ef} &= 4,40 \text{ A} \\ IT1_{pico} &= 18,47 \text{ A} \\ VT1 &= 60 \text{ V} \end{aligned}$$

Diodo Principal (D1)

$$\begin{aligned} ID1_{med} &= 3,000 \text{ A} \\ ID1_{ef} &= 4,400 \text{ A} \\ ID1_{pico} &= 18,47 \text{ A} \\ VD1 &= 60 \text{ V} \end{aligned}$$

Transistor Auxiliar (T2)

$$\begin{aligned} IT2_{med} &= 0,54 \text{ A} \\ IT2_{ef} &= 1,60 \text{ A} \\ IT2_{pico} &= 5,0 \text{ A} \\ VT2 &= 60 \text{ V} \end{aligned}$$

Diodo Auxiliar (D2)

$$\begin{aligned} ID2_{med} &= 0,540 \text{ A} \\ ID2_{ef} &= 1,850 \text{ A} \\ ID2_{pico} &= 13,27 \text{ A} \\ VD2 &= 60 \text{ V} \end{aligned}$$

Diodo de Roda Livre (D3)

I_{D3med}	=	2,1 A
I_{D3ef}	=	3,5 A
I_{D3plco}	=	5,0 A
v_{D3}	=	120 V

O circuito projetado está representado na figura 9.62.-

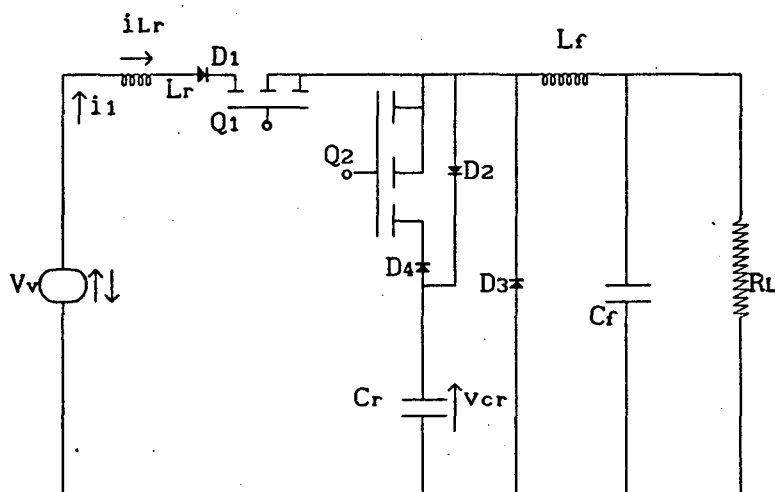


FIGURA 9.62 - Conversor buck-QRC-ZCS-PWM.-

Na figura 9.62, tem-se:

$L_r = 0,414 \mu\text{H}$ (4 espiras em núcleo de ar)

$C_r = 22 \text{ nF}$ (polipropileno, fabricado pela ICOTRON)

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = \text{MUR 1520}$ (fabricado pela MOTOROLA)

$L_f = 450 \mu\text{H}$ (11 espiras no núcleo E 30/14)

$C_f = 4,45 \mu\text{F}$ (polipropileno, fabricado pela ICOTRON)

$Q_1 = Q_2 = \text{IRF 640}$ (fabricados pela INTERNATIONAL RECTIFIER)

Os diodos D_2 e D_4 são necessários porque os diodos dos MOS-FETs disponíveis, são muito lentos e prejudicam, quando não inviabilizam, o funcionamento da estrutura em frequências mais elevadas.- O diodo D_1 é necessário para anular o diodo do MOS-FET.-

O valor do indutor de ressonância (L_r) é um pouco inferior àquele projetado, mas isto não compromete o projeto, já que esta diferença se manifesta através de uma pequena variação na frequência de ressonância (f_0) e em um α_{max} um pouco menor.-

9.9 - SIMULAÇÃO

O conversor da figura 9.62 foi simulado, para os dois casos limites,

e os resultados estão nas figuras 9.63 e 9.64.-

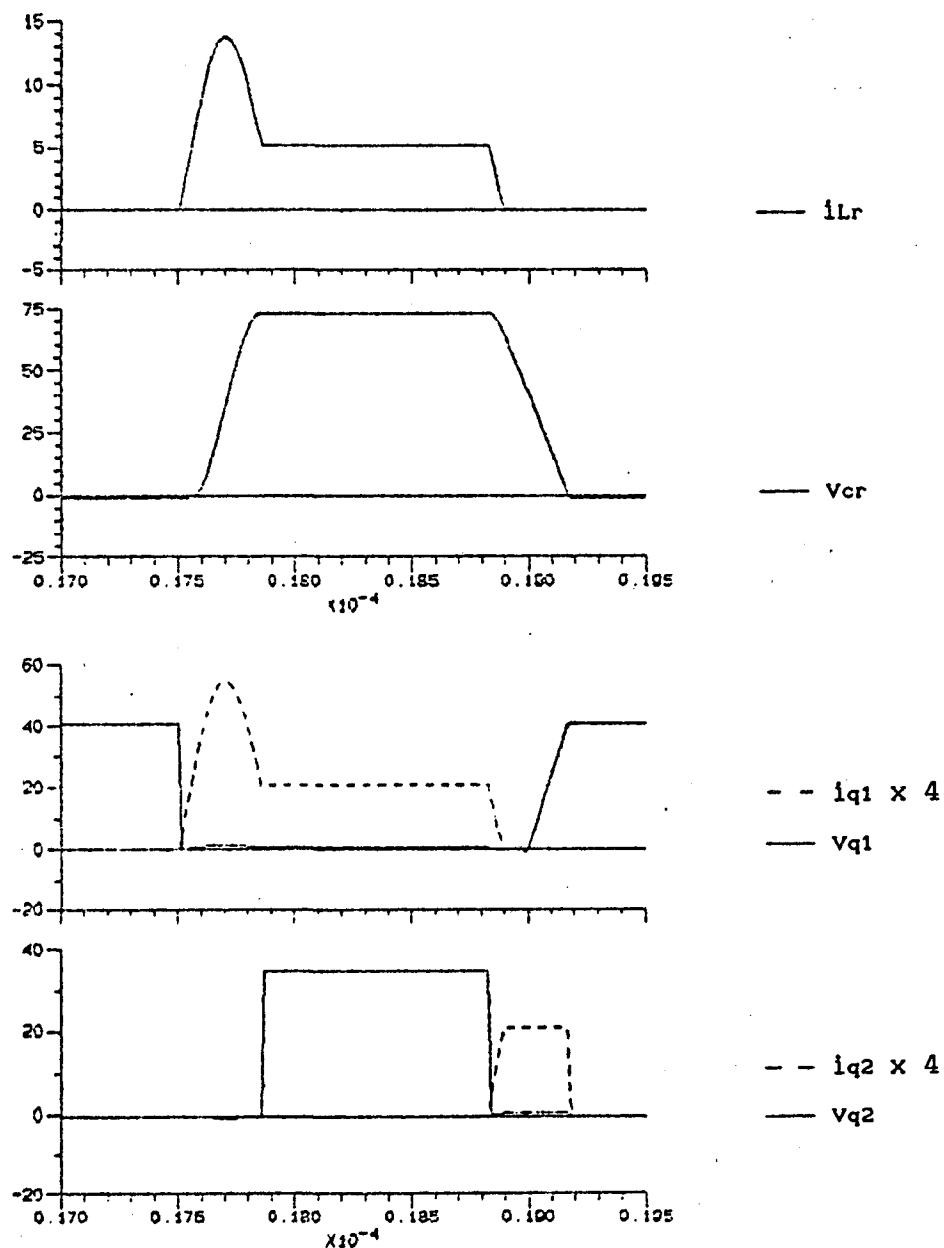


FIGURA 9.63 - Simulação do conversor buck-ORC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, projetado, funcionando com carga máxima.-

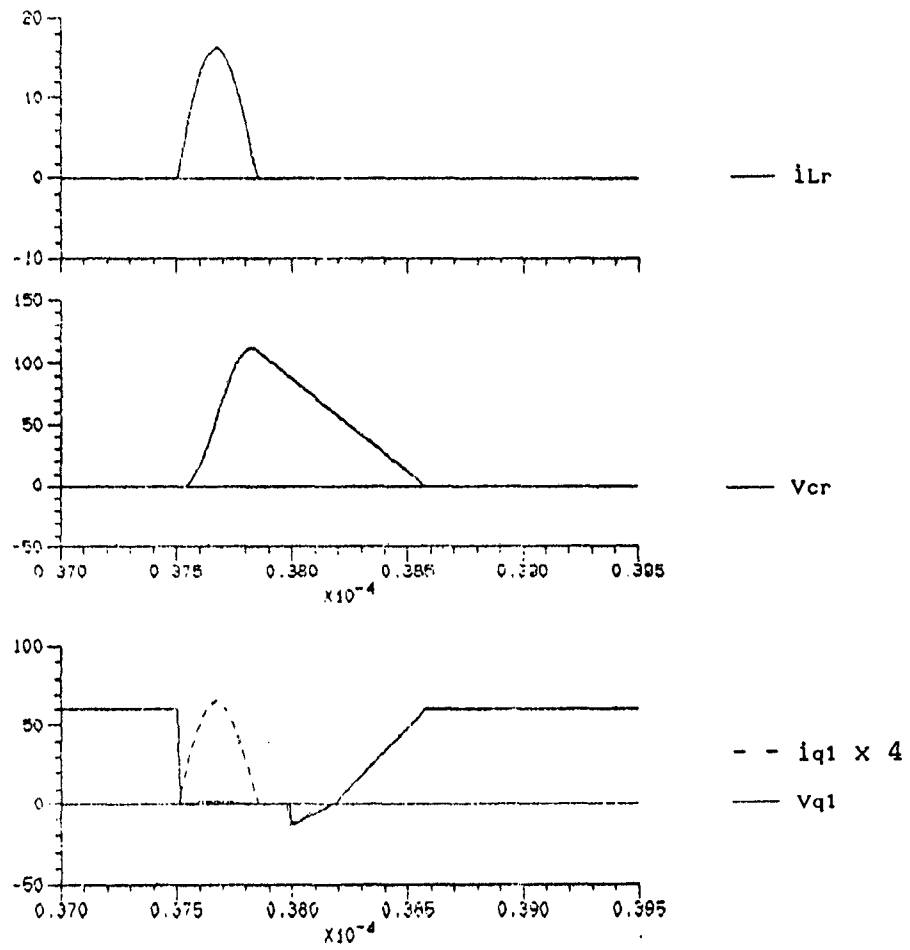


FIGURA 9.64 - Simulação do conversor buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, projetado, funcionando como o buck-QRC-ZCS-FM. -

9.10 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

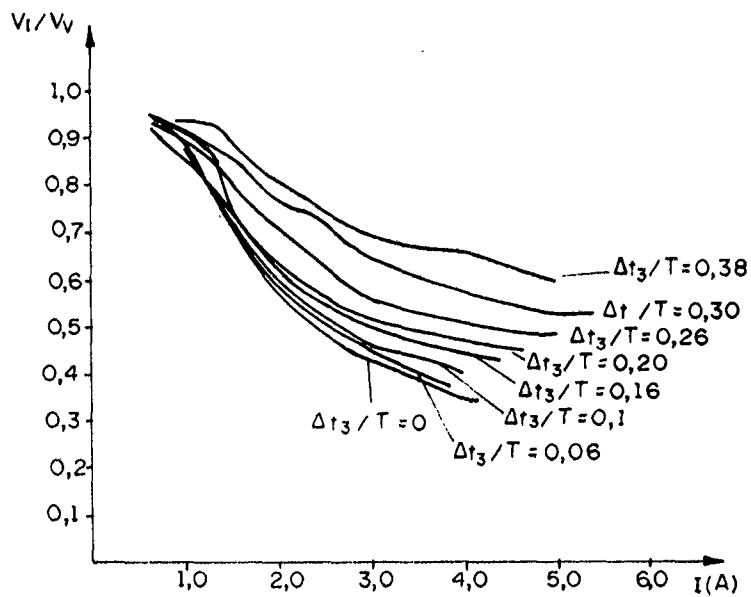


FIGURA 9.65 - Características de saída, experimentais, do conversor buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.62. -

O conversor da figura 9.62 foi montado e ensaiado em laboratório, foram obtidas as características de saída, rendimento e fotografias para os casos extremos.-

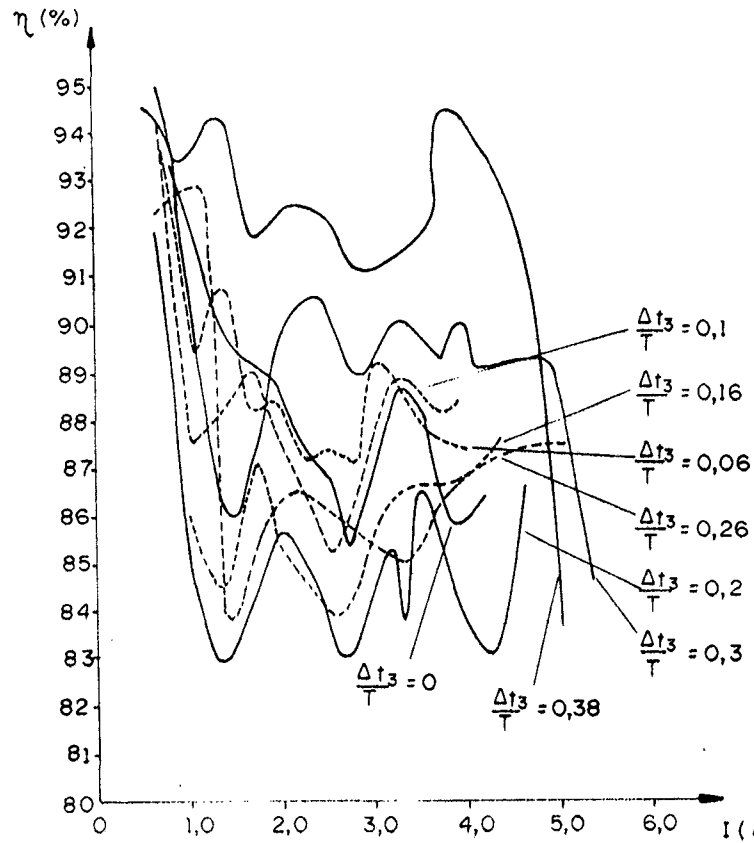


FIGURA 9.66 - Rendimento do conversor buck-QRC-ZCS-PWM da figura 9.62, obtido experimentalmente.-

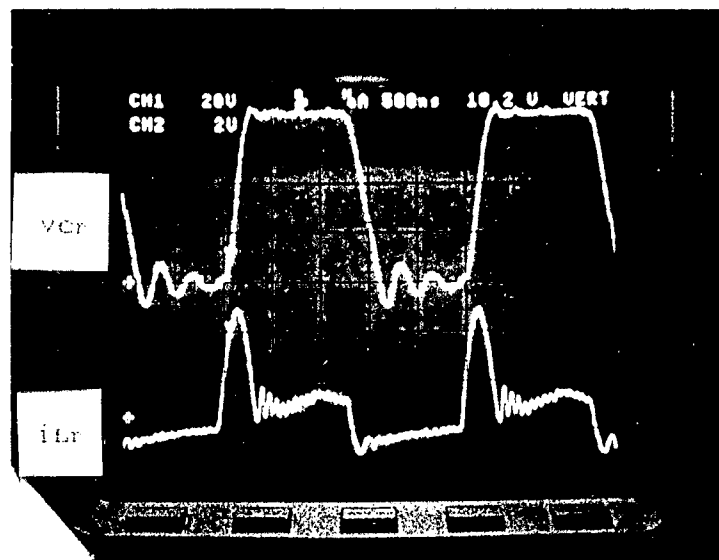


FIGURA 9.67 - Tensão no capacitor de ressonância e corrente no indutor de ressonância, para a carga máxima, $\Delta t_3/T = 0,38$; tensão = 20 V/div; corrente = 4 A/div; tempo = 500 ns/div.-

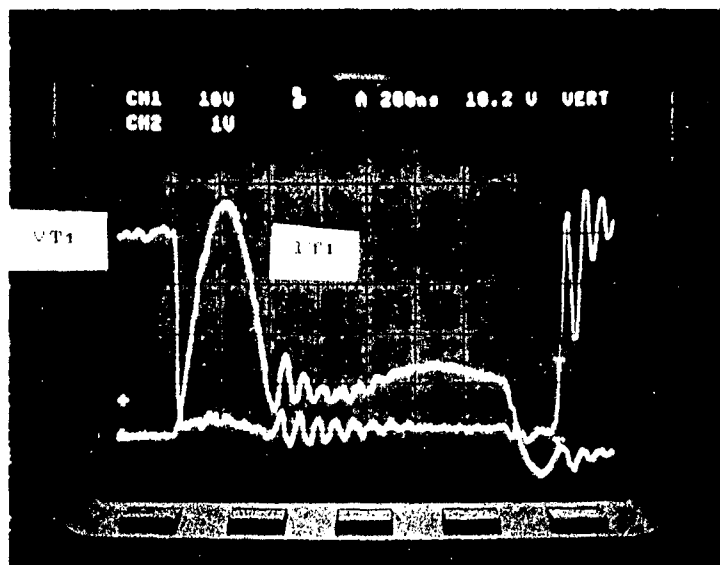


FIGURA 9.68 - Tensão e corrente no transistor T1, para carga máxima, $\Delta t_3/t = 0,38$; tensão = 10 V/div; corrente = 2 A/div; tempo = 200 ns/div.-

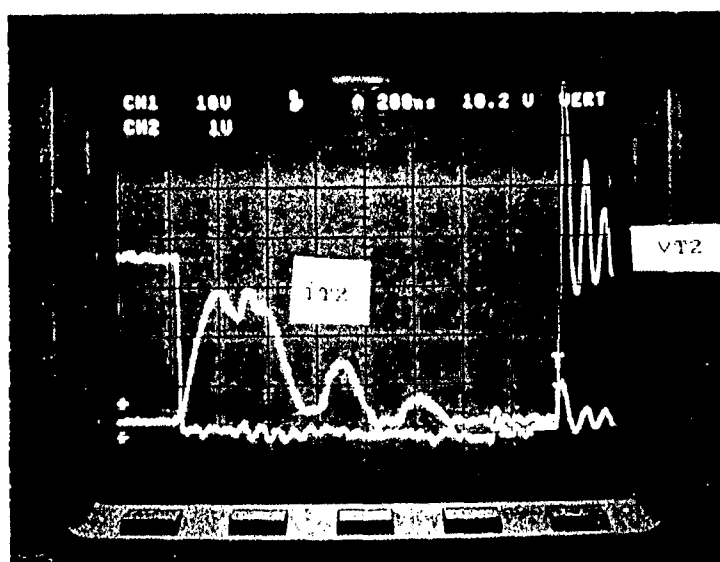


FIGURA 9.69 - Tensão e corrente no transistor T2, para carga máxima, $\Delta t_3/T = 0,38$; tensão = 10 V/div; corrente = 2 A/div; tempo = 200 ns/div.-

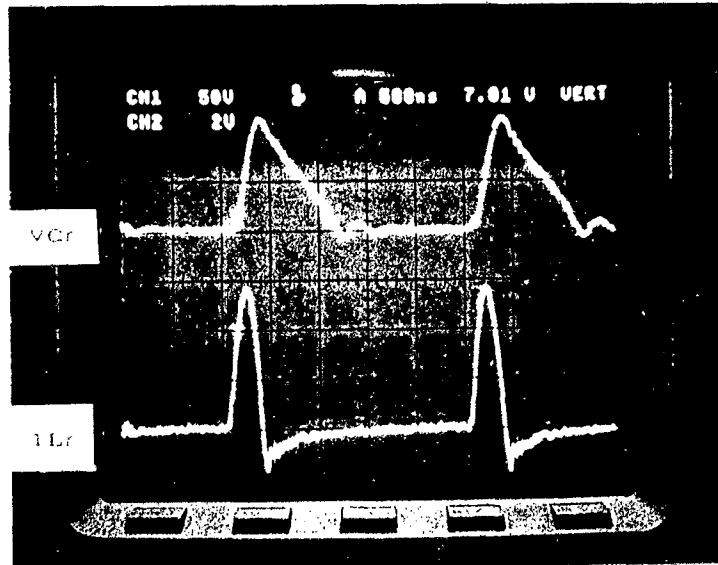


FIGURA 9.70 - Tensão no capacitor de ressonância e corrente no indutor de ressonância, para o conversor funcionando como buck-QRC-ZCS-FM, $\Delta t_3/T = 0$; tensão = 50 V/div; corrente = 4 A/div; tempo 500 ns/div.-

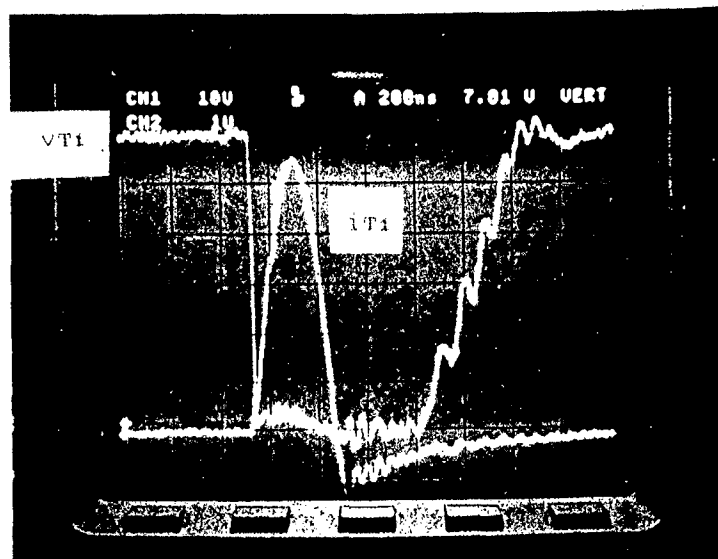


FIGURA 9.71 - Tensão e corrente no transistor T_1 , para o conversor funcionando como buck-QRC-ZCS-FM, $\Delta t_3/T = 0$; tensão = 10 V/div; corrente = 2 A/div; tempo = 200 ns/div.-

9.11 - CONCLUSÕES

Conforme o que foi apresentado neste capítulo, pode-se tirar as seguintes conclusões.-

A família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, obtida no capítulo 4, foi analisada qualitativamente.-

Como as estruturas que compõem a família de conversores se comportam de modo semelhante, foi analisada matematicamente, projetada, simulada e montada apenas uma das estruturas.-

Foi desenvolvido um método de projeto, que se revelou adequado pelos resultados obtidos.-

Conseguiu-se juntar, em um mesmo conversor, as características dos conversores quase-ressonantes convencionais com as características dos conversores com modulação por largura de pulso.- Já que no conversor buck-QRC-ZCS-PWM as comutações são realizadas sem perdas, como nos quase-ressonantes clássicos, e o controle da potência enviada à carga é feito variando-se o tempo de condução do transistor principal T_1 , como nos conversores PWM.-

Apesar da introdução de mais um interruptor, o rendimento da estrutura não é afetado.- E o ganho que se obtém com o funcionamento em frequência fixa, justifica este investimento.-

O funcionamento do conversor buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, é tanto mais próximo daquele do conversor buck-PWM quanto mais distante da frequência de ressonância é a frequência de funcionamento, de sorte que os conversores PWM podem ser considerados conversores quase-ressonantes com frequência de ressonância infinita.-

Comparando-se com a família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, observa-se que no presente caso a faixa de potência controlável é menor de $2/3P$ à P , porém o seu rendimento é mais uniforme.-

CAPÍTULO 10

ESTUDO DO CONVERSOR BOOST QUASE-RESSONANTE, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

10.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será estudado o conversor boost quase-ressonante, com comutação à corrente nula, modulação por largura de pulso e interruptor bidirecional em corrente.-

Serão apresentadas as seqüências de funcionamento, plano de fases e formas de ondas para todas as estruturas quase-ressonantes boost-PWM sintetizadas no capítulo 4.-

Serão apresentados o modelo matemático, ganho estático, valores médios e eficazes, em equações e gráficos.-

Será desenvolvida uma rotina para projeto dos conversores boost quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso.-

Será projetado, simulado e montado um destes conversores.-

Serão apresentados e analisados os resultados obtidos por simulação e em laboratório, para o conversor em estudo.-

10.2 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

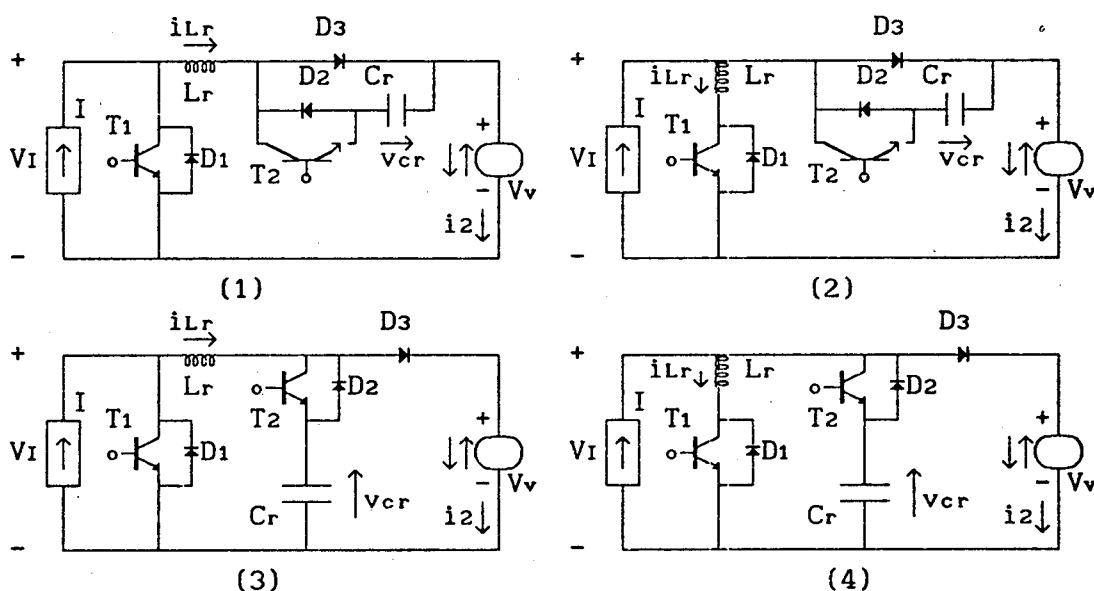


FIGURA 10.1 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM obtida no capítulo 4, figura 4.2, utilizando interruptor bidirecional em corrente.-

Para se obter os conversores boost quase-ressonantes, com

comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso (boost-QRC-ZCS-PWM) com interruptor bidirecional em corrente, deve-se substituir, nos circuitos da figura 4.2, o interruptor S_1 por um transistor em anti-paralelo com um diodo, o interruptor S_2 pelo mesmo e a interruptor S_3 por um diodo.- Fazendo-se estas substituições obtém-se os circuitos da figura 10.1.-

A seguir serão apresentadas as etapas de funcionamento para as quatro estruturas da figura 10.1.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento tem início quando o transistor T_1 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 10.2, e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce linearmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 10.2, e cresce, linearmente também, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

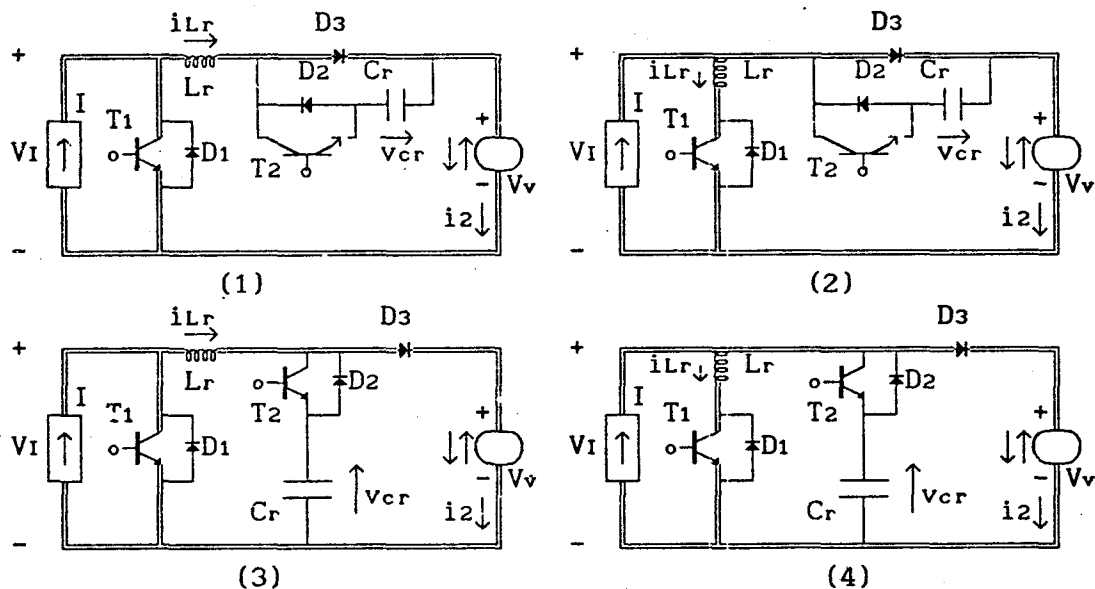


FIGURA 10.2 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (primeira etapa ressonante)

Esta etapa se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 10.2, e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = 0$ novamente, nas estruturas 1 e 3 da figura 10.3, e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, passa por um mínimo e cresce, senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1 e 3 da figura

10.3, e cresce, passa por um máximo e decresce, senoidalmente também, até atingir o valor $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 10.3, e decresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

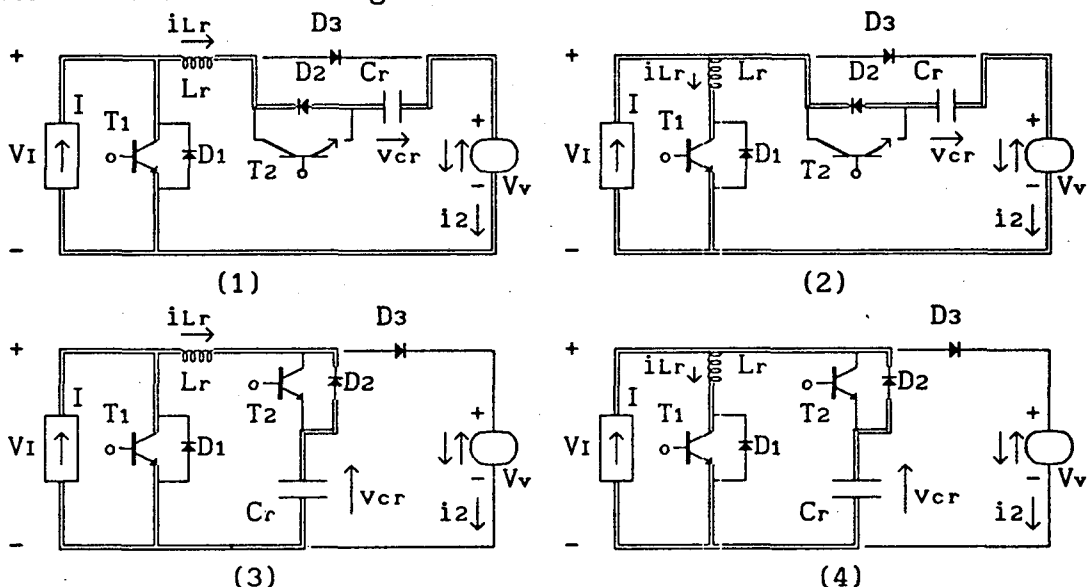


FIGURA 10.3 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (etapa de roda livre)

Esta etapa inicia-se quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 10.3, e quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando o transistor T2 é colocado em condução.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de corrente I se encontra em roda livre pelo transistor T1, enquanto que a carga (V_v) se encontra desconectada pelo diodo D3.-

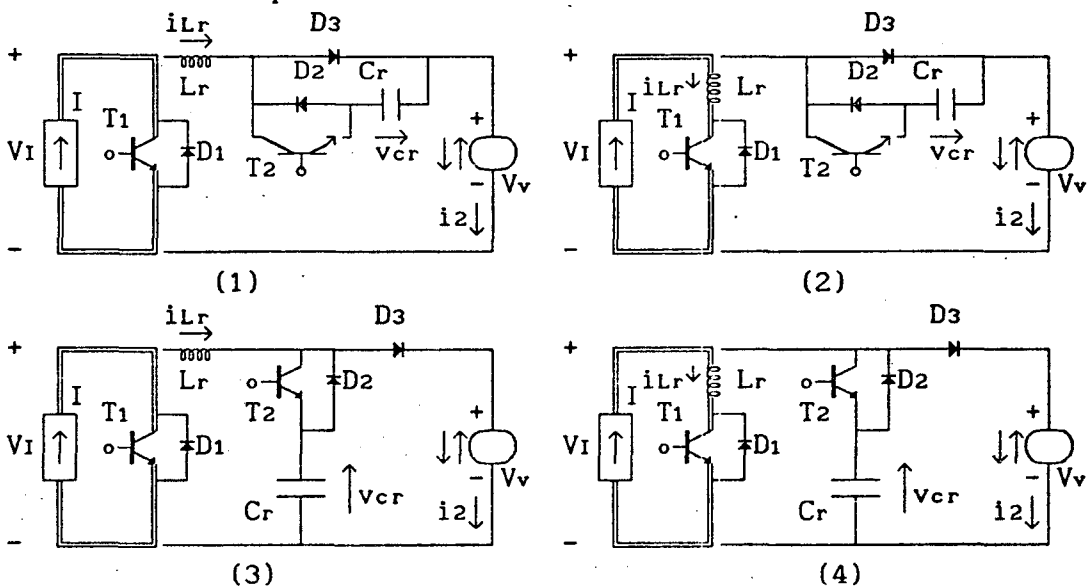


FIGURA 10.4 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (segunda etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando o transistor T2 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 10.5, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila novamente.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente até atingir o valor $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 10.5, e decresce, passa por um mínimo e cresce, senoidalmente também, até se anular, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) decresce cossenoidalmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 10.5, e cresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

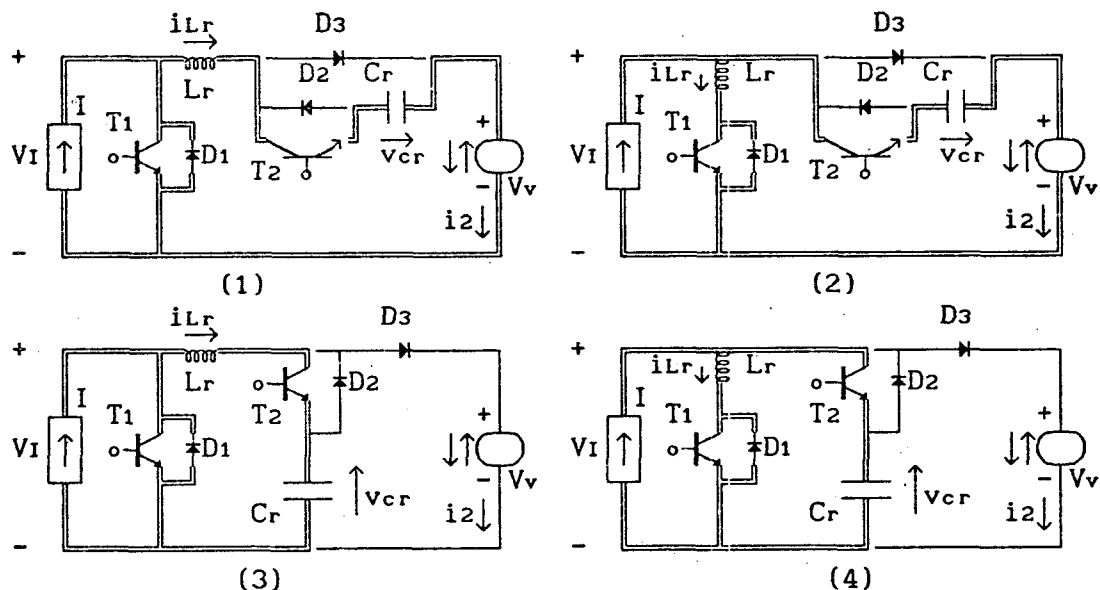


FIGURA 10.5 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $i_{Lr} = I$, nas estruturas 1 e 3 da figura 10.5, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 10.6, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente, nas estruturas 1 e 2 da figura 10.6, e se carrega linearmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

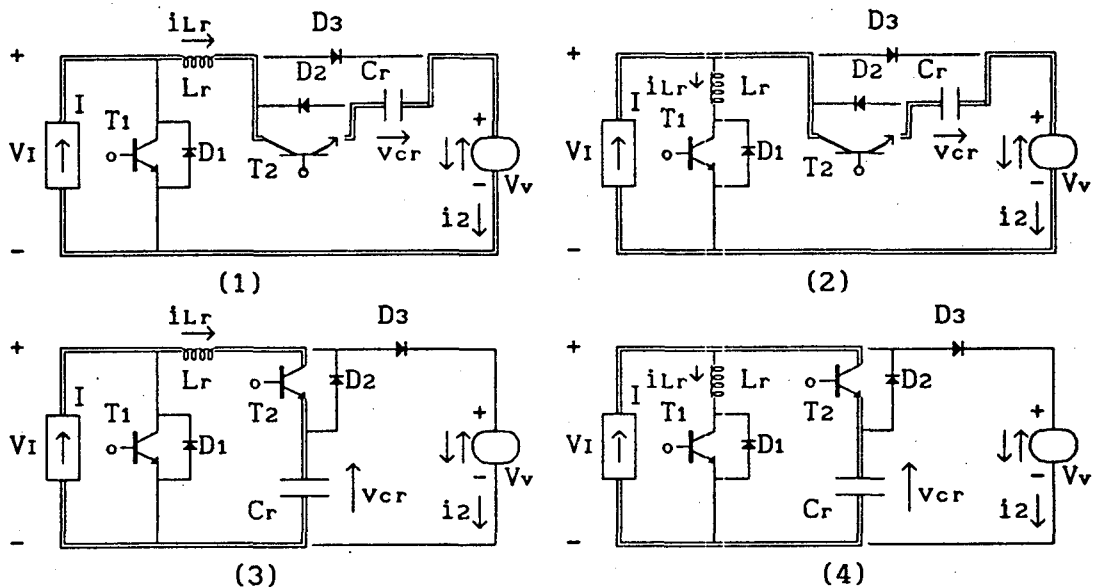


FIGURA 10.6 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da quinta etapa de funcionamento.-

6ª ETAPA (t_5, t_6) Δt_6 (etapa de fornecimento de energia)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 10.6, e quando $v_{cr} = V_v$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e se finda quando o transistor T1 é colocado em condução, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de corrente I fornece energia para a carga (V_v).-

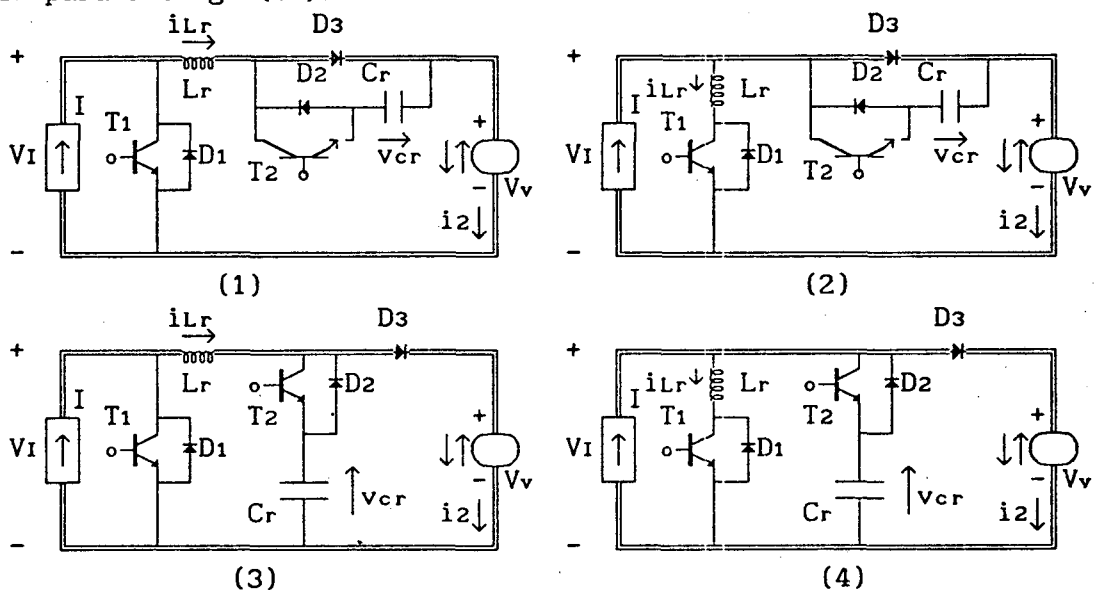


FIGURA 10.7 - Família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da sexta etapa de funcionamento.-

10.3 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases estão apresentados nas figuras 10.8, 10.9, 10.10, 10.11 e 10.12.-

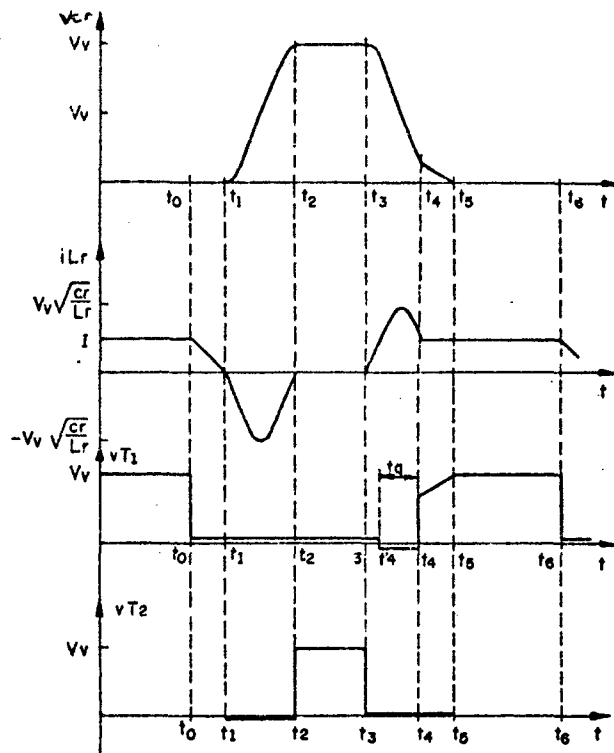


FIGURA 10.8 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-PWM número 1 da figura 10.1.-

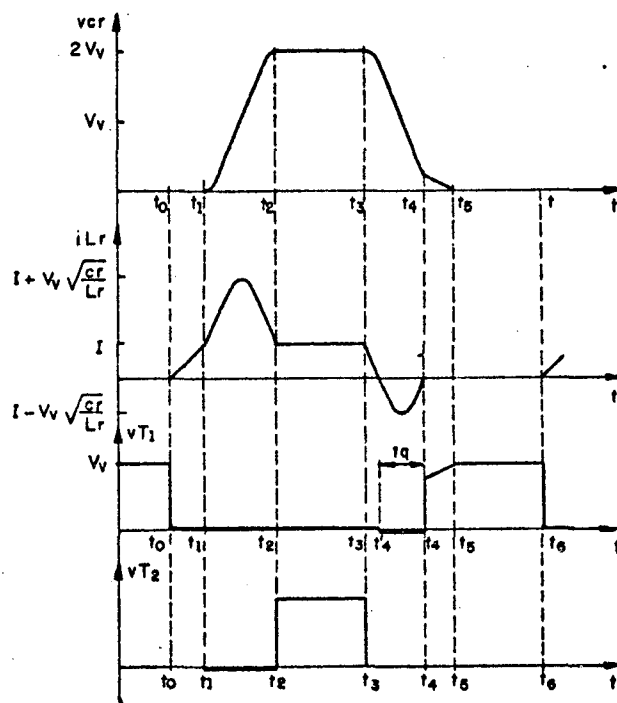


FIGURA 10.9 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-PWM número 2 da figura 10.1.-

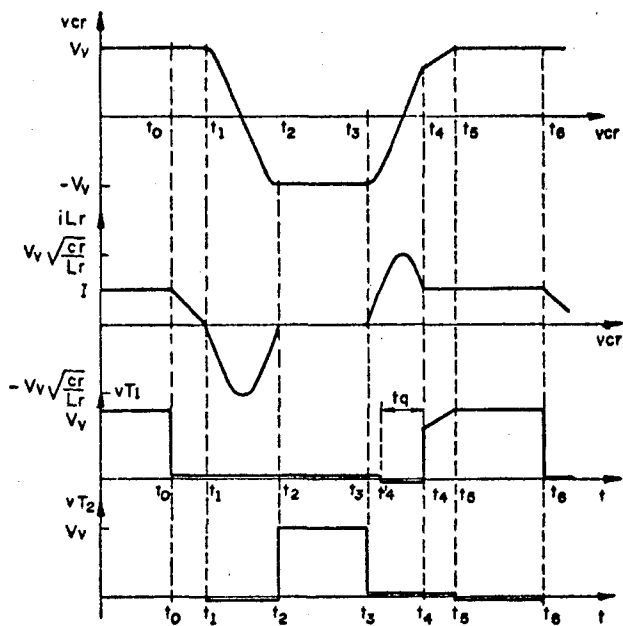


FIGURA 10.10 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-PWM número 3 da figura 10.1.-

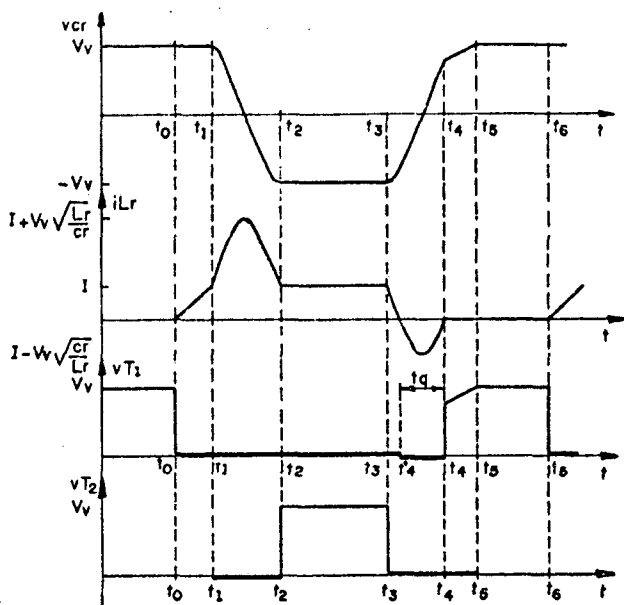


FIGURA 10.11 - Principais formas de ondas para o conversor boost-QRC-ZCS-PWM número 4 da figura 10.1.-

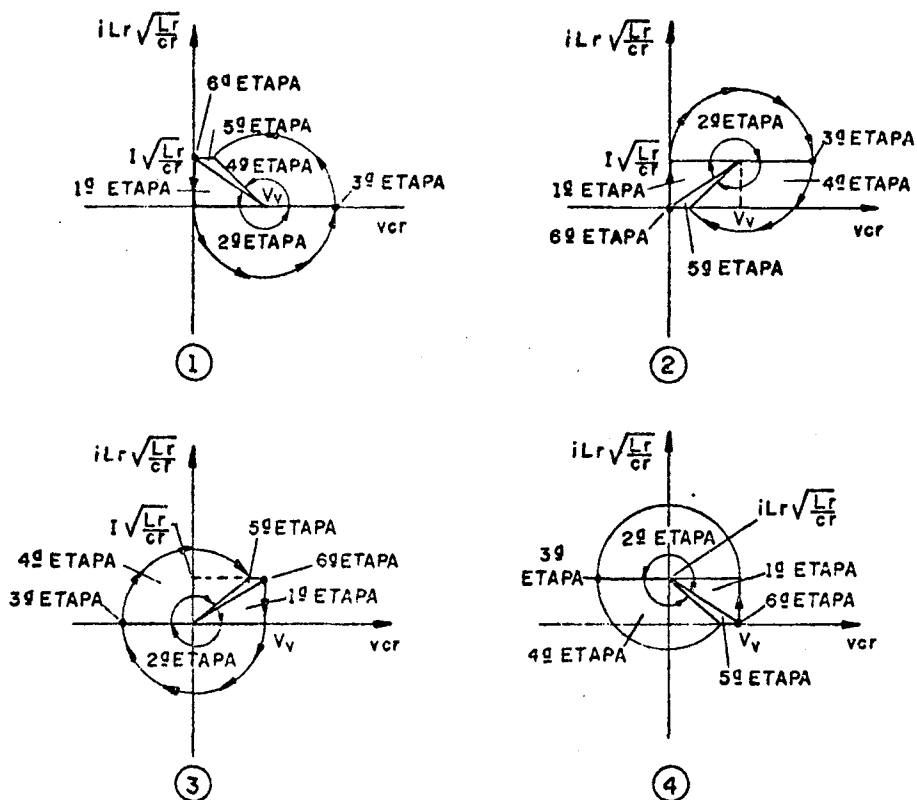


FIGURA 10.12 - Planos de fases da família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM da figura 10.1.-

Conforme pode ser observado nas formas de ondas, figuras 10.8 à 10.11, e nos planos de fases, figura 10.12, o comportamento das estruturas que compõem esta família de conversores é basicamente o mesmo, diferindo apenas quanto ao deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

10.4 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das quatro estruturas da família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM é basicamente o mesmo.- Conseqüentemente, o seu modelo matemático também será o mesmo, o que possibilita que se realize o estudo para uma estrutura e o utilize para as demais.- A estrutura que será estudada aqui é a de número 4 da figura 10.1.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação 10.1 é a equação que descreve o comportamento do circuito 4 da figura 10.2.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (10.1)$$

Solucionando-se a equação 10.1 obtém-se:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_v}{L_r} t \quad (10.2)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (10.3)$$

quando

$$i_{Lr}(t) = I \quad (10.4)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (10.5)$$

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (10.6)$$

Substituindo-se as equações 10.3, 10.4, 10.5 e 10.6 na 10.2 obtem-se a 10.7, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\boxed{\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0}} \quad (10.7)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (primeira etapa ressonante)

O comportamento do circuito 4 da figura 10.3 é descrito pelas equações 10.8, 10.9 e 10.10.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (10.8)$$

$$i_{Cr} = C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} \quad (10.9)$$

$$i_{Lr} + i_{Cr} = I \quad (10.10)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 10.11 e 10.12.-

$$v_{Cr}(0) = V_v \quad (10.11)$$

$$i_{Lr}(0) = I \quad (10.12)$$

Resolvendo-se as equações 10.8 e 10.9 e utilizando-se as condições iniciais das 10.11 e 10.12, tem-se:

$$v_{Cr}(t) = V_v \cos \omega_0 t \quad (10.13)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = V_v \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (10.14)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (10.15)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I \quad (10.16)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ encontra-se no segundo quadrante.-

Substituindo-se as equações 10.15 e 10.16 na 10.14 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 10.17 que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (10.17)$$

Substituindo-se a equação 10.17 na 10.13 encontra-se a 10.18, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = - V_v \quad (10.18)$$

3ª ETAPA (t₂, t₃) Δt₃ (etapa de transferência de energia)

O comportamento do circuito 4 da figura 10.4 é descrito pelas equações 10.19 e 10.20.-

$$v_{cr}(t) = - V_v \quad (10.19)$$

$$i_{Lr}(t) = I \quad (10.20)$$

Δt₃ = t₃ - t₂ = tempo de controle para a transferência de energia.

4ª ETAPA (t₃, t₄) Δt₄ (segunda etapa ressonante)

O circuito 4 da figura 10.5 é descrito pelas equações 10.8, 10.9 e 10.10, novamente.-

As condições iniciais desta etapa são dadas pelas equações 10.21 e 10.22.-

$$v_{cr}(0) = - V_v \quad (10.21)$$

$$i_{Lr}(0) = I \quad (10.22)$$

Resolvendo-se as equações 10.8 e 10.9 e juntando-se com as equações 10.21 e 10.22, tem-se:

$$v_{cr}(t) = - V_v \cos \omega_0 t \quad (10.23)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = - V_v \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (10.24)$$

Das condições de contorno, tem-se que:

$$t = \Delta t_4 = t_4 - t_3 \quad (10.25)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (10.26)$$

E que o ângulo ω₀Δt₄ encontra-se no segundo quadrante.-

Substituindo-se as equações 10.25 e 10.26 na 10.24 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo ω₀Δt₄, obtem-se a equação 10.27, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi - \sin^{-1}(\alpha) \right\} \quad (10.27)$$

Substituindo-se a equação 10.27 na 10.23 obtem-se a 10.28, que é a equação que fornece o valor da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) no

final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c4} = V_v \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (10.28)$$

5ª ETAPA (t4, t5) Δt5 (segunda etapa linear)

As equações 10.29 e 10.30 descrevem o comportamento do circuito 4 da figura 10.6.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (10.29)$$

$$i_{cr}(t) = I \quad (10.30)$$

Substituindo-se a equação 10.30 na 10.29 e resolvendo-se obtém-se a equação 10.31.-

$$v_{cr}(t) = V_{c4} - \frac{I}{C_r} t \quad (10.31)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_5 = t_5 - t_4 \quad (10.32)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = V_v \quad (10.33)$$

Substituindo-se as equações 10.28, 10.32 e 10.33 na 10.31 obtém-se a 10.34 que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right\} \quad (10.34)$$

10.5 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida, tem-se:

$$\frac{V_v}{V_I} = \frac{I}{i_{2med}} \quad (10.35)$$

Pelas etapas de funcionamento observa-se que i₂(t) é diferente de zero na primeira e na sexta etapa de funcionamento.- Então o valor de i₂(t) é dado pelas equações 10.36 e 10.37 para a primeira e a sexta etapa, respectivamente.-

$$i_2(t) = I - \frac{V_v}{L_r} t \quad (10.36)$$

$$i_2(t) = I \quad (10.37)$$

Então o valor médio da corrente i₂(t) é dado pela equação 10.38.-

$$i_{2med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + I \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (10.38)$$

Solucionando-se a equação 10.38 e substituindo-se na 10.35 obtém-se a 10.39, que é a equação do ganho estático para a família de conversores buck-QRC-ZCS-FM com interruptor bidirecional em corrente.-

$$\frac{V_v}{V_i} = \frac{1}{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} - \frac{\Delta t_3}{T}} \quad (10.39)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (10.40)$$

Examinando-se a equação 10.39 observa-se que, uma vez fixadas as frequências de ressonância e funcionamento, a única variável de controle do ganho estático é $\Delta t_3/T$.- Esta é a forma de controle de potência dos conversores PWM.- Isto mostra que os conversores quase-ressonantes boost-ZCS-PWM, conseguem aliar as vantagens dos conversores quase-ressonantes (comutação não dissipativa) com as dos conversores PWM (funcionamento à frequência fixa).- Da equação 10.39 e dos planos de fases da figura 10.12, observa-se que os conversores da família boost-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, só funcionam normalmente para $\alpha \leq 1$.-

A equação 10.39 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 , e deu origem às curvas da figura 10.13.-

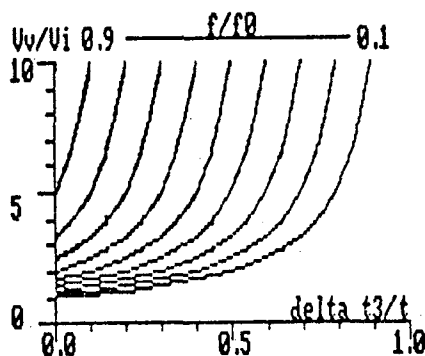


FIGURA 10.13 - Ganho estático da família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM da figura 10.1.-

Pela figura 10.13 observa-se que, quanto menor for a relação f/f_0 , mais o comportamento dos conversores quase-ressonantes PWM, em estudo, se aproxima do comportamento dos conversores PWM, de modo que, quando $f/f_0 = 0$

reencontra-se a característica dos conversores PWM.- Isto faz com que os conversores PWM sejam considerados como conversores quase-ressonantes PWM com frequência de ressonância infinita, isto é, os conversores PWM são um caso particular dos quase-ressonantes PWM.-

Das formas de ondas da figura 10.11 tem-se que:

$$t_q = \Delta t_4 - \Delta t_4' \quad (10.41)$$

Da equação 10.24 encontra-se que:

$$\Delta t_4' = \frac{1}{\omega_0} \text{sen}^{-1}(\alpha) \quad (10.42)$$

Substituindo-se as equações 10.27 e 10.42 na 10.41 obtém-se a 10.43, que é a equação do tempo de polarização reversa do transistor T₁ para esta família de conversores quase-ressonantes.-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (10.43)$$

A equação 10.43 foi resolvida para vários valores de carga (α) e deu origem à figura 10.14.-

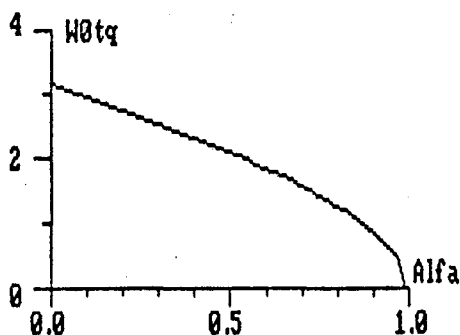


FIGURA 10.14 - Ângulo disponível para bloqueio do transistor T₁ ($\omega_0 t_q$) em função da carga (α).-

10.6 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

10.6.1 - TRANSISTOR PRINCIPAL T₁

I_{T1MED}

A corrente que passa pelo transistor T₁ é diferente de zero na primeira, na segunda, na terceira e em parte da quarta etapa de funcionamento.- Então o valor da corrente no transistor principal é dada pelas

equações 10.44, 10.45, 10.46 e 10.47, para a primeira, a segunda, a terceira e parte da quarta etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$i_{r1}(t) = \frac{V_v}{L_r} t \quad (10.44)$$

$$i_{r1}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \text{sen } \omega t + I \quad (10.45)$$

$$i_{r1}(t) = I \quad (10.46)$$

$$i_{r1}(t) = -\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \text{sen } \omega t + I \quad (10.47)$$

Então o valor médio da corrente $i_{r1}(t)$ é dado pela equação 10.48.-

$$i_{r1\text{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t \, dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt + I \int_0^{\Delta t_3} dt - \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t \, dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (10.48)$$

Onde:

$$\Delta t_4' = \frac{1}{\omega_0} \text{sen}^{-1}(\alpha) \quad (10.49)$$

Solucionando-se a equação 10.48 encontra-se a 10.50, que é a equação, parametrizada, do valor médio da corrente no tiristor principal.-

$$\frac{I_{r1\text{med}}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (10.50)$$

A equação 10.50 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.14, 8.15, 8.16, 8.17, 8.18 e 8.19.-

I_{T1EF}

$$(i_{T1EF})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\frac{V_v}{L_r}\right)^2 \int_0^{\Delta t_1} t^2 \, dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \text{sen } \omega t + I\right)^2 dt + I^2 \int_0^{\Delta t_3} dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(-\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \text{sen } \omega t + I\right)^2 dt \right\} \quad (10.51)$$

Solucionando-se a equação 10.51 obtém-se a 10.52.-

$$\left(\frac{i_{T1EF}}{I}\right)^2 = \frac{f}{2\pi f_0} \left\{ \frac{\alpha}{3} + \frac{2}{\alpha} + \frac{3}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \left[1 + \frac{1}{2\alpha^2}\right] \left(\pi + \text{sen}^{-1}(\alpha)\right) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (10.52)$$

A equação 10.52 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.20, 8.21, 8.22, 8.23, 8.24 e

8.25.-

10.6.2 - DIODO PRINCIPAL D₁

I_{D1MED}

Pelas etapas de funcionamento tem-se que, o diodo principal (D₁) conduz apenas durante uma parte da quarta etapa de funcionamento, isto acontece durante o tempo de polarização reversa (t_q) do transistor principal T₁.- Durante este intervalo de tempo i_{D1}(t) = - i_{Lr}(t).- Então o valor médio da corrente no diodo D₁ é dado pela equação 10.53.-

$$i_{D1med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t \, dt - I \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (10.53)$$

Solucionando-se a equação 10.53 encontra-se:

$$\frac{i_{D1med}}{I} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ 2 \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} - \pi + 2 \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (10.54)$$

A equação 10.54 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f₀ e deu origem às curvas das figuras 8.26, 8.27, 8.28, 8.29, 8.30 e 8.31.-

I_{D1EF}

$$(i_{D1ef})^2 = \frac{1}{T} \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \text{sen } \omega t - I \right)^2 dt \quad (10.55)$$

Solucionando-se a equação 10.55 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D1ef}}{I}\right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \left(\left(\frac{1}{2\alpha}\right)^2 + 1 \right) \left(\pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha) \right) - 3 \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right\} \quad (10.56)$$

A equação 10.56 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f₀ e deu origem às curvas das figuras 8.32, 8.33, 8.34, 8.35, 8.36 e 8.37.-

10.6.3 - TRANSISTOR AUXILIAR (T₂)

I_{T2MED}

Mais uma vez pelas etapas de funcionamento, a corrente que circula pelo transistor auxiliar é diferente de zero na quarta e na quinta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no transistor auxiliar é dada pelas equações 10.57 e 10.58, respectivamente.-

$$i_{r2}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \text{ sen } \omega t \quad (10.57)$$

$$i_{r2}(t) = I \quad (10.58)$$

Então o valor médio da corrente no transistor T2 é dada pela equação 10.59.-

$$i_{T2med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t \, dt + I \int_0^{\Delta t_5} dt \right\} \quad (10.59)$$

Solucionando-se a equação 10.59 encontra-se a 10.60.-

$$\frac{i_{T2med}}{I} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\alpha} \quad (10.60)$$

A equação 10.60 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas da figuras 8.38, 8.39, 8.40, 8.41, 8.42 e 8.43.-

I_{T2EF}

$$(i_{T2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \right)^2 \int_0^{\Delta t_4} \text{sen}^2 \omega t \, dt + I^2 \int_0^{\Delta t_5} dt \right\} \quad (10.61)$$

Solucionando-se a equação 10.61 encontra-se a 10.62.-

$$\left(\frac{i_{T2ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha^2} \left(\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right) + \frac{1}{\alpha} - \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} \right\} \quad (10.62)$$

A equação 10.62 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.44, 8.45, 8.46, 8.47, 8.48, e 8.49.-

10.6.4 - DIODO AUXILIAR (D2)

I_{D2MED}

Novamente, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo auxiliar (D2) é diferente de zero apenas durante a segunda etapa e esta corrente é dada pela equação 10.63.-

$$i_{D2}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \text{ sen } \omega t \quad (10.63)$$

Então o valor médio da corrente no diodo auxiliar é dado pela equação 10.64.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t \, dt \right\} \quad (10.64)$$

Solucionando-se a equação 10.64 obtem-se:

$$\frac{i_{D2med}}{I} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\alpha} \quad (10.65)$$

A equação 10.65 foi resolvida para vários valores de carga (α) e f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.50, 8.51, 8.52, 8.53, 8.54 e 8.55.-

ID2EF

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_v \right)^2 \int_0^{\Delta t_2} \text{sen}^2 \omega t \, dt \right\} \quad (10.66)$$

Solucionando-se a equação 10.66 obtém-se a 10.67.-

$$\boxed{\left(\frac{i_{D2ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{4} \frac{f}{f_0} \left(\frac{1}{\alpha} \right)^2} \quad (10.67)$$

A equação 10.67 foi resolvida para vários valores de carga (α) e f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.56, 8.57, 8.58, 8.59, 8.60 e 8.61.-

10.6.5 - DIODO DE BLOQUEIO (D3)

ID3MED

A corrente que circula pelo diodo de bloqueio (D_3) é diferente de zero na primeira e na sexta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de bloqueio é representada pelas equações 10.68 e 10.69, respectivamente.-

$$i_{D3}(t) = I - \frac{V_v}{L_r} t \quad (10.68)$$

$$i_{D3}(t) = I \quad (10.69)$$

Das equações 10.68 e 10.69 tem-se que, o valor médio da corrente no diodo de bloqueio (D_3) é representado pela equação 10.70.-

$$i_{D3med} = \frac{1}{T} \left\{ I \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + I \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (10.70)$$

Solucionando-se a equação 10.70 obtém-se a 10.71.-

$$\boxed{\frac{i_{D3med}}{I} = 1 - \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\}} \quad (10.71)$$

A equação 10.70 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.62, 8.63, 8.64, 8.65, 8.66 e 8.67.-

ID3EF

$$(i_{D3ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left(I - \frac{V_v}{L_r} t \right)^2 dt + I^2 \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (10.72)$$

Solucionando-se a equação 10.72 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D3ef}}{I}\right)^2 = 1 - \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{2}{3} \alpha + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (10.73)$$

A equação 10.73 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figura 8.68, 8.69, 8.70, 8.71, 8.72 e 8.73.

10.7 - ROTEIRO DE PROJETO

São fornecidas as tensões máxima e mínima de entrada, a tensão de saída, a potência nominal (máxima), a potência mínima e a frequência de funcionamento.-

De posse destes valores calcula-se os valores máximo e mínimo do ganho estático.-

Com os valores dos ganhos estáticos máximo e mínimo, consulta-se a figura 10.13 e seleciona-se os valores de f/f_0 e Δt_{3max} adequados.-

Com os valores de f/f_0 e de f encontra-se o valor de f_0 .-

De posse do valor da frequência de ressonância (f_0) encontra-se a primeira relação envolvendo o indutor de ressonância (i_{Lr}) e o capacitor de ressonância (Cr).-

Coloca-se a condição de comutação não dissipativa ($\alpha_{max} < 1,0$) e obtem-se a segunda relação entre L_r e Cr .-

Uma vez selecionados os valores de L_r , Cr e Δt_{3max} , consulta-se as figuras 8.14 à 8.73 para se fazer a seleção dos componentes adequados.-

10.8 - PROJETO

$P_{min} = 25 \text{ W}$
$P_{max} = 100 \text{ W}$
$V_{imin} = 20 \text{ V}$
$V_{imax} = 30 \text{ V}$
$V_v = 60 \text{ V}$
$f = 490 \text{ KHz}$

$$I_{max} = \frac{P_{imax}}{V_{imin}} \quad (10.74)$$

$$I_{max} = 5,000 \text{ A} \quad (10.75)$$

$$I_{\min} = \frac{P_{\min}}{V_{\max}} \quad (10.76)$$

$$I_{\min} = 0,8330 \text{ A} \quad (10.77)$$

$$\frac{V_v}{V_{\min}} = \frac{60}{20} = 3,0 \quad (10.78)$$

$$\frac{V_v}{V_{\max}} = \frac{60}{30} = 2,0 \quad (10.79)$$

Com as equações 10.78 e 10.79 consulta-se a figura 10.13 e encontra-se:

$$\frac{f}{f_0} = 0,25 \quad (10.80)$$

$$\Delta t_{3\max} = 0,41 \quad (10.81)$$

$$f_0 = \frac{f}{0,25} \quad (10.82)$$

$$f_0 = \frac{0,49}{0,25} \quad (10.83)$$

$$f_0 = 1,96 \text{ MHz} \quad (10.84)$$

Tem-se que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (10.85)$$

$$L_r C_r = \left(\frac{1}{2\pi f_0} \right)^2 \quad (10.86)$$

Substituindo-se a equação 10.84 na 10.86, encontra-se:

$$L_r C_r = 6,593684 \times 10^{-15} \quad (10.87)$$

Para se assegurar comutação não dissipativa, deve-se ter $\alpha_{\max} < 1,0$. - Por definição:

$$\alpha_{\max} = \frac{I_{\max}}{V_{\min}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (10.88)$$

Adota-se

$$\alpha_{\max} = 0,9 \quad (10.89)$$

$$\frac{L_r}{C_r} = \left(\frac{V_{\min} \alpha_{\max}}{I_{\max}} \right)^2 \quad (10.90)$$

Substituindo-se as equações 10.75, 10.89 e V_{\min} em 10.90 encontra-se:

$$\frac{L_r}{C_r} = 12,960 \quad (10.91)$$

Com as equações 10.91 e 10.87 encontra-se o valor de C_r . -

$$C_r = 22,6 \text{ nF} \quad (10.92)$$

Será utilizado um capacitor de valor comercial mais próximo.-

$$\boxed{C_r = 22 \text{ nF}} \quad (10.93)$$

Das equações 10.93 e 10.87 encontra-se o valor de L_r .-

$$\boxed{L_r = 0,30 \text{ } \mu\text{H}} \quad (10.94)$$

Com os valores de L_r e C_r encontrados, equações 10.93 e 10.94, calcula-se o valor final de α_{\max} .-

$$\alpha_{\max} = \frac{5,0}{20} \sqrt{\frac{0,30 \times 10^{-6}}{22 \times 10^{-9}}} \quad (10.95)$$

$$\boxed{\alpha_{\max} = 0,923} \quad (10.96)$$

Observa-se que a condição de comutação não dissipativa é obedecida.-

Com os valores de α_{\max} (eq. 10.96), V_v/V_{Imin} (eq. 10.78) e $\Delta t_{3\max}$ (eq. 10.81) consulta-se as figuras 8.16, 8.22, 8.28, 8.34, 8.40, 8.46, 8.52, 8.58, 8.64, e 8.70, encontrando-se os valores que se seguem.-

$$\frac{i_{T1\text{med}}}{I} \cong 0,62 \quad (10.97)$$

$$\boxed{i_{T1\text{med}} = 3,100 \text{ A}} \quad (10.98)$$

$$\frac{i_{T1\text{ef}}}{I} \cong 0,82 \quad (10.99)$$

$$\boxed{i_{T1\text{ef}} = 4,100 \text{ A}} \quad (10.100)$$

$$\frac{i_{D1\text{med}}}{I} \cong 0,02 \quad (10.101)$$

$$\boxed{i_{D1\text{med}} = 0,100 \text{ A}} \quad (10.102)$$

$$\frac{i_{D1\text{ef}}}{I} \cong 0,03 \quad (10.103)$$

$$\boxed{i_{D1\text{ef}} = 0,150 \text{ A}} \quad (10.104)$$

$$\frac{i_{T2\text{med}}}{I} \cong 0,070 \quad (10.105)$$

$$\boxed{i_{T2\text{med}} = 0,350 \text{ A}} \quad (10.106)$$

$$\frac{i_{T2\text{ef}}}{I} \cong 0,25 \quad (10.107)$$

$$\boxed{i_{T2\text{ef}} = 1,250 \text{ A}} \quad (10.108)$$

$$\frac{i_{D2\text{med}}}{I} \cong 0,070 \quad (10.109)$$

$$i_{D2med} = 0,350 \text{ A} \quad (10.110)$$

$$\frac{i_{D2ef}}{I} \cong 0,25 \quad (10.111)$$

$$i_{D2ef} = 1,250 \text{ A} \quad (10.112)$$

$$\frac{i_{D3med}}{I} \cong 0,380 \quad (10.113)$$

$$i_{D3med} = 1,900 \text{ A} \quad (10.114)$$

$$\frac{i_{D3ef}}{I} \cong 0,62 \quad (10.115)$$

$$i_{D3ef} = 3,100 \text{ A} \quad (10.116)$$

Outros valores importantes para projetos são os valores máximos à que os componentes estão submetidos.- Pelas formas de ondas e seqüências de funcionamento encontra-se:

$$i_{T1picomax} = I_{max} + V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (10.117)$$

$$i_{T1picomax} = 13,12 \text{ A} \quad (10.118)$$

$$i_{D1picomax} = V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} - I_{min} \quad (10.119)$$

$$i_{D1picomax} = 7,287 \text{ A} \quad (10.120)$$

$$i_{T2picomax} = i_{D2picomax} = V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (10.121)$$

$$i_{T2picomax} = i_{D2picomax} = 8,120 \text{ A} \quad (10.122)$$

$$V_{crmax} = V_{vmax} \quad (10.123)$$

$$V_{crmax} = 30 \text{ V} \quad (10.124)$$

$$V_{D3max} = V_{crmax} + V_{vmax} \quad (10.125)$$

$$V_{D3max} = 60 \text{ V} \quad (10.126)$$

$$V_{T1max} = V_{T2max} = V_{vmax} \quad (10.127)$$

$$V_{T1max} = V_{T2max} = 30 \text{ V} \quad (10.128)$$

$$i_{D3max} = I_{max} \quad (10.129)$$

$$i_{D3max} = 5,000 \text{ A}$$

(10.130)

Então, os componentes que serão utilizados na estrutura, devem suportar as seguintes solicitações:

Transistor Principal (T1)

I_{T1med}	=	3,10 A
I_{T1ef}	=	4,10 A
I_{T1pico}	=	13,12 A
v_{T1}	=	30 V

Diodo Principal (D1)

I_{D1med}	=	0,10 A
I_{D1ef}	=	0,15 A
I_{D1pico}	=	7,287 A
v_{D1}	=	30 V

Transistor Auxiliar (T2)

I_{T2med}	=	0,35 A
I_{T2ef}	=	1,25 A
I_{T2pico}	=	8,12 A
v_{T2}	=	30 V

Diodo Auxiliar (D2)

I_{D2med}	=	0,35 A
I_{D2ef}	=	1,25 A
I_{D2pico}	=	8,12 A
v_{D2}	=	30 V

Diodo de Bloqueio (D3)

I_{D3med}	=	1,9 A
I_{D3ef}	=	3,1 A
I_{D3pico}	=	5,0 A
v_{D3}	=	60 V

O circuito projetado está representado na figura 10.15.-

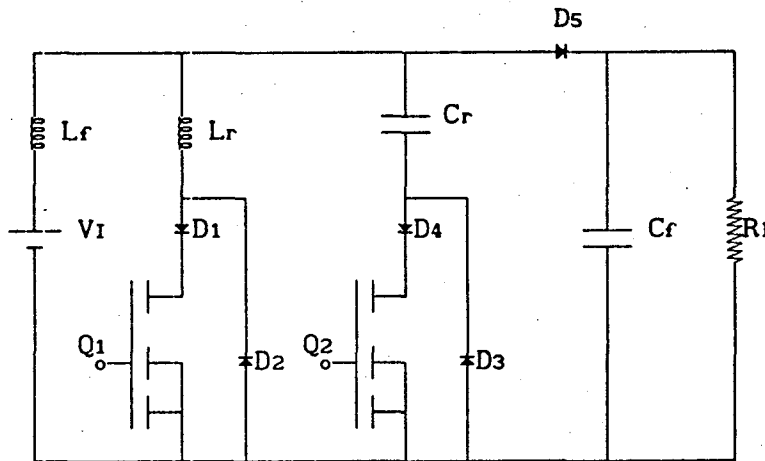


FIGURA 10.15 - Conversor boost-QRC-ZCS-PWM.-

Na figura 10.15, tem-se:

$L_r = 0,311 \mu\text{H}$ (2 espiras em núcleo de ar)

$C_r = 22 \text{ nF}$ (polipropileno, fabricado pela ICOTRON)

$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = D_5 = \text{MUR 1520}$ (fabricado pela MOTOROLA)

$L_f = 450 \mu\text{H}$ (11 espiras no núcleo E 30/14)

$C_f = 4,45 \mu\text{F}$ (polipropileno, fabricado pela ICOTRON)

$Q_1 = Q_2 = \text{IRF 640}$ (fabricados pela INTERNATIONAL RECTIFIER)

Os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 são necessários porque os diodos dos MOS-FETs disponíveis são muito lentos, para a aplicação desejada, e prejudicam, quando não inviabilizam, o funcionamento da estrutura em frequências mais elevadas.-

O valor do indutor de ressonância (L_r) é um pouco superior àquele projetado, mas esta variação é aceitável, já que se manifesta em uma pequena variação na frequência de ressonância (f_0) e em um α_{max} um pouco maior, estes valores estão nas equações 10.131 e 10.132, respectivamente.-

$$f_0 = 1,923 \text{ MHz} \tag{10.131}$$

$$\alpha_{\text{max}} = 0,94 \tag{10.132}$$

10.9 - SIMULAÇÃO

O conversor da figura 10.15 foi simulado para os dois casos

extremos, e os resultados estão nas figuras 10.16 e 10.17.-

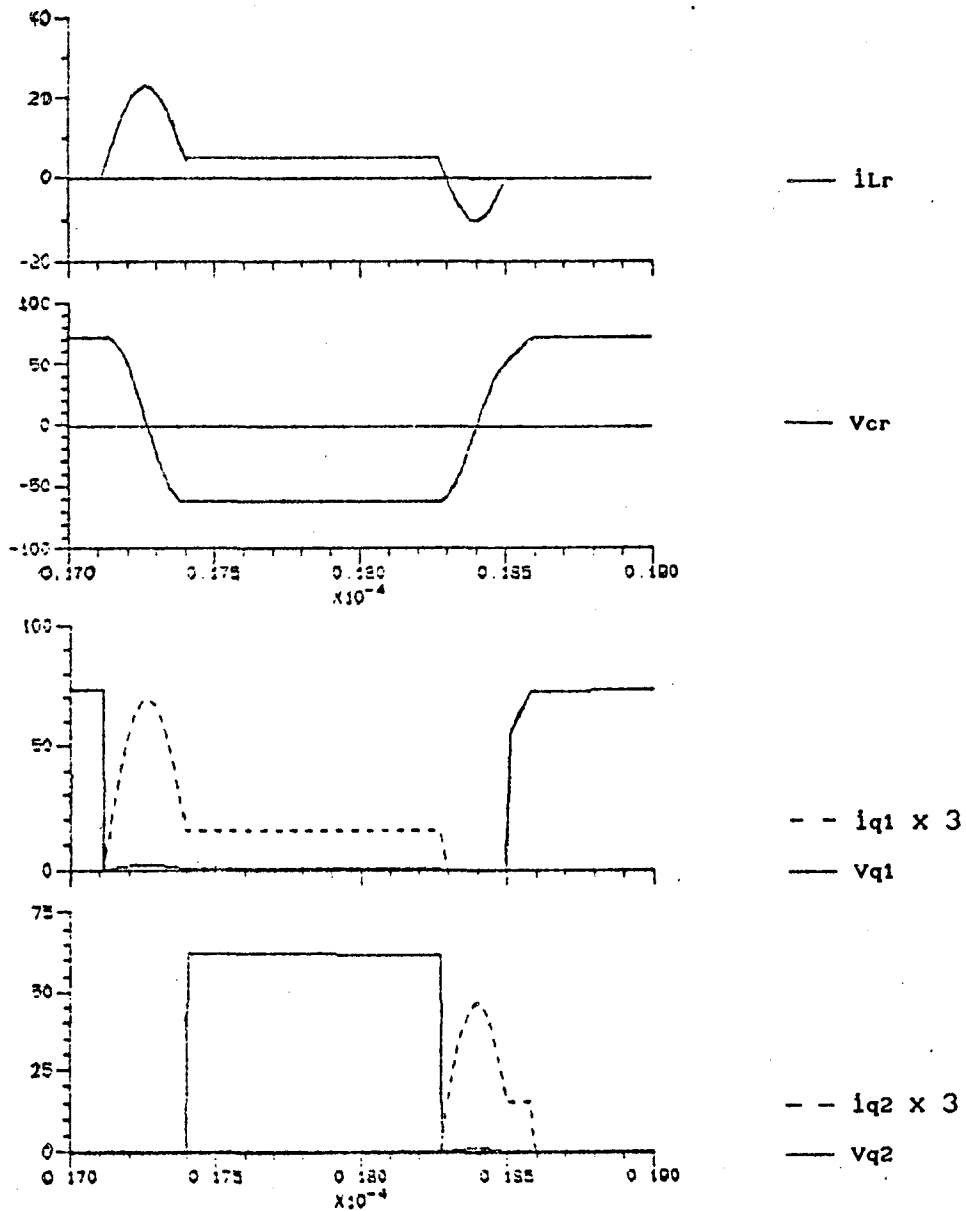


FIGURA 10.16 - Simulação do conversor boost-QRC-ZCS-PWM, projetado, funcionando com carga máxima.-

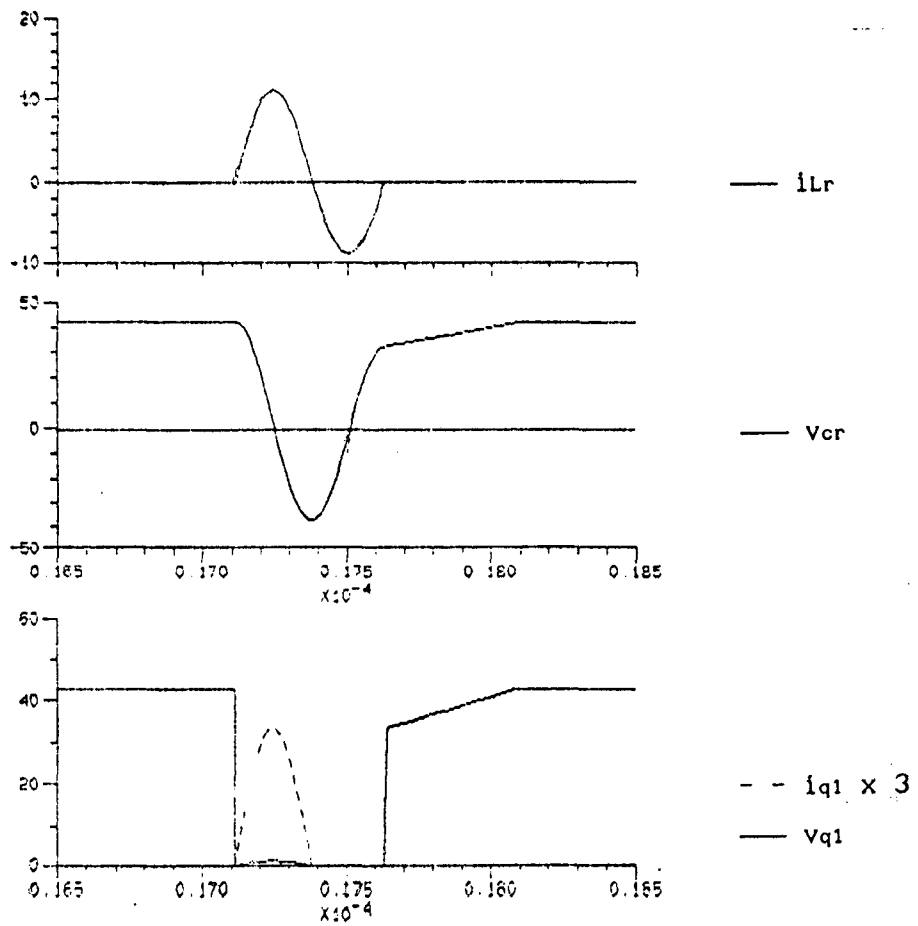


FIGURA 10.17 - Simulação do conversor boost-QRC-ZCS-PWM, projetado, funcionando como o boost-QRC-ZCS-FM. -

10.10 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor da figura 10.15 foi montado e ensaiado em laboratório,

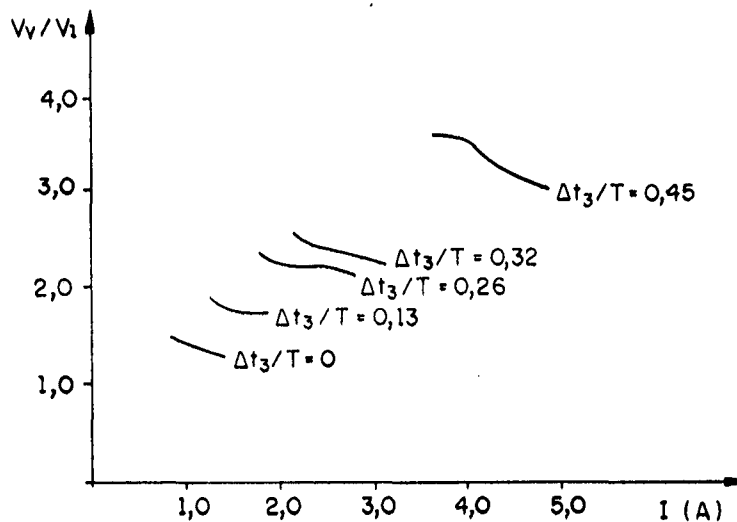


FIGURA 10.18 - Curvas da corrente de entrada pelo ganho estático, do conversor boost-QRC-ZCS-PWM da figura 10.15. -

foram obtidos as características de saída, rendimento e fotografias dos casos extremos.-

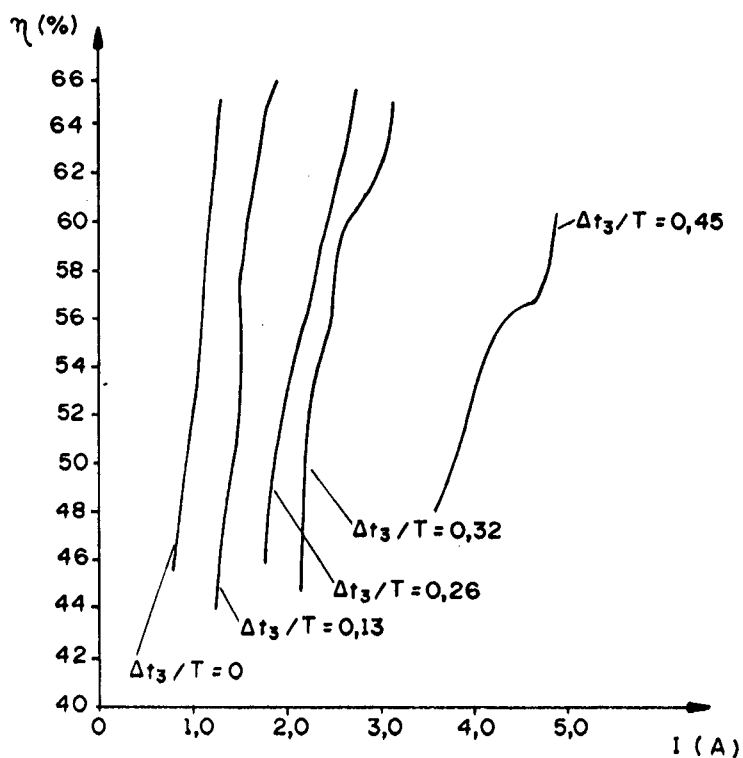


FIGURA 10.19 - Rendimento do conversor boost-QRC-ZCS-PWM da figura 10.15, obtido experimentalmente.-

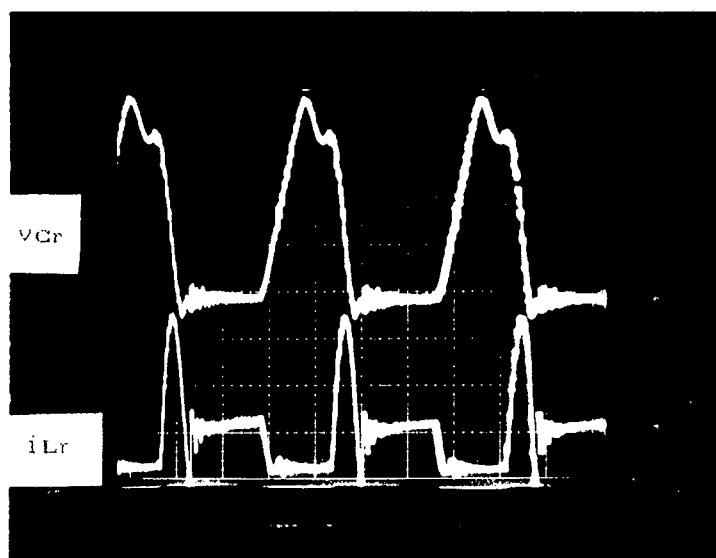


FIGURA 10.20 - Tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}) e corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) para carga máxima $\Delta t_3/T = 0,45$; $v_{Cr} = 20$ V/div; $i_{Lr} = 4$ A/div; tempo = 500 ns/div.-

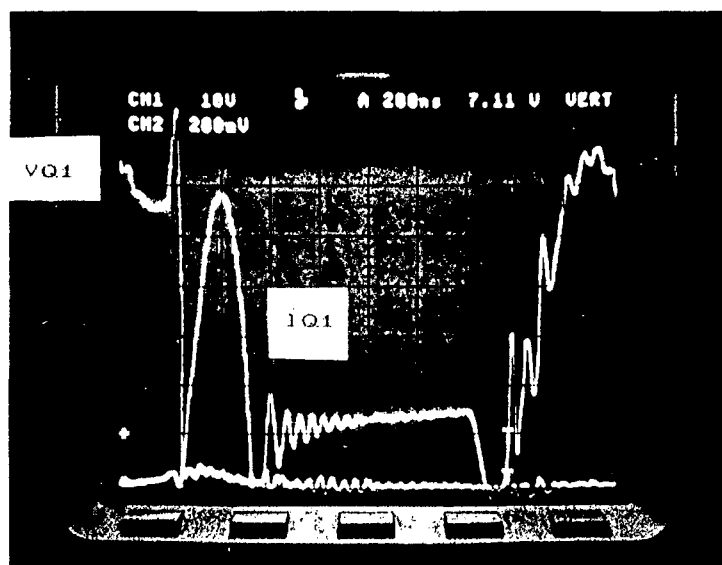


FIGURA 10.21 - Tensão e corrente no transistor principal Q1, para carga máxima $\Delta t_3/T = 0,45$; $v_{Q1} = 10 \text{ V/div}$; $i_{Q1} = 2 \text{ A/div}$; tempo = 200 ns/div .-

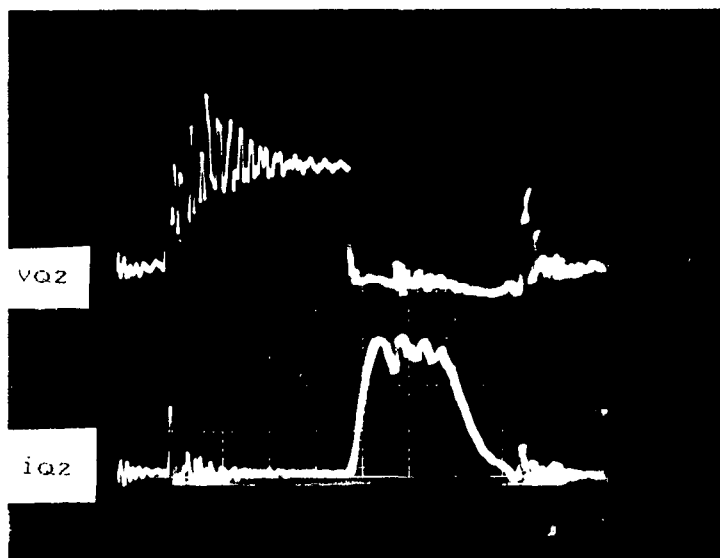


FIGURA 10.22 - Tensão e corrente no transistor auxiliar Q2, para carga máxima $\Delta t_3/T = 0,45$; $v_{Q2} = 10 \text{ V/div}$; $i_{Q2} = 2 \text{ A/div}$; tempo = 200 ns/div .-

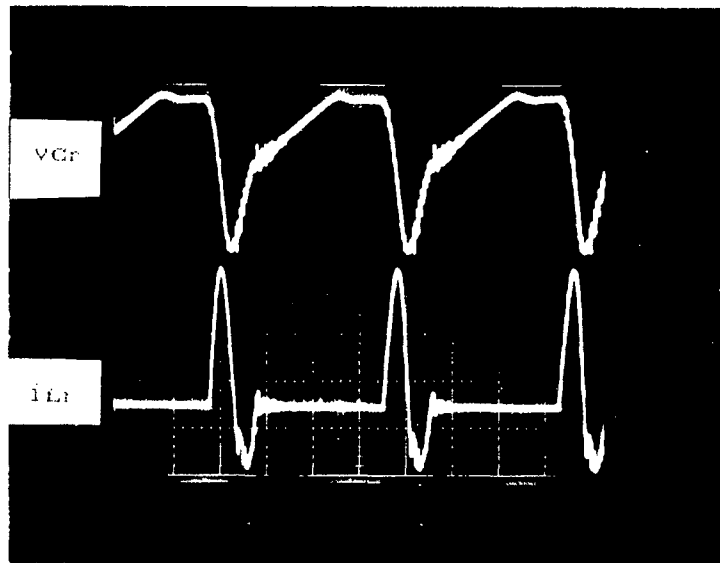


FIGURA 10.23 - Tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}) e corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}), para o conversor funcionando como o boost-QRC-ZCS-FM ($\Delta t_3/T = 0$); $v_{Cr} = 20$ V/div; $i_{Lr} = 4$ A/div; tempo = 500 ns/div.-

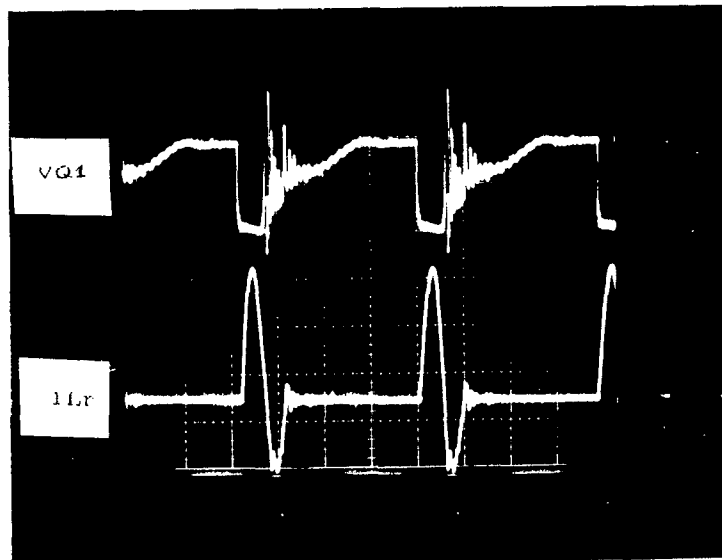


FIGURA 10.24 - Tensão no transistor principal Q_1 e corrente no indutor e ressonância (i_{Lr}), para o conversor funcionando como o boost-QRC-ZCS-FM ($\Delta t_3/T = 0$); $v_{Q1} = 20$ V/div; $i_{Lr} = 4$ A/div; tempo = 500 ns/div.-

10.11 - CONCLUSÕES

Conforme o que foi apresentado neste capítulo pode-se tirar as seguintes conclusões:

A família de conversores boost-QRC-ZCS-PWM obtida pelo método de síntese desenvolvido no capítulo 4, foi analisada qualitativamente.-

Como o funcionamento das estruturas que compõem a família de conversores é basicamente o mesmo, foi analisada matematicamente apenas uma.-

Foi desenvolvido um método de projeto que se revelou adequado.-

Foram feitas simulações e ensaios em laboratório, com o conversor projetado, e os resultados foram satisfatórios porque demonstraram o princípio de funcionamento do conversor apresentado.-

Conseguiu-se juntar as características dos conversores quase-ressonantes convencionais com as dos conversores PWM em um único conversor.- Isto é possível de ser comprovado observando-se o comportamento do conversor boost-QRC-ZCS-PWM; ele realiza suas comutações sem perdas (com corrente nula) e controla a potência transferida à carga variando o tempo de condução do interruptor principal (T_1).-

O funcionamento do conversor boost-QRC-ZCS-PWM é mais próximo do funcionamento do conversor boost-PWM quando a frequência de funcionamento se encontra mais distante da de ressonância.- Isto possibilita dizer que os conversores PWM são casos particulares dos conversores quase-ressonantes com modulação por largura de pulso, ou seja são conversores boost-QRC-ZCS-PWM com frequência de ressonância infinita.-

CAPÍTULO 11

ESTUDO DO CONVERSOR BUCK-BOOST QUASE-RESSONANTE, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

11.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será estudado o conversor buck-boost quase-ressonante, com comutação à corrente nula, modulação por largura de pulso e interruptor bidirecional em corrente.-

Serão apresentadas as seqüências de funcionamento, planos de fases e formas de ondas para todas as estruturas quase-ressonantes buck-boost-QRC-ZCS-PWM sintetizadas no capítulo 4.-

Serão apresentados os modelos matemáticos idealizado e não idealizado, ganho estático para os dois casos, valores médios e eficazes, em equações e gráficos.-

Será desenvolvida uma rotina para projeto dos conversores buck-boost quase-ressonantes, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso.-

Será projetado, simulado, montado e ensaiado um destes conversores.-

Serão apresentados e analisados os resultados obtidos por simulação e em laboratório, para o conversor em estudo.-

11.2 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores quase-ressonantes buck-boost, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso (buck-boost-QRC-ZCS-PWM) com interruptor bidirecional em corrente, deve-se substituir, nos circuitos da figura 4.3, o interruptor S₁ por um transistor em anti-paralelo com um diodo, o interruptor S₂ pelo mesmo e a interruptor S₃ por um diodo.- Efetuando-se estas substituições encontram-se os circuitos da figura 11.1.-

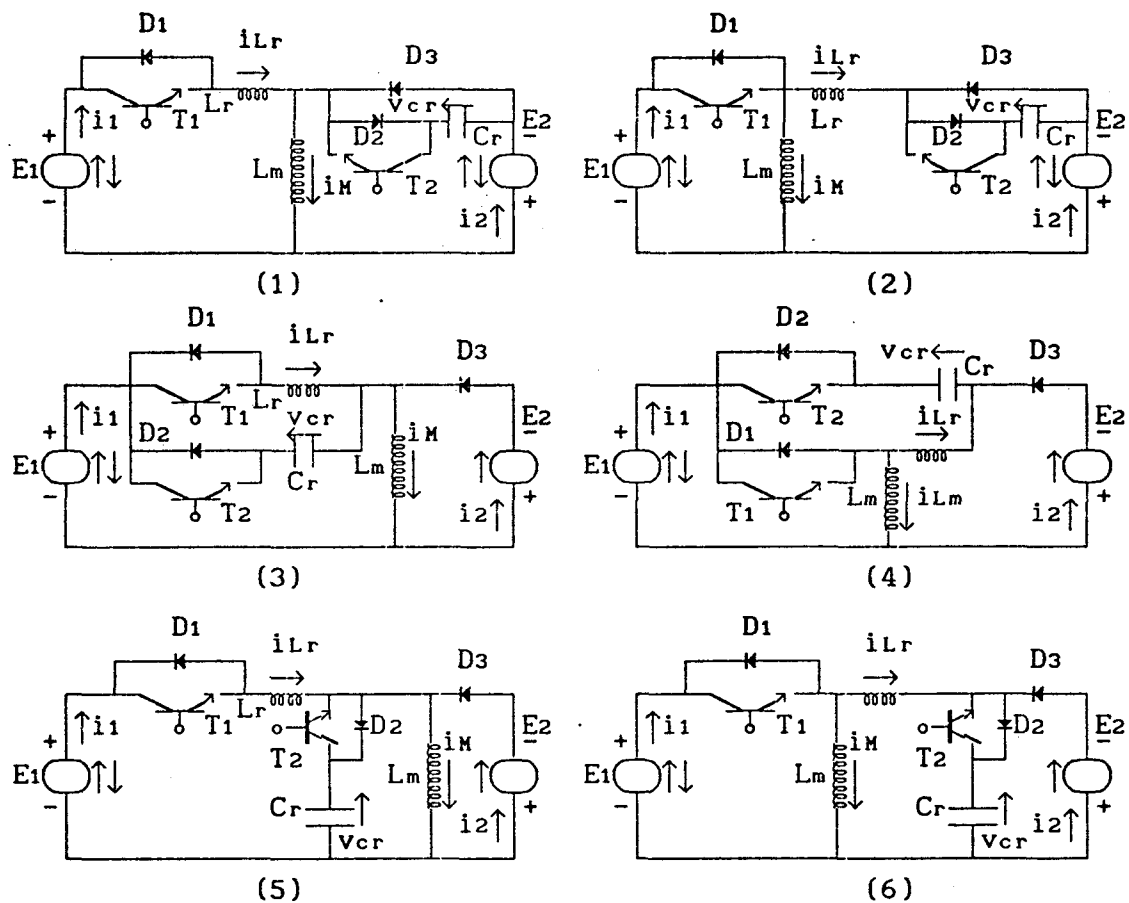


FIGURA 11.1 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM obtida no capítulo 4, figura 4.3, utilizando interruptor bidirecional em corrente.-

A seguir serão apresentadas as etapas de funcionamento para as seis estruturas da figura 11.1.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa tem início quando o transistor T1 é colocado em condução, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2, 4 e 6 da figura 11.2, e quando $i_{Lr} = i_M$, nas estruturas 1, 3 e 5 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente.-

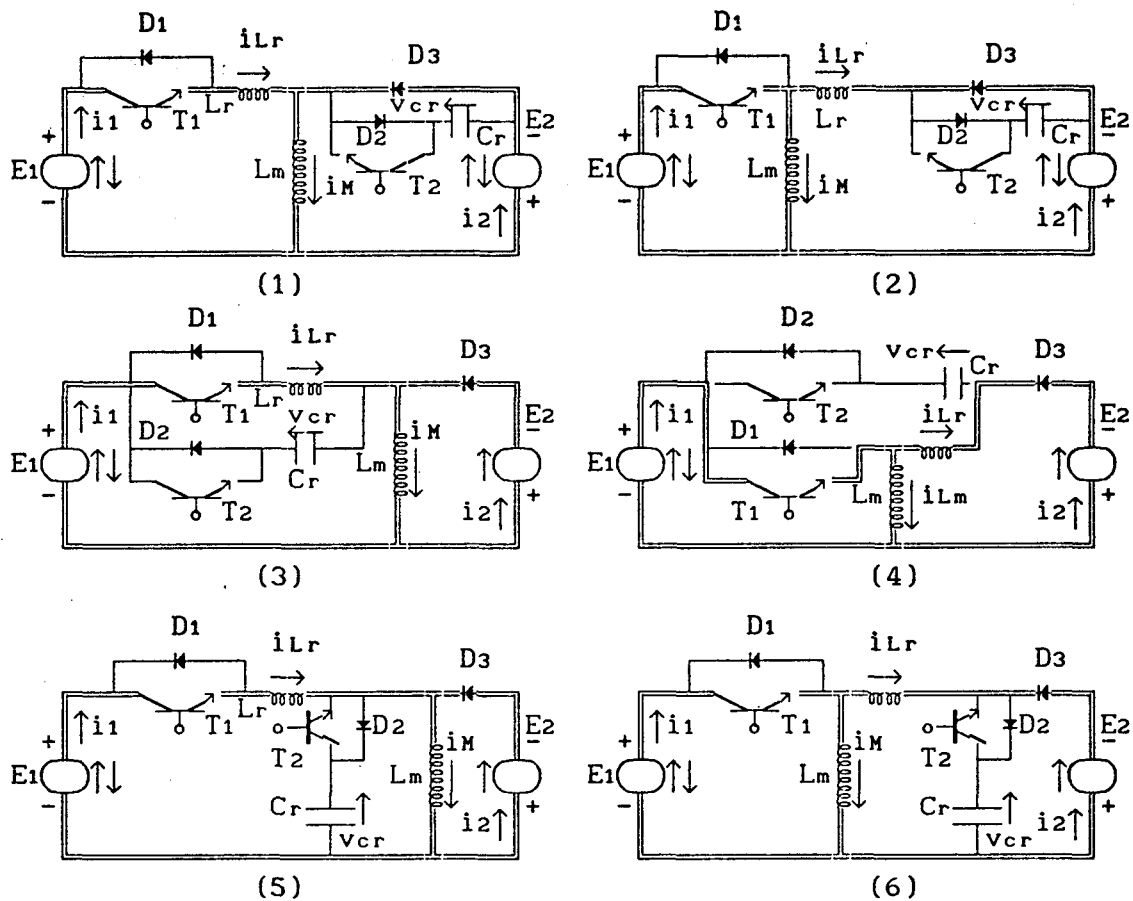


FIGURA 11.2 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (primeira etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2, 4 e 6 da figura 11.2, e quando $i_{Lr} = i_M$, nas estruturas 1, 3 e 5 da mesma figura, e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2, 4 e 6 da figura 11.3, e quando $i_{Lr} = i_M$, nas estruturas 1, 3 e 5 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente, até se anular, nas estruturas 2, 4 e 6 da figura 11.3, e até atingir o valor $i_{Lr} = i_M$, nas estruturas 1, 3 e 5 da mesma figura.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce cossenoidalmente, nas estruturas 1, 2, 5 e 6 da figura 11.3, e decresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

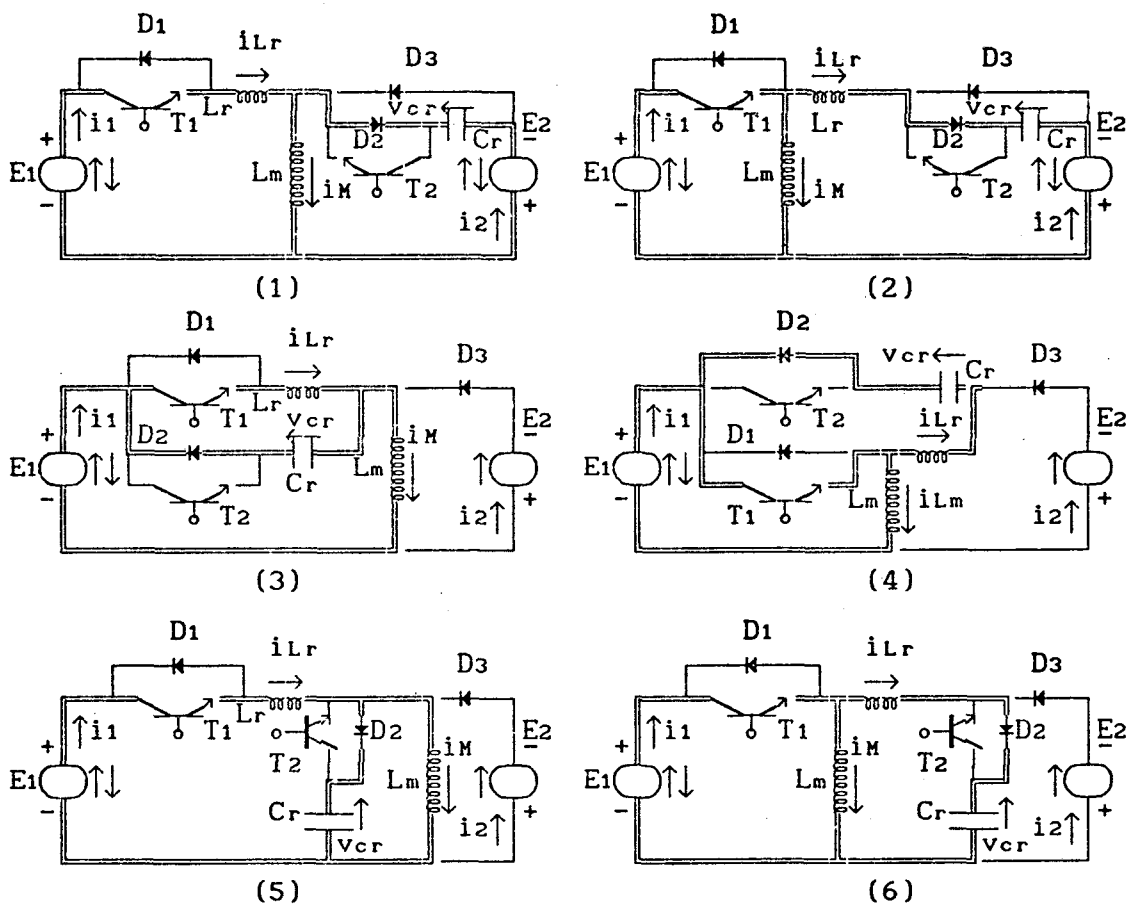


FIGURA 11.3 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (etapa de acumulação de energia)

Esta etapa se inicia quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2, 4 e 6 da figura 11.3, e quando $i_{Lr} = i_M$, nas estruturas 1, 3 e 5 da mesma figura, e se finda quando o transistor T_2 é colocado em condução.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de tensão E_1 acumula energia no indutor de acumulação L_m .-

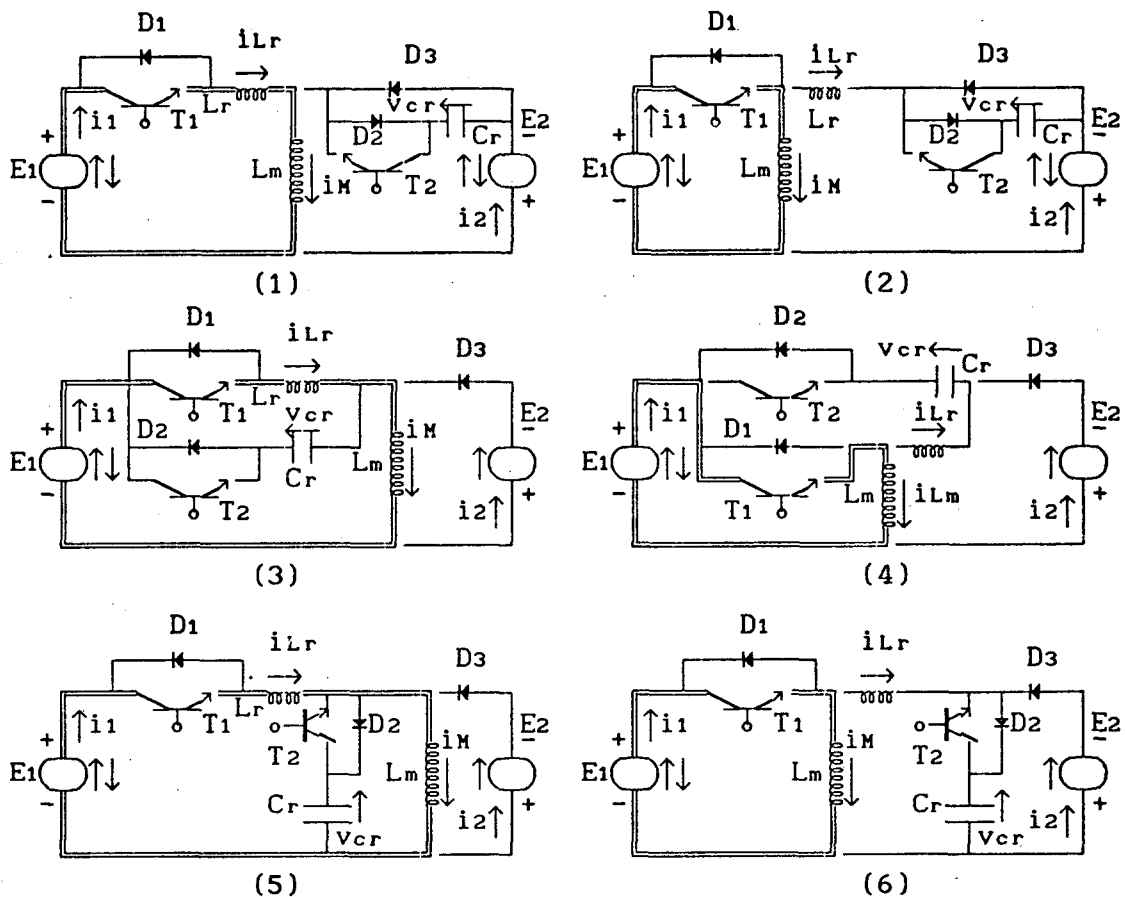


FIGURA 11.4 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (segunda etapa ressonante)

Esta etapa inicia-se quando o transistor T2 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = -i_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da figura 11.5, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1, 3 e 5 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila novamente.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, passa por um mínimo e cresce senoidalmente, até atingir o valor $i_{Lr} = -i_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da figura 11.5, e até se anular, nas estruturas 1, 3 e 5 da mesma figura.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) decresce cossenoidalmente, nas estruturas 1, 2, 5 e 6 da figura 11.5, e cresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura.-

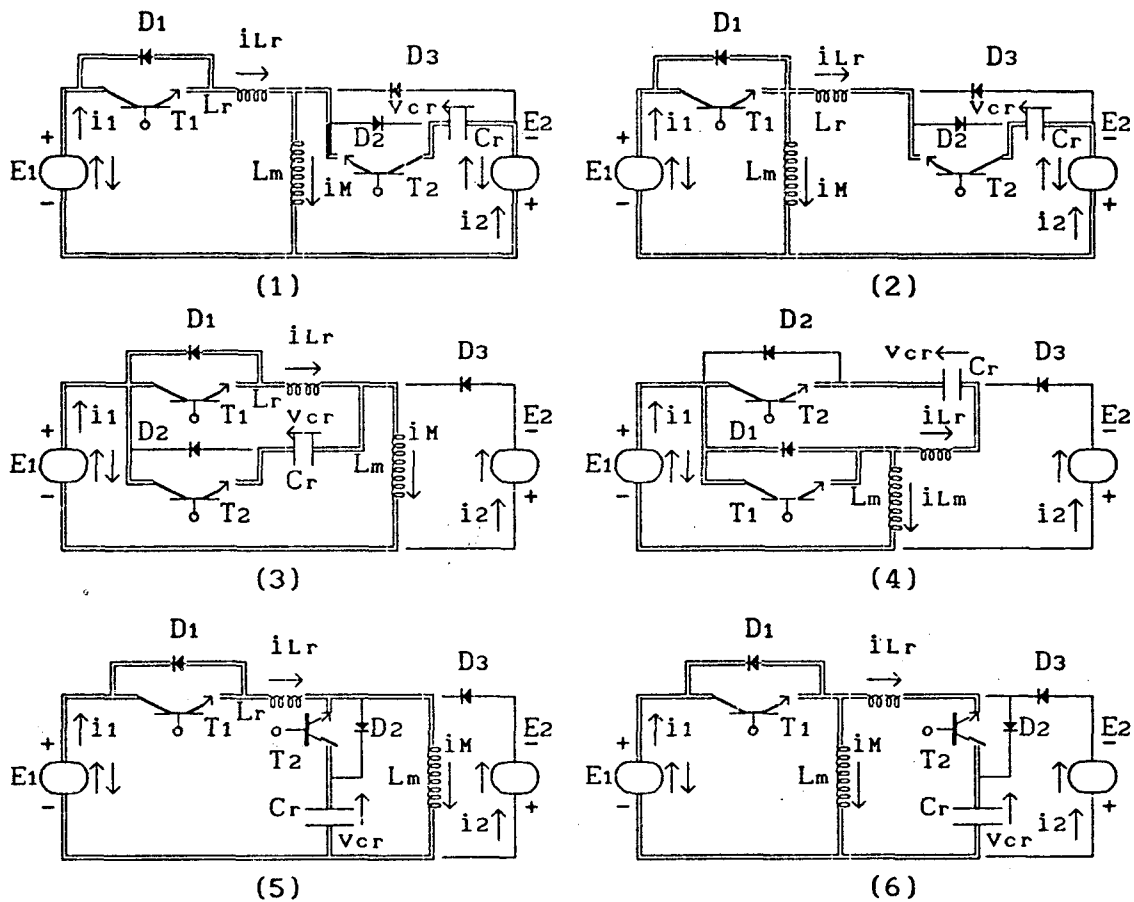


FIGURA 11.5 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $i_{Lr} = -i_M$, nas estruturas 2, 4 e 6 da figura 11.5, e quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1, 3 e 5 da mesma figura, e se finda quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 11.6, quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 11.6.-

Durante esta etapa o capacitor de ressonância (C_r) se carrega linearmente, nas estruturas 3 e 4 da figura 11.6, e se descarrega, linearmente também, nas estruturas 1, 2, 5 e 6 da mesma figura.-

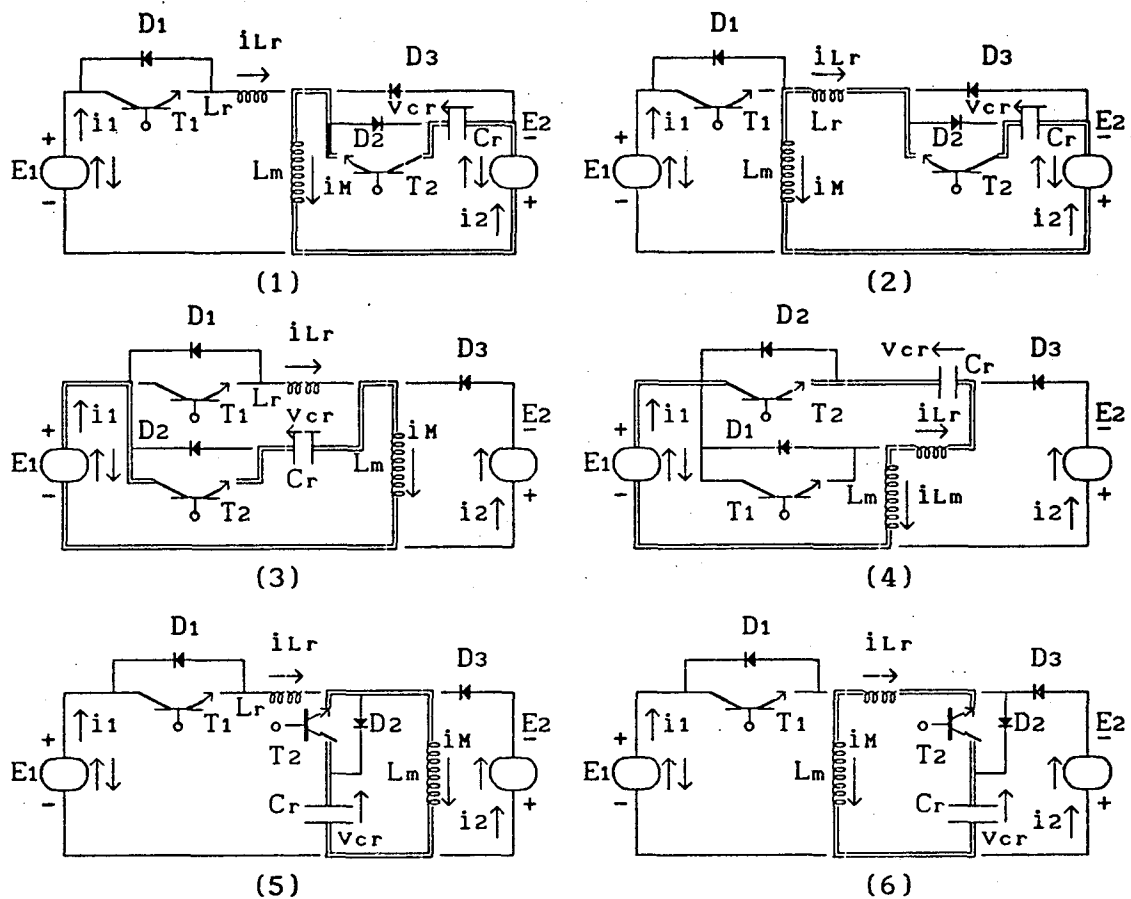


FIGURA 11.6 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da quinta etapa de funcionamento.-

6ª ETAPA (t_5, t_6) Δt_6 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1 e 2 da figura 11.6, quando $v_{cr} = E_1 + E_2$, nas estruturas 3 e 4 da mesma figura, e quando $v_{cr} = -E_2$, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura 11.6, e se finda quando o transistor T_1 é colocado em condução, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento o indutor de acumulação (L_m) fornece energia para a carga (E_2).-

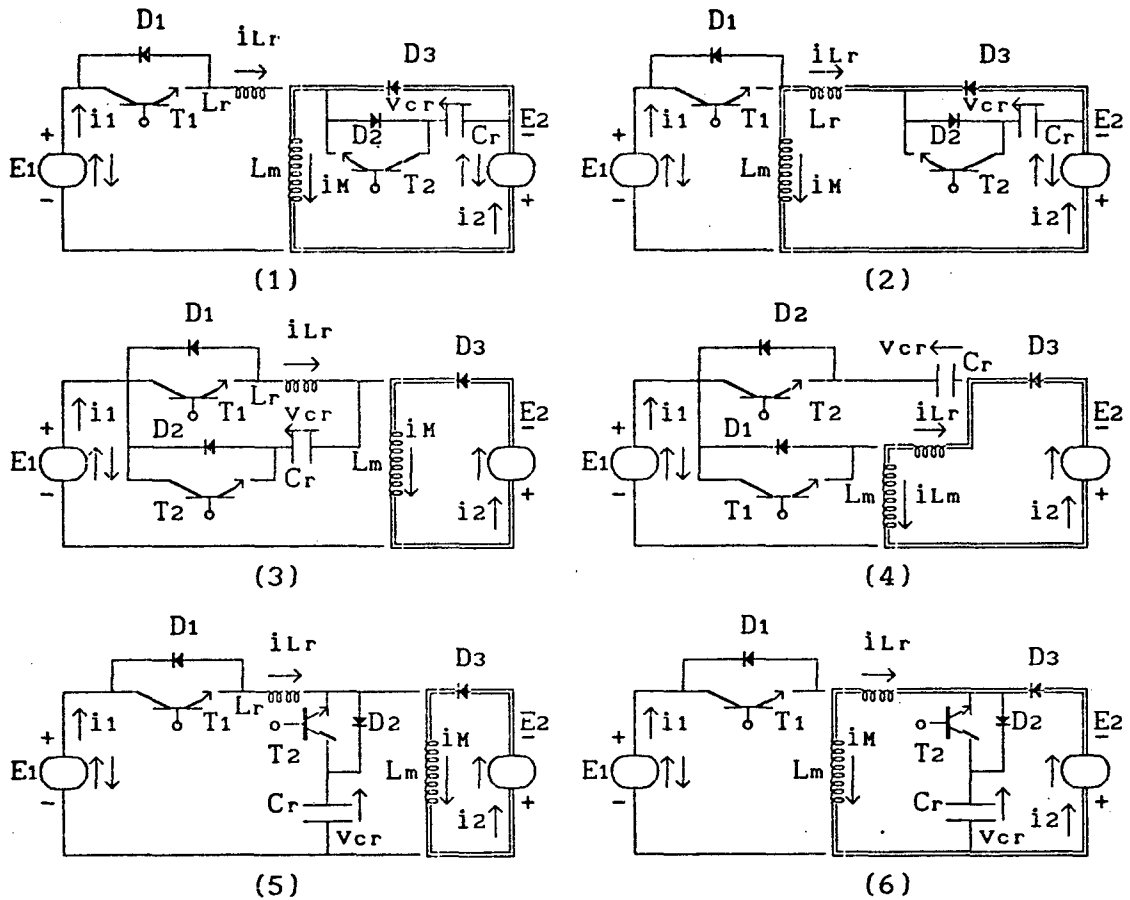


FIGURA 11.7 - Família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM na configuração da sexta etapa de funcionamento.-

11.3 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases, para a família de conversores quase-ressonantes em estudo, estão apresentados nas figuras 11.8, 11.9, 11.10, 11.11, 11.12, 11.13 e 11.14.-

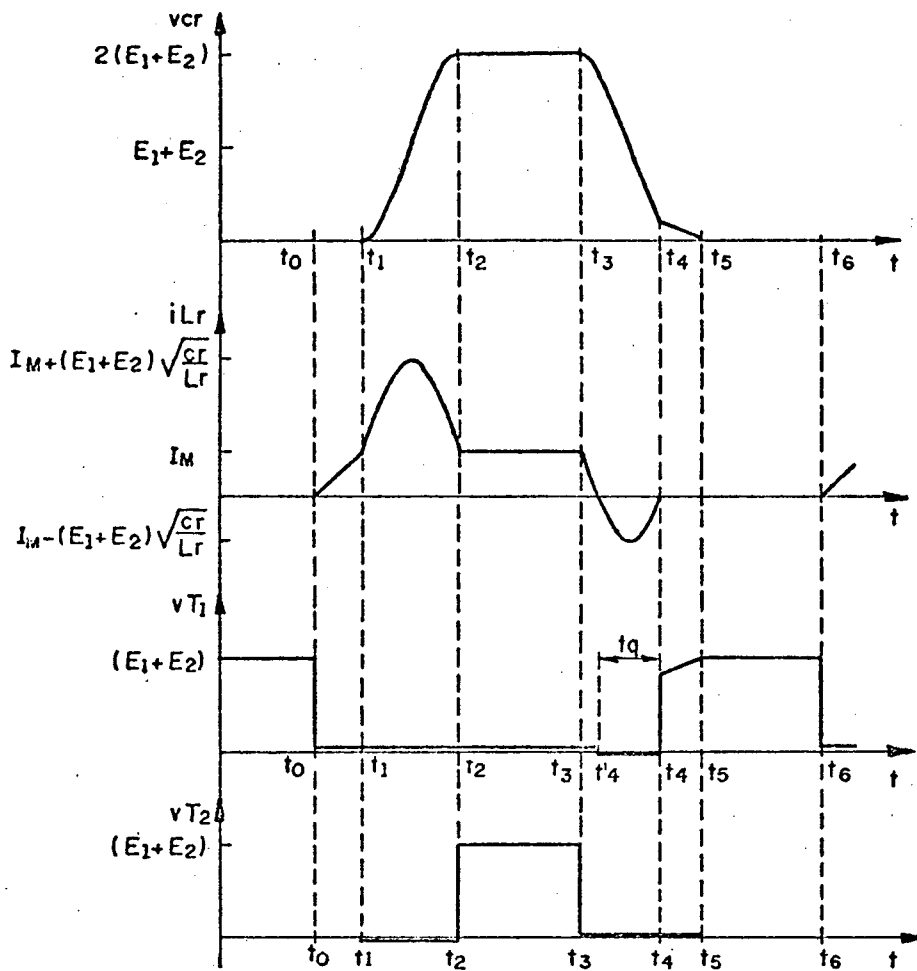


FIGURA 11.8 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM número 1 da figura 11.1.-

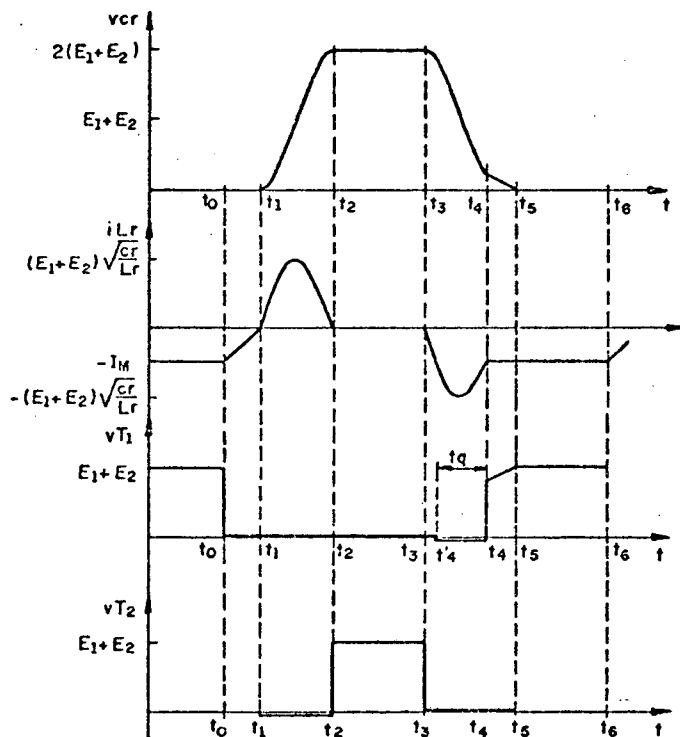


FIGURA 11.9 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM número 2 da figura 11.1.-

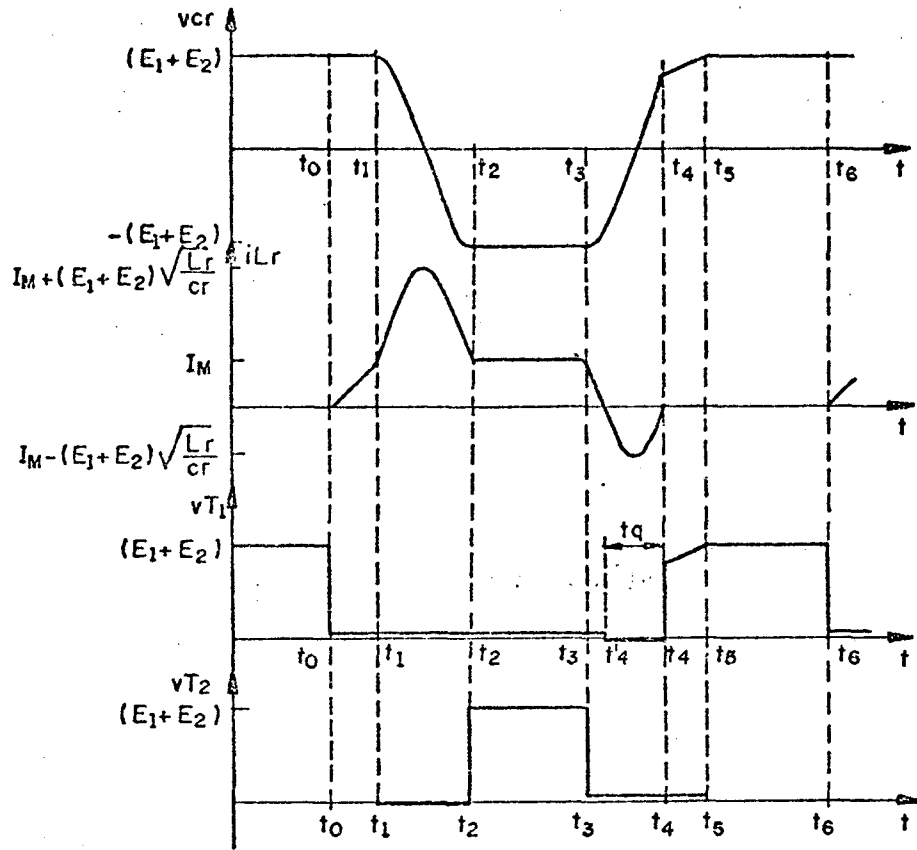


FIGURA 11.10 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM número 3 da figura 11.1.-

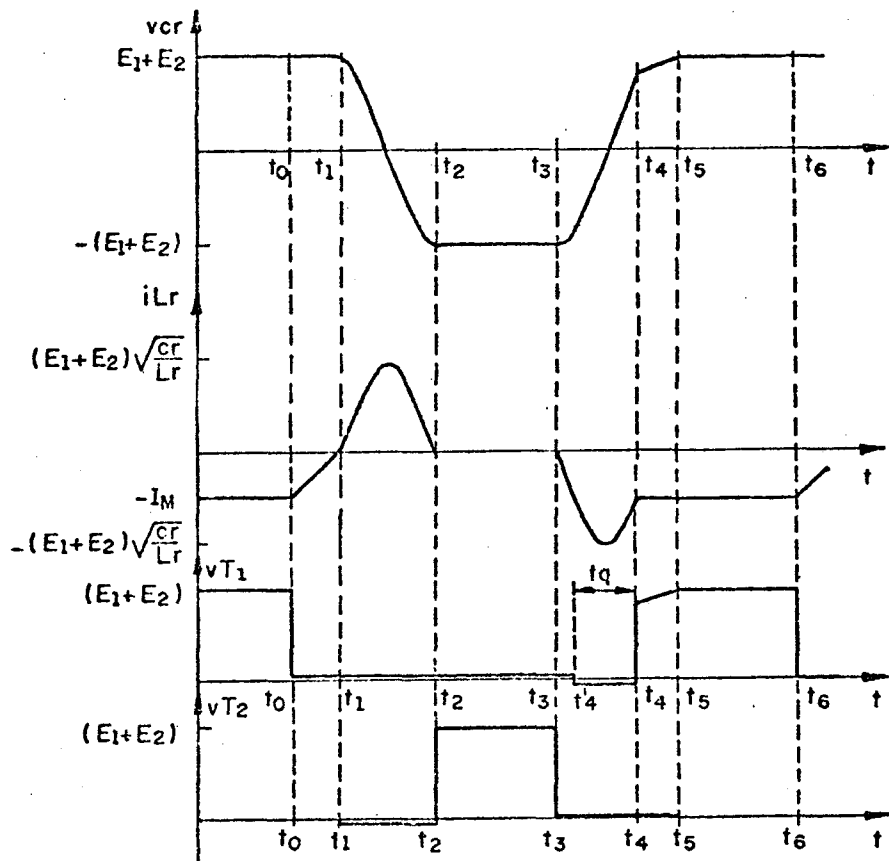


FIGURA 11.11 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM número 4 da figura 11.1.-

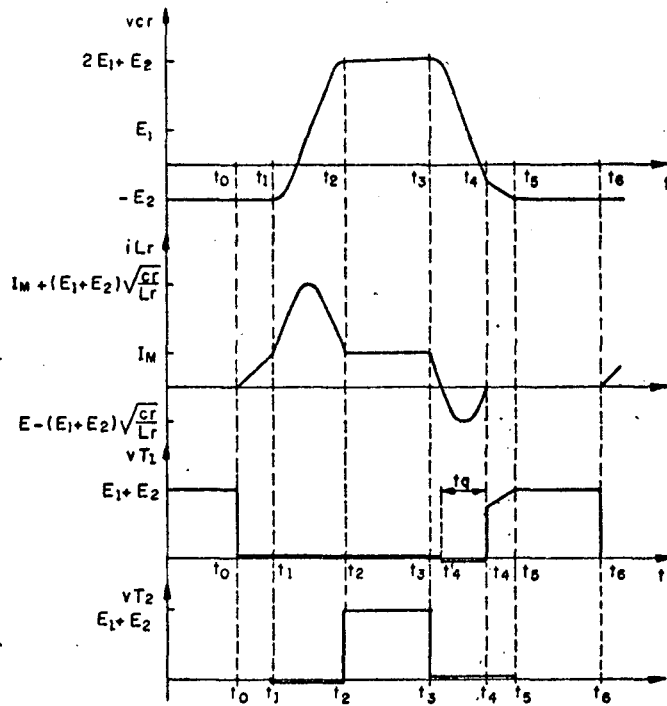


FIGURA 11.12 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM número 5 da figura 11.1.-

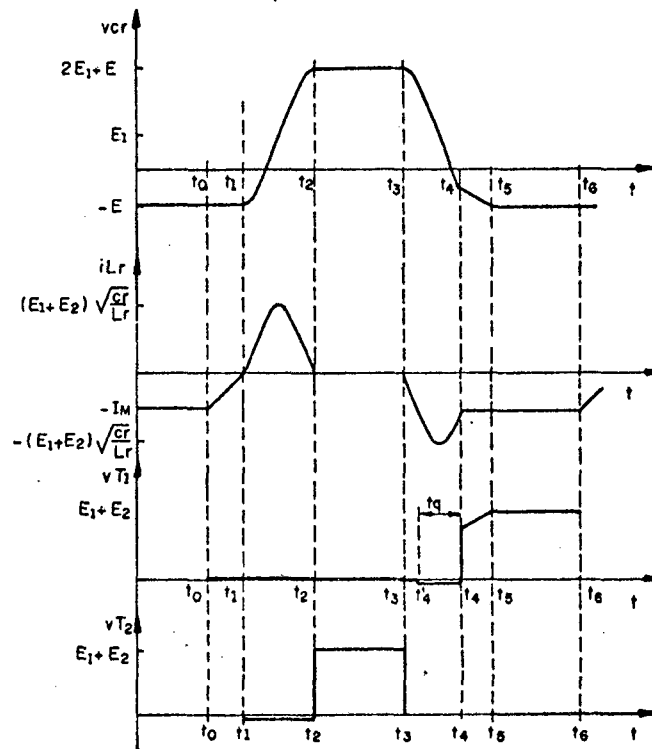


FIGURA 11.13 - Principais formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM número 6 da figura 11.1.-

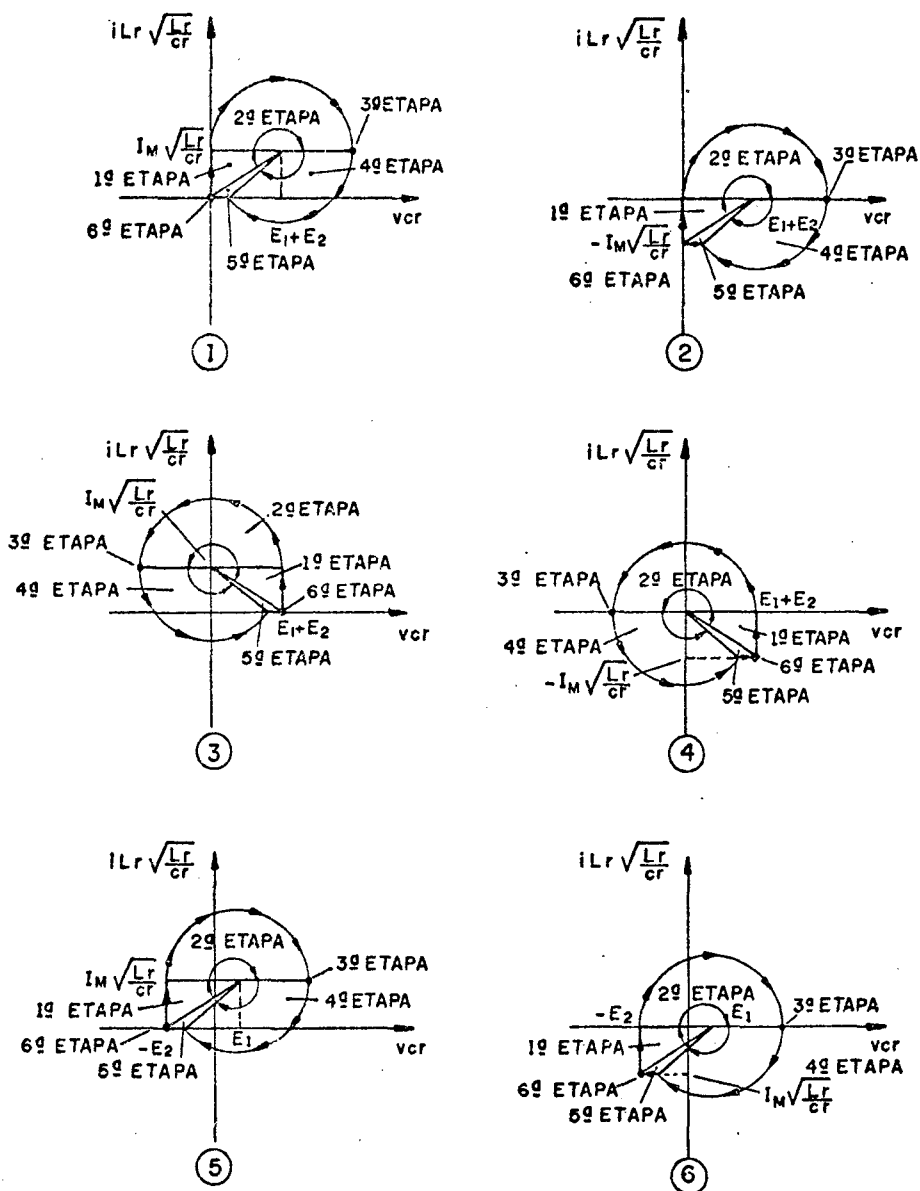


FIGURA 11.14 - Planos de fases da família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM da figura 11.1.-

Conforme pode ser observado nas formas de ondas, figuras 11.8 à 11.13, e nos planos de fases, figura 11.14, o comportamento das estruturas que compõem esta família de conversores é basicamente o mesmo, diferindo apenas quanto ao deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

11.4 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das seis estruturas que compõem a família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, é basicamente o mesmo.- Conseqüentemente o seu

modelo matemático também será o mesmo, o que possibilita que se realize o estudo de uma estrutura e o utilize para todas.- A estrutura que será estudada aqui é a de número 5 da figura 11.1.- No presente caso serão feitos dois estudos, um idealizado, considerando o indutor de acumulação como uma fonte de corrente (I_M), e, o outro considerando o efeito de L_m .-

11.4.1 - MODELO MATEMÁTICO IDEALIZADO

Para este modelo a seqüência de funcionamento é a que foi apresentada no item 11.2, já que ela foi feita considerando o indutor de acumulação L_m como uma fonte de corrente (I_M).-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação 11.1 é a equação que descreve o comportamento do circuito 5 da figura 11.2.-

$$E_1 + E_2 = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (11.1)$$

Solucionando-se a equação 11.1 obtem-se:

$$i_{Lr}(t) = \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (11.2)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (11.3)$$

quando

$$i_{Lr}(t) = I_M \quad (11.4)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (11.5)$$

$$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (11.6)$$

Substituindo-se as equações 11.3, 11.4, 11.5 e 11.6 na 11.2 obtem-se a 11.7, que é a equação que fornece o tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_1 = \frac{\gamma}{\omega_0} \quad (11.7)$$

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (primeira etapa ressonante)

O comportamento do circuito 5 da figura 11.3 é descrito pelas equações 11.8, 11.9 e 11.10.-

$$E_1 = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} \quad (11.8)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (11.9)$$

$$i_{Lr} = i_{cr} - I_M \quad (11.10)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 11.11 e 11.12.-

$$v_{cr}(0) = - E_2 \quad (11.11)$$

$$i_{Lr}(0) = I_M \quad (11.12)$$

Resolvendo-se as equações 11.8 e 11.9 e utilizando-se as condições iniciais das 11.11 e 11.12, tem-se:

$$v_{cr}(t) = E_1 - (E_1 + E_2) \cos \omega t \quad (11.13)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = (E_1 + E_2) \sin \omega t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_M \quad (11.14)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (11.15)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I_M \quad (11.16)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ encontra-se no segundo quadrante.-

Substituindo-se as equações 11.15 e 11.16 na 11.14 e considerando-se o quadrante onde encontra-se situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 11.17, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (11.17)$$

Substituindo-se a equação 11.17 na 11.13 obtem-se a 11.18, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = 2 E_1 + E_2 \quad (11.18)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (etapa de acumulação de energia)

O comportamento do circuito 5 da figura 11.4 é descrito pelas equações 11.19 e 11.20.-

$$v_{cr}(t) = 2 E_1 + E_2 \quad (11.19)$$

$$i_{Lr}(t) = I_M \quad (11.20)$$

$\Delta t_3 = t_3 - t_2 =$ tempo de controle para a transferência de energia.

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (segunda etapa ressonante)

O circuito 5 da figura 11.5 é descrito pelas equações 11.8, 11.9 e 11.10, novamente.-

As condições iniciais desta etapa são dadas pelas equações 11.21 e 11.22.-

$$v_{cr}(0) = 2 E_1 + E_2 \quad (11.21)$$

$$i_{Lr}(0) = I_M \quad (11.22)$$

Resolvendo-se as equações 11.8 e 11.9 e juntando-se com as equações 11.21 e 11.22, encontra-se:

$$v_{cr}(t) = E_1 + (E_1 + E_2) \cos \omega t \quad (11.23)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = - (E_1 + E_2) \sin \omega t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_M \quad (11.24)$$

Das condições de contorno, tem-se que:

$$t = \Delta t_4 = t_4 - t_3 \quad (11.25)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (11.26)$$

E que o ângulo $\omega \Delta t_4$ encontra-se no segundo quadrante.-

Substituindo-se as equações 11.25 e 11.26 na 11.24, e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega \Delta t_4$, obtem-se a equação 11.27, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi - \sin^{-1}(\gamma) \right\} \quad (11.27)$$

Substituindo-se a equação 11.27 na 11.23 encontra-se a 11.28, que é a equação que fornece o valor da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c4} = E_1 - (E_1 + E_2) \sqrt{1 - \gamma^2} \quad (11.28)$$

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (segunda etapa linear)

As equações 11.29 e 11.30 descrevem o comportamento do circuito 5 da figura 11.6.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (11.29)$$

$$i_{cr}(t) = - I_M \quad (11.30)$$

Substituindo-se a equação 11.30 na 11.29 e resolvendo-se obtem-se a equação 11.31.-

$$v_{cr}(t) = V_{c4} - \frac{I_M}{C_r} t \quad (11.31)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_5 = t_5 - t_4 \quad (11.32)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = - E_2 \quad (11.33)$$

Substituindo-se as equações 11.28, 11.32 e 11.33 na 11.31 obtem-se a 11.34, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_s = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} \right\} \quad (11.34)$$

11.4.2 - MODELO MATEMÁTICO CONSIDERANDO OS EFEITOS DE L_m

Considerando-se o efeito de L_m a quinta etapa de funcionamento deixa de ser uma etapa linear e passa à ser uma etapa ressonante.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Nesta etapa de funcionamento as equações são as mesmas que quando se faz a análise idealizada.- Portanto, a equação 11.2 é válida aqui também.-

$$i_{Lr}(t) = \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (11.35)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (11.36)$$

quando

$$i_{Lr}(t) = I_{m1} \quad (11.37)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (11.38)$$

Substituindo-se as equações 11.36, 11.37 e 11.38 na 11.35 encontra-se a 11.39, que é a equação que fornece o tempo de duração desta etapa de funcionamento, parametrizado.-

$$\frac{\Delta t_1}{T} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m1}}{E_1 + E_2} \quad (11.39)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

I_{m1} = corrente em L_m no final desta etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (primeira etapa ressonante)

Novamente, as equações são as mesmas utilizadas para a análise idealizada, então as equações 11.8, 11.9 e 11.10 são válidas aqui também.-

$$E_1 = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} \quad (11.40)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (11.41)$$

$$i_{Lr} = i_{cr} + i_{Lm} \quad (11.42)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 11.43, 11.44 e 11.45.-

$$v_{cr}(0) = - E_2 \quad (11.43)$$

$$i_{Lr}(0) = I_{m1} \quad (11.44)$$

$$i_{Lm}(0) = I_{m1} \quad (11.45)$$

Resolvendo-se as equações 11.40, 11.41 e 11.42 e utilizando-se as condições iniciais dadas nas 11.43, 11.44 e 11.45, tem-se:

$$v_{cr}(t) = \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 E_1 - \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 E_1 + E_2\right) \cos \omega_1 t \quad (11.46)$$

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 E_1 + E_2\right) \operatorname{sen} \omega_1 t + \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lm}(t) \quad (11.47)$$

$$i_{Lm}(t) = I_{m1} + \frac{1}{L_m} \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 E_1 t - \frac{1}{L_m \omega_1} \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 E_1 + E_2\right) \operatorname{sen} \omega_1 t \quad (11.48)$$

Por definição:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1} \omega_0 \quad (11.49)$$

Das equações 11.41 e 11.46 tem-se:

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Cr}(t) = \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 E_1 + E_2\right) \operatorname{sen} \omega_1 t \quad (11.50)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (11.51)$$

quando:

$$i_{Cr}(t) = 0 \quad (11.52)$$

Substituindo-se as equações 11.51 e 11.52 na 11.50 encontra-se a 11.53, que é a equação que fornece o tempo de duração, parametrizado, desta etapa de funcionamento.-

$$\frac{\Delta t_2}{T} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \pi \quad (11.53)$$

Substituindo-se a equação 11.53 nas 11.46, 11.47 e 11.48 encontra-se as 11.54, 11.55 e 11.56, que são equações que fornecem os valores da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}), da corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e da corrente no indutor de acumulação (i_{Lm}) no final desta etapa de funcionamento, devidamente parametrizadas.-

$$\frac{V_{cr2}}{E_1} = 2 \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 + \frac{E_2}{E_1} \quad (11.54)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{Lr2}}{E_1} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m1}}{E_1} + \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 \Pi \quad (11.55)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m2}}{E_1} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m1}}{E_1} + \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 \Pi \quad (11.56)$$

3ª ETAPA (t₂, t₃) Δt₃ (etapa de acumulação de energia)

A equação 11.57 é a equação que descreve o comportamento do circuito 5 da figura 11.4.-

$$E_1 = (L_r + L_m) \frac{di_L}{dt} \quad (11.57)$$

Onde:

$$i_L = i_{Lr} = i_{Lm} \quad (11.58)$$

Solucionando-se a equação 11.57 encontra-se a 11.59.-

$$i_L(t) = \frac{E_1}{L_r + L_m} t + I_{L2} \quad (11.59)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$i_L = I_{L3} = I_{Lr3} = I_{m3} \quad (11.60)$$

quando:

$$t = \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (11.61)$$

Substituindo-se as equações 11.55, 11.60 e 11.61 na 11.59 encontra-se a 11.62 e a 11.63, que são as equações que fornecem a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e no de acumulação (i_{Lm}) no final desta etapa de funcionamento.- Estas equações já estão devidamente parametrizadas.-

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{Lr3}}{E_1} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m1}}{E_1} + \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 \Pi + 2\Pi \frac{f_0}{f} \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{\left(\frac{L_r}{L_m} + 1 \right)} \frac{\Delta t_3}{T} \quad (11.62)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m3}}{E_1} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m1}}{E_1} + \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 \Pi + 2\Pi \frac{f_0}{f} \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{\left(\frac{L_r}{L_m} + 1 \right)} \frac{\Delta t_3}{T} \quad (11.63)$$

4ª ETAPA (t₃, t₄) Δt₄ (segunda etapa ressonante)

O circuito 5 da figura 11.5 é igual àquele da figura 11.3, portanto, as equações são as de números 11.40, 11.41 e 11.42.-

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas

equações 11.64, 11.65 e 11.66.-

$$i_{Lr}(0) = I_{Lr3} \quad (11.64)$$

$$i_{Lm}(0) = I_{m3} \quad (11.65)$$

$$v_{cr}(0) = V_{cr2} \quad (11.66)$$

Resolvendo-se as equações 11.40, 11.41 e 11.42 e utilizando-se as condições iniciais dadas nas equações 11.64, 11.65 e 11.66, encontra-se:

$$v_{cr}(t) = \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 E_1 + \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 E_1 + E_2\right) \cos \omega_1 t \quad (11.67)$$

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = - \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 E_1 + E_2\right) \text{sen } \omega_1 t + \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lm}(t) \quad (11.68)$$

$$i_{Lm}(t) = I_{m2} + \frac{E_1}{L_r + L_m} \Delta t_3 + \frac{1}{L_m} \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 E_1 t + \frac{1}{L_m \omega_1} \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 E_1 + E_2\right) \text{sen } \omega_1 t \quad (11.69)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_4 = t_4 - t_3 \quad (11.70)$$

quando:

$$i_{Lm}(t) = I_{m4} \quad (11.71)$$

Substituindo-se as equações 11.70 e 11.71 na 11.69 encontra-se a 11.71, que é a equação que fornece o valor da corrente no indutor de acumulação (i_{Lm}) no final desta etapa de funcionamento.- Esta equação já se encontra devidamente parametrizada.-

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m4}}{E_1} &= \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m2}}{E_1} + 2\pi \frac{f_0 L_r}{f L_m} \frac{1}{\left(\frac{L_r}{L_m} + 1\right)} \frac{\Delta t_3}{T} + 2\pi \frac{f_0 L_r}{f L_m} \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 \frac{\Delta t_4}{T} \\ &+ \frac{L_r \omega_0}{L_m \omega_1} \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 + \frac{E_2}{E_1}\right) \text{sen} \left(\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1} 2\pi \frac{f_0 \Delta t_4}{T}\right) \end{aligned} \quad (11.72)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_4 = t_4 - t_3 \quad (11.73)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (11.74)$$

Substituindo-se as equações 11.73 e 11.74 na 11.68 e utilizando-se a 11.72 encontra-se a 11.75, que é a equação que possibilita o cálculo do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\left(\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1} - \frac{L_r \omega_0}{L_m \omega_1} \right) \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 + \frac{E_2}{E_1} \right) \operatorname{sen} \left(\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1} 2\pi \frac{f_0}{f} \frac{\Delta t_4}{T} \right) =$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m2}}{E_1} + 2\pi \frac{f_0}{f} \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{\left(\frac{L_r}{L_m} + 1 \right)} \frac{\Delta t_3}{T} + 2\pi \frac{f_0}{f} \frac{L_r}{L_m} \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 \frac{\Delta t_4}{T}$$
(11.75)

Substituindo-se a equação 11.73 na 11.67 encontra-se a 11.76, que é a equação que fornece o valor da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}), parametrizada, no final desta etapa de funcionamento.-

$$\frac{V_{cr4}}{E_1} = \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 + \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 + \frac{E_2}{E_1} \right) \cos \left(\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1} 2\pi \frac{f_0}{f} \frac{\Delta t_4}{T} \right)$$
(11.76)

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (terceira etapa ressonante)

O circuito 5 da figura 11.6 é representado pelas equações 11.77, 11.78 e 11.79.-

$$v_{cr} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt}$$
(11.77)

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt}$$
(11.78)

$$i_{Lr} = -i_{Lm}$$
(11.79)

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 11.80 e 11.81.-

$$v_{cr}(0) = V_{cr4}$$
(11.80)

$$i_{Lm}(0) = I_{m4}$$
(11.81)

Solucionando-se as equações 11.77 e 11.78 e utilizando-se as condições iniciais dadas nas equações 11.80 e 11.81, tem-se:

$$v_{cr}(t) = V_{cr4} \cos \omega_2 t - \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m}}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_{m4} \operatorname{sen} \omega_2 t$$
(11.82)

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m}}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lm}(t) = V_{cr4} \operatorname{sen} \omega_2 t + \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m}}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_{m4} \cos \omega_2 t$$
(11.83)

Onde:

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{L_r}{L_m}} \omega_0$$
(11.84)

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_5 = t_5 - t_4$$
(11.85)

quando:

$$v_{cr}(t) = - E_2 \quad (11.86)$$

Substituindo-se as equações 11.85 e 11.86 na 11.82 encontra-se a 11.87 que é a equação que possibilita o cálculo do tempo de duração desta etapa de funcionamento.- Esta equação se encontra parametrizada.-

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m}}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m4}}{E_1} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\frac{L_r}{L_m}} 2\pi \frac{f_0}{f} \frac{\Delta t_5}{T} \right) = \frac{E_2}{E_1} + \frac{V_{cr4}}{E_1} \cos \left(\sqrt{\frac{L_r}{L_m}} 2\pi \frac{f_0}{f} \frac{\Delta t_5}{T} \right) \quad (11.87)$$

Substituindo-se a equação 11.85 na 11.83 encontra-se a 11.88, que é a equação que fornece o valor da corrente no indutor de acumulação (i_{Lm}) no final desta etapa de funcionamento.-

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m5}}{E_1} - \sqrt{\frac{L_r}{L_m}} \frac{V_{cr4}}{E_1} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\frac{L_r}{L_m}} 2\pi \frac{f_0}{f} \frac{\Delta t_5}{T} \right) + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m4}}{E_1} \cos \left(\sqrt{\frac{L_r}{L_m}} 2\pi \frac{f_0}{f} \frac{\Delta t_5}{T} \right) \quad (11.88)$$

6ª ETAPA (t_5, t_6) Δt_6 (etapa de transferência de energia)

A equação 11.89 descreve o comportamento do circuito 5 da figura 11.7.-

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = - E_2 \quad (11.89)$$

Solucionando-se a equação 11.89 encontra-se a 11.90.-

$$i_{Lm}(t) = I_{m5} - \frac{E_2}{L_m} t \quad (11.90)$$

$\Delta t_6 = t_6 - t_5 =$ tempo de controle indireto.-

Quando:

$$t = \Delta t_6 = t_6 - t_5 \quad (11.91)$$

$$i_{Lm}(t) = I_{m6} \quad (11.92)$$

Substituindo-se as equações 11.91 e 11.92 na 11.90 encontra-se a 11.93, que é a equação que fornece o valor da corrente no indutor de acumulação (i_{Lm}), parametrizada, no final desta etapa de funcionamento.-

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m6}}{E_1} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m5}}{E_1} - 2\pi \frac{f_0}{f} \frac{L_r}{L_m} \frac{E_2}{E_1} \frac{\Delta t_6}{T} \quad (11.93)$$

A maneira correta de se encontrar o valor de $\Delta t_6/T$ é através da equação 11.94.-

$$\frac{\Delta t_6}{T} = 1 - \frac{\Delta t_1}{T} - \frac{\Delta t_2}{T} - \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{\Delta t_4}{T} - \frac{\Delta t_5}{T} \quad (11.94)$$

Da equação 11.94 observa-se que o tempo Δt_6 é o tempo complementar para o período de funcionamento, ele só é encontrado com todos os demais

tempos de duração das etapas de funcionamento já calculados.-

Da equação 11.39 observa-se que para se calcular o tempo de duração da primeira etapa de funcionamento, necessita-se do valor da corrente no indutor de acumulação no final dela.-

Das formas de ondas da figura 11.15 observa-se que, a equação 11.89 é válida para a primeira etapa de funcionamento.- Solucionando-se novamente esta equação encontra-se:

$$i_{Lm}(t) = I_{m6} - \frac{E_2}{L_m} t \quad (11.95)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$i_{Lr}(t) = i_{Lm}(t) \quad (11.96)$$

quando:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (11.97)$$

Substituindo-se as equações 11.96 e 11.97 nas 11.35 e 11.95 e igualando-se encontra-se a 11.98, que é a equação que calcula o tempo de duração da primeira etapa de funcionamento em função de I_{m6} .-

$$\frac{\Delta t_1}{T} = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I_{m6}}{E_1}}{2\pi \frac{f_0}{f} \left(1 + \frac{E_2}{E_1} + \frac{L_r}{L_m} \frac{E_1}{E_2} \right)} \quad (11.98)$$

Para se determinar os tempos de duração de todas as etapas de funcionamento necessita-se fazer um processo iterativo utilizando-se as equações encontradas neste estudo.-

As formas das ondas da tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}), corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e corrente no indutor de acumulação (i_{Lm}), para a análise da estrutura 5 da figura 11.1, considerando-se a influência de L_m , estão representadas na figura 11.15.-

11.5 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida encontra-se a equação 11.99.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{i_{1med}}{i_{2med}} \quad (11.99)$$

11.5.1 - MODELO IDEALIZADO

Pela etapas de funcionamento tem-se que $i_1(t)$ é diferente de zero durante a primeira, a segunda, a terceira e a quarta etapa de funcionamento.- Então $i_1(t)$ é representado pelas equações 11.100, 11.101, 11.102 e 11.103, para a primeira, segunda, terceira e a quarta etapa, respectivamente.-

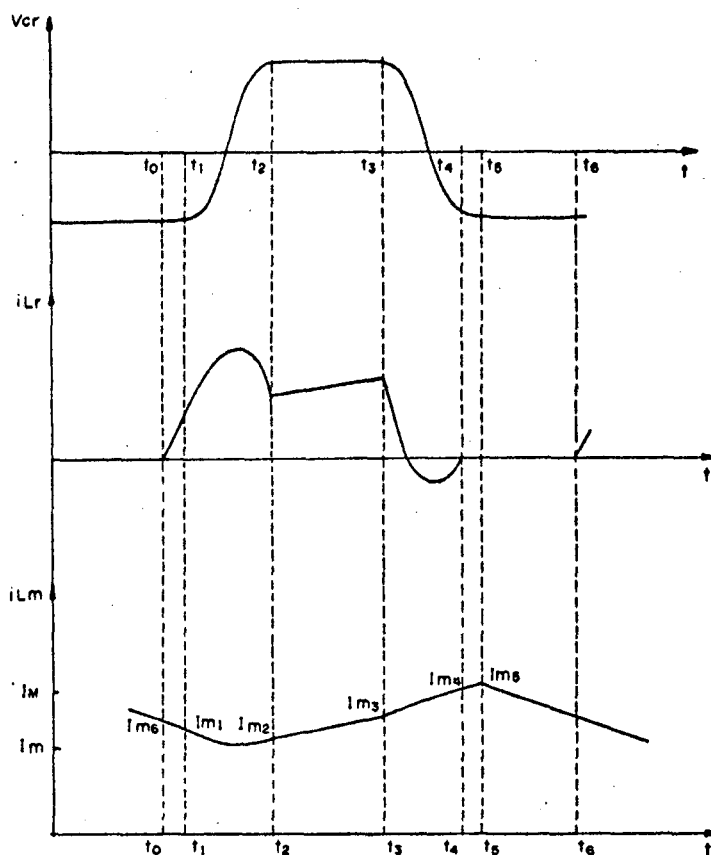


FIGURA 11.15 - Formas de ondas para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM número 5 da figura 11.1, para análise considerando o efeito de L_m .

$$i_1(t) = \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (11.100)$$

$$i_1(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \text{sen } \omega t + I_M \quad (11.101)$$

$$i_1(t) = I_M \quad (11.102)$$

$$i_1(t) = -\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \text{sen } \omega t + I_M \quad (11.103)$$

Então o valor médio da corrente $i_1(t)$ é dado pela equação 11.104.-

$$i_{1med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t \, dt + I_M \int_0^{\Delta t_2} dt \right. \\ \left. + I_M \int_0^{\Delta t_3} dt - \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \int_0^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t \, dt + I_M \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (11.104)$$

Solucionando-se a equação 11.104 encontra-se a 11.105.-

$$\frac{i_{1med}}{I_M} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (11.105)$$

Novamente, pelas etapas de funcionamento observa-se que, a corrente $i_2(t)$ é diferente de zero na primeira e na sexta etapa de funcionamento.- Então $i_2(t)$ é representada pelas equações 11.106 e 11.107, para a primeira e a sexta etapa, respectivamente.-

$$i_2(t) = I_M - \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (11.106)$$

$$i_2(t) = I_M \quad (11.107)$$

Então o valor médio da corrente $i_2(t)$ é dado pela equação 11.108.-

$$i_{2med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + I_M \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (11.108)$$

Solucionando-se a equação 11.108 encontra-se a 11.109.-

$$\frac{i_{2med}}{I_M} = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} - \frac{\Delta t_3}{T} \quad (11.109)$$

Substituindo-se as equações 11.105 e 11.109 na 11.99 encontra-se a 11.110, que é a equação do ganho estático para a família de conversores quase-ressonantes em estudo, utilizando-se o modelo idealizado.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{\frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T}}{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} - \frac{\Delta t_3}{T}} \quad (11.110)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

$$\gamma = \frac{I_M}{E_1 + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (11.111)$$

Das formas de ondas da figura 11.12, tem-se que:

$$t_q = \Delta t_4 - \Delta t_4' \quad (11.112)$$

Da equação 11.24 obtém-se:

$$\Delta t_4' = \frac{1}{\omega_0} \text{sen}^{-1}(\gamma) \quad (11.113)$$

Substituindo-se as equações 11.27 e 11.113 na 11.112 encontra-se a

11.114, que é a equação do tempo de polarização reversa do transistor T₁ para esta família de conversores quase-ressonantes.-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi - 2 \operatorname{sen}^{-1}(\gamma) \right\} \quad (11.114)$$

As equações 11.110 e 11.114 foram resolvidas para vários valores de f/f_0 e de carga (γ) e deram origem às curvas das figuras 11.16 e 11.17, respectivamente.-

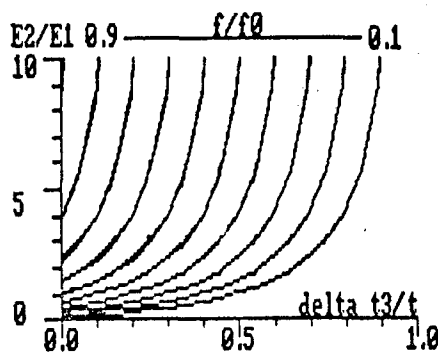


FIGURA 11.16 - Ganho estático para a família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM da figura 11.1, para o modelo idealizado.-

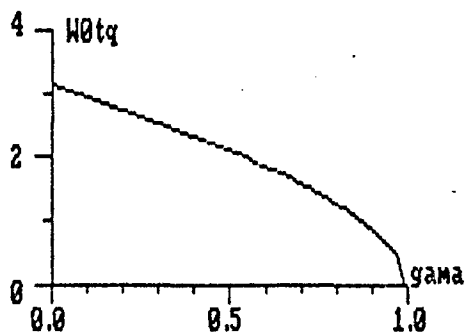


FIGURA 11.17 - Ângulo disponível para o bloqueio do transistor T₁ (ωt_q) em função da carga (γ).-

11.5.2 - MODELO CONSIDERANDO A INFLUÊNCIA DE L_m

As etapas de condução são as mesmas que para o estudo idealizado,

tanto para $i_1(t)$ quanto para $i_2(t)$.-

No presente desenvolvimento matemático o ganho estático será dado pela equação 11.115, que nada mais é do que a 11.99 parametrizada.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{I_{1med}}{I_{2med}} \quad (11.115)$$

$$I_{1med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{1med}}{E_1} \quad (11.116)$$

$$I_{2med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{2med}}{E_1} \quad (11.117)$$

Devido à extensão das equações elas não serão substituídas umas nas outras.- Ainda pelo mesmo motivo, a equação de I_{1med} será subdividida em sub-equações.-

Por definição:

$$A = \frac{f}{f_0} \quad (11.118)$$

$$B = \frac{L_r}{L_m} \quad (11.119)$$

$$I_{1med} = I'_{1med} + I''_{1med} + I'''_{1med} + I''''_{1med} \quad (11.120)$$

$$I'_{1med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i'_{1med}}{E_1} \quad (11.121)$$

$$I''_{1med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i''_{1med}}{E_1} \quad (11.122)$$

$$I'''_{1med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i'''_{1med}}{E_1} \quad (11.123)$$

$$I''''_{1med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i''''_{1med}}{E_1} \quad (11.124)$$

A equação 11.125 é referente ao primeiro estágio linear.-

$$I'_{1med} = \frac{\pi}{A} \cdot \left(1 + \frac{E_2}{E_1}\right) \cdot \left(\frac{\Delta t_1}{T}\right)^2 \quad (11.125)$$

A equação 11.126 é encontrada no primeiro estágio ressonante.-

$$I''_{1med} = \frac{A}{2\pi} \left(\frac{B}{B+1} - 1\right) \left(\frac{1}{B+1} + \frac{E_2}{E_1}\right) \left(\cos\left(\sqrt{B+1} \frac{2\pi}{A} \frac{\Delta t_2}{T}\right) - 1\right) + \quad (11.126)$$

$$+ I_{m1} \frac{\Delta t_2}{T} + \frac{\pi}{A} \cdot \frac{B}{B+1} \left(\frac{\Delta t_2}{T}\right)^2$$

Onde:

$$I_{m1} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{m1}}{E_1} \quad (11.127)$$

i_{m1} = corrente no indutor de acumulação no final da etapa anterior.-

Para a terceira etapa de funcionamento encontra-se a equação 11.128.-.

$$I_{1med}'' = \frac{\pi}{A} \cdot \frac{B}{B+1} \cdot \left(\frac{\Delta t_3}{T}\right)^2 + \frac{B}{(B+1)\sqrt{B+1}} \cdot \pi \cdot \frac{\Delta t_3}{T} + I_{m1} \cdot \frac{\Delta t_3}{T} \quad (11.128)$$

E a equação 11.129 é encontrada para a quarta etapa de funcionamento.-

$$I_{1med}''' = \frac{A}{2\pi} \left(1 - \frac{B}{B+1}\right) \left(\frac{1}{B+1} + \frac{E_2}{E_1}\right) \left(\cos\left(\sqrt{B+1} \cdot \frac{2\pi}{A} \frac{\Delta t_4}{T}\right) - 1\right) + \left(I_{m1} + \frac{B\pi}{(B+1)\sqrt{B+1}}\right) \cdot \frac{\Delta t_4}{T} + \frac{\pi}{A} \cdot \frac{B}{B+1} \cdot \left(\frac{\Delta t_4}{T}\right)^2 + \frac{2\pi}{A} \cdot \frac{B}{B+1} \cdot \frac{\Delta t_3}{T} \cdot \frac{\Delta t_4}{T} \quad (11.129)$$

A equação, parametrizada do valor médio da corrente $i_2(t)$ é a de número 11.130.-

$$I_{2med} = I_M \left(\frac{\Delta t_1}{T} + \frac{\Delta t_6}{T}\right) - \frac{\pi B}{A} \frac{E_2}{E_1} \left(\frac{\Delta t_1}{T} + \frac{\Delta t_6}{T}\right)^2 - \frac{\pi}{A} \left(1 + \frac{E_2}{E_1}\right) \left(\frac{\Delta t_1}{T}\right)^2 \quad (11.130)$$

Onde:

$$I_M = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_M}{E_1} \quad (11.131)$$

i_M = valor máximo da corrente no indutor de acumulação (L_m).

f_0 = frequência de ressonância.-

f = frequência de funcionamento.-

Pelo princípio de funcionamento do conversor buck-boost quase-ressonante em estudo deve-se ter $A < 1,0$ e $B < 1,0$.- Para que haja comutação não dissipativa deve-se obedecer a desigualdade dada na equação 11.132.-

$$I_{m0} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < (E_1 + E_2) \quad (11.132)$$

Para $B < 0,02$ as curvas do ganho estático são as mesmas, independentemente do valor.-

Com os valores dos tempos calculados por processo iterativo obteve-se as curvas do ganho estático que estão representadas nas figuras 11.18 e 11.19.-

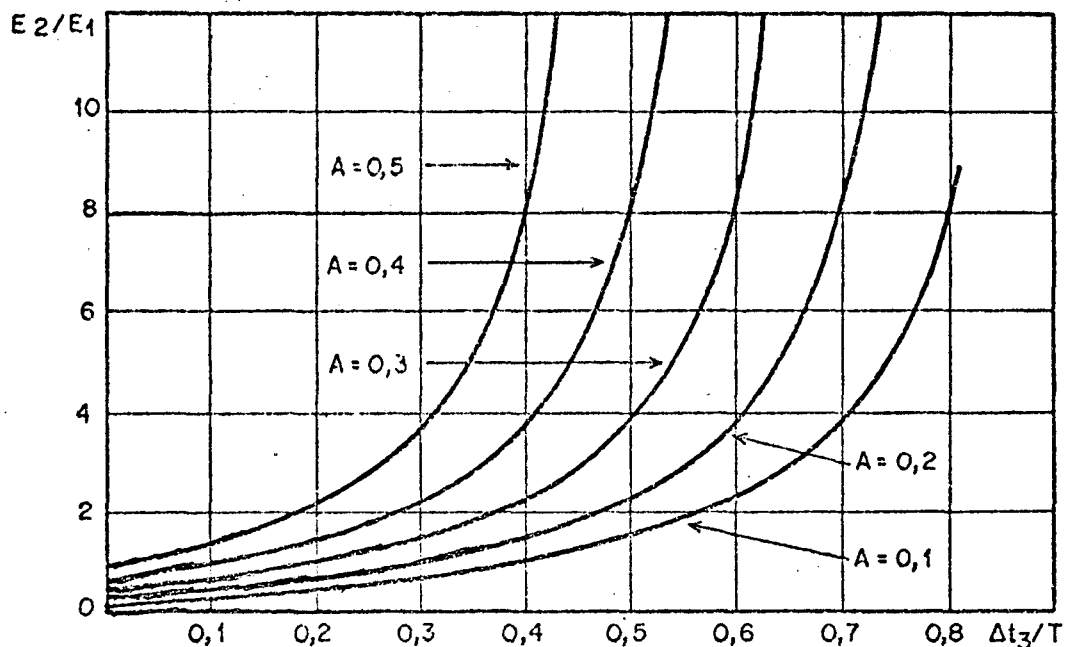


FIGURA 11.18 - Ganho estático para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM para $B < 0,02$, considerando-se a influência de L_m . -

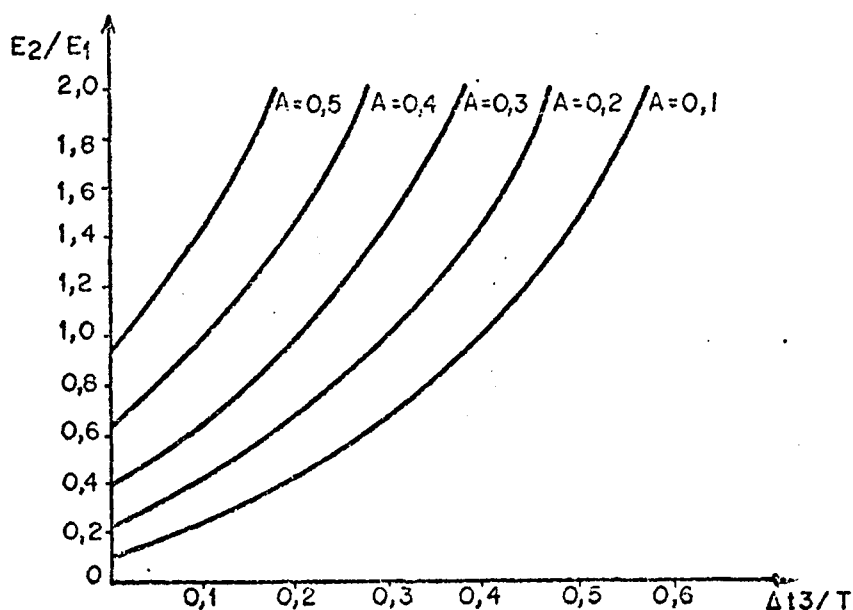


FIGURA 11.19 - Ampliação da figura 11.18. -

Comparando-se as figuras 11.16 e 11.18 observa-se que elas não sofrem variações significativas. - Isto indica que o estudo idealizado, que é muito mais simples, consegue uma aproximação bastante boa do modelo mais completo. - Por isto os valores médios e eficazes serão calculados com base no estudo idealizado. -

11.6 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

11.6.1 - TRANSISTOR PRINCIPAL (T₁)

IT_{1MED}

A corrente que circula pelo transistor principal T₁ é diferente de zero na primeira, na segunda, na terceira e em parte da quarta etapa de funcionamento.- Então a corrente no transistor principal T₁ é dada pelas equações 11.133, 11.134, 11.135 e 11.136, para a primeira, a segunda, a terceira e a quarta etapa, respectivamente.-

$$i_{T1}(t) = \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \quad (11.133)$$

$$i_{T1}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \text{sen } \omega t + I_M \quad (11.134)$$

$$i_{T1}(t) = I_M \quad (11.135)$$

$$i_{T1}(t) = -\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \text{sen } \omega t + I_M \quad (11.136)$$

Então o valor médio de $i_{T1}(t)$ é dado pela equação 11.137.-

$$i_{T1med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t dt + I_M \int_0^{\Delta t_2} dt \right. \\ \left. + I_M \int_0^{\Delta t_3} dt - \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \int_0^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t dt + I_M \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (11.137)$$

Onde:

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_0} \text{sen}^{-1}(\gamma) \quad (11.138)$$

Solucionando-se a equação 11.137 encontra-se:

$$\frac{IT_{1med}}{I_M} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} + \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (11.139)$$

A equação 11.139 foi solucionada para vários valores de carga (γ) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.14, 8.15, 8.16, 8.17, 8.18 e 8.19.- Observando-se que α e I devem ser substituídos por γ e I_M , respectivamente.-

IT1EF

$$(i_{T1EF})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\frac{E_1 + E_2}{L_r} \right)^2 \int_0^{\Delta t_1} t^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \sin \omega t + I_M \right)^2 dt \right. \\ \left. + I_M^2 \int_0^{\Delta t_3} dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(- \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \sin \omega t + I_M \right)^2 dt \right\} \quad (11.140)$$

Solucionando-se a equação 11.140 encontra-se a 11.141.-

$$\left(\frac{i_{T1EF}}{I_M} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{3} + \frac{2}{\gamma} + 3 \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma} \right)^2 - 1} + \left[1 + \frac{1}{2\gamma^2} \right] \left(\pi + \sin^{-1}(\gamma) \right) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (11.141)$$

A equação 11.141 foi solucionada para vários valores de carga (γ) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.20, 8.21, 8.22, 8.23, 8.24 e 8.25.- Lembrando-se que, nos lugares de α e I devem ser colocados γ e I_M , respectivamente.-

11.6.2 - DIODO PRINCIPAL D1

ID1MED

Pelas etapas de funcionamento tem-se que, o diodo principal D1 conduz apenas durante uma parte da quarta etapa de funcionamento, isto acontece durante o tempo de polarização reversa (t_q) do transistor principal T1.- Durante este intervalo de tempo $i_{D1}(t) = -i_1(t)$.- Então o valor médio da corrente $i_{D1}(t)$ é dado pela equação 11.142.-

$$i_{D1med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} \sin \omega t dt - I_M \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (11.142)$$

Solucionando-se a equação 11.142 encontra-se:

$$\frac{i_{D1med}}{I_M} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ 2 \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma} \right)^2 - 1} - \pi + 2 \sin^{-1}(\gamma) \right\} \quad (11.143)$$

A equação 11.143 foi solucionada para vários valores de carga (γ) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figura 8.26, 8.27, 8.28, 8.29, 8.30 e 8.31.- Tomando-se o cuidado de substituir α e I por γ e I_M , respectivamente.-

ID1EF

$$(i_{D1ef})^2 = \frac{1}{T} \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \sin \omega t - I_M \right)^2 dt \quad (11.144)$$

Solucionando-se a equação 11.144 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D1ef}}{I_M} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \left(\left(\frac{1}{2\gamma} \right)^2 + 1 \right) \left(\pi - 2 \sin^{-1}(\gamma) \right) - 3 \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma} \right)^2 - 1} \right\} \quad (11.145)$$

A equação 11.145 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.32, 8.33, 8.34, 8.35, 8.36 e 8.37.- Observando-se que α e I devem ser trocados por γ e I_M , respectivamente.-

11.6.3 - TRANSISTOR AUXILIAR (T2)

IT2MED

Mais uma vez pelas etapas de funcionamento, a corrente que circula pelo transistor auxiliar é diferente de zero na quarta e na quinta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no transistor auxiliar é dada pelas equações 11.146 e 11.147, para a quarta e a quinta etapa, respectivamente.-

$$i_{r2}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \sin \omega t \quad (11.146)$$

$$i_{r2}(t) = I_M \quad (11.147)$$

Então o valor médio da corrente no transistor T2 é dada pela equação 11.148.-

$$i_{T2med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \int_0^{\Delta t_4} \sin \omega t dt + I_M \int_0^{\Delta t_5} dt \right\} \quad (11.148)$$

Solucionando-se a equação 11.148 encontra-se a 11.149.-

$$\frac{i_{T2med}}{I_M} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\gamma} \quad (11.149)$$

A equação 11.149 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e de f/f_0 e deu origem às curvas da figuras 8.38, 8.39, 8.40, 8.41, 8.42 e 8.43.- Lembrando-se de se substituir α e I por γ e I_M , respectivamente.-

I_{T2EF}

$$(i_{T2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \right)^2 \int_0^{\Delta t_4} \sin^2 \omega t \, dt + I_M^2 \int_0^{\Delta t_5} dt \right\} \quad (11.150)$$

Solucionando-se a equação 11.150 encontra-se a 11.151.-

$$\left(\frac{i_{T2ef}}{I_M} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\gamma^2} \left(\pi - \sin^{-1}(\gamma) \right) + \frac{1}{\gamma} - \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma} \right)^2 - 1} \right\} \quad (11.151)$$

A equação 11.151 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.44, 8.45, 8.46, 8.47, 8.48 e 8.49.- Observando-se que α e I devem ser substituídos por γ e I_M , respectivamente.-

11.6.4 - DIODO AUXILIAR (D₂)

I_{D2MED}

Novamente, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo auxiliar (D₂) é diferente de zero apenas durante a segunda etapa e esta corrente é dada pela equação 11.152.-

$$i_{D2}(t) = i_{Lr}(t) - I_M \quad (11.152)$$

Então o valor médio da corrente no diodo auxiliar é dado pela equação 11.153.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \int_0^{\Delta t_2} \sin \omega t \, dt \right\} \quad (11.153)$$

Solucionando-se a equação 11.153 encontra-se:

$$\frac{i_{D2med}}{I_M} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\gamma} \quad (11.154)$$

A equação 11.154 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.50, 8.51, 8.52, 8.53, 8.54 e 8.55.- Lembrando-se que α e I devem ser substituídos por γ e I_M , respectivamente.-

I_{D2EF}

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} (E_1 + E_2) \right)^2 \int_0^{\Delta t_2} \sin^2 \omega t \, dt \right\} \quad (11.155)$$

Solucionando-se a equação 11.155 encontra-se a 11.156.-

$$\left(\frac{i_{D2ef}}{I_M} \right)^2 = \frac{1}{4} \frac{f}{f_0} \left(\frac{1}{\gamma} \right)^2 \quad (11.156)$$

A equação 11.156 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.56, 8.57, 8.58, 8.59, 8.60 e 8.61.- Lembrando-se de substituir α e I por γ e I_M , respectivamente.-

11.6.5 - DIODO DE BLOQUEIO (D3)

ID3MED

A corrente que circula pelo diodo de bloqueio (D3) é diferente de zero na primeira e na sexta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de bloqueio é representada pelas equações 11.157 e 11.158, respectivamente.-

$$i_{D3}(t) = I_M - i_{Lr}(t) \quad (11.157)$$

$$i_{D3}(t) = I_M \quad (11.158)$$

Das equações 11.157 e 11.158 tem-se que o valor médio de corrente no diodo de bloqueio (D3) é representado pela equação 11.159.-

$$i_{D3med} = \frac{1}{T} \left\{ I_M \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{E_1 + E_2}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + I_M \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (11.159)$$

Solucionando-se a equação 11.159 encontra-se a 11.160.-

$$\frac{i_{D3med}}{I_M} = 1 - \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} \quad (11.160)$$

A equação 11.160 foi resolvida para vários valores de carga (γ) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.62, 8.63, 8.64, 8.65, 8.66 e 8.67.- Observando-se que α e I devem ser substituídos por γ e I_M , respectivamente.-

ID3EF

$$(i_{D3ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left(I_M - \frac{E_1 + E_2}{L_r} t \right)^2 dt + I_M^2 \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (11.161)$$

Solucionando-se a equação 11.161 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D3ef}}{I_M} \right)^2 = 1 - \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{2}{3} \gamma + \frac{1}{\gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\gamma) \right\} \quad (11.162)$$

A equação 11.162 foi solucionada para vários valores de carga (γ) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.68, 8.69, 8.70, 8.71, 8.72 e 8.73.- Lembrando-se de substituir α e I por γ e I_M , respectivamente.-

11.7 - ROTEIRO DE PROJETO

São fornecidas as tensões máxima e mínima de entrada, a tensão de saída, a potência nominal (máxima), a potência mínima e a frequência de funcionamento.-

De posse destes valores calcula-se os valores máximos e mínimos da corrente de carga e do ganho estático.-

Com os valores dos ganhos estáticos máximo e mínimo consulta-se a figura 11.16 ou as figuras 11.18 e 11.19, selecionando-se os valores de f/f_0 e de Δt_{3max} adequados.-

Com os valores de f/f_0 e de f encontra-se o valor de f_0 .-

De posse da frequência de ressonância (f_0) encontra-se a primeira relação envolvendo o indutor de ressonância (L_r) e o capacitor de ressonância (C_r).-

Uma vez selecionados os valores de L_r , C_r , Δt_{3max} e f/f_0 , consulta-se as figuras 8.14 à 8.73, para se fazer a seleção dos componentes adequados.-

11.8 - PROJETO

$$P_{min} = 15 \text{ W}$$

$$P_{max} = 100 \text{ W}$$

$$E_{1min} = 40 \text{ V}$$

$$E_{1max} = 60 \text{ V}$$

$$E_2 = 24 \text{ V}$$

$$f = 400 \text{ KHz}$$

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{V_I} = \frac{100}{24} = 4,167 \text{ A} \quad (11.163)$$

$$I_{min} = \frac{P_{min}}{V_I} = \frac{15}{24} = 0,625 \quad (11.164)$$

$$\frac{E_2}{E_{1max}} = \frac{24}{60} = 0,4 \quad (11.165)$$

$$\frac{E_2}{E_{1min}} = \frac{24}{40} = 0,6 \quad (11.166)$$

Com as equações 11.165 e 11.166 consulta-se as figuras 11.16, 11.18 e 11.19 e encontra-se:

$$A = 0,2 \quad (11.167)$$

$$B < 0,02 \quad (11.168)$$

$$\Delta t_{3\max} = 0,175 \quad (11.169)$$

$$A = \frac{f}{f_0} \quad (11.170)$$

$$\boxed{f_0 = 2,0 \text{ MHz}} \quad (11.171)$$

Tem-se que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (11.172)$$

$$L_r C_r = \left(\frac{1}{2\pi f_0} \right)^2 \quad (11.173)$$

Substituindo-se a equação 11.171 na 11.173 encontra-se a 11.174.

$$\boxed{L_r C_r = 6,33257 \times 10^{-15}} \quad (11.174)$$

Para se assegurar comutação não dissipativa a equação 11.175 deve ser observada.-

$$I_{m0} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < (E_{1\min} + E_2) \quad (11.175)$$

Tem-se que:

$$I_{m0} = \frac{I_2}{1 - D_{\max}} \quad (11.176)$$

$$D_{\max} = A + \Delta t_{3\max} \quad (11.177)$$

Substituindo-se as equações 11.167 e 11.169 na 11.177 encontra-se a 11.178.-

$$D_{\max} = 0,375 \quad (11.178)$$

Considerando-se as perdas, corrige-se D_{\max} em vinte por cento e o seu valor é o da equação 11.179.-

$$\boxed{D_{\max} = 0,45} \quad (11.179)$$

Substituindo-se a equação 11.179 na 11.176 obtem-se a 11.180.-

$$I_{m0} = 7,58 \text{ A} \quad (11.180)$$

Com os valores das tensões de entrada mínima, de saída e da equação 11.180, substitui-se na 11.175 e obtem-se a 11.181.-

$$\frac{L_r}{C_r} < 71,28884 \quad (11.181)$$

Para se assegurar, com uma boa margem de segurança, a comutação não dissipativa, adota-se:

$$\boxed{\frac{L_r}{C_r} = 15} \quad (11.182)$$

Com as equações 11.174 e 11.182, encontra-se o valor de C_r . -

$$C_r = 20,6 \text{ nF} \quad (11.183)$$

Será utilizado um capacitor de valor comercial mais próximo. -

$$C_r = 22 \text{ nF} \quad (11.184)$$

Das equações 11.184 e 11.182 encontra-se o valor de L_r . -

$$L_r = 0,33 \text{ } \mu\text{H} \quad (11.185)$$

Com os valores de L_r e C_r encontrados, equações 11.184 e 11.185, calcula-se o valor da frequência de ressonância com a qual o conversor irá trabalhar. -

$$f_o = 1,9 \text{ MHz} \quad (11.186)$$

Por definição:

$$B = \frac{L_r}{L_m} \quad (11.187)$$

Substituindo-se a equação 11.187 na 11.167 encontra-se a 11.188.

$$L_m > 16,5 \text{ } \mu\text{H} \quad (11.188)$$

O valor de L_m que será utilizado é o da equação 11.189. -

$$L_m = 50 \text{ } \mu\text{H} \quad (11.189)$$

Com as equações 11.180 e 11.182 e os valores de $E_{1\min}$ e E_2 calcula-se o valor de γ_{\max} . -

$$\gamma_{\max} = \frac{I_{m0}}{E_{1\min} + E_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (11.190)$$

$$\gamma_{\max} = 0,459 \quad (11.191)$$

Com os valores de γ_{\max} (eq. 11.191), $E_2/E_{1\min}$ (eq. 11.166), f/f_o e $\Delta t_{3\max}$ (eq. 11.169) consulta-se as figuras 8.16, 8.22, 8.28, 8.34, 8.40, 8.46, 8.52, 8.58, 8.64 e 8.70 e são obtidos os valores das correntes médias e eficazes relacionados à seguir. -

$$\frac{i_{T1\text{med}}}{I_M} \cong 0,4 \quad (11.192)$$

$$I_M = I_{m0} = 7,58 \text{ A} \quad (11.193)$$

$$i_{T1\text{med}} = 3,032 \text{ A} \quad (11.194)$$

$$\frac{i_{T1\text{ef}}}{I_M} \cong 0,84 \quad (11.195)$$

$$i_{T1\text{ef}} = 6,367 \text{ A} \quad (11.196)$$

$$\frac{i_{D1med}}{I_M} \cong 0,045 \quad (11.197)$$

$$i_{D1med} = 0,341 \text{ A} \quad (11.198)$$

$$\frac{i_{D1ef}}{I_M} \cong 0,18 \quad (11.199)$$

$$i_{D1ef} = 1,364 \text{ A} \quad (11.200)$$

$$\frac{i_{T2med}}{I_M} \cong 0,128 \quad (11.201)$$

$$i_{T2med} = 0,970 \text{ A} \quad (11.202)$$

$$\frac{i_{T2ef}}{I_M} \cong 0,45 \quad (11.203)$$

$$i_{T2ef} = 3,410 \text{ A} \quad (11.204)$$

$$\frac{i_{D2med}}{I_M} \cong 0,128 \quad (11.205)$$

$$i_{D2med} = 0,970 \text{ A} \quad (11.206)$$

$$\frac{i_{D2ef}}{I_M} \cong 0,45 \quad (11.207)$$

$$i_{D2ef} = 3,411 \text{ A} \quad (11.208)$$

$$\frac{i_{D3med}}{I_M} \cong 0,600 \quad (11.209)$$

$$i_{D3med} = 4,548 \text{ A} \quad (11.210)$$

$$\frac{i_{D3ef}}{I_M} \cong 0,78 \quad (11.211)$$

$$i_{D3ef} = 5,912 \text{ A} \quad (11.212)$$

Das formas de ondas da figura 11.12 e das etapas de funcionamento, encontra-se:

$$i_{T1picomax} = I_M + (E_{1max} + E_2) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (11.213)$$

$$i_{T1picomax} = 29,27 \text{ A} \quad (11.214)$$

$$i_{D1picomax} = (E_{1max} + E_2) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} - I_{Mmin} \quad (11.215)$$

$$I_{Mmin} = \frac{I_{2min}}{1 - D_{min}} \quad (11.216)$$

$$D_{min} = 0,2 \quad (11.217)$$

$$I_{Mmin} = 0,781 \text{ A} \quad (11.218)$$

$$i_{D1picomax} = 20,91 \text{ A} \quad (11.219)$$

$$i_{T2picomax} = i_{D2picomax} = (E_{1max} + E_2) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (11.220)$$

$$i_{T2picomax} = i_{D2picomax} = 21,689 \text{ A} \quad (11.221)$$

$$V_{crmax} = 2 E_{1max} + E_2 \quad (11.222)$$

$$V_{crmax} = 144 \text{ V} \quad (11.223)$$

$$V_{D3max} = E_2 + V_{crmax} \quad (11.224)$$

$$V_{D3max} = 168 \text{ V} \quad (11.225)$$

$$V_{T1max} = V_{T2max} = E_{1max} + E_2 \quad (11.226)$$

$$V_{T1max} = V_{T2max} = 84 \text{ V} \quad (11.227)$$

$$i_{D3max} = I_M \quad (11.228)$$

$$i_{D3max} = 7,580 \text{ A} \quad (11.229)$$

Então, os componentes que serão utilizados no conversor projetado devem estar aptos à suportar as seguintes solicitações.-

Transistor Principal (T1)

$$I_{T1med} = 3,032 \text{ A}$$

$$I_{T1ef} = 6,3672 \text{ A}$$

$$I_{T1pico} = 29,269 \text{ A}$$

$$V_{T1} = 84 \text{ V}$$

Diodo Principal (D1)

$$I_{D1med} = 0,3411 \text{ A}$$

$$I_{D1ef} = 1,3644 \text{ A}$$

$$I_{D1pico} = 20,908 \text{ A}$$

$$V_{D1} = 84 \text{ V}$$

Transistor Auxiliar (T2)

$$I_{T2med} = 0,97 \text{ A}$$

$$I_{T2ef} = 3,41 \text{ A}$$

$$IT2pico = 21,689 \text{ A}$$

$$VT2 = 84 \text{ V}$$

Diodo Auxiliar (D2)

$$ID2med = 0,97 \text{ A}$$

$$ID2ef = 3,411 \text{ A}$$

$$ID2pico = 21,689 \text{ A}$$

$$VD2 = 84 \text{ V}$$

Diodo de Bloqueio (D3)

$$ID3med = 4,548 \text{ A}$$

$$ID3ef = 5,9124 \text{ A}$$

$$ID3pico = 7,580 \text{ A}$$

$$VD3 = 168 \text{ V}$$

O circuito projetado está representado na figura 11.20.-

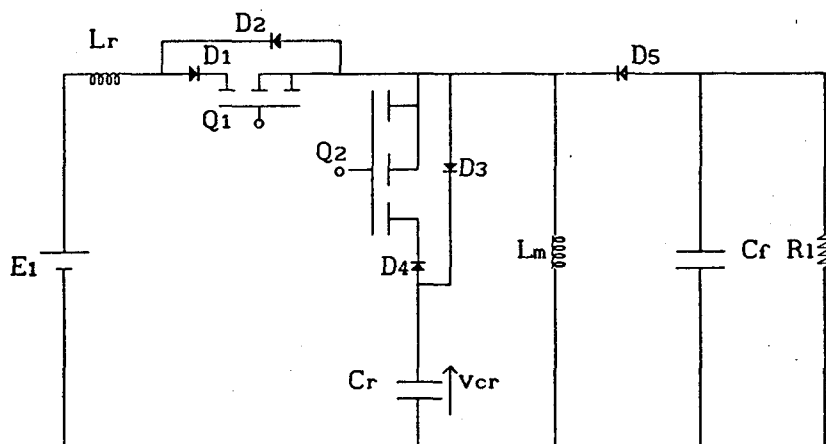


FIGURA 11.20 - Conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM.-

Na figura 11.20, tem-se:

$L_r = 0,311 \mu\text{H}$ (4 espiras em núcleo de ar)

$C_r = 22 \text{ nF}$ (polipropileno, fabricado pela ICOTRON)

$D_1 = D_2 = D_4 = D_5 = \text{MUR 3020}$ (fabricado pela MOTOROLA)

$D_3 = \text{C85005}$ (diodo schotky)

$L_m = 50 \mu\text{H}$ (11 espiras no núcleo E 30/14)

$C_r = 470 \mu\text{F}$ (eletrolítico, fabricado pela ICOTRON)

$Q_1 = Q_2 = \text{IRF 740}$ (fabricados pela INTERNATIONAL RECTIFIER)

Os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 são necessários porque os diodos dos

MOS-FETs disponíveis são muito lentos, o que prejudica, quando não inviabiliza o funcionamento da estrutura em altas frequências.-

O valor do indutor de ressonância (L_r) é um pouco inferior àquele projetado, mas esta variação não prejudica o funcionamento da estrutura, já que os efeitos sensíveis são uma pequena diminuição no γ_{max} e uma pequena variação na frequência de ressonância.- Estes novos valores estão representados nas equações 11.230 e 11.231.-

$$\boxed{f_0 = 1,924 \text{ MHz}} \quad (11.230)$$

$$\boxed{\gamma_{max} = 0,445} \quad (11.231)$$

11.9 - SIMULAÇÃO

O conversor da figura 11.20 foi simulado para os dois caso extremos, e os resultados estão nas figuras 11.21 e 11.22.-

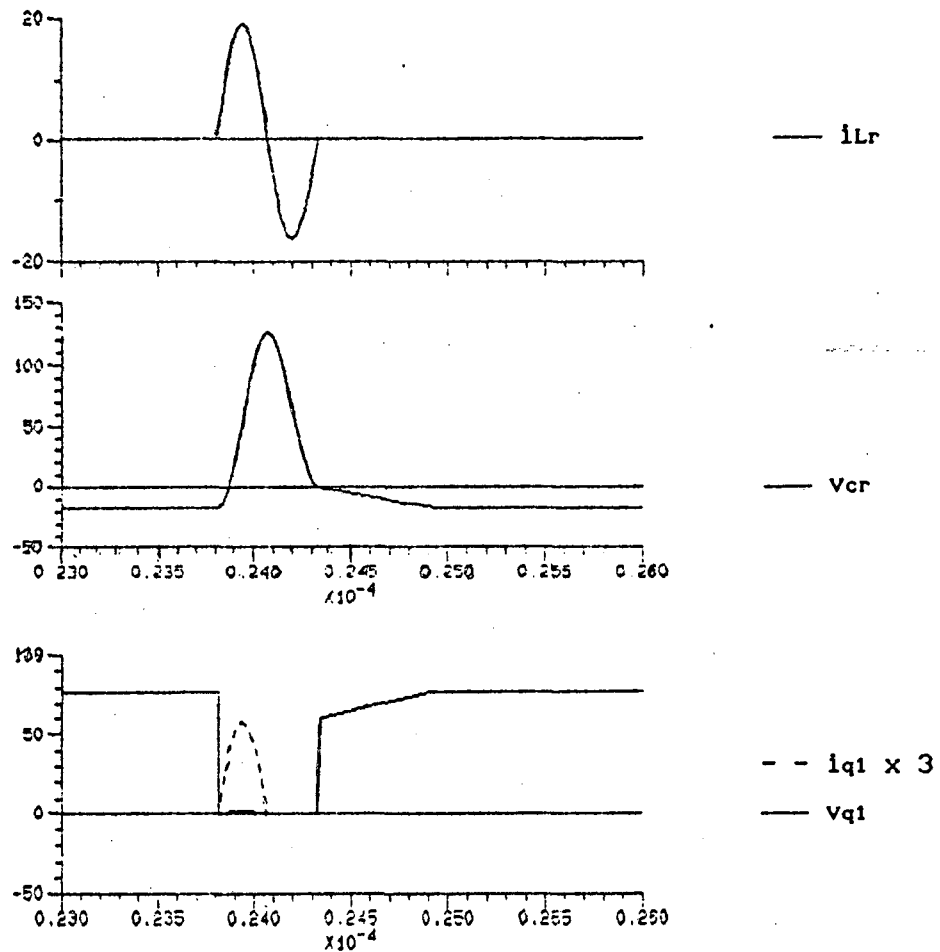


FIGURA 11.21 - Simulação do conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM, projetado, funcionando como o buck-boost-QRC-ZCS-FM.-

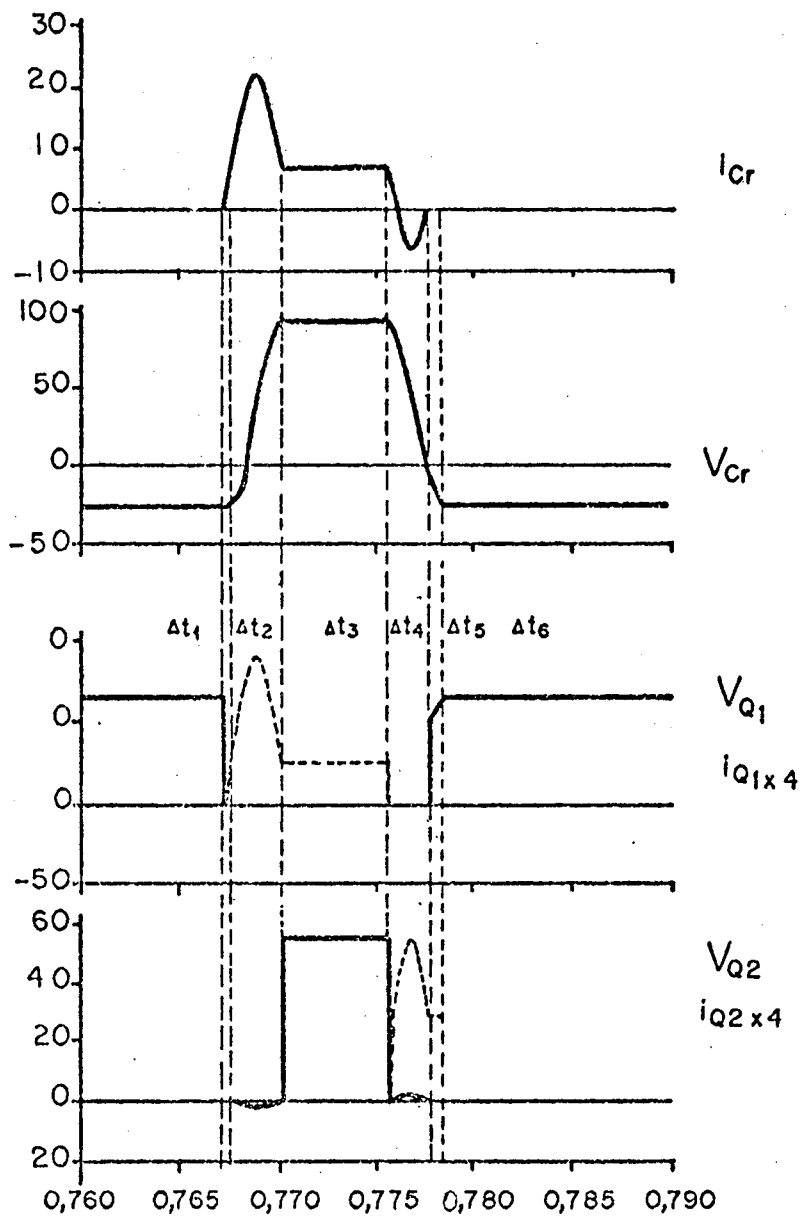


FIGURA 11.22 - Formas de ondas obtidas por simulação, para $E_1=40$ V, $P=100$ W, $R_p=6,5$ Ω e $\Delta t_3/T=0,21$.-

11.10 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor da figura 11.20 foi montado e ensaiado em laboratório, com as seguintes especificações.-

Potência de saída	$P = 15 - 100$ W
Tensão de entrada	$E_1 = 40 - 60$ V
Tensão de saída	$E_2 = 24$ V
Frequência de funcionamento	$f = 378$ kHz
Frequência de ressonância	$f_0 = 1,92$ MHz

Nestes ensaios foram obtidas as características de saída, rendimento e fotografias dos casos extremos.-

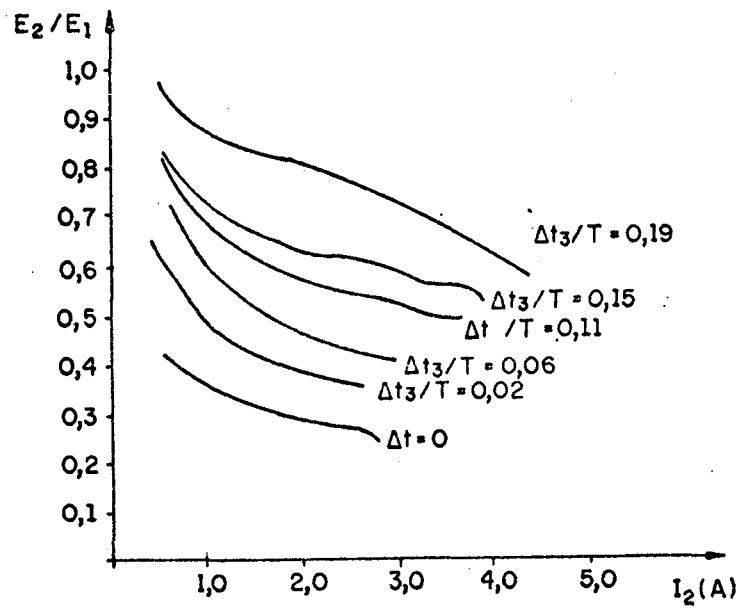


FIGURA 11.23 - Características de saída do conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM da figura 11.20.-

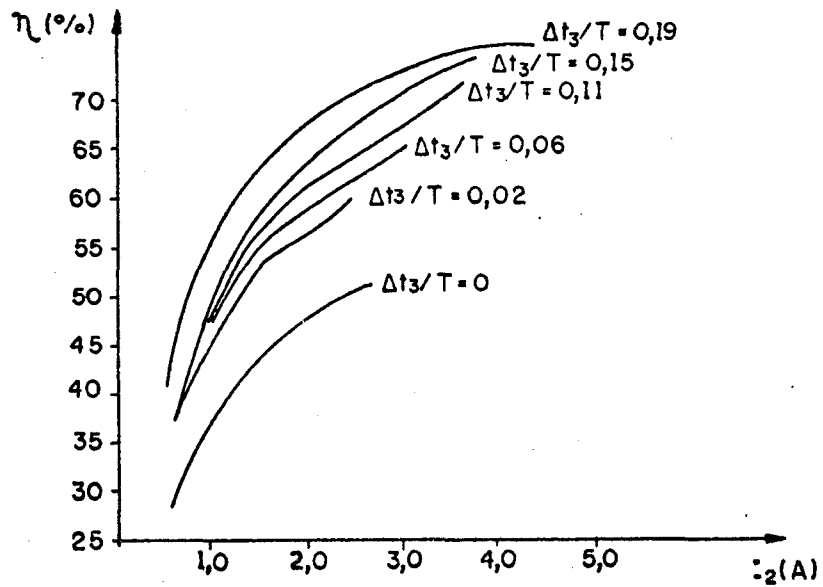


FIGURA 11.24 - Rendimento do conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM da figura 11.20, obtido experimentalmente.-

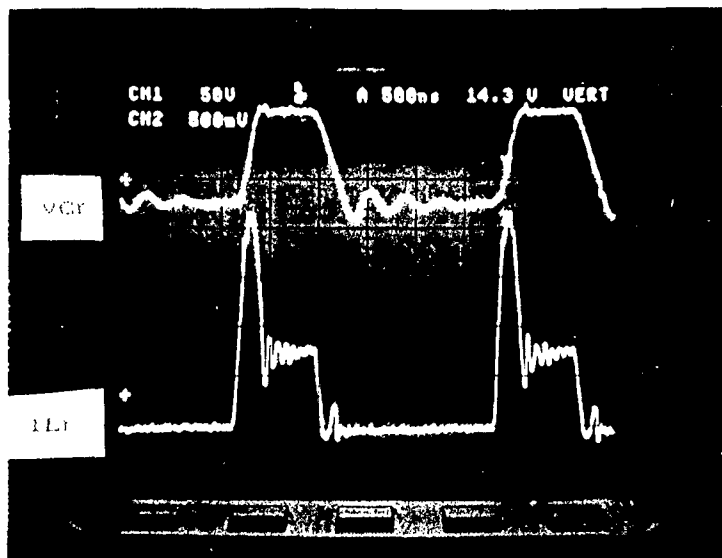


FIGURA 11.25 - Tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) e corrente no indutor de ressonância (i_{lr}) para carga máxima, $\Delta t_3/T = 0,19$; $v_{cr} = 50 \text{ V/div}$; $i_{lr} = 5 \text{ A/div}$; tempo = 500 ns/div.-

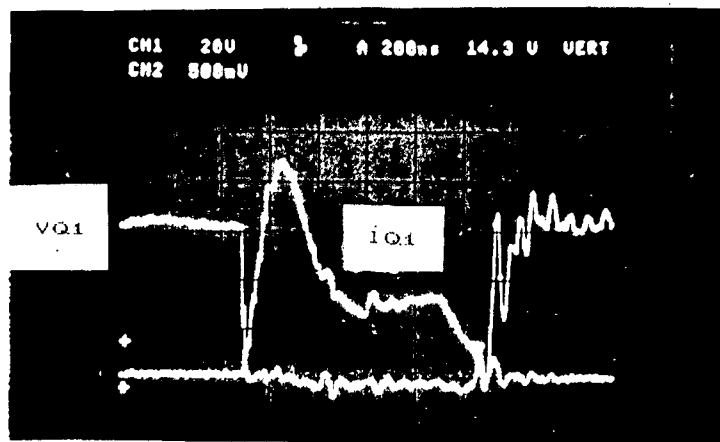


FIGURA 11.26 - Tensão e corrente no transistor Q1, para carga máxima $\Delta t_3/T = 0,19$; $v_{q1} = 20 \text{ V/div}$; $i_{q1} = 5 \text{ A/div}$; tempo = 200 ns/div.-

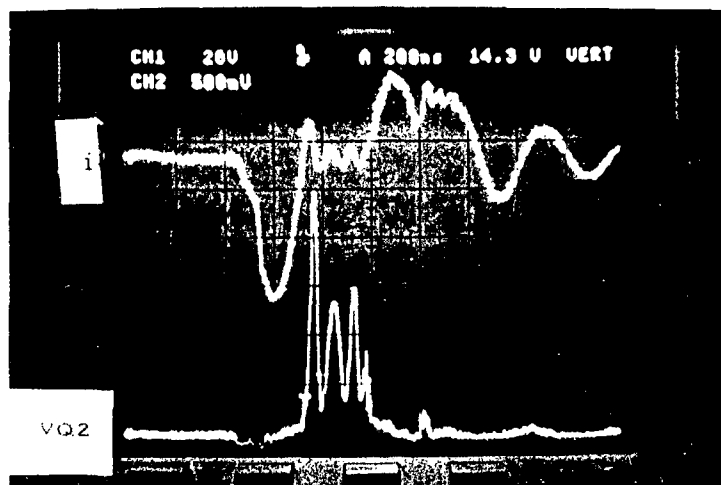


FIGURA 11.27 - Tensão no transistor Q2 e corrente no capacitor de ressonância C_r , para carga máxima, $\Delta t_3/T = 0,19$; $v_{q2} = 20 \text{ V/div}$; $i_{cr} = 5 \text{ A/div}$; tempo = 200 ns/div.-

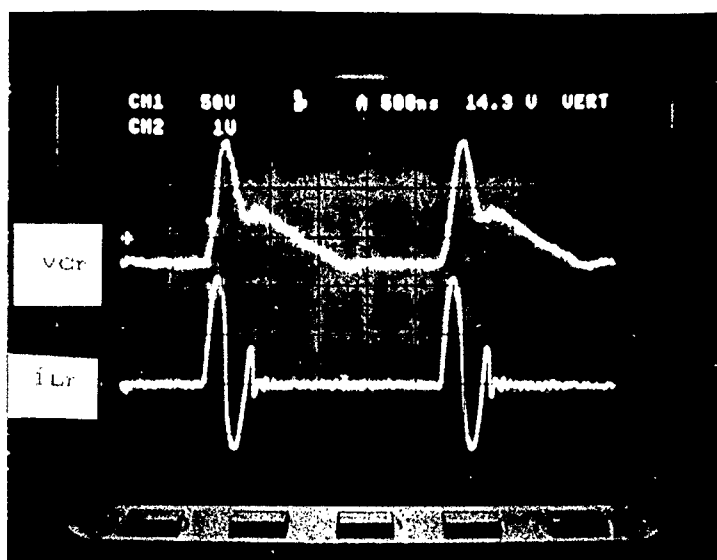


FIGURA 11.28 - Tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}) e corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}), para o conversor funcionando como o buck-boost-QRC-ZCS-FM; $v_{Cr} = 50 \text{ V/div}$; $i_{Lr} = 10 \text{ A/div}$; tempo = 500 ns/div .-

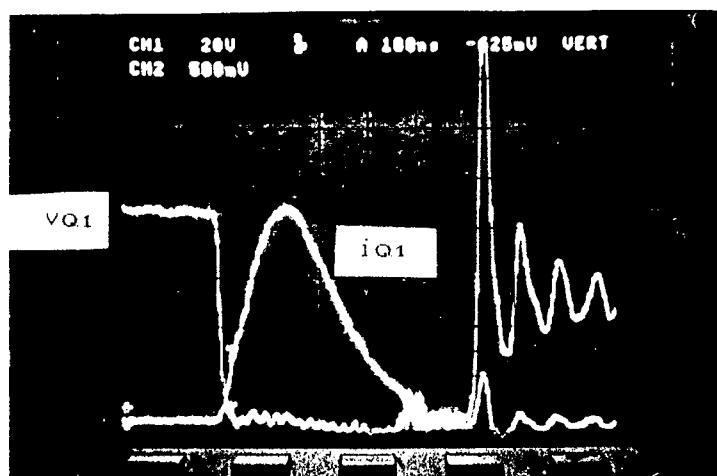


FIGURA 11.29 - Tensão e corrente no transistor Q_1 , para o conversor funcionando como o buck-boost-QRC-ZCS-FM; $v_{Q1} = 20 \text{ V/div}$; $i_{Q1} = 5 \text{ A/div}$; tempo = 100 ns/div .-

11.11 - CONCLUSÕES

Conforme o que foi apresentado neste capítulo pode-se tirar as seguintes conclusões:

A família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM obtida por síntese no capítulo 4, foi analisada qualitativamente.-

Como o funcionamento das estruturas que compõem esta família de conversores quase-ressonantes é basicamente o mesmo, foi analisada matematicamente apenas uma delas.-

Foram feitas duas análises matemáticas, uma idealizada e outra considerando o efeito do indutor de acumulação (L_m).- Comparando-se as duas análises observa-se que, a análise idealizada se revelou muito precisa com

uma simplicidade muito maior.-

Foi desenvolvido um método de projeto, que se revelou bastante adequado.-

Foram feitas simulações e obtidos resultados através de ensaios de um protótipo, e os resultados foram condizentes com o esperado, em termos de comutação (ZCS) e de controle de potência (PWM), validando assim o conversor apresentado.-

Observa-se que, as curvas $E_2/E_1 \times \Delta t_3/T$, da análise, considerando os efeitos de L_m , não sofrem variações para valores de B menores que 0,02.-

Das curvas obtidas por simulação, figuras 11.21 e 11.22, e das fotografias, figura 11.25 à 11.29, comprova-se que ambos os transistores comutam com corrente nula, conservando assim as características dos conversores quase-ressonantes.-

Observa-se que a potência fornecida à carga varia com a variação de $\Delta t_3/T$, que é a característica dos conversores PWM.

Então, as características dos conversores quase-ressonantes foram juntadas às dos conversores PWM na família de conversores quase-ressonante com modulação por largura de pulso em estudo.-

O funcionamento do conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM é tanto mais próximo do de um conversor PWM quanto menor for a relação f/f_0 , de sorte que os conversores buck-boost-PWM podem ser considerados como conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM com frequência de ressonância infinita, ou seja, eles são um caso particular dos conversores quase-ressonantes ZCS-PWM.-

O rendimento do conversor melhora com a preponderância do funcionamento PWM sobre o quase-ressonante.-

CAPÍTULO 12

ESTUDO DO CONVERSOR DE CUK QUASE-RESSONANTE, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

12.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será estudado o conversor de cuk (boost-buck) quase-ressonante, com comutação à corrente nula, modulação por largura de pulso (cuk-QRC-ZCS-PWM) e interruptor bidirecional em corrente.-

Serão apresentadas as seqüências de funcionamento, planos de fases e formas de ondas para todas as estruturas quase-ressonantes cuk-ZCS-PWM obtidas no capítulo 4.-

Serão apresentados o modelo matemático idealizado, ganho estático e valores médios e eficazes em equações e curvas.-

Será desenvolvida uma rotina de projeto dos conversores cuk-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente.-

Será projetado e simulado um destes conversores.-

Serão apresentados e analisados os resultados obtidos por simulação.-

12.2 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Para se obter os conversores quase-ressonantes de cuk, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso (cuk-QRC-ZCS-PWM) com interruptor bidirecional em corrente, deve-se substituir, nos circuitos da figura 4.4, o interruptor S₁ por um transistor em anti-paralelo com um diodo, o interruptor S₂ pelo mesmo e o interruptor S₃ por um diodo.- Fazendo-se estas substituições obtem-se os circuitos da figura 12.1.-

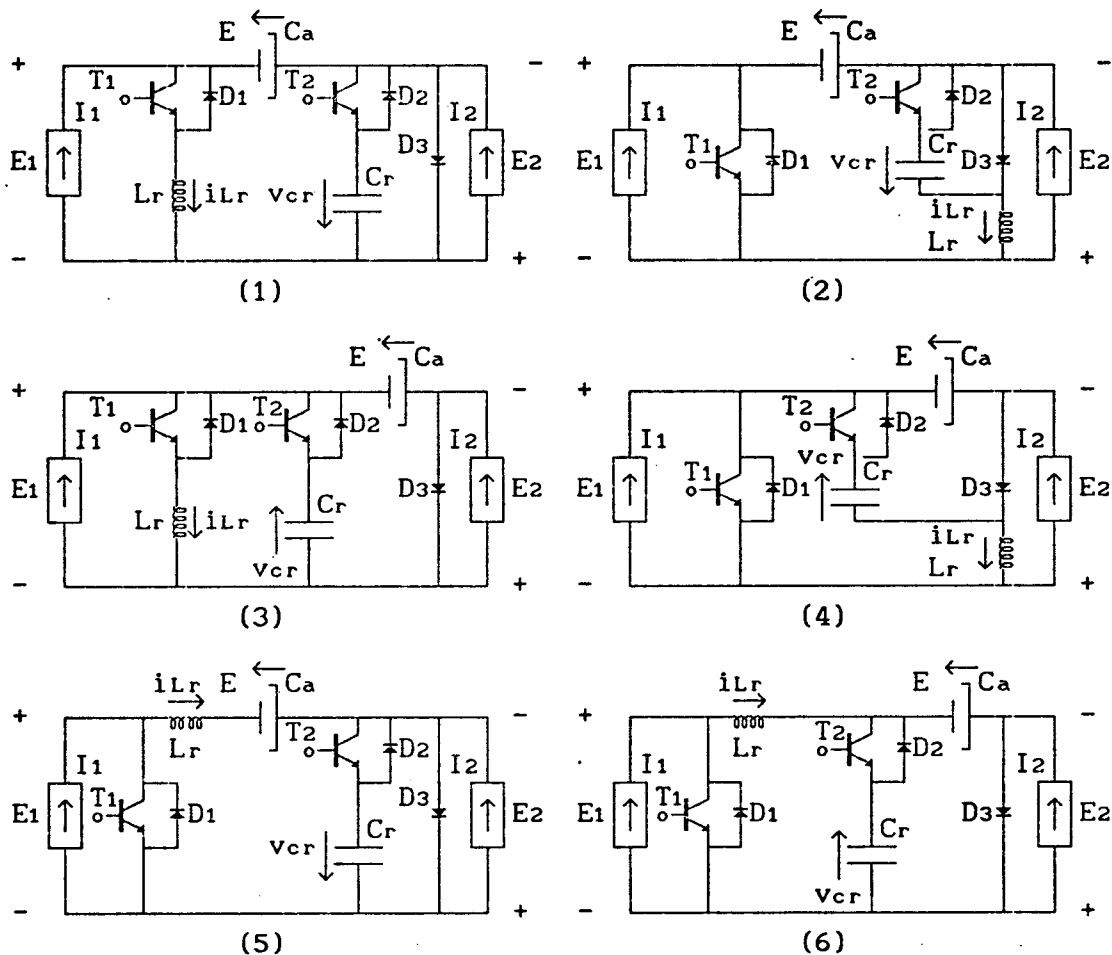


FIGURA 12.1 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM obtida no capítulo 4, figura 4.4, com interruptor bidirecional em corrente.-

À seguir serão apresentadas as etapas de funcionamento para as seis estruturas da figura 12.1.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento tem início quando o transistor T1 é colocado em condução, e se finda quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 1 e 3 da figura 12.2, quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = -I_2$, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura 12.2.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente, nas estruturas 1 e 3 da figura 12.2, e decresce, linearmente também, nas estruturas 2, 4, 5 e 6 da mesma figura.-

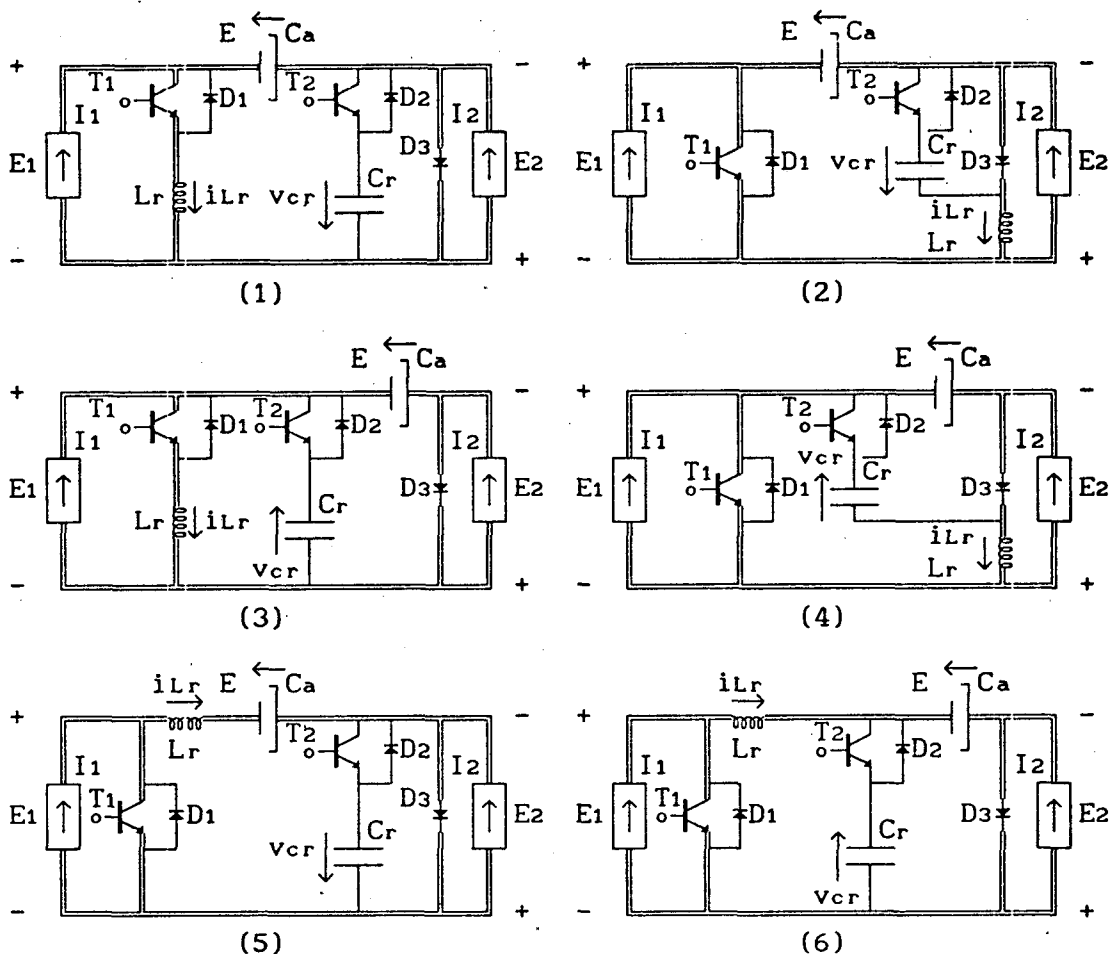


FIGURA 12.2 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (primeira etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 1 e 3 da figura 12.2, quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = -I_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 12.2, e se finda quando o valor da corrente i_{Lr} volta à ser igual ao seu valor inicial.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente até atingir o valor $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 1 e 3 da figura 12.3, e decresce, passa por um mínimo e cresce, senoidalmente também, até atingir o valor $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e até atingir o valor $i_{Lr} = -I_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 12.3.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, cossenoidalmente, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 12.3, e decresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

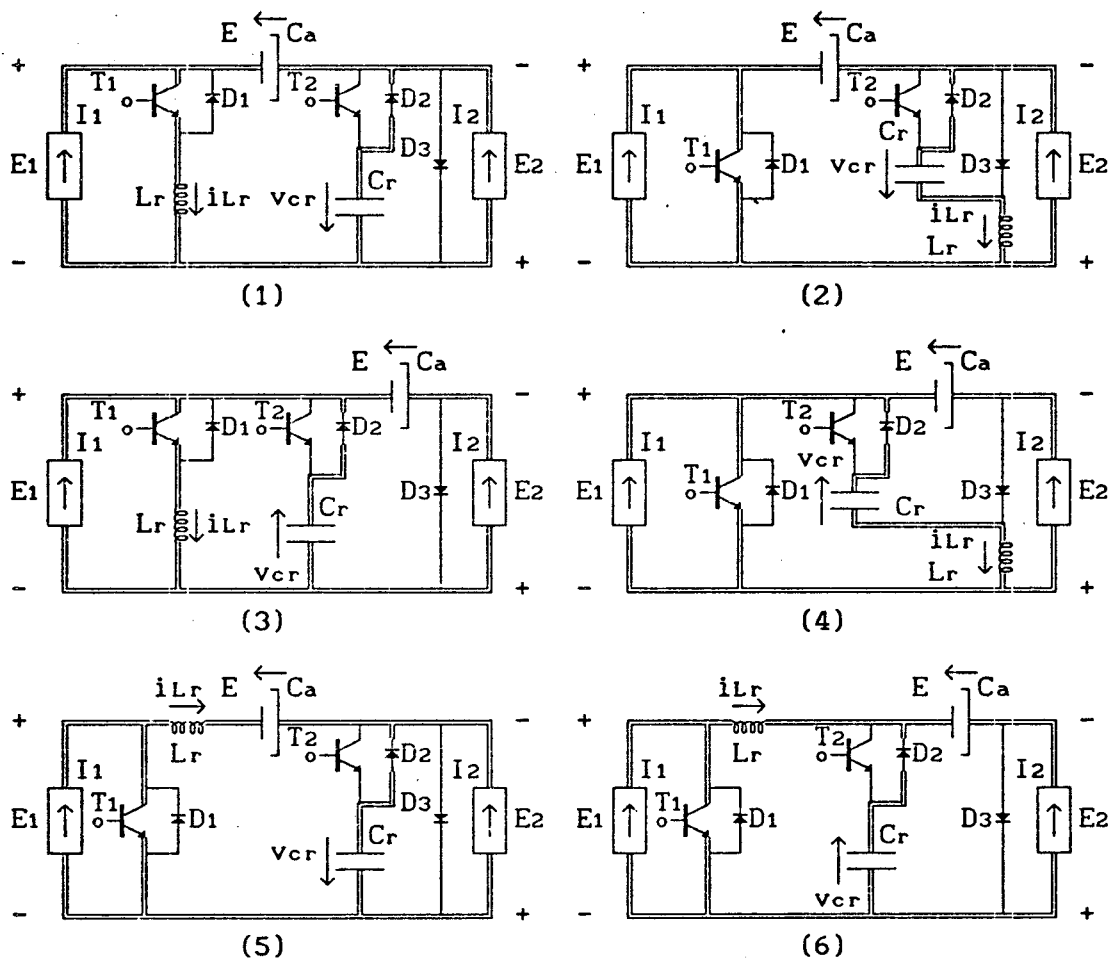


FIGURA 12.3 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3^a ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 1 e 3 da figura 12.3, quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = -I_2$, nas estruturas 5 e 6 ainda da mesma figura 12.3, e se finda quando o transistor T_2 é colocado em condução.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de acumulação C_a fornece energia para a carga (I_2).-

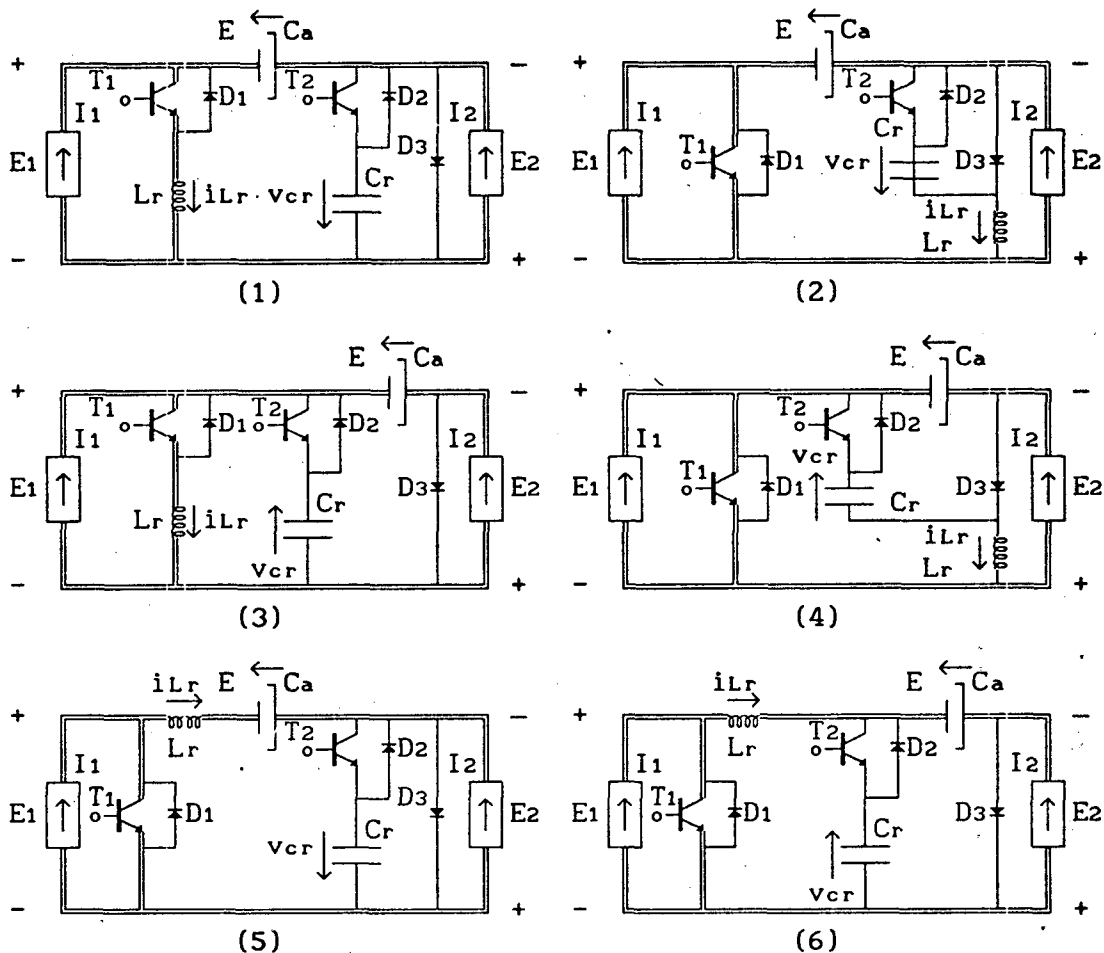


FIGURA 12.4 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (segunda etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando o transistor T2 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 12.5, quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = I_1$, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura 12.5.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila novamente.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce senoidalmente, até se anular, nas estruturas 1 e 3 da figura 12.5, e cresce, passa por um máximo e decresce, senoidalmente também, até atingir o valor $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e até atingir o valor $i_{Lr} = I_1$, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura 12.5.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce cossenoidalmente, nas estruturas 3, 4 e 6 da figura 12.5, e decresce, cossenoidalmente também, nas estruturas 1, 2 e 5 da

mesma figura.-

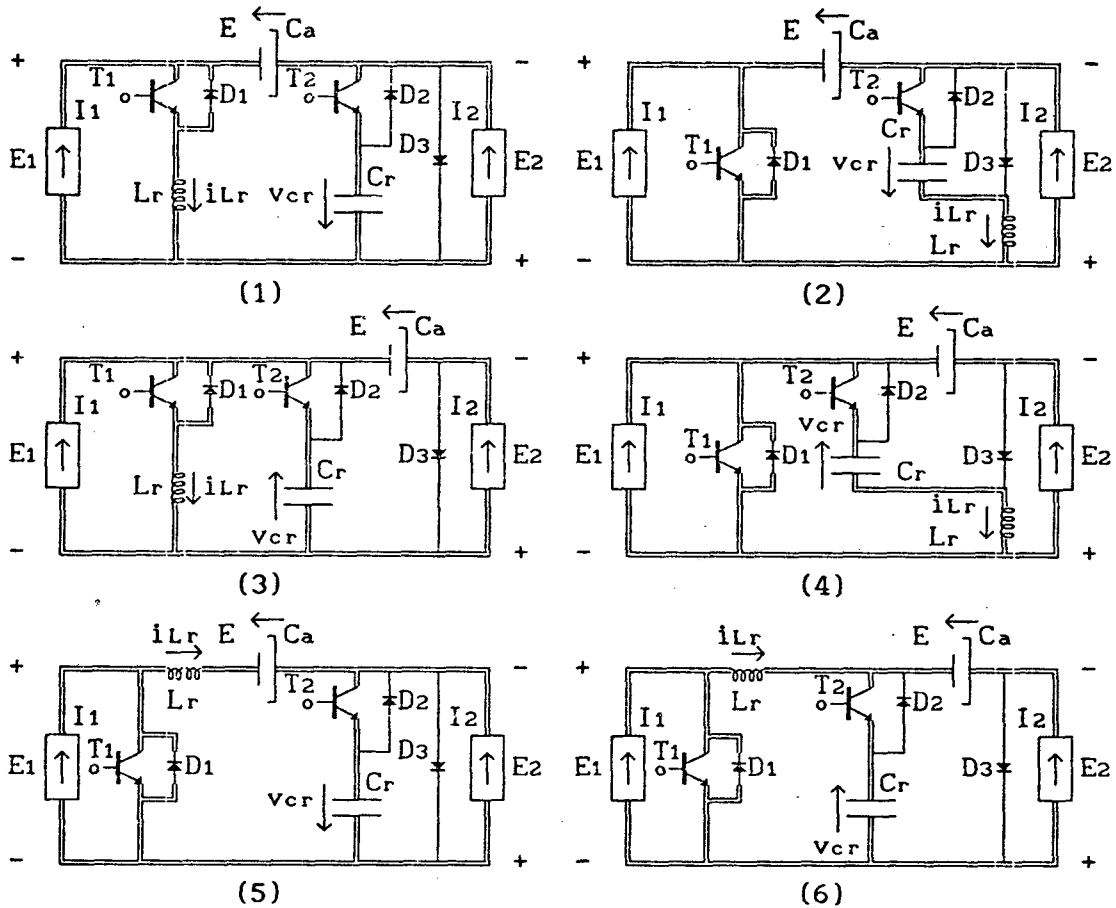


FIGURA 12.5 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $i_{Lr} = 0$, nas estruturas 1 e 3 da figura 12.5, quando $i_{Lr} = I_1 + I_2$, nas estruturas 2 e 4 da mesma figura, e quando $i_{Lr} = I_1$, nas estruturas 5 e 6 da mesma figura 12.5, e se finda quando $v_{cr} = 0$, as estruturas 1, 2 e 5 da figura 12.6, e quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 12.6, e se carrega, linearmente também, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura.-

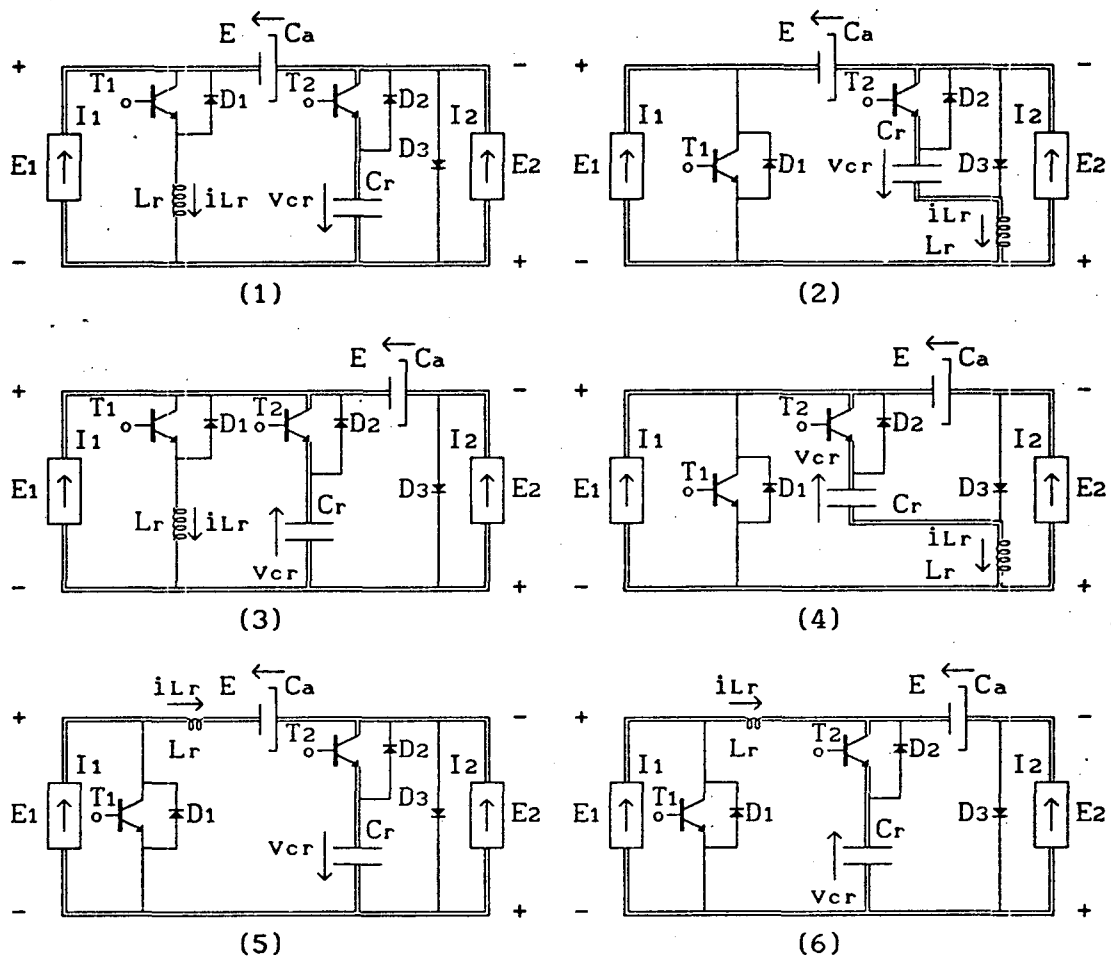


FIGURA 12.6 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da quinta etapa de funcionamento.-

6ª ETAPA (t_5, t_6) Δt_6 (etapa de acumulação de energia)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $v_{cr} = 0$, nas estruturas 1, 2 e 5 da figura 12.6, e quando $v_{cr} = E$, nas estruturas 3, 4 e 6 da mesma figura, e se finda quando o transistor principal T1 é colocado em condução, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de corrente I1 acumula energia no capacitor de acumulação Ca.-

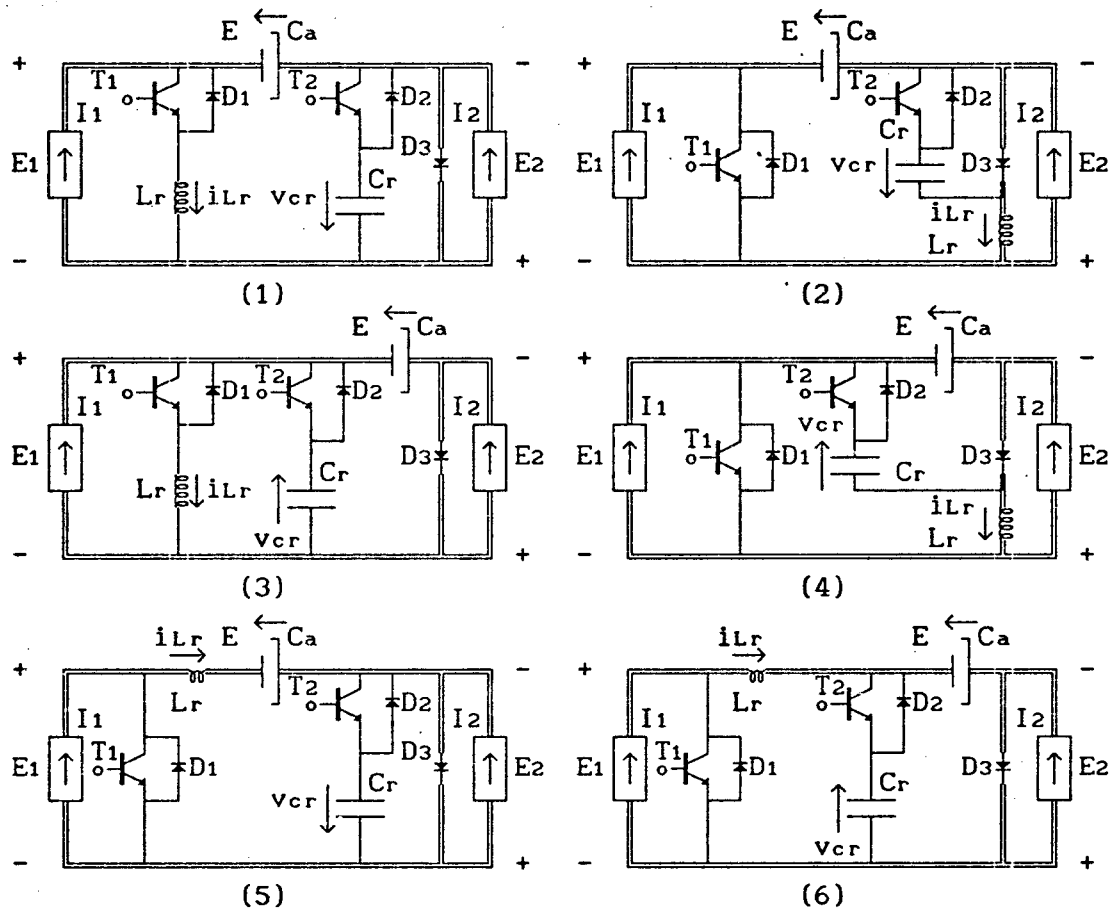


FIGURA 12.7 - Família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, na configuração da sexta etapa de funcionamento.-

12.3 - FORMAS DE ONDAS E PLANOS DE FASES

As principais formas de ondas e os planos de fases da família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM, estão apresentados nas figuras 12.8, 12.9, 12.10, 12.11, 12.12, 12.13 e 12.14.-

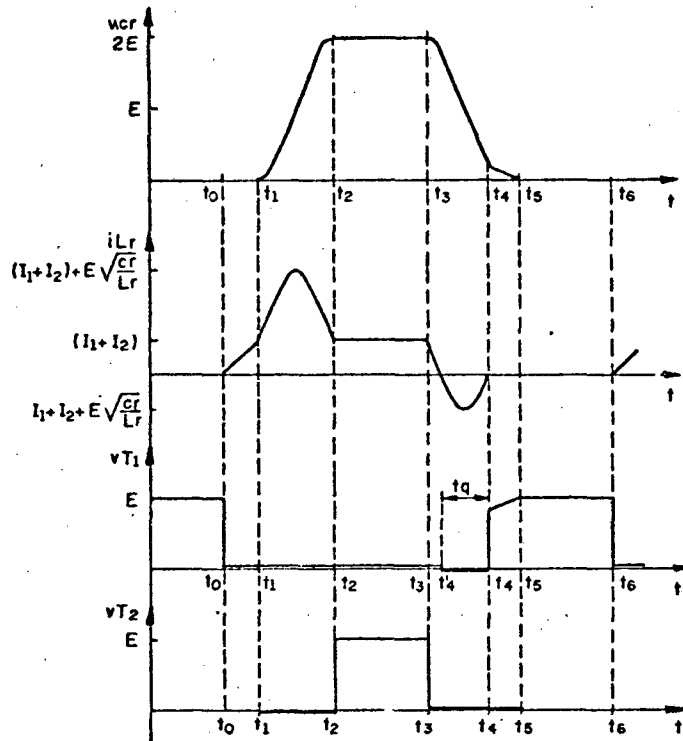


FIGURA 12.8 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-PWM número 1 da figura 12.1.-

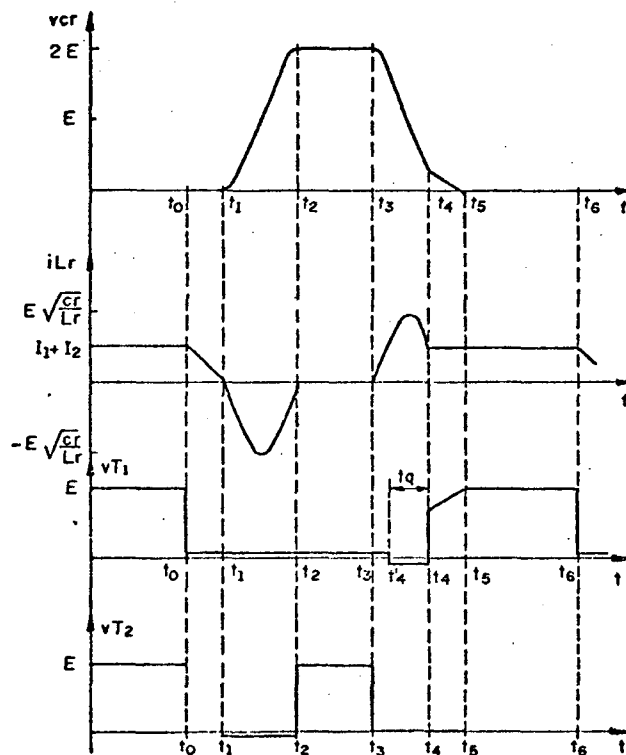


FIGURA 12.9 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-PWM número 2 da figura 12.1.-

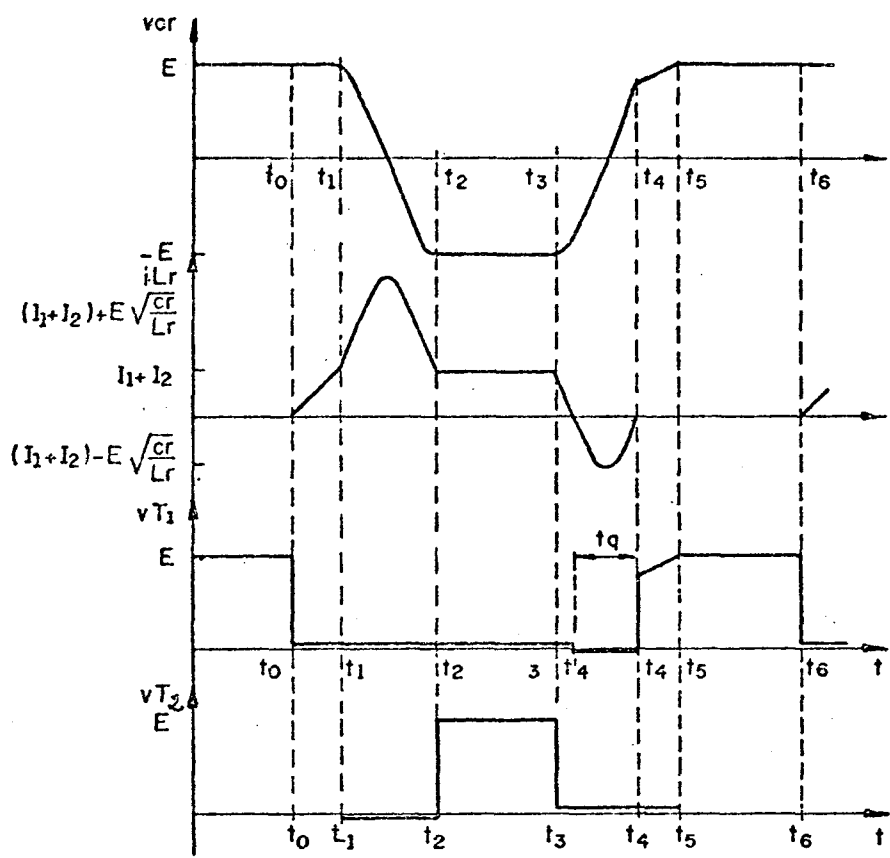


FIGURA 12.10 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-PWM número 3 da figura 12.1.-

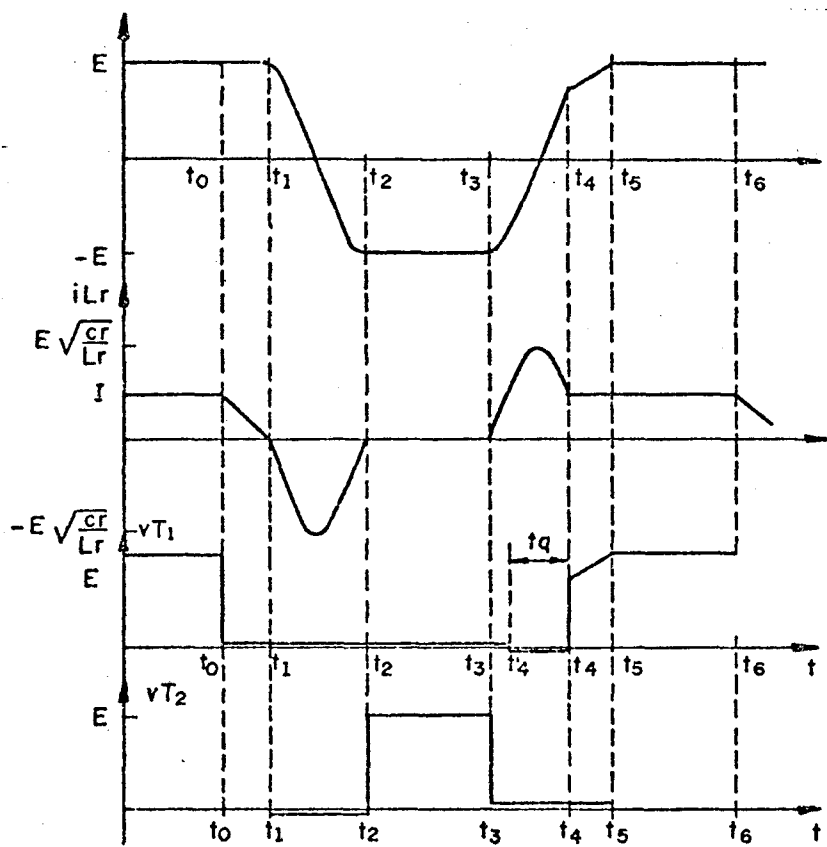


FIGURA 12.11 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-PWM número 4 da figura 12.1.-

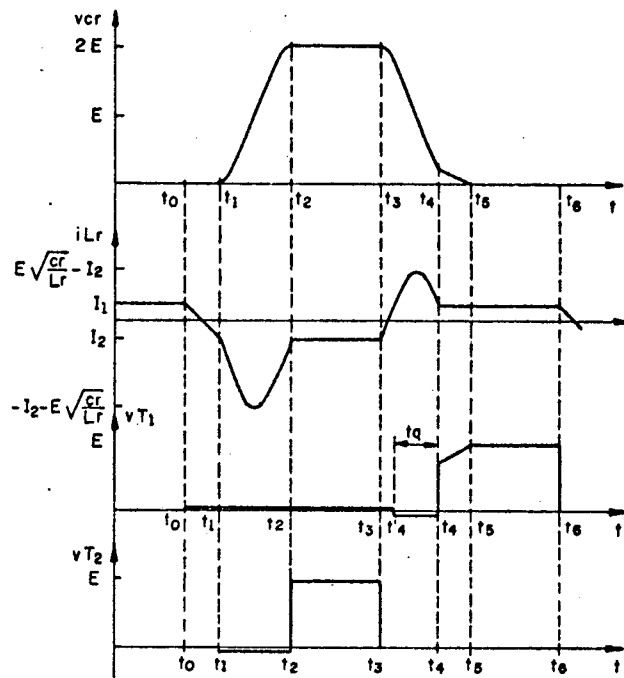


FIGURA 12.12 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-PWM número 5 da figura 12.1.-

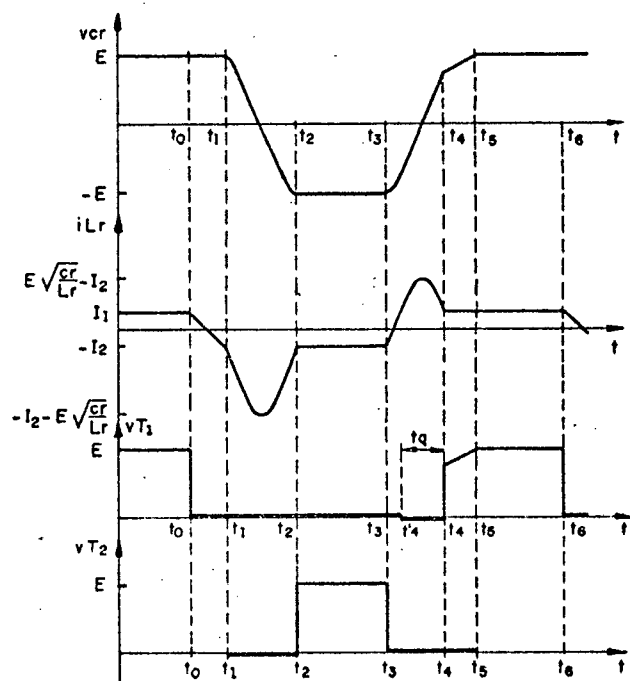


FIGURA 12.13 - Principais formas de ondas para o conversor cuk-QRC-ZCS-PWM número 6 da figura 12.1.-

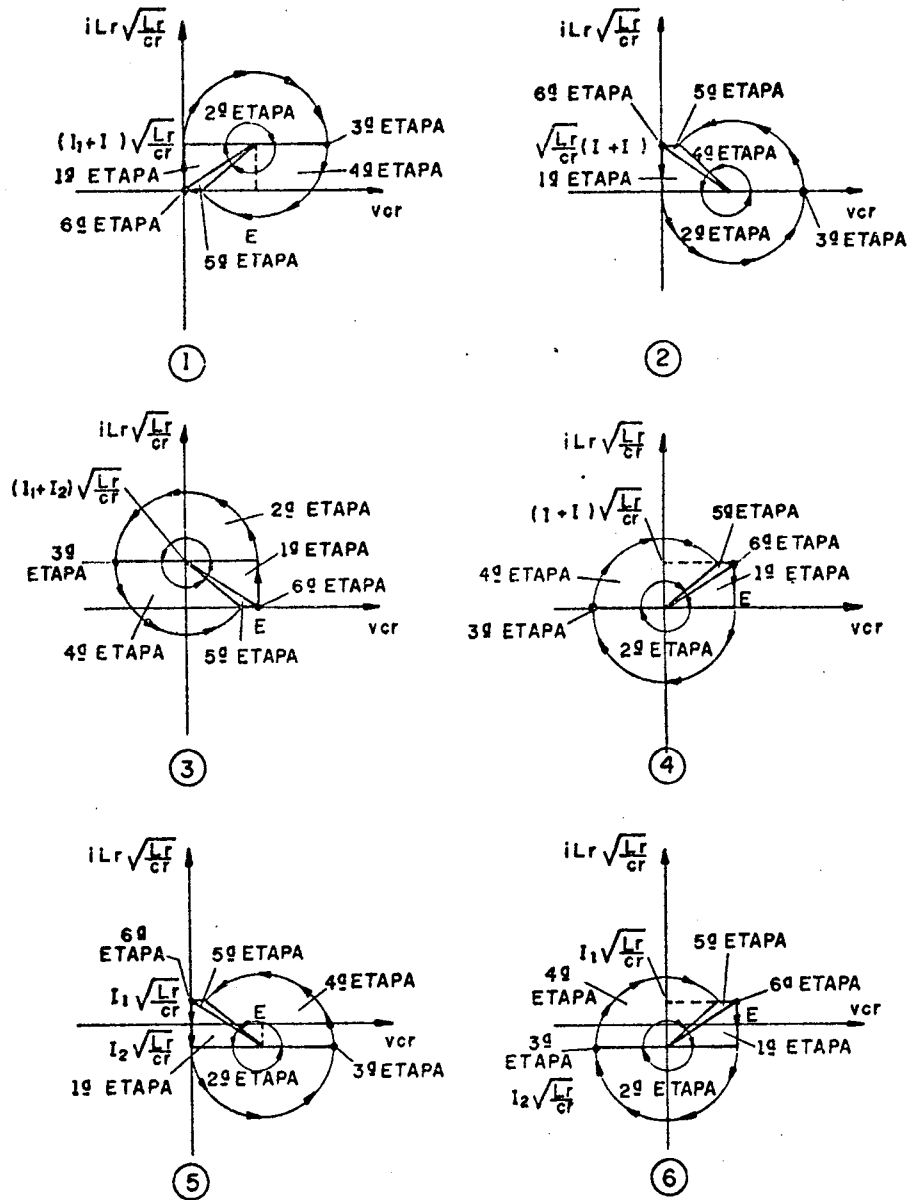


FIGURA 12.14 - Planos de fases da família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM da figura 12.1.-

Conforme pode ser observado nas formas de ondas, figuras 12.8 à 12.13, e nos planos de fases, figura 12.14, o comportamento das estruturas que compõem esta família de conversores é basicamente o mesmo, diferindo apenas quanto ao deslocamento de um nível de corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e/ou de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}).-

12.4 - MODELO MATEMÁTICO

Conforme citado anteriormente, o comportamento das seis estruturas da família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM é basicamente o mesmo.- Conseqüentemente, o seu modelo matemático também será o mesmo, o que

possibilita que se realize o estudo de uma estrutura e o utilize para as demais.- A estrutura que será estudada aqui será a de número 3 da figura 12.1.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

A equação 12.1 é a equação que descreve o comportamento do circuito 3 da figura 12.2.-

$$E = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (12.1)$$

Solucionando-se a equação 12.1 obtem-se:

$$i_{Lr}(t) = \frac{E}{L_r} t \quad (12.2)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (12.3)$$

quando

$$i_{Lr}(t) = I_1 + I_2 \quad (12.4)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (12.5)$$

$$\beta = \frac{I_1 + I_2}{E} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (12.6)$$

Substituindo-se as equações 12.3, 12.4, 12.5 e 12.6 na 12.2 obtem-se a 12.7, que é a equação que fornece o tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_1 = \frac{\beta}{\omega_0} \quad (12.7)$$

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (primeira etapa ressonante)

O comportamento do circuito 3 da figura 12.3 é descrito pelas equações 12.8, 12.9 e 12.10.-

$$v_{cr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (12.8)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (12.9)$$

$$i_{Lr} + i_{cr} = I_1 + I_2 \quad (12.10)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 12.11 e 12.12.-

$$v_{cr}(0) = E \quad (12.11)$$

$$i_{Lr}(0) = I_1 + I_2 \quad (12.12)$$

Resolvendo-se as equações 12.8 e 12.9 e utilizando-se as condições iniciais das 12.11 e 12.12, tem-se:

$$v_{cr}(t) = E \cos \omega_0 t \quad (12.13)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = E \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \quad (12.14)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (12.15)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I_1 + I_2 \quad (12.16)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ encontra-se no segundo quadrante.-

Substituindo-se as equações 12.15 e 12.16 na 12.14 e considerando-se o quadrante onde se encontra o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtém-se a 12.17, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (12.17)$$

Substituindo-se a equação 12.17 na 12.13 obtém-se a 12.18, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = - E \quad (12.18)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (etapa de acumulação de energia)

O comportamento do circuito 3 da figura 12.4 é descrito pelas equações 12.19 e 12.20.-

$$v_{cr}(t) = - E \quad (12.19)$$

$$i_{Lr}(t) = I_1 + I_2 \quad (12.20)$$

$\Delta t_3 = t_3 - t_2 =$ tempo de controle para a transferência de energia.

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (segunda etapa ressonante)

O circuito 3 da figura 12.5 é descrito pelas equações 12.8, 12.9 e 12.10, novamente.-

As condições iniciais desta etapa são dadas pelas equações 12.21 e 12.22.-

$$v_{cr}(0) = - E \quad (12.21)$$

$$i_{Lr}(0) = I_1 + I_2 \quad (12.22)$$

Resolvendo-se as equações 12.8 e 12.9 e juntando-se com as equações 12.21 e 12.22, encontra-se:

$$v_{cr}(t) = - E \cos \omega_0 t \quad (12.23)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = - E \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (I_1 + I_2) \quad (12.24)$$

Das condições de contorno, tem-se que:

$$t = \Delta t_4 = t_4 - t_3 \quad (12.25)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (12.26)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_4$ encontra-se no segundo quadrante.-

Substituindo-se as equações 12.25 e 12.26 na 12.24, e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_4$, obtem-se a equação 12.27, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \Pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (12.27)$$

Substituindo-se a equação 12.27 na 12.23 encontra-se a 12.28, que é a equação que fornece o valor da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c4} = E \sqrt{1 - \beta^2} \quad (12.28)$$

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (segunda etapa linear)

As equações 12.29 e 12.30 descrevem o comportamento do circuito 2 da figura 12.6.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (12.29)$$

$$i_{cr}(t) = I_1 + I_2 \quad (12.30)$$

Substituindo-se a equação 12.30 na 12.29 e resolvendo-se obtem-se a equação 12.31.-

$$v_{cr}(t) = V_{c4} + \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (12.31)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_5 = t_5 - t_4 \quad (12.32)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = E \quad (12.33)$$

Substituindo-se as equações 12.28, 12.32 e 12.33 na 12.31 obtem-se a 12.34, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} \right\} \quad (12.34)$$

12.5 - GANHO ESTÁTICO E t_q

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida encontra-se a equação 12.35.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{I_1}{I_2} \quad (12.35)$$

Pela etapas de funcionamento tem-se que $e_1(t)$ é diferente de zero durante a primeira, a segunda, a quarta, a quinta e a sexta etapa de funcionamento.- Então $e_1(t)$ é representado pelas equações 12.36, 12.37, 12.38, 12.39 e 12.40, para a primeira, segunda, a quarta, a quinta e a sexta etapa, respectivamente.-

$$e_1(t) = E \quad (12.36)$$

$$e_1(t) = E \cos \omega t \quad (12.37)$$

$$e_1(t) = - E \cos \omega t \quad (12.38)$$

$$e_1(t) = E \sqrt{1 - \beta^2} + \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (12.39)$$

$$e_1(t) = E \quad (12.40)$$

Então o valor médio da corrente $e_1(t)$ é dado pela equação 12.41.-

$$E_1 = \frac{1}{T} \left\{ E \int_0^{\Delta t_1} dt + E \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt - E \int_0^{\Delta t_4} \cos \omega t dt \right. \\ \left. + E \sqrt{1 - \beta^2} \int_0^{\Delta t_5} dt + \frac{I_1 + I_2}{C_r} \int_0^{\Delta t_5} t dt + E \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (12.41)$$

Solucionando-se a equação 12,41 encontra-se a 12.42.-

$$\boxed{\frac{E_1}{E} = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + 2\pi - \sin^{-1}(\beta) \right\} - \frac{\Delta t_3}{T}} \quad (12.42)$$

Novamente, pelas etapas de funcionamento observa-se que, a tensão $e_2(t)$ é diferente de zero na segunda, na terceira, na quarta e na quinta etapa de funcionamento.- Então a tensão $e_2(t)$ pode ser representada pelas equações 12.43, 12.44, 12.45 e 12.46, para a segunda, a terceira, a quarta e a quinta etapa de funcionamento, respectivamente.-

$$e_2(t) = E - E \cos \omega t \quad (12.43)$$

$$e_2(t) = E \quad (12.44)$$

$$e_2(t) = E + E \cos \omega t \quad (12.45)$$

$$e_2(t) = E - E \sqrt{1 - \beta^2} - \frac{I_1 + I_2}{C_r} t \quad (12.46)$$

Então o valor médio da corrente $i_2(t)$ é dado pela equação 12.47.-

$$E_1 = \frac{1}{T} \left\{ E \int_0^{\Delta t_2} dt - E \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega t dt + E \int_0^{\Delta t_3} dt + E \int_0^{\Delta t_4} dt + E \int_0^{\Delta t_4} \cos \omega t dt \right. \\ \left. + E \int_0^{\Delta t_5} dt - E \sqrt{1 - \beta^2} \int_0^{\Delta t_5} dt - \frac{I_1 + I_2}{C_r} \int_0^{\Delta t_5} t dt \right\} \quad (12.47)$$

Solucionando-se a equação 12.47 encontra-se:

$$\frac{E_2}{E} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (12.48)$$

Substituindo-se as equações 12.42 e 12.48 na 12.35 encontra-se a 12.49, que é a equação do ganho estático para a família de conversores quase-ressonantes em estudo.-

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{\frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T}}{1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} - \frac{\Delta t_3}{T}} \quad (12.49)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f_0 = frequência de ressonância.-

Observando-se a equação 12.49 nota-se que, mais uma vez, quando as frequências de funcionamento e de ressonância estão fixadas a única variável de controle do ganho estático é $\Delta t_3/T$, que é princípio de funcionamento dos conversores PWM.- Observa-se também que para se assegurar comutação não dissipativa deve-se ter $\beta \leq 1,0$.-

Das formas de ondas da figura 12.10, tem-se que:

$$t_q = \Delta t_4 - \Delta t_4' \quad (12.50)$$

Da equação 12.24 obtém-se:

$$\Delta t_4' = \frac{1}{\omega_0} \text{sen}^{-1}(\beta) \quad (12.51)$$

Substituindo-se as equações 12.27 e 12.51 na 12.50 encontra-se a 12.52, que é a equação do tempo de polarização reversa do transistor T1 para esta família de conversores quase-ressonantes.-

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \pi - 2 \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (12.52)$$

As equações 12.49 e 12.52 foram resolvidas para vários valores de f/f_0 e de carga (β) e deram origem às curvas das figuras 12.15 e 12.16, respectivamente.-

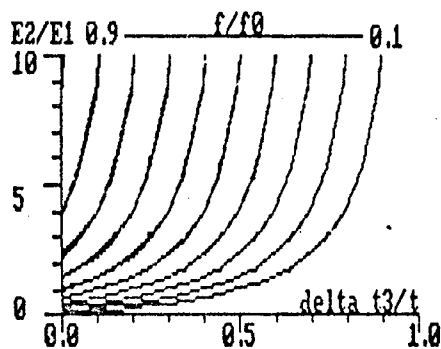


FIGURA 12.15 - Ganho estático para a família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM da figura 12.1.-

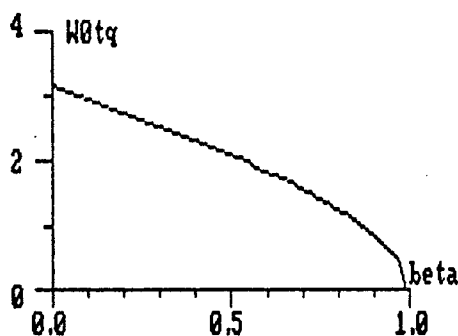


FIGURA 12.16 - Ângulo disponível para o bloqueio do transistor T_1 (ωt_q) em função da carga (β).-

12.6 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

12.6.1 - TRANSISTOR PRINCIPAL (T_1)

I_{T1MED}

A corrente que circula pelo transistor principal T_1 é diferente de zero na primeira, na segunda, na terceira e em parte da quarta etapa de funcionamento.- Então a corrente no transistor principal T_1 é dada pelas equações 12.53, 12.54, 12.55 e 12.56, para a primeira, a segunda, a terceira e a quarta etapa, respectivamente.-

$$i_{T1}(t) = \frac{E}{L_r} t \quad (12.53)$$

$$i_{r1}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \text{ sen } \omega t + (I_1 + I_2) \quad (12.54)$$

$$i_{r1}(t) = I_1 + I_2 \quad (12.55)$$

$$i_{r1}(t) = -\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \text{ sen } \omega t + (I_1 + I_2) \quad (12.56)$$

Então o valor médio de $i_{r1}(t)$ é dado pela equação 12.57.-

$$i_{r1med} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{E}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t \, dt + (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_2} dt \right. \\ \left. + (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_3} dt - \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \int_0^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t \, dt + I_M \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (12.57)$$

Onde:

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega} \text{sen}^{-1}(\beta) \quad (12.58)$$

Solucionando-se a equação 12.57 encontra-se:

$$\frac{I_{r1med}}{I_1 + I_2} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} + \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (12.59)$$

A equação 12.59 foi solucionada para vários valores de carga (β) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.14, 8.15, 8.16, 8.17, 8.18 e 8.19.- Lembrando-se de substituir α e I por β e I_1+I_2 , respectivamente.-

I_{T1EF}

$$(i_{T1EF})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\frac{E}{L_r}\right)^2 \int_0^{\Delta t_1} t^2 \, dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \text{ sen } \omega t + (I_1 + I_2) \right)^2 dt \right. \\ \left. + (I_1 + I_2)^2 \int_0^{\Delta t_3} dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(-\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \text{ sen } \omega t + (I_1 + I_2) \right)^2 dt \right\} \quad (12.60)$$

Solucionando-se a equação 12.60 encontra-se a 12.61.-

$$\frac{(i_{T1EF})^2}{(I_1+I_2)^2} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{3} + \frac{2}{\beta} + \frac{3}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} + \left[1 + \frac{1}{2\beta^2} \right] \left(\pi + \text{sen}^{-1}(\beta) \right) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (12.61)$$

A equação 12.61 foi solucionada pra vários valores de carga (β) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.20, 8.21, 8.22, 8.23, 8.24 e 8.25.- Fazendo-se a substituição de α e I por β e $I_1 + I_2$, respectivamente.-

12.6.2 - DIODO PRINCIPAL D₁

I_{D1MED}

Pelas etapas de funcionamento nota-se que, o diodo principal D₁ conduz apenas durante uma parte da quarta etapa de funcionamento, isto acontece durante o tempo de polarização reversa (t_q) do transistor principal T₁.- Durante este intervalo de tempo i_{D1}(t) = - i_{Lr}(t).- Então o valor médio da corrente i_{D1}(t) é dado pela equação 12.62.-

$$i_{D1med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t \, dt - (I_1 + I_2) \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (12.62)$$

Solucionando-se a equação 12.62 encontra-se:

$$\frac{i_{D1med}}{I_1 + I_2} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ 2 \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} - \pi + 2 \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (12.63)$$

A equação 12.63 foi solucionada para vários valores de carga (β) e de f/f₀ e deu origem às curvas das figuras 8.26, 8.27, 8.28, 8.29, 8.30 e 8.31.- Lembrando-se de efetuar a troca de α e I por β e I₁ + I₂, respectivamente.-

I_{D1EF}

$$(i_{D1ef})^2 = \frac{1}{T} \int_{\Delta t_4}^{\Delta t_4} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \text{sen } \omega t - (I_1 + I_2) \right)^2 dt \quad (12.64)$$

Solucionando-se a equação 12.64 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D1ef}}{I_1 + I_2} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \left(\left(\frac{1}{2\beta} \right)^2 + 1 \right) \left(\pi - 2 \text{sen}^{-1}(\beta) \right) - 3 \sqrt{\left(\frac{1}{\beta} \right)^2 - 1} \right\} \quad (12.65)$$

A equação 12.65 foi resolvida para vários valores de carga (β) e de f/f₀ e deu origem às curvas das figuras 8.32, 8.33, 8.34, 8.35, 8.36 e 8.37.- Trocando-se α e I por β e I₁ + I₂, respectivamente.-

12.6.3 - TRANSISTOR AUXILIAR (T₂)

I_{T2MED}

Mais uma vez pelas etapas de funcionamento, a corrente que circula pelo transistor auxiliar é diferente de zero na quarta e na quinta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no transistor auxiliar é dada

pelas equações 12.66 e 12.67, para a quarta e a quinta etapa, respectivamente.-

$$i_{r2}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \text{ sen } \omega t \quad (12.66)$$

$$i_{r2}(t) = I_1 + I_2 \quad (12.65)$$

Então o valor médio da corrente no transistor T2 é dada pela equação 12.68.-

$$i_{r2med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \int_0^{\Delta t_4} \text{sen } \omega t \, dt + (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_5} dt \right\} \quad (12.68)$$

Solucionando-se a equação 12.68 encontra-se a 12.69.-

$$\frac{i_{r2med}}{I_1 + I_2} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\beta} \quad (12.69)$$

A equação 12.69 foi resolvida para vários valores de carga (β) e de f/f_0 e deu origem às curvas da figuras 8.38, 8.39, 8.40, 8.41, 8.42 e 8.43.-
Sòmente que, substituindo α e I por β e $I_1 + I_2$, respectivamente.-

I_{T2EF}

$$(i_{r2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \right)^2 \int_0^{\Delta t_4} \text{sen}^2 \omega t \, dt + (I_1 + I_2)^2 \int_0^{\Delta t_5} dt \right\} \quad (12.70)$$

Solucionando-se a equação 12.70 encontra-se a 12.71.-

$$\left(\frac{i_{r2ef}}{I_1 + I_2} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\beta^2} \left(\pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right) + \frac{1}{\beta} - \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\beta} \right)^2 - 1} \right\} \quad (12.71)$$

A equação 12.71 foi resolvida para vários valores de carga (β) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.44, 8.45, 8.46, 8.47, 8.48 e 8.49.-
Lembrando-se de trocar α e I por β e $I_1 + I_2$, respectivamente.-

12.6.4 - DIODO AUXILIAR (D2)

I_{D2MED}

Novamente, pelas etapas de funcionamento tem-se que, a corrente que circula pelo diodo auxiliar (D2) é diferente de zero apenas durante a segunda etapa e esta corrente é dada pela equação 12.72.-

$$i_{d2}(t) = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \text{ sen } \omega t \, dt \quad (12.72)$$

Então o valor médio da corrente no diodo auxiliar é dado pela equação 12.73.-

$$i_{D2med} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t \, dt \right\} \quad (12.73)$$

Solucionando-se a equação 12.73 encontra-se:

$$\boxed{\frac{i_{D2med}}{I_1 + I_2} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\beta}} \quad (12.74)$$

A equação 12.74 foi resolvida para vários valores de carga (β) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.50, 8.51, 8.52, 8.53, 8.54 e 8.55.- Efetuando-se a troca de α e I por β e $I_1 + I_2$, respectivamente.-

ID2EF

$$(i_{D2ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \right)^2 \int_0^{\Delta t_2} \text{sen}^2 \omega t \, dt \right\} \quad (12.75)$$

Solucionando-se a equação 12.75 encontra-se a 12.76.-

$$\boxed{\left(\frac{i_{D2ef}}{I_1 + I_2} \right)^2 = \frac{1}{4} \frac{f}{f_0} \left(\frac{1}{\beta} \right)^2} \quad (12.76)$$

A equação 12.76 foi resolvida para vários valores de carga (β) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.56, 8.57, 8.58, 8.59, 8.60 e 8.61.- Substituindo-se α e I por β e $I_1 + I_2$, respectivamente.-

12.6.5 - DIODO DE RODA LIVRE (D3)

ID3MED

A corrente que circula pelo diodo de roda livre (D3) é diferente de zero na primeira e na sexta etapa de funcionamento.- Durante estas etapas a corrente no diodo de roda livre é representada pelas equações 12.77 e 12.78, respectivamente.-

$$i_{D3}(t) = (I_1 + I_2) - i_{Lr}(t) \quad (12.77)$$

$$i_{D3}(t) = I_1 + I_2 \quad (12.78)$$

Das equações 12.77 e 12.78 tem-se que o valor médio de corrente no diodo de roda livre (D3) é representado pela equação 12.79.-

$$i_{D3med} = \frac{1}{T} \left\{ (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_1} dt - \frac{E}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t \, dt + (I_1 + I_2) \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (12.79)$$

Solucionando-se a equação 12.79 encontra-se a 12.80.-

$$\boxed{\frac{i_{D3med}}{I_1 + I_2} = 1 - \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\beta}{2} + \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta} \right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right\}} \quad (12.80)$$

A equação 12.80 foi resolvida para vários valores de carga (β) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.62, 8.63, 8.64, 8.65, 8.66 e 8.67.- Efetuando-se a troca de α e I por β e $I_1 + I_2$, respectivamente.-

ID3EF

$$(i_{D3ef})^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left((I_1 + I_2) - \frac{E}{L_r} t \right)^2 dt + (I_1 + I_2)^2 \int_0^{\Delta t_6} dt \right\} \quad (12.81)$$

Solucionando-se a equação 12.81 encontra-se:

$$\left(\frac{i_{D3ef}}{I_1 + I_2} \right)^2 = 1 - \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{2}{3} \gamma + \frac{1}{\beta} - \sqrt{\left(\frac{1}{\beta} \right)^2 - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\beta) \right\} \quad (12.82)$$

A equação 12.82 foi solucionada para vários valores de carga (β) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 8.68, 8.69, 8.70, 8.71, 8.72 e 8.73.- Trocando-se α e I por β e $I_1 + I_2$, respectivamente.-

12.7 - ROTEIRO DE PROJETO

São fornecidas as tensões máxima e mínima de entrada, a tensão de saída, a potência nominal (máxima), a potência mínima e a frequência de funcionamento.-

De posse deste dados calcula-se os valores máximos e mínimos da corrente de carga e do ganho estático.-

Com os valores dos ganhos estáticos máximo e mínimo, consulta-se a figura 12.15 e seleciona-se o valor de f/f_0 adequado, assim como o de Δt_{3max} .-

Com os valores de f/f_0 e de f encontra-se o valor da frequência de ressonância (f_0).-

De posse da frequência de ressonância (f_0) encontra-se a primeira relação, envolvendo o indutor de ressonância (L_r) e o capacitor de ressonância (C_r).-

Coloca-se a condição de comutação não dissipativa e obtem-se a segunda relação envolvendo L_r e C_r .-

Uma vez selecionados os valores de L_r , C_r , Δt_{3max} e f/f_0 , consulta-se as figuras 8.14 à 8.73, para se fazer a seleção dos componentes adequados.-

12.8 - PROJETO

$P_{min} = 15 \text{ W}$
$P_{max} = 100 \text{ W}$
$E_{1min} = 40 \text{ V}$
$E_{1max} = 60 \text{ V}$
$E_2 = 24 \text{ V}$
$f = 400 \text{ KHz}$

$$I_{2max} = \frac{P_{max}}{E_2} = \frac{100}{24} = 4,167 \text{ A} \quad (12.83)$$

$$I_{2min} = \frac{P_{min}}{E_2} = \frac{15}{24} = 0,625 \text{ A} \quad (12.84)$$

$$\frac{E_2}{E_{1max}} = \frac{24}{60} = 0,4 \quad (12.85)$$

$$\frac{E_2}{E_{1min}} = \frac{24}{40} = 0,6 \quad (12.86)$$

Com as equações 12.85 e 12.86 consulta-se a figura 12.15 e encontra-se:

$$\frac{f}{f_0} = 0,2 \quad (12.87)$$

$$\Delta t_{3max} = 0,175 \quad (12.88)$$

$$f_0 = 2,0 \text{ MHz} \quad (12.89)$$

Tem-se que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (12.90)$$

$$L_r C_r = \left(\frac{1}{2\pi f_0} \right)^2 \quad (12.91)$$

Substituindo-se a equação 12.89 na 12.91, encontra-se:

$$L_r C_r = 6.33257 \times 10^{-15} \quad (12.92)$$

Para se assegurar comutação não dissipativa, a equação 12.93 deve ser obedecida.-

$$(I_{1max} + I_{2max}) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < E_{min} \quad (12.93)$$

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{I_1}{I_2} \quad (12.94)$$

$$I_{1\max} = I_{2\max} \frac{E_2}{E_{1\min}} \quad (12.95)$$

Substituindo-se as equações 12.86 e 12.83 na 12.95, encontra-se:

$$I_{1\max} = 2,5 \text{ A} \quad (12.96)$$

Tem-se que:

$$E_{\min} = \frac{E_2}{1 - D_{\min}} \quad (12.97)$$

$$D_{\min} = \frac{f}{f_0} = 0,2 \quad (12.98)$$

Então:

$$E_{\min} = \frac{24}{1 - 0,2} \quad (12.99)$$

$$E_{\min} = 30 \text{ V} \quad (12.100)$$

Substituindo-se as equações 12.83, 12.96 e 12.100 na 12.93 encontra-se:

$$\frac{L_r}{C_r} < 20,25 \quad (12.101)$$

Para se assegurar, com uma boa margem de segurança, a comutação não dissipativa, adota-se:

$$\frac{L_r}{C_r} = 15 \quad (12.102)$$

Com as equações 12.102 e 12.92 encontra-se o valor de C_r .-

$$C_r = 20,5 \text{ nF} \quad (12.103)$$

Será utilizado um capacitor de valor comercial mais próximo.-

$$C_r = 22 \text{ nF} \quad (12.104)$$

Das equações 12.104 e 12.102 encontra-se o valor de L_r .-

$$L_r = 0,33 \text{ } \mu\text{H} \quad (12.105)$$

Com os valores de L_r e C_r encontrados, equações 12.104 e 12.105, calcula-se o valor final da frequência de ressonância (f_0) com a qual o conversor irá trabalhar.-

$$f_0 = 1,9 \text{ MHz} \quad (12.106)$$

Do capítulo 11 tem-se que:

$$B = \frac{L_r}{L_m} \quad (12.107)$$

Por dualidade:

$$B = \frac{C_r}{C_a} \quad (12.108)$$

Do capítulo 11 tem-se que:

$$B < 0,02 \quad (12.109)$$

Substituindo-se a equação 12.108 na 12.109, encontra-se:

$$C_a > \frac{C_r}{0,02} \quad (12.110)$$

Substituindo-se a equação 12.104 na 12.110 obtém-se:

$$C_a > \frac{22}{0,02} \text{ nF} \quad (12.111)$$

$$C_a > 1,1 \text{ } \mu\text{F} \quad (12.112)$$

O valor de C_a que será utilizado é o da equação 12.113.-

$$\boxed{C_a = 2,2 \text{ } \mu\text{F}} \quad (12.113)$$

Com os valores de L_r e C_r , equações 12.104 e 12.105, calcula-se o β_{\max} . -

Por definição:

$$\beta_{\max} = \frac{I_{1\max} + I_{2\max}}{E_{\min}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (12.114)$$

$$\boxed{\beta_{\max} = 0,86} \quad (12.115)$$

Com os valores de β_{\max} (eq. 12.115), $E_2/E_{1\min}$ (eq. 12.86), f/f_0 (eq. 12.87) e $\Delta t_{3\max}$ (eq. 12.88), consulta-se as figuras 8.16, 8.22, 8.28, 8.34, 8.40, 8.46, 8.52, 8.58, 8.64 e 8.70e são obtidos os valores das correntes médias e eficazes relacionadas nas equações à seguir:

$$\frac{i_{T1\text{med}}}{I_1 + I_2} \cong 0,40 \quad (12.116)$$

$$\boxed{i_{T1\text{med}} = 2,670 \text{ A}} \quad (12.117)$$

$$\frac{i_{T1\text{ef}}}{I_1 + I_2} \cong 0,84 \quad (12.118)$$

$$\boxed{i_{T1\text{ef}} = 5,600 \text{ A}} \quad (12.119)$$

$$\frac{i_{D1\text{med}}}{I_1 + I_2} \cong 0,045 \quad (12.120)$$

$$\boxed{i_{D1\text{med}} = 0,300 \text{ A}} \quad (12.121)$$

$$\frac{i_{D1\text{ef}}}{I_1 + I_2} \cong 0,18 \quad (12.122)$$

$$\boxed{i_{D1\text{ef}} = 1,200 \text{ A}} \quad (12.123)$$

$$\frac{i_{T2\text{med}}}{I_1 + I_2} \cong 0,128 \quad (12.124)$$

$$i_{T2med} = 0,850 \text{ A} \quad (12.125)$$

$$\frac{i_{T2ef}}{I_1 + I_2} \cong 0,45 \quad (12.126)$$

$$i_{T2ef} = 3,000 \text{ A} \quad (12.127)$$

$$\frac{i_{D2med}}{I_1 + I_2} \cong 0,128 \quad (12.128)$$

$$i_{D2med} = 0,850 \text{ A} \quad (12.129)$$

$$\frac{i_{D2ef}}{I_1 + I_2} \cong 0,45 \quad (12.130)$$

$$i_{D2ef} = 3,000 \text{ A} \quad (12.131)$$

$$\frac{i_{D3med}}{I_1 + I_2} \cong 0,60 \quad (12.132)$$

$$i_{D3med} = 4,000 \text{ A} \quad (12.133)$$

$$\frac{i_{D3ef}}{I_1 + I_2} \cong 0,78 \quad (12.134)$$

$$i_{D3ef} = 5,200 \text{ A} \quad (12.135)$$

Outros valores importantes para projetos são os valores máximos à que os componentes estão submetidos.- Pelas formas de ondas da figura 12.10 e das etapas de funcionamento encontra-se:

$$i_{T1picomax} = (I_{1max} + I_{2max}) + E_{max} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (12.136)$$

$$i_{T1picomax} = 17,94 \text{ A} \quad (12.137)$$

$$i_{D1picomax} = E_{max} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} - (I_{1min} + I_{2min}) \quad (12.138)$$

$$i_{D1picomax} = 10,39 \text{ A} \quad (12.139)$$

$$i_{T2picomax} = i_{D2picomax} = E_{max} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (12.140)$$

$$i_{T2picomax} = i_{D2picomax} = 11,270 \text{ A} \quad (12.141)$$

$$V_{crmax} = E_{max} \quad (12.142)$$

$$V_{crmax} = 43,64 \text{ V} \quad (12.143)$$

$$V_{D3max} = 2 E_{max} \quad (12.144)$$

$$\boxed{V_{D3max} = 87,28 \text{ V}} \quad (12.145)$$

$$V_{T1max} = V_{T2max} = E_{max} \quad (12.146)$$

$$\boxed{V_{T1max} = V_{T2max} = 43,64 \text{ V}} \quad (12.147)$$

$$i_{D3max} = I_{1max} + I_{2max} \quad (12.148)$$

$$\boxed{i_{D3max} = 6,667 \text{ A}} \quad (12.149)$$

Então, os componentes que serão utilizados na estrutura, devem suportar as seguintes solicitações:

Transistor Principal (T1)

$$\begin{aligned} I_{T1med} &= 2,67 \text{ A} \\ I_{T1ef} &= 5,6 \text{ A} \\ I_{T1pico} &= 17,935 \text{ A} \\ v_{T1} &= 43,64 \text{ V} \end{aligned}$$

Diodo Principal (D1)

$$\begin{aligned} I_{D1med} &= 0,30 \text{ A} \\ I_{D1ef} &= 1,2 \text{ A} \\ I_{D1pico} &= 10,39 \text{ A} \\ v_{D1} &= 43,64 \text{ V} \end{aligned}$$

Transistor Auxiliar (T2)

$$\begin{aligned} I_{T2med} &= 0,85 \text{ A} \\ I_{T2ef} &= 3,0 \text{ A} \\ I_{T2pico} &= 11,27 \text{ A} \\ v_{T2} &= 43,64 \text{ V} \end{aligned}$$

Diodo Auxiliar (D2)

$$\begin{aligned} I_{D2med} &= 0,85 \text{ A} \\ I_{D2ef} &= 3,0 \text{ A} \\ I_{D2pico} &= 11,27 \text{ A} \\ v_{D2} &= 43,64 \text{ V} \end{aligned}$$

Diode de Roda Livre (D3)

$ID3med$	=	4,0 A
$ID3ef$	=	5,2 A
$ID3pico$	=	6,667 A
$vD3$	=	87,28 V

O circuito projetado está representado na figura 12.17.-

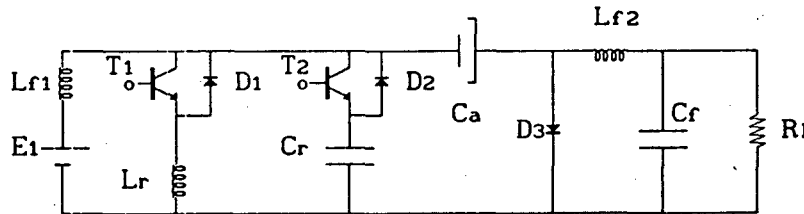


FIGURA 12.17 - Conversor cuk-QRC-ZCS-PWM.-

Na figura 12.17, tem-se:

$$L_r = 0,33 \mu\text{H}$$

$$C_r = 22 \text{ nF}$$

$$L_{f1} = L_{f2} = 450 \mu\text{H}$$

$$C_r = 2,2 \mu\text{F}$$

$$C_a = 2,2 \mu\text{F}$$

12.9 - SIMULAÇÃO

O conversor da figura 12.17 foi simulado para os dois casos extremos e os resultados estão nas figuras 12.18 e 12.19.-

Não foi realizada a montagem do protótipo, porque as características desta família de conversores é igual à da família buck-boost-QRC-ZCS-PWM, estudada no capítulo 11.-

12.10 - CONCLUSÕES

Conforme o que foi apresentado neste capítulo pode-se tirar as seguintes conclusões:

A família de conversores cuk-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, obtida no capítulo 4, foi analisada qualitativamente.-

Como o funcionamento das estruturas, que compõem a família de conversores é basicamente o mesmo, foi analisada matematicamente apenas uma

estrutura.-

Foi desenvolvido um método de projeto, que se revelou bastante adequado.-

Foram feitas simulações, e os resultados obtidos foram considerados satisfatórios.-

O funcionamento do conversor cuk-QRC-ZCS-PWM é tanto mais próximo daquele do cuk-PWM quanto menor for a relação f/f_0 , de sorte que o conversor cuk-PWM pode ser considerado um conversor cuk-QRC-ZCS-PWM com frequência de ressonância infinita, ou seja o conversor cuk-PWM é um caso particular do cuk-QRC-ZCS-PWM.-

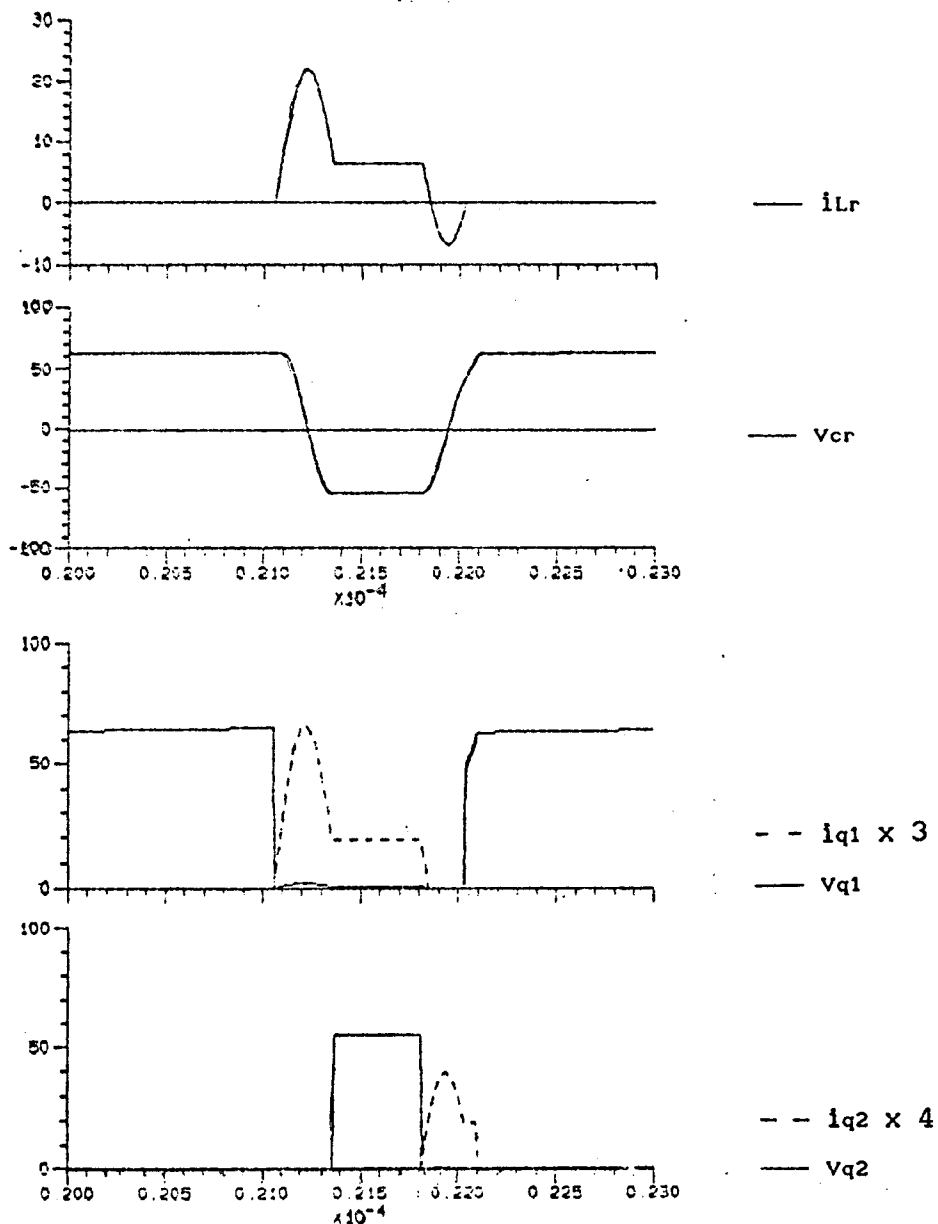


FIGURA 12.18 - Simulação do conversor cuk-QRC-ZCS-PWM, projetado, para carga máxima.-

Foi efetuada apenas a análise matemática idealizada, porque como ficou comprovado no capítulo 11, os modelos obtidos por esta análise são bastante próximos daqueles obtidos considerando-se as não idealidades, e a simplicidade desta análise justifica a escolha.-

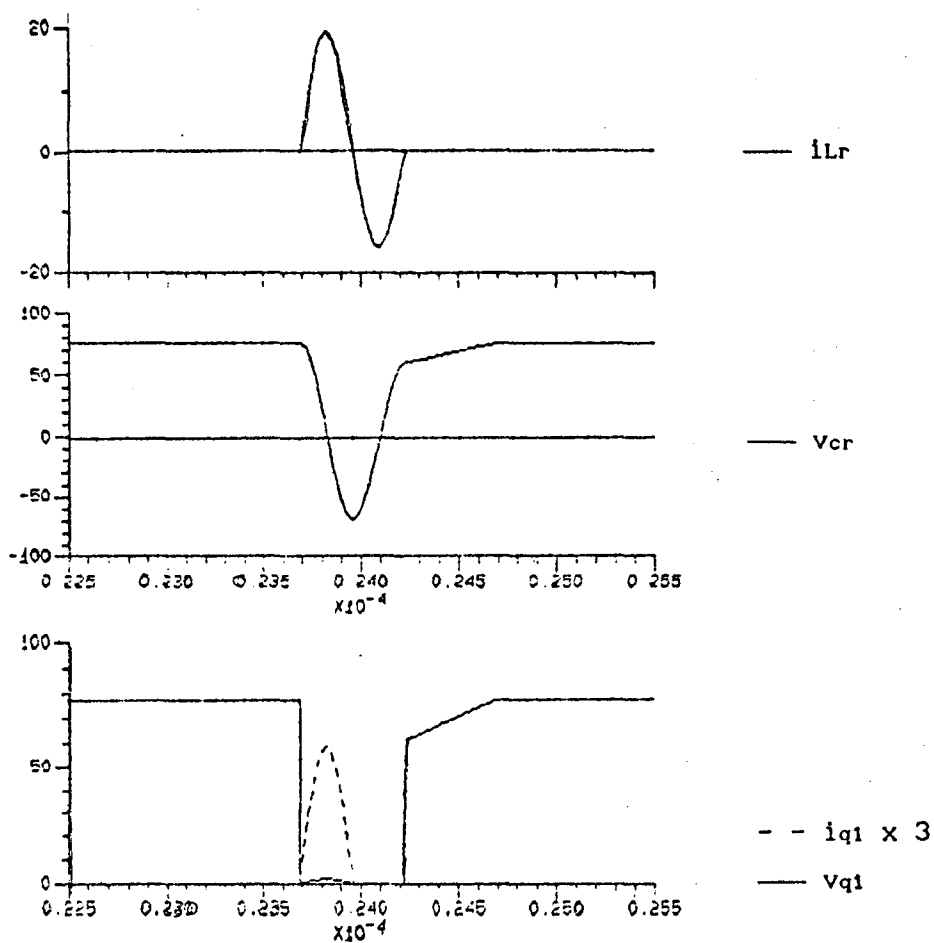


FIGURA 12.19 - Simulação do conversor cuk-QRC-ZCS-PWM, projetado, funcionando como o cuk-QRC-ZCS-FM.-

CAPÍTULO 13

ESTUDO DOS CONVERSORES ISOLADOS, QUASE-RESSONANTES, COM COMUTAÇÃO À CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

13.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão estudados os conversores quase-ressonantes isolados, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso.-

Serão apresentadas todas as famílias de conversores quase-ressonantes isolados sintetizadas no capítulo 4.-

Serão feitos estudos das famílias de conversores quase-ressonantes forward e half-bridge, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso (forward-QRC-ZCS-PWM e HB-QRC-ZCS-PWM).-

Serão apresentadas as seqüências de funcionamento, planos de fases e formas de ondas para todas as estruturas das famílias de conversores forward e HB-QRC-ZCS-PWM obtidas no capítulo 4.-

Serão desenvolvidas rotinas de projeto para os conversores em questão.-

Serão projetados, montados e simulados um conversor da família de conversores forward-QRC-ZCS-PWM e outro da HB-QRC-ZCS-PWM.-

Serão apresentados e analisados os resultados obtidos por simulação.-

13.2 - FAMÍLIAS DE CONVERSORES QUASE-RESSONANTES ISOLADOS

Os conversores quase-ressonantes isolados, com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso obtidos no capítulo 4, pertencem às famílias de conversores forward, flyback, half-bridge, push-pull e full-bridge.-

Para se obter os conversores quase-ressonantes forward com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso (forward-QRC-ZCS-PWM) com interruptor bidirecional em corrente, substitui-se, nos conversores 1, 3 e 4 da figura 4.5 os interruptores S_1 e S_3 por um transistor em anti-paralelo com um diodo, cada.- Fazendo-se estas substituições encontra-se os conversores da figura 13.1.-

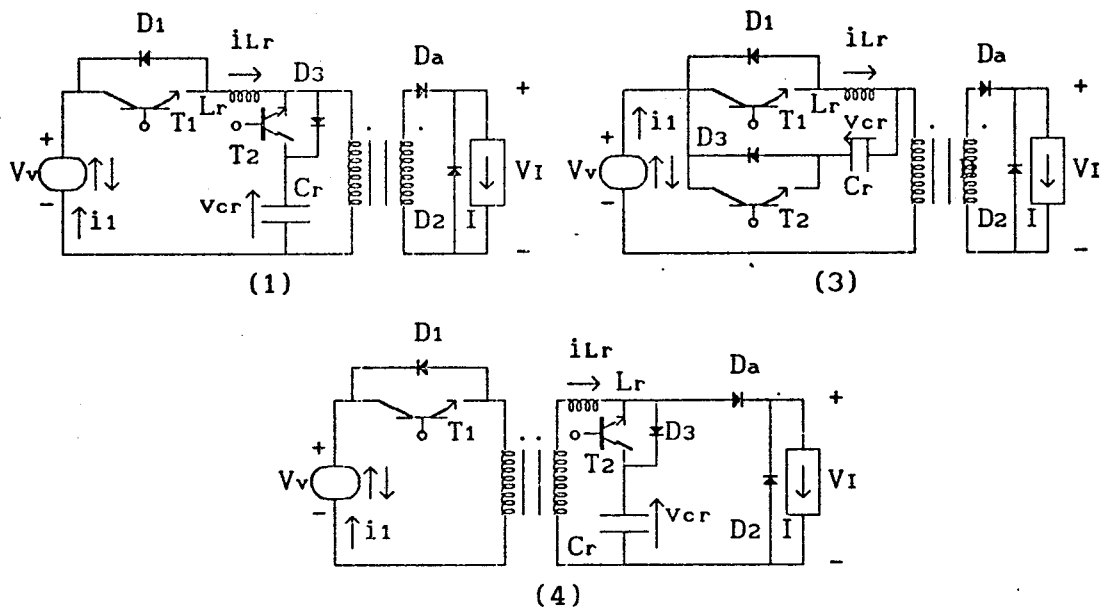


FIGURA 13.1 - Família de conversores forward-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, obtida no capítulo 4, figura 4.5.

Efetuando-se a mesma substituição acima para o conversor número 2 da figura 4.5 obtém-se o conversor da figura 13.2, que é um conversor com interruptor bidirecional em corrente, mas que funciona como se estivesse utilizando interruptor unidirecional em corrente.- Neste conversor o diodo D_1 não é necessário.- O transformador deve possuir um enrolamento terciário para assegurar a sua desmagnetização.-

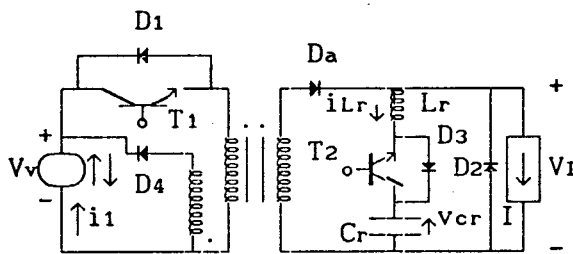


FIGURA 13.2 - Conversor forward-QRC-ZCS-PWM com inter. bidirecional em corrente, funcionando como se tivesse int. unidirecional, obtido no capítulo 4, figura 4.5, estrutura 2.-

Para se obter a família de conversores forward-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, substitui-se, nos circuitos 1, 3 e 4 da figura 4.5, o interruptor S_1 por um transistor em série com um diodo e o interruptor S_2 por um transistor em anti-paralelo com um diodo.- Fazendo-se estas substituições obtém-se os circuitos da figura 13.3.- O circuito 2 da figura 4.5 não sofre esta substituição, porque como visto anteriormente, ele já funciona naturalmente como se tivesse interruptor unidirecional.-

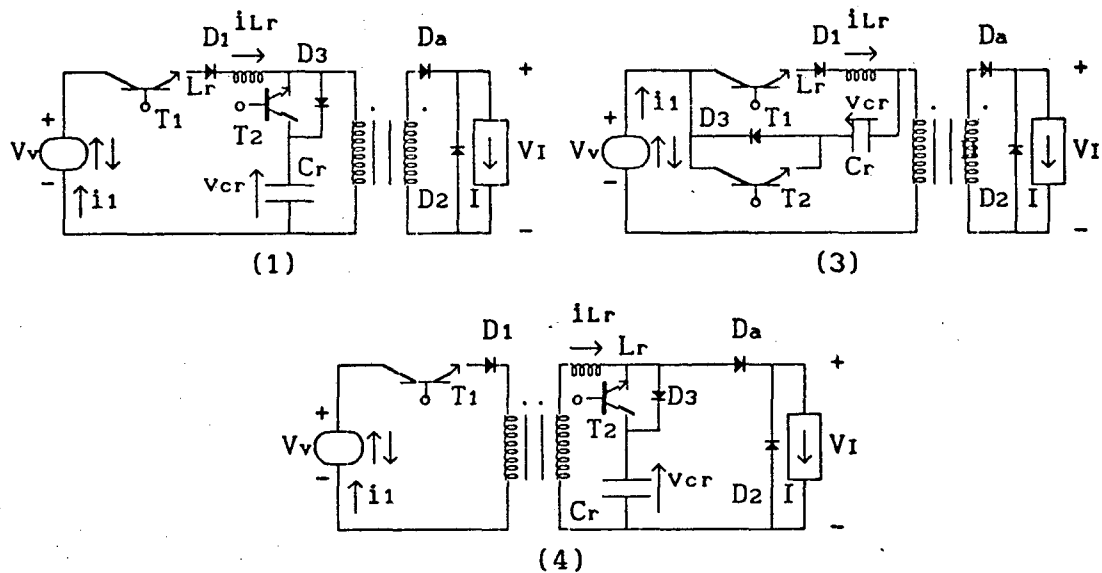


FIGURA 13.3 - Família de conversores forward-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, obtida no capítulo 4, figura 4.5.

Para se obter os conversores flyback quase-ressonantes com comutação à corrente nula e modulação por largura de pulso, com interruptor bidirecional em corrente, faz-se a mesma substituição que foi efetuada para os conversores forward-QRC-ZCS-PWM, somente que nos conversores da figura 4.6, com isto se consegue os conversores da figura 13.4.-

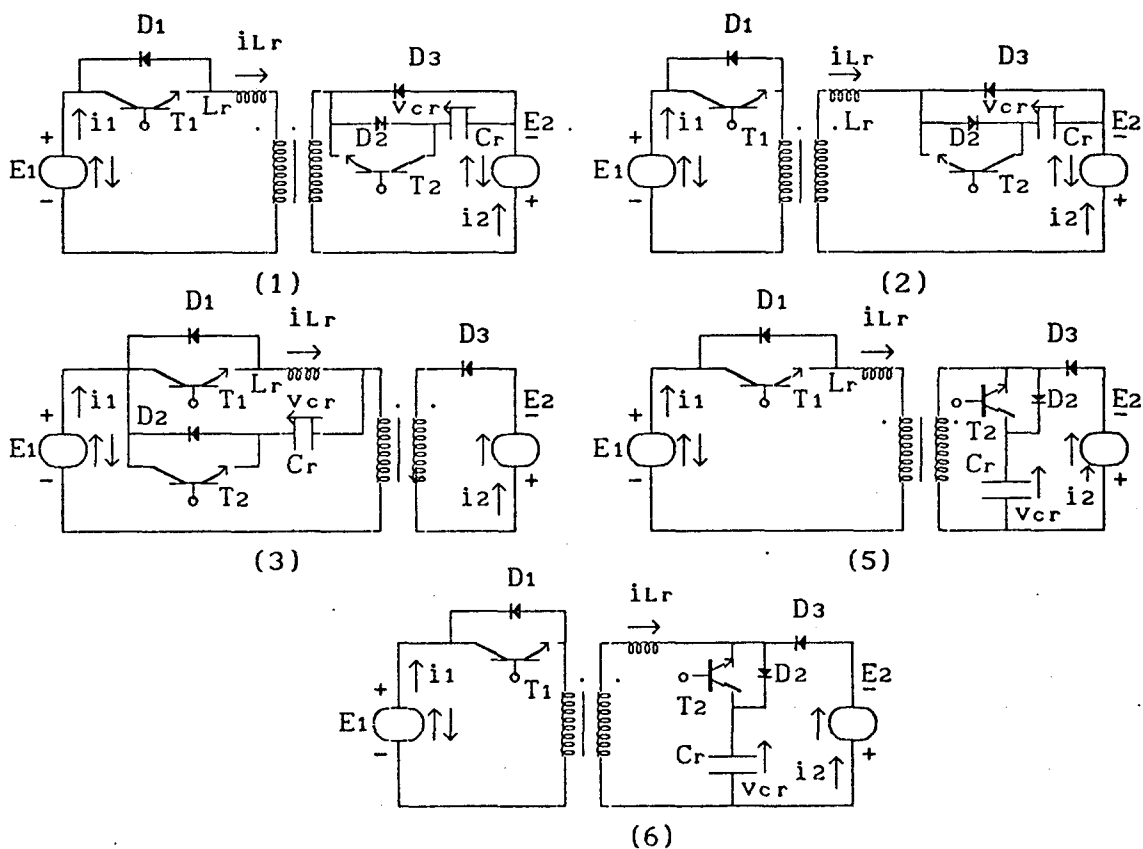


FIGURA 13.4 - Família de conversores flyback-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, obtida no capítulo 4, figura 4.6.

As etapas de funcionamento, as formas de ondas, os planos de fases, o modelo matemático e o ganho estático são os mesmos da família de conversores buck-boost-QRC-ZCS-PWM, obtidos no capítulo 11, considerando-se a relação de transformação unitária.-

Para se obter a família de conversores flyback-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em tensão, faz-se a mesma substituição que foi feita para a família de conversores forward-QRC-ZCS-PWM, utilizando-se dos conversores da figura 4.6 e com isto se consegue os conversores da figura 13.5.-

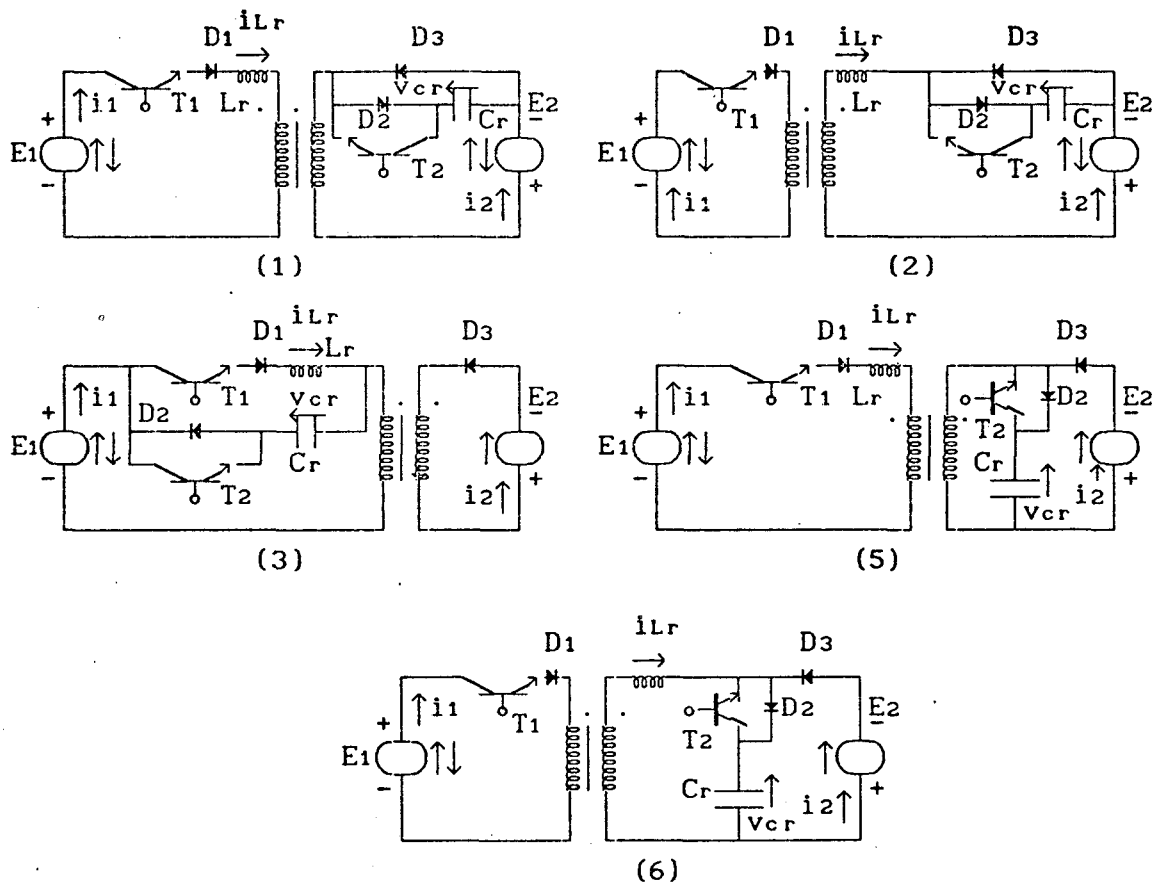


FIGURA 13.5 - Família de conversores flyback-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, obtida no capítulo 4, figura 4.6.

O que foi dito para os conversores flyback-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente é válido também para os conversores flyback-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente.-

Para se obter a família de conversores half-bridge-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, faz-se a mesma substituição que foi feita para a família de conversores forward-QRC-ZCS-PWM, somente que, nos conversores 1 e 3 da figura 4.7.-

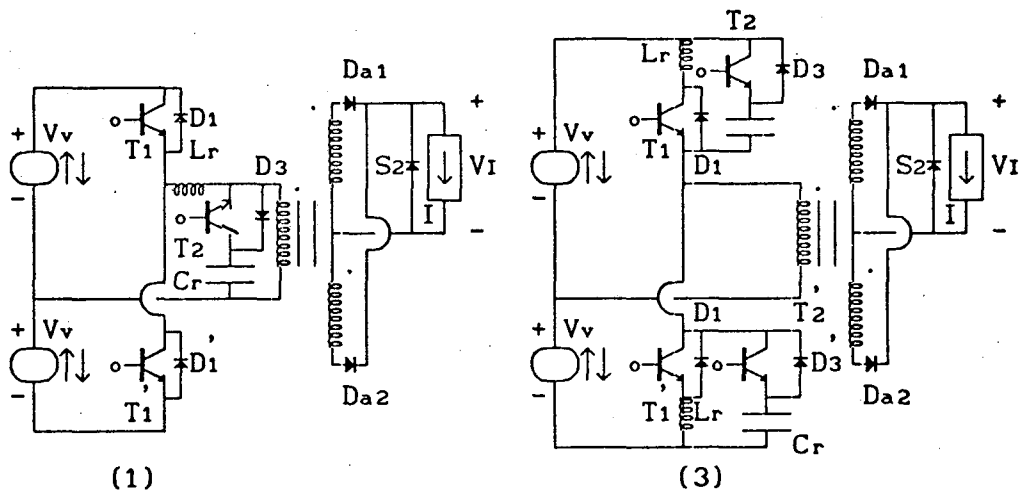


FIGURA 13.6 - Família de conversores HB-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, obtida no capítulo 4, figura 4.7.

Para se fazer as substituições no conversor 4 da figura 4.7, deve-se proceder da seguinte maneira, substituir S_1 e S_1 como nas estruturas half-bridge anteriores, e os interruptores S_3 e S_3 por um transistor cada, colocados em anti-paralelo.- Efetuando-se estas substituições, consegue-se a estrutura da figura 13.7.-

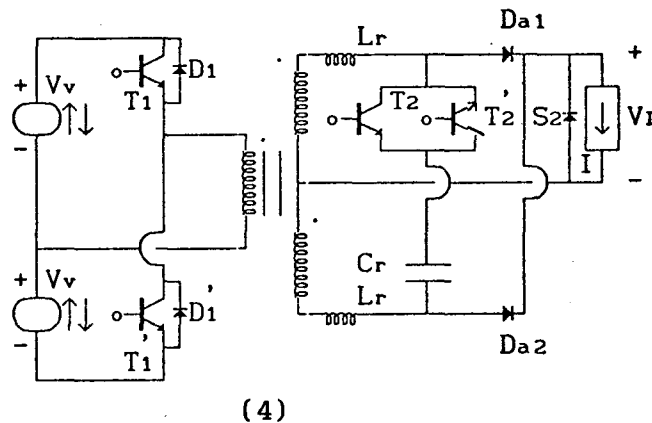


FIGURA 13.7 - Conversor HB-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, obtido no capítulo 4, figura 4.7, estrutura 4.-

Fazendo-se as mesmas substituições que foram feitas para as duas primeiras estruturas HB-QRC-ZCS-PWM, somente que nas estruturas 2 e 5 da figura 4.7, encontram-se as estruturas da figura 13.8.- Estes conversores embora possuam interruptores S_1 e S_1 bidirecionais em corrente, funcionam como se possuíssem interruptores unidirecionais.- Os diodos D_1 e D_1 são necessários para assegurar a desmagnetização do transformador.-

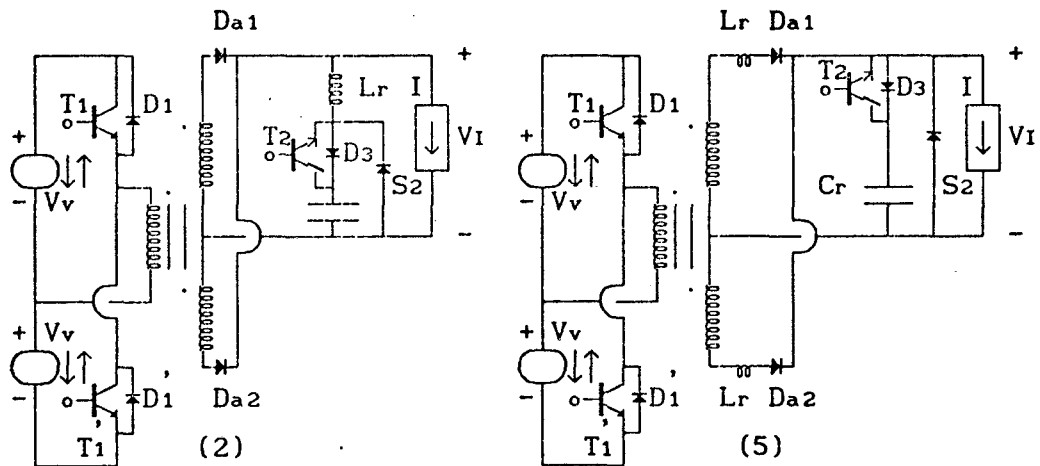


FIGURA 13.8 - Conversores HB-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, funcionando como se estivesse com interruptor unidirecional, obtidos no capítulo 4, figura 4.7, estruturas 2 e 5.-

Para se obter as demais estruturas da família de conversores HB-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, basta substituir nas estruturas das figuras 13.6 e 13.7 os transistores T_1 e T_1 em anti-paralelo com os diodos D_1 e D_1 pelos transistores T_1 e T_1 em série com os diodos D_1 e D_1 .- Fazendo-se estas substituições encontram-se as estruturas da figura 13.9.

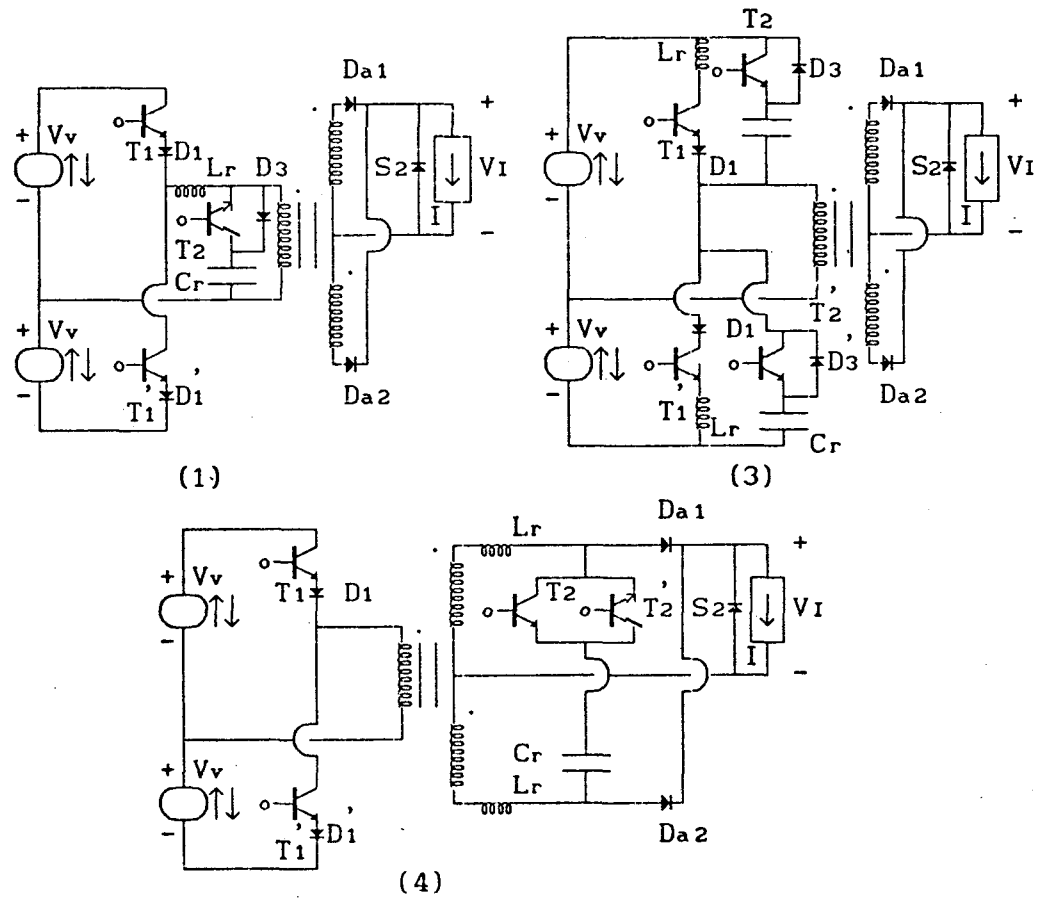


FIGURA 13.9 - Estruturas da família de conversores HB-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, obtidas no capítulo 4, figura 4.7.-

Para se obter duas estruturas da família de conversores push-pull-QRC-ZCS-PWM com interruptores bidirecionais em corrente, efetuam-se as mesmas substituições que foram feitas para a família de conversores forward-QRC-ZCS-PWM e para se conseguir a terceira estrutura, efetua-se as mesmas substituições que foram feitas para a estrutura 4 da família de conversores HB-QRC-ZCS-PWM; estas substituições devem ser feitas nos circuitos da figura 4.8.- Fazendo-se estas substituições encontram-se as estruturas da figura 13.10.-

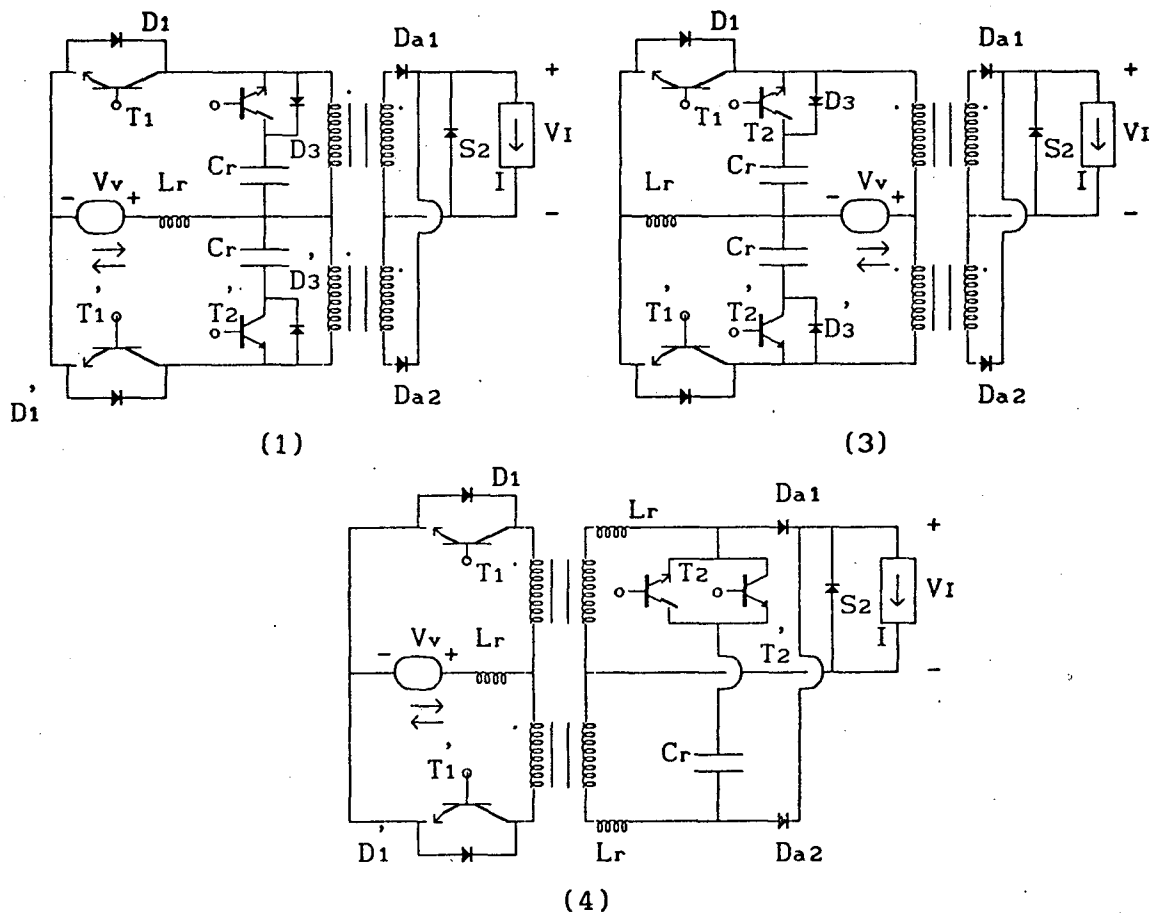


FIGURA 13.10 - Família de conversores push-pull-QRC-ZCS-PWM com interrup. bidirecional em corrente, obtida no capítulo 4, figura 4.8.

Efetuando-se as mesmas substituições que foram feitas para a família de conversores forward-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, nas estruturas 2 e 5 da figura 4.8, encontra-se os conversores da figura 13.11.- Estes conversores possuem uma particularidade, eles funcionam como se possuíssem interruptores unidirecionais em corrente, embora possuam interruptores bidirecionais, mesmo assim os diodos D_1 e D_1 não podem ser retirados devido à desmagnetização do transformador.-

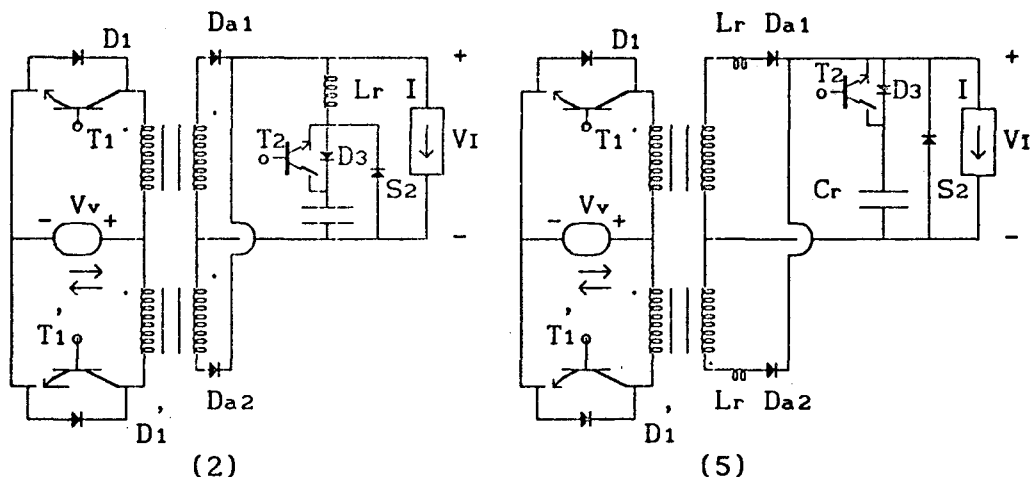


FIGURA 13.11 - Conversores push-pull-QRC-ZCS-PWM com inter. bidirecional em corrente, funcionando como se estivessem com inter. unidirecional, obtidos no capítulo 4, figura 4.8, estruturas 2 e 5.-

Para se obter as demais estruturas da família de conversores push-pull-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, basta substituir nas estruturas da figura 13.10, os transistores T_1 e T_1' com os diodos D_1 e D_1' colocados em anti-paralelo pelos transistores T_1 e T_1' com os diodos D_1 e D_1' colocados em série.- Fazendo-se estas substituições encontram-se as estruturas da figura 13.12.-

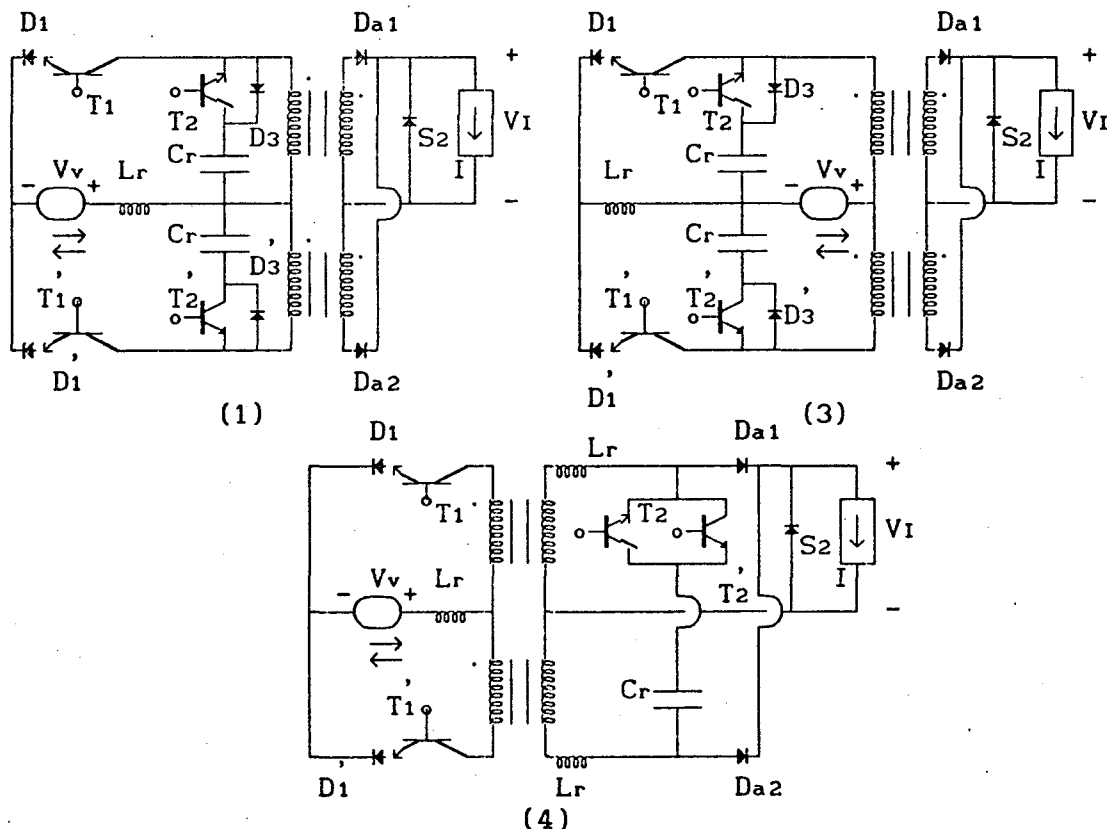


FIGURA 13.12 - Estruturas da família de conversores push-pull-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, obtidas no capítulo 4, figura 4.8.-

Para se obter as tres estruturas da família de conversores full-bridge-QRC-ZCS-PWM com interruptores bidirecionais em corrente, efetua-se as mesmas substituições que foram feitas para a família de conversores push-pull-QRC-ZCS-PWM, nas estruturas 1 e 3 da figura 4.9 e na estrutura 1 da figura 4.10.- Fazendo-se estas substituições encontra-se as estruturas da figura 13.13.-

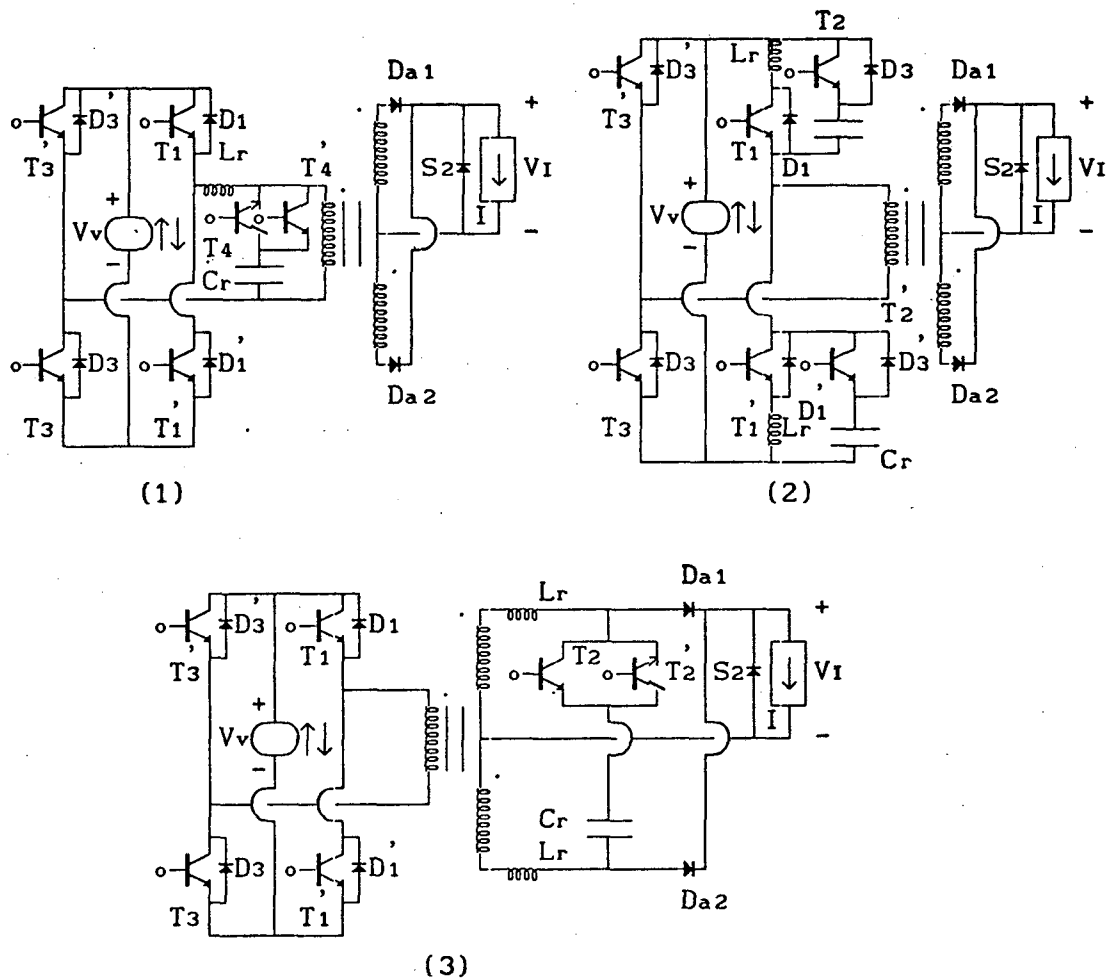
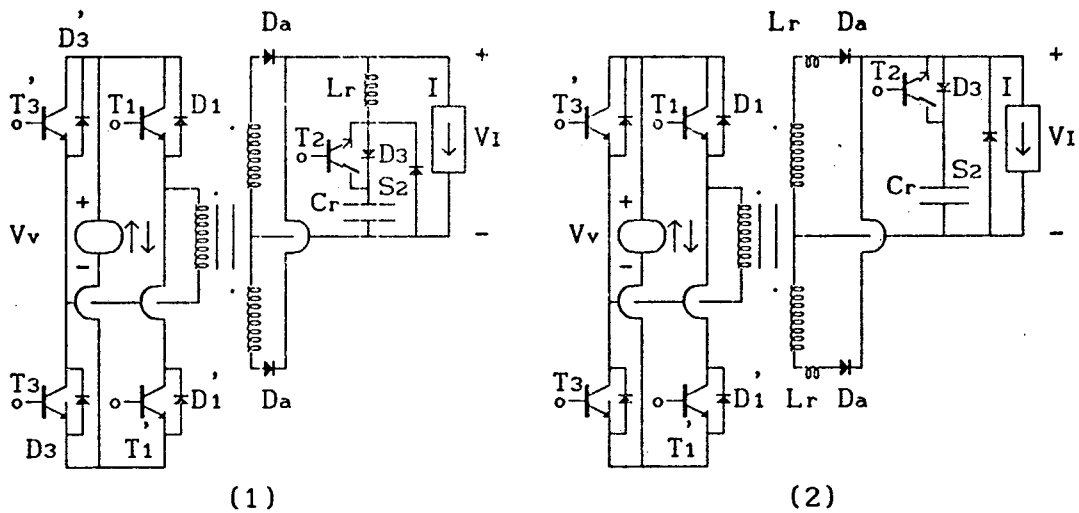


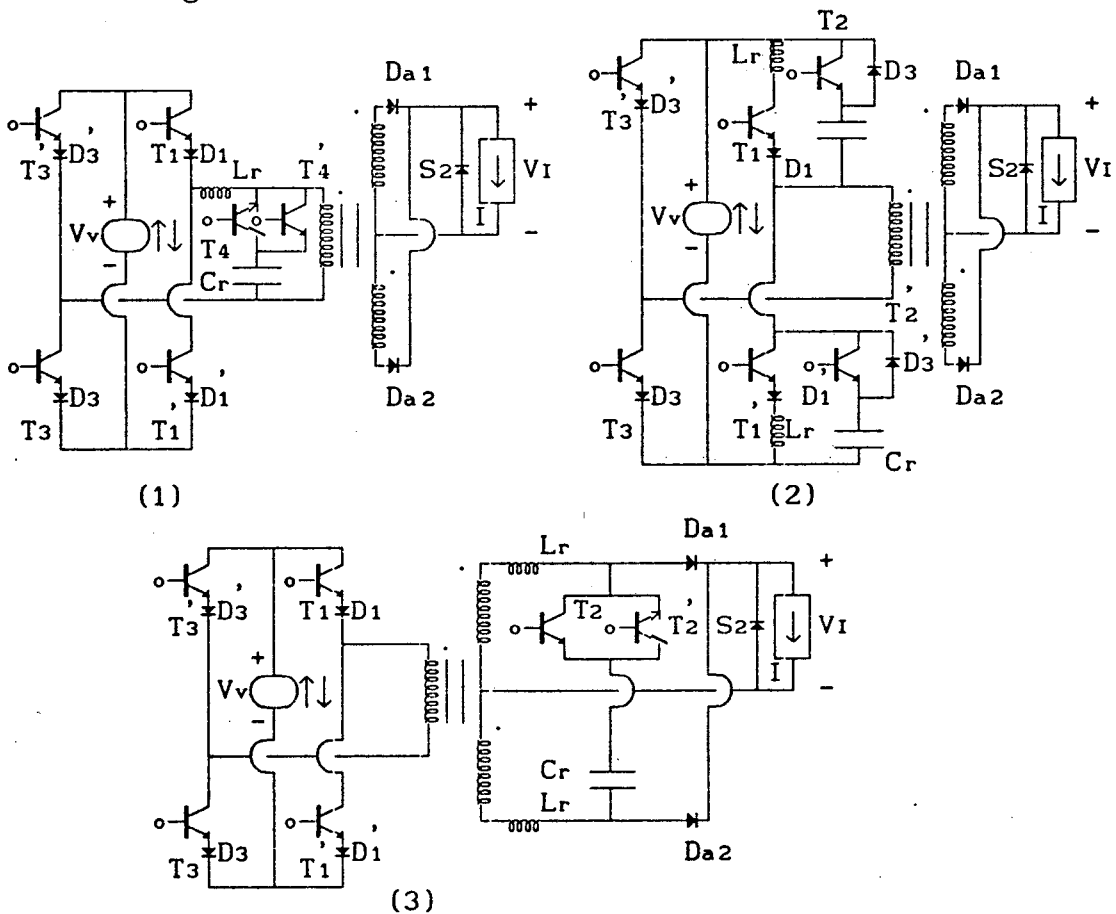
FIGURA 13.13 - Família de conversores full-bridge-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, obtida no capítulo 4, figuras 4.9 e 4.10.-

Efetuando-se as mesmas substituições feitas no caso anterior, porém sobre as estruturas 2 das figuras 4.9 e 4.10 encontra-se os conversores da figura 13.14.- Estes conversores funcionam como se possuíssem interruptores unidirecionais em corrente, embora possuam interruptores bidirecionais.- Os diodos D_1 , D_1 , D_3 e D_3 não podem ser removidos em razão da desmagnetização do transformador.-



(1) (2)
 FIGURA 13.14 - Conversores FB-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, funcionando como se estivessem com interruptor unidirecional, obtidos no capítulo 4, figuras 4.9 e 4.10, estruturas 2.-

Para se obter as demais estruturas da família de conversores FB-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, basta substituir nas estruturas da figura 13.13, os transistores T_1 , T_1 , T_3 e T_3 em anti-paralelo com os diodos D_1 , D_1 , D_3 e D_3 .- Fazendo-se estas substituições encontra-se as estruturas da figura 13.15.-



(1) (2) (3)
 FIGURA 13.15 - Conversores da família FB-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, obtidos no capítulo 4, figuras 4.9 e 4.10.-

13.3 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

13.31 - CONVERSORES FORWARD-QRC-ZCS-PWM

Como ficou demonstrado nos capítulos anteriores, o comportamento das estruturas de uma família de conversores quase-ressonantes é basicamente o mesmo, o mesmo fenômeno acontece aqui.-

Entre os conversores forward-QRC-ZCS-PWM deve-se obedecer a regra de se desmagnetizar o transformador à cada ciclo de funcionamento, esta etapa pode ser diferente para cada estrutura, dependendo apenas do método utilizado para se efetuar esta operação.-

Por estas razões serão mostradas apenas as seqüências de funcionamento de uma única estrutura forward-QRC-ZCS-PWM, esta estrutura é a de número 1 da figura 13.1.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando o transistor T1 é colocado em condução e se finda quando a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) se anula.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce, cossenoidalmente até se anular.- Enquanto isto, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce senoidalmente.-

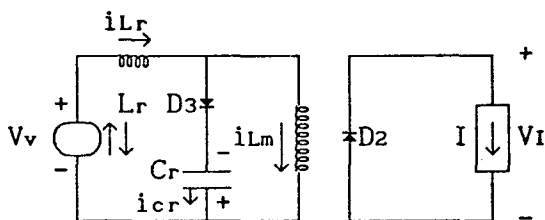


FIGURA 13.16 - Conversor forward-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (segunda etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) se anula, e se finda quando a corrente no capacitor de ressonância (i_{cr}) se anula também.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante continua oscilando.-

As correntes no indutor de ressonância (i_{Lr}) e no capacitor de ressonância (i_{cr}) crescem, passam por um máximo e decrescem senoidalmente, até que $i_{cr} = 0$.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce

cossenoidalmente.-

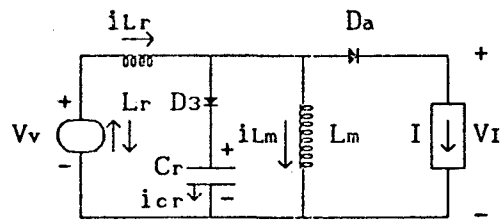


FIGURA 13.17 - Conversor forward-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (estágio linear)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $i_{cr} = 0$ e se finda quando o transistor T2 é colocado em condução.-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente nos indutores de ressonância (L_r) e de magnetização (L_m) cresce linearmente.-

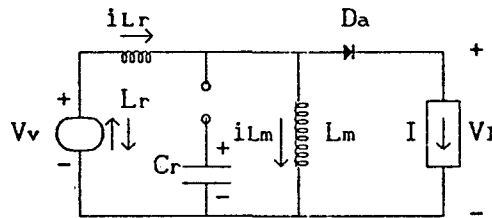


FIGURA 13.18 - Conversor forward-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (terceira etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando o transistor T2 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = 0$.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila mais uma vez.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, se anula, continua decrescendo, passa por um mínimo e cresce senoidalmente, até se anular.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) decresce cossenoidalmente.-

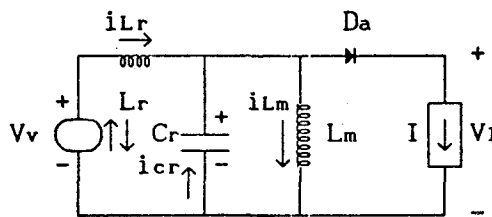


FIGURA 13.19 - Conversor forward-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (quarta etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $i_{Lr} = 0$ e se finda

quando $v_{cr} = 0$ também.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante formado pelo capacitor de ressonância (C_r) e pelo indutor de magnetização (L_m) oscila.-

A tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) decresce senoidalmente até se anular.- Enquanto isto, a corrente no indutor de magnetização (i_{Lm}) cresce cossenoidalmente.-

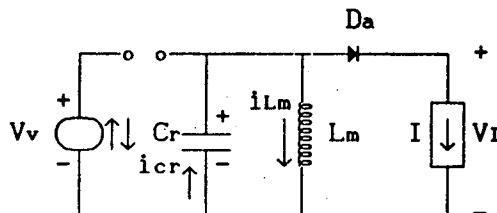


FIGURA 13.20 - Conversor forward-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da quinta etapa de funcionamento.-

6ª ETAPA (t_5, t_6) Δt_6 (quinta etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $v_{cr} = 0$, e se finda quando o transistor T_1 é colocado em condução, dando início à primeira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante formado por L_m e C_r continua oscilando.-

A tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) oscila de uma forma senoidal, enquanto que a corrente no indutor de magnetização (i_{Lm}) oscila de uma forma cossenoidal.- Para se colocar o transistor T_1 em condução deve-se aguardar o tempo mínimo para que i_{Lm} se anule ou que v_{cr} passe por seu valor mínimo, que são situações que ocorrem ao mesmo tempo, esta condição assegura a desmagnetização do transformador.- E para fixar o modo de funcionamento, o transistor T_1 deve ser colocado em condução antes que v_{cr} se anule.-

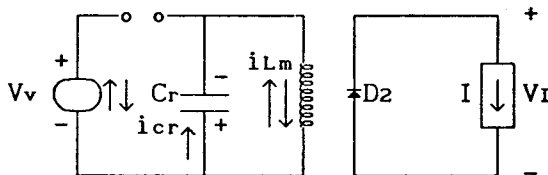


FIGURA 13.21 - Conversor forward-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da sexta etapa de funcionamento.-

13.3.2 - CONVERSORES HB-QRC-ZCS-PWM

Pelos mesmos motivos expostos no início do sub-ítem anterior (13.3.1), será estudado apenas o conversor 5 da figura 13.11.-

1ª ETAPA (t_0, t_1) Δt_1 (primeira etapa linear)

Esta etapa de funcionamento tem início quando o interruptor S_1 é

fechado e se finda quando a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) é igual à I .-

Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente.-

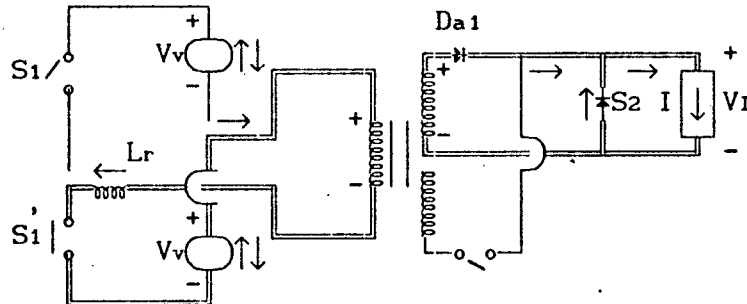


FIGURA 13.22 - Conversor HB-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da primeira etapa de funcionamento.-

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (primeira etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento inicia-se quando $i_{Lr} = I$ e se finda quando $i_{Lr} = I$ novamente.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente, até atingir o valor $i_{Lr} = I$.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) cresce cossenoidalmente.-

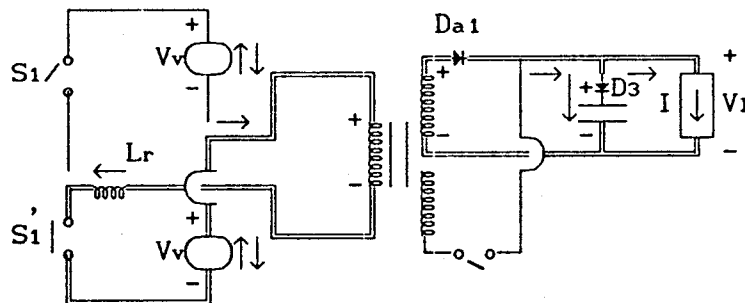


FIGURA 13.23 - Conversor HB-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da segunda etapa de funcionamento.-

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (etapa de transferência de energia)

Esta etapa de funcionamento tem início quando $i_{Lr} = I$ e se finda quando o transistor T2 é colocado em condução.-

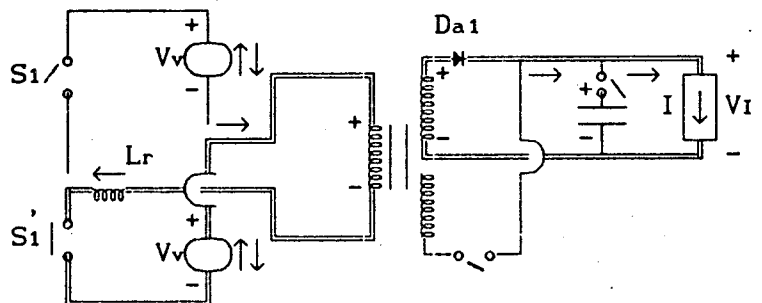


FIGURA 13.24 - Conversor HB-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da terceira etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a fonte de tensão V_v fornece energia para a carga (I).-

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (segunda etapa ressonante)

Esta etapa de funcionamento tem início quando o transistor T2 é colocado em condução e se finda quando $i_{Lr} = I_m$.-

Durante esta etapa de funcionamento o circuito ressonante oscila novamente.-

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce senoidalmente, até atingir o valor $i_{Lr} = I_m$.- Enquanto isto, a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) decresce cossenoidalmente.-

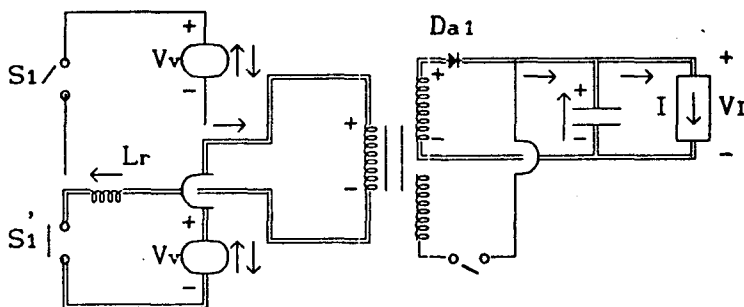


FIGURA 13.25 - Conversor HB-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da quarta etapa de funcionamento.-

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (segunda etapa linear)

Esta etapa de funcionamento se inicia quando $i_{Lr} = I_m$ e se finda quando $v_{cr} = 0$.-

Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância (C_r) se descarrega linearmente.- Enquanto isto, o transformador se desmagnetiza através do diodo D1.-

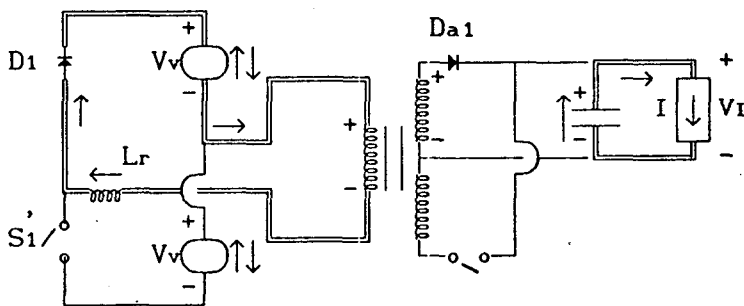


FIGURA 13.26 - Conversor HB-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da quinta etapa de funcionamento.-

6ª ETAPA (t_5, t_6) Δt_6 (etapa de roda livre)

Esta etapa se inicia quando $v_{cr} = 0$ e se finda quando o transistor T1 é colocado em condução dando início à sétima etapa de funcionamento.-

Durante esta etapa de funcionamento a carga se encontra em roda

livre pelo diodo S2 e o transformador acaba de se desmagnetizar pelo diodo D1.-

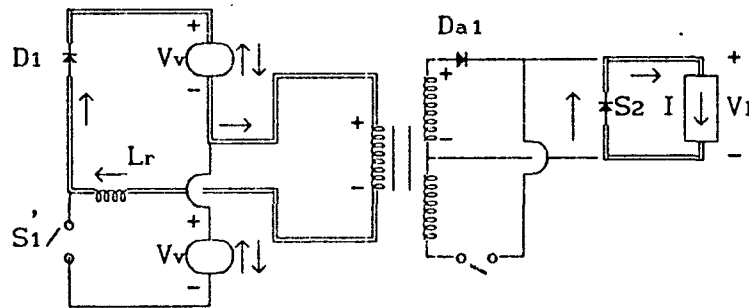


FIGURA 13.27 - Conversor HB-QRC-ZCS-PWM, em estudo, na configuração da sexta etapa de funcionamento.-

As seis etapas seguintes não serão apresentadas por que são exatamente iguais à estas seis que acabam de ser vistas, a única variação que ocorre é que agora todos os fenômenos acontecem para o transistor T1 e o diodo D1.-

13.4 - FORMAS DE ONDAS

13.4.1 - CONVERSOR FORWARD-QRC-ZCS-PWM

As formas de ondas de tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}), corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) e sinais de comando dos transistores, estão representadas na figura 13.28.-

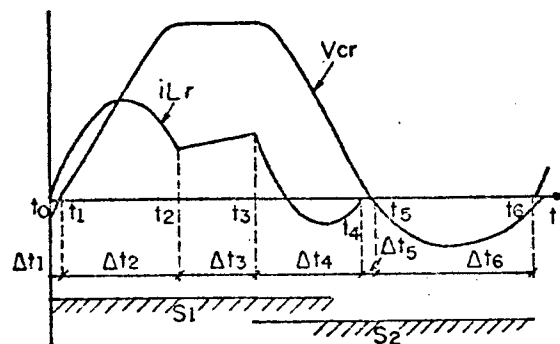


FIGURA 13.28 - Formas de ondas para o conversor forward-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

13.4.2 - CONVERSOR HB-QRC-ZCS-PWM

As principais formas de ondas para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo, estão apresentadas na figura 13.29.-

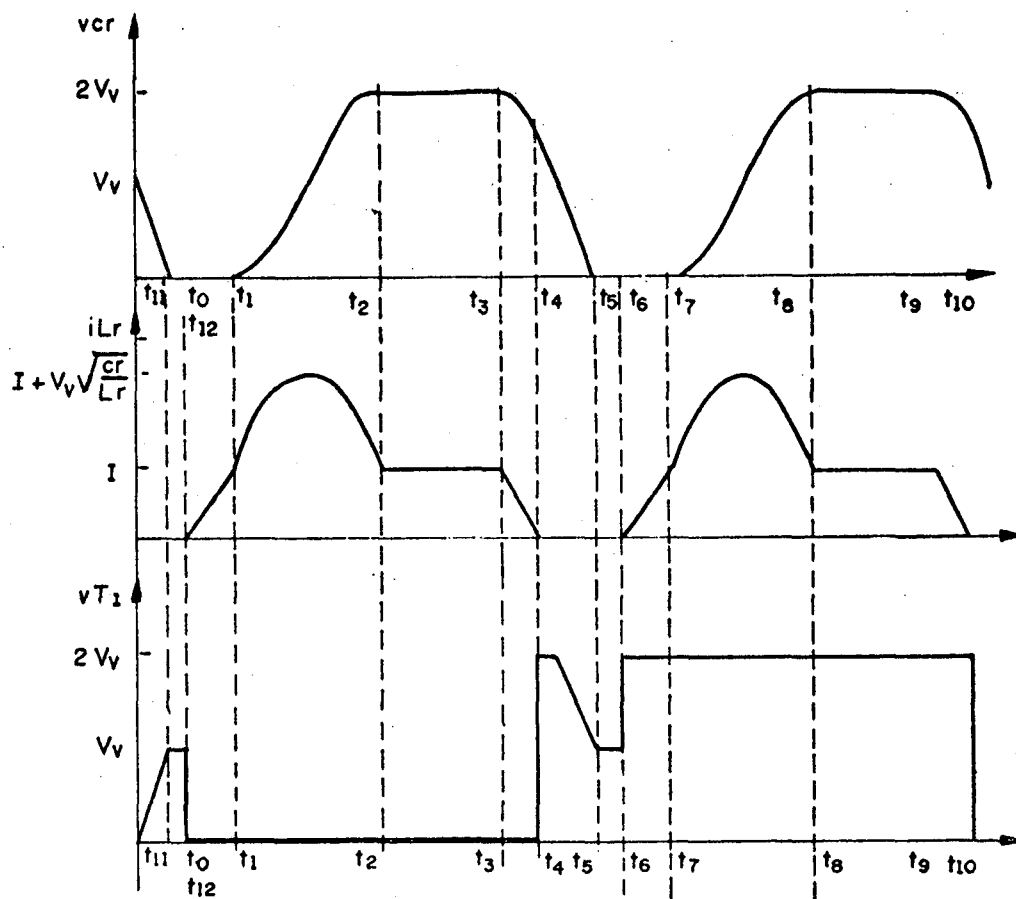


FIGURA 13.29 - Principais formas de ondas para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

13.5 - MODELO MATEMÁTICO

13.5.1 - CONVERSOR FORWARD-QRC-ZCS-PWM

O modelo matemático que será desenvolvido para este conversor é um modelo que considera a indutância de magnetização do transformador.-

1ª ETAPA (to, t1) Δt1 (primeira etapa ressonante)

As equações 13.1, 13.2 e 13.3 descrevem o comportamento do circuito da figura 13.16.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} \quad (13.1)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (13.2)$$

$$i_{Lr} = i_{cr} + i_{Lm} \quad (13.3)$$

Das condições iniciais desta etapa de funcionamento tem-se:

$$i_{Lm}(0) = i_{m6} \quad (13.4)$$

$$i_{Lr}(0) = 0 \quad (13.5)$$

$$v_{cr}(0) = v_{c6} \quad (13.6)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (13.7)$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1} \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (13.8)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{L_r}{L_m}} \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (13.9)$$

Resolvendo-se as equações 13.1 e 13.2, utilizando-se as condições iniciais das equações 13.4, 13.5 e 13.6 e os valores dados nas 13.7, 13.8 e 13.9 consegue-se as equações 13.10 e 13.11.-

$$\frac{v_{cr}(t)}{V_v} = \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 - \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 - \frac{v_{c6}}{V_v}\right) \cos \omega_1 t - \frac{\omega_0}{\omega_1} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{m6}}{V_v} \sin \omega_1 t \quad (13.10)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{Lr}(t)}{V_v} = & \omega_0 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 t + \frac{\omega_1}{\omega_0} \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2\right) \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 - \frac{v_{c6}}{V_v}\right) \sin \omega_1 t \\ & - \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2\right) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{m6}}{V_v} \cos \omega_1 t - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{m6}}{V_v} \end{aligned} \quad (13.11)$$

2ª ETAPA (t_1, t_2) Δt_2 (segunda etapa ressonante)

As equações 13.12, 13.13 e 13.14 representam o circuito da figura 13.17.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} \quad (13.12)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (13.13)$$

$$i_{Lr} = i_{cr} + i_{Lm} + I \quad (13.14)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas nas equações 13.15, 13.16 e 13.17.-

$$i_{Lm}(0) = i_{m1} \quad (13.15)$$

$$i_{Lr}(0) = i_1 \quad (13.16)$$

$$v_{cr}(0) = 0 \quad (13.17)$$

Resolvendo-se as equações 13.12 e 13.13, utilizando-se as condições iniciais das 13.15, 13.16 e 13.17 e os valores dados nas 13.7, 13.8 e 13.9 consegue-se as equações 13.18, 13.19 e 13.20.-

$$\frac{v_{cr}(t)}{V_v} = \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 \cos \omega_1 t - \frac{\omega_0}{\omega_1} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{V_v} (i_1 - i_{m1} - I) \sin \omega_1 t \quad (13.18)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{Lr}(t)}{V_v} = & \omega_0 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 t + \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2\right) \frac{\omega_0}{\omega_1} \sin \omega_1 t + \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2\right) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I}{V_v} \\ & + \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2\right) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{V_v} (i_1 - i_{m1} - I) \cos \omega_1 t - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{V_v} (i_1 - i_{m1}) \end{aligned} \quad (13.19)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{Lm}(t)}{V_v} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{L_m} \left\{ \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 t - \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 \right\} \frac{1}{\omega_1} \text{sen } \omega_1 t \quad (13.20)$$

$$- \frac{\omega_0}{\omega_1^2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{V_v} (i_1 - i_{m1} - I) \cos \omega_1 t + \frac{\omega_0}{\omega_1^2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{V} (i_1 - i_{m1} - I) \left. \right\}$$

3ª ETAPA (t2, t3) Δt3 (etapa linear)

O circuito da figura 13.18 é representado pelas equações 13.21, 13.22 e 13.23.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (13.21)$$

$$i_{Lr} = i_{Lm} + I \quad (13.22)$$

$$v_{cr}(t) = v_{c2} \quad (13.23)$$

O valor inicial desta etapa de funcionamento é dado pela equação 13.24.-

$$i_{Lr}(0) = i_2 \quad (13.24)$$

Solucionando-se as equações 13.21 e 13.22, considerando-se o valor da 13.24 obtem-se as equações 13.25 e 13.26.-

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{Lr}(t)}{V_v} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_2}{V_v} + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{(L_r + L_m)} t \quad (13.25)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{Lm}(t)}{V_v} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_2}{V_v} - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I}{V_v} + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{(L_r + L_m)} t \quad (13.26)$$

4ª ETAPA (t3, t4) Δt4 (terceira etapa ressonante)

O circuito da figura 13.19 é representado pelas equações 13.12, 13.13 e 13.14.-

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dados pela equações 13.27, 13.28 e 13.29.-

$$v_{cr}(0) = v_{c2} \quad (13.27)$$

$$i_{Lr}(0) = i_3 \quad (13.28)$$

$$i_{Lm}(0) = i_{m3} = i_3 \quad (13.29)$$

Solucionando-se as equações 13.12 e 13.13 e considerando-se o valor das 13.27, 13.28, 13.29, 13.7, 13.8 e 13.9 encontra-se as 13.30, 13.31 e 13.32.-

$$\frac{v_{cr}(t)}{V_v} = \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 - \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 - \frac{v_{c2}}{V_v} \right) \cos \omega_1 t \quad (13.30)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{Lr}(t)}{V_v} = \omega_0 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 t + \frac{\omega_1}{\omega_0} \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \right) \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 - \frac{v_{c2}}{V_v} \right) \text{sen } \omega_1 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I}{V_v} \quad (13.31)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{Lm}(t)}{V_v} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{L_m} \left\{ \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 t - \frac{1}{\omega_1} \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 - \frac{v_{c2}}{V_v} \right) \text{sen } \omega_1 t \right\} \quad (13.32)$$

5ª ETAPA (t4, t5) Δt5 (quarta etapa ressonante)

O circuito da figura 13.20 é representado pelas equações 13.33, 13.34 e 13.35.-

$$V_v = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (13.33)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (13.34)$$

$$i_{cr} = -i_{Lm} - I \quad (13.35)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 13.36, 13.37 e 13.38.-

$$i_{Lr}(0) = 0 \quad (13.36)$$

$$i_{Lm}(0) = i_{m4} \quad (13.37)$$

$$v_{cr}(0) = v_{c4} \quad (13.38)$$

Resolvendo-se as equações 13.33 e 13.34, considerando-se os valores iniciais dados nas 13.36, 13.37 e 13.38 e os valores das 13.7, 13.8 e 13.9, obtem-se as equações 13.39 e 13.40.-

$$\frac{v_{cr}(t)}{V_v} = \frac{v_{c4}}{V_v} \cos \omega_2 t - \frac{\omega_0}{\omega_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{V_v} (i_{m4} + I) \text{sen } \omega_2 t \quad (13.39)$$

$$\frac{\omega_0}{\omega_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{Lm}(t)}{V_v} = \frac{v_{c4}}{V_v} \text{sen } \omega_2 t + \frac{\omega_0}{\omega_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{V_v} (i_{m4} + I) \cos \omega_2 t - \frac{\omega_0}{\omega_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I}{V_v} \quad (13.40)$$

6ª ETAPA (t5, t6) Δt6 (quinta etapa ressonante)

O circuito da figura 13.21 é representado pelas equações 13.41, 13.42 e 13.43.-

$$V_v = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (13.41)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (13.42)$$

$$i_{cr} = i_{Lm} \quad (13.43)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 13.44 e 13.45.-

$$i_{Lm}(0) = i_{m5} \quad (13.44)$$

$$v_{cr}(0) = 0 \quad (13.45)$$

Solucionando-se as equações 13.41 e 13.42, considerando-se os valores iniciais dados nas equações 13.44 e 13.45 e os valores das equações 13.7, 13.8 e 13.9 consegue-se as 13.46 e 13.47.-

$$\frac{v_{cr}(t)}{V_v} = - \frac{\omega_0}{\omega_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{m5}}{V_v} \text{sen } \omega_2 t \quad (13.46)$$

$$\frac{\omega_0}{\omega_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{Lm}(t)}{V_v} = \frac{\omega_0}{\omega_2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{m5}}{V_v} \cos \omega_2 t \quad (13.47)$$

13.5.2 - CONVERSOR HB-QRC-ZCS-PWM

Este conversor será estudado considerando-se os elementos idealizados.- Será considerada relação de transformação unitária.-

1ª ETAPA (t₀, t₁) Δt₁ (primeira etapa linear)

A equação 13.48 é a equação que descreve o comportamento do circuito da figura 13.22.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (13.48)$$

Solucionando-se a equação 13.48 encontra-se:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_v}{L_r} t \quad (13.49)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad (13.50)$$

quando

$$i_{Lr}(t) = I \quad (13.51)$$

Por definição:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (13.52)$$

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13.53)$$

Substituindo-se as equações 13.50, 13.51, 13.52 e 13.53 na 13.49 encontra-se a 13.54, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (13.54)$$

2ª ETAPA (t₁, t₂) Δt₂ (primeira etapa ressonante)

O circuito da figura 13.23 é representado pelas equações 13.55, 13.56 e 13.57.-

$$V_v = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{cr} \quad (13.55)$$

$$i_{cr} = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (13.56)$$

$$i_{Lr} = i_{cr} + I \quad (13.57)$$

As condições iniciais desta etapa de funcionamento são dadas pelas equações 13.58 e 13.59.-

$$v_{cr}(0) = 0 \quad (13.58)$$

$$i_{Lr}(0) = I \quad (13.59)$$

Resolvendo-se as equações 13.55 e 13.56 e utilizando-se as condições iniciais das 13.58 e 13.59 encontra-se:

$$v_{cr}(t) = V_v - V_v \cos \omega t \quad (13.60)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = V_v \sin \omega t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (13.61)$$

Das condições de contorno tem-se que:

$$t = \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (13.62)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = I \quad (13.63)$$

E que o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ encontra-se no segundo quadrante.-

Substituindo-se as equações 13.62 e 13.63 na 13.60 e considerando-se o quadrante onde se encontra situado o ângulo $\omega_0 \Delta t_2$ obtem-se a 13.64, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (13.64)$$

Substituindo-se a equação 13.64 na 13.60 encontra-se a 13.65, que é a equação da tensão no capacitor de ressonância no final desta etapa de funcionamento.-

$$V_{c2} = 2 V_v \quad (13.65)$$

3ª ETAPA (t_2, t_3) Δt_3 (etapa de transferência de energia)

O comportamento do circuito da figura 13.24 é descrito pelas equações 13.66 e 13.67.-

$$v_{cr}(t) = 2 V_v \quad (13.66)$$

$$i_{Lr}(t) = I \quad (13.67)$$

$\Delta t_3 = t_3 - t_2 =$ tempo de controle para a transferência de energia.

4ª ETAPA (t_3, t_4) Δt_4 (segunda etapa ressonante)

O circuito da figura 13.25 é descrito pelas equações 13.55, 13.56 e 13.57, novamente.-

As condições iniciais desta etapa são dadas pelas equações 13.68 e 13.69.-

$$v_{cr}(0) = 2 V_v \quad (13.68)$$

$$i_{Lr}(0) = I \quad (13.69)$$

Resolvendo-se as equações 13.55 e 13.56 e juntando-se com as equações 13.68 e 13.69, encontra-se:

$$v_{cr}(t) = V_v + V_v \cos \omega t \quad (13.70)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = -V_v \text{sen } \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (13.71)$$

Das condições de contorno, tem-se que:

$$t = \Delta t_4 = t_4 - t_3 \quad (13.72)$$

quando:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (13.73)$$

Substituindo-se as equações 13.72 e 13.73 na 13.71 encontra-se a 13.74, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_0} \text{sen}^{-1}(\alpha) \quad (13.74)$$

Substituindo-se a equação 13.74 na 13.70 obtém-se a 13.75, que é a equação que fornece a tensão no capacitor de ressonância (v_{cr}) no final desta etapa de funcionamento.

$$v_{c4} = V_v + V_v \sqrt{1 - \alpha^2} \quad (13.75)$$

5ª ETAPA (t_4, t_5) Δt_5 (segunda etapa linear)

As equações 13.76 e 13.77 descrevem o comportamento do circuito da figura 13.26.-

$$i_{cr}(t) = C_r \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (13.76)$$

$$i_{cr}(t) = -I \quad (13.77)$$

Substituindo-se a equação 13.77 na 13.76 e resolvendo-se obtém-se a equação 13.78.-

$$v_{cr}(t) = v_{c4} - \frac{I}{C_r} t \quad (13.78)$$

Das condições de contorno, tem-se:

$$t = \Delta t_5 = t_5 - t_4 \quad (13.79)$$

quando:

$$v_{cr}(t) = 0 \quad (13.80)$$

Substituindo-se as equações 13.75, 13.79 e 13.80 na 13.78 encontra-se a 13.81, que é a equação do tempo de duração desta etapa de funcionamento.-

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right\} \quad (13.81)$$

Para o outro interruptor as etapas e os tempos são os mesmos.-

13.6 - GANHO ESTÁTICO

Da igualdade entre a potência fornecida e a absorvida, tem-se:

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{i_{med}}{I} \quad (13.82)$$

Na equação 13.82 foi considerada relação de transformação unitária.-

13.6.1 - CONVERSOR FORWARD-QRC-ZCS-PWM

Pelas etapas de funcionamento tem-se que a corrente na fonte de tensão V_v ($i_1(t)$) é diferente de zero durante a primeira, a segunda, a terceira e a quarta etapa de funcionamento, e que durante estas etapas de funcionamento ela é igual à corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}).- Então o valor médio da corrente $i_1(t)$ é dado pela equação 13.83.-

$$i_{med} = i_{med1} + i_{med2} + i_{med3} + i_{med4} \quad (13.83)$$

Onde:

$$i_{med1} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \omega_0 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 V_v \int_0^{\Delta t_2} t dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \frac{\omega_1}{\omega_0} \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \right) \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 V_v - v_{c6} \right) \int_0^{\Delta t_1} \text{sen} \omega_1 t dt - \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \right) i_{m6} \int_0^{\Delta t_1} \cos \omega_1 t dt - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 i_{m6} \int_0^{\Delta t_1} dt \right\} \quad (13.84)$$

$$i_{med2} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \omega_0 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 V_v \int_0^{\Delta t_2} t dt + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \frac{\omega_1}{\omega_0} \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \right) V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen} \omega_1 t dt + \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \right) (i_1 - i_{m1} - I) \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega_1 t dt + \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \right) I \int_0^{\Delta t_2} dt + \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 (i_1 - i_{m1}) \int_0^{\Delta t_2} dt \right\} \quad (13.85)$$

$$i_{med3} = \frac{1}{T} \left\{ i_2 \int_0^{\Delta t_3} dt + \frac{V_v}{L_r + L_m} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right\} \quad (13.86)$$

$$i_{med4} = \frac{1}{T} \left\{ \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \omega_0 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 V_v \int_0^{\Delta t_4} t dt + \sqrt{\frac{C_r \omega_1}{L_r \omega_0}} \left(1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \right) \left(\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 V_v - v_{c2} \right) \int_0^{\Delta t_4} \text{sen} \omega_1 t dt + I \int_0^{\Delta t_4} dt \right\} \quad (13.87)$$

Resolvendo-se as equações 13.84, 13.85, 13.86 e 13.87,

substituindo-se na 13.83 e substituindo o resultado na 13.82 encontra-se a 13.88, que é a equação do ganho estático para o conversor forward-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{1}{2\pi A \alpha (B + 1)} \left\{ \frac{V_{I1}}{V_v} + \frac{V_{I2}}{V_v} + \frac{V_{I3}}{V_v} + \frac{V_{I4}}{V_v} \right\} \quad (13.88)$$

Onde:

$$\frac{V_{I1}}{V_v} = \frac{(2\pi A)^2}{2} B \left\{ \left(\frac{\Delta t_1}{T} \right)^2 + \left(\frac{\Delta t_2}{T} \right)^2 + \left(\frac{\Delta t_3}{T} \right)^2 + \left(\frac{\Delta t_4}{T} \right)^2 \right\} \quad (13.89)$$

$$\frac{V_{I2}}{V_v} = 2\pi A B \left\{ - I_{m6} \frac{\Delta t_1}{T} + \alpha (I_1 - I_{m1}) \frac{\Delta t_2}{T} + \frac{(B + 1)}{B} I_2 \frac{\Delta t_3}{T} + \frac{(B + 1)}{B} \alpha \frac{\Delta t_4}{T} \right\} \quad (13.90)$$

$$\frac{V_{I3}}{V_v} = - \left(\frac{1}{B + 1} - V_{c6} \right) \left[\cos \left(2\pi A \sqrt{B + 1} \frac{\Delta t_1}{T} \right) - 1 \right] - \left(\frac{1}{B + 1} - V_{c2} \right) \left[\cos \left(2\pi A \sqrt{B + 1} \frac{\Delta t_4}{T} \right) - 1 \right] \quad (13.91)$$

$$\frac{V_{I4}}{V_v} = - \frac{1}{\sqrt{B + 1}} \left\{ I_{m6} \operatorname{sen} \left(2\pi A \sqrt{B + 1} \frac{\Delta t_1}{T} \right) - \frac{2}{\sqrt{B + 1}} - 2\pi A \alpha \sqrt{B + 1} \frac{\Delta t_1}{T} \right\} \quad (13.92)$$

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13.93)$$

$$A = \frac{f_0}{f} \quad (13.94)$$

$$B = \frac{L_r}{L_m} \quad (13.95)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (13.96)$$

$$I_{m6} = \frac{i_{m6}}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13.97)$$

$$I_1 = \frac{i_1}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13.98)$$

$$I_2 = \frac{i_2}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13.99)$$

$$I_{m1} = \frac{i_{m1}}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13.100)$$

$$V_{c2} = \frac{v_{c2}}{V_v} \quad (13.101)$$

$$V_{c6} = \frac{v_{c6}}{V_v} \quad (13.102)$$

f = frequência de funcionamento.-

Foi feito um programa computacional para resolver as equações das

etapas de funcionamento e do ganho estático.- Este programa gerou os gráficos das figuras 13.30, 13.31, 13.32 e 13.33.-

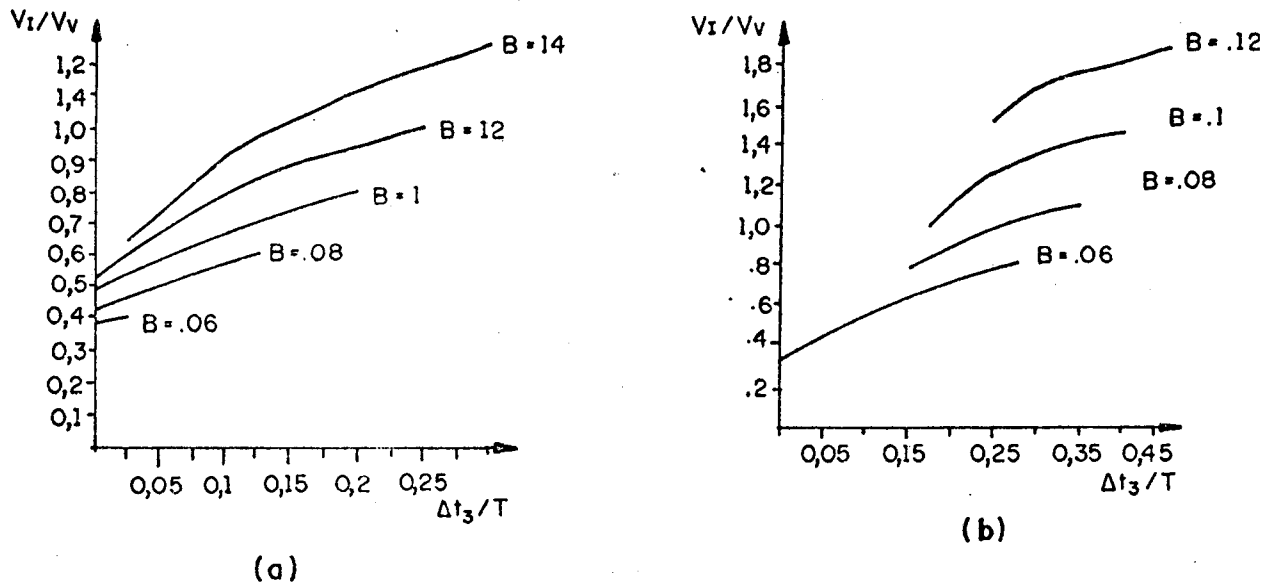


FIGURA 13.30 - Ganho estático para o conversor forward-QRC-ZCS-PWM em estudo.- a) $A=3$ e $\alpha = 0,4$ e b) $A = 4$ e $\alpha = 0,4$.-

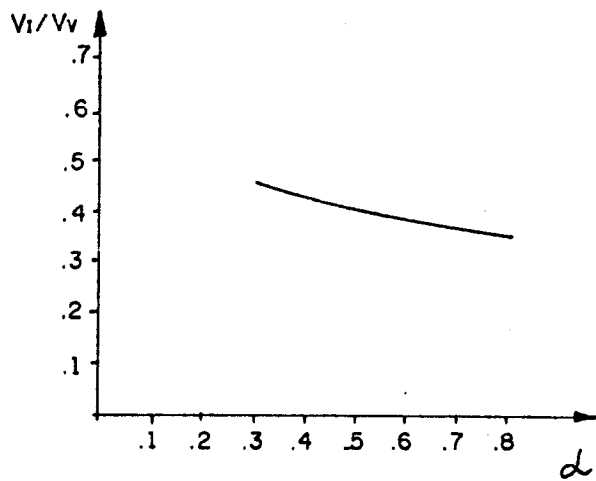
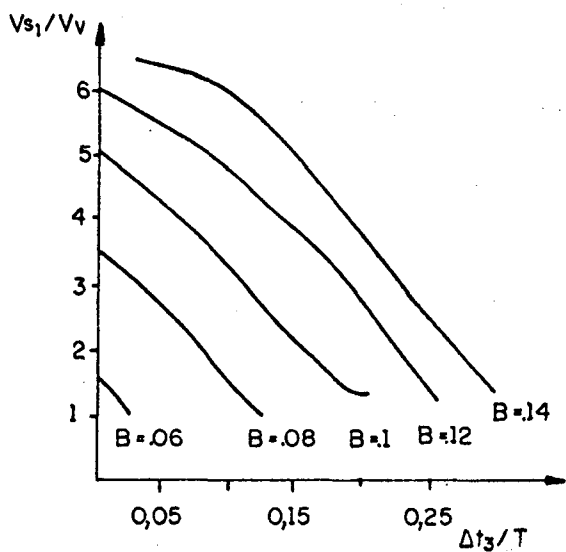
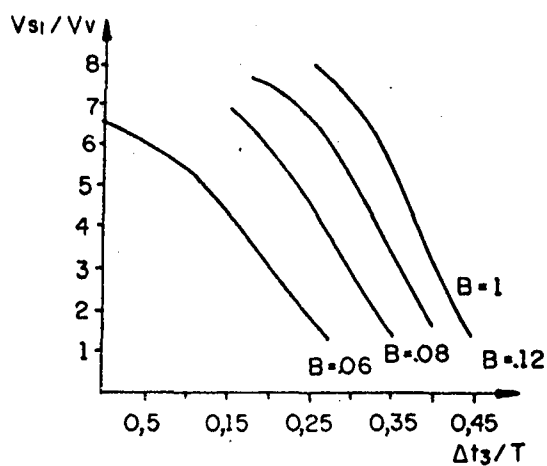


FIGURA 13.31 - Ganho estático para o conversor forward-QRC-ZCS-PWM em estudo, para $A = 3$, $B = 0,08$ e $\Delta t_3/T = 0$.-

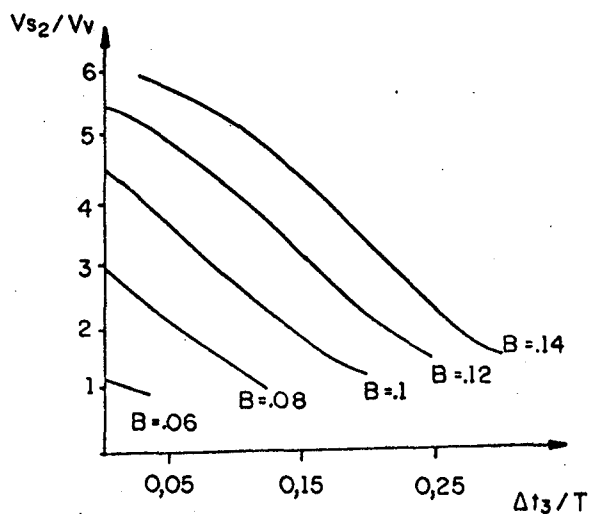


(a)

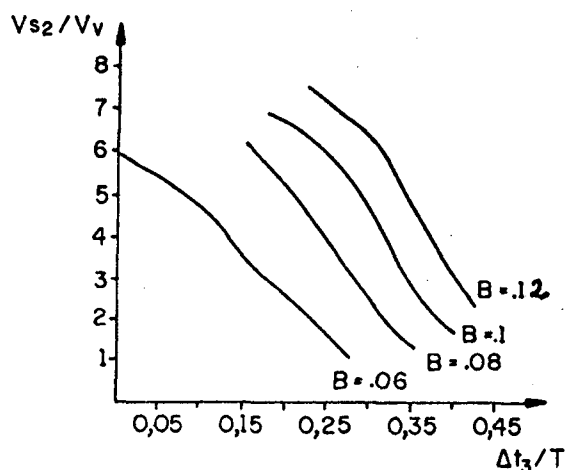


(b)

FIGURA 13.32 - Tensão sobre o transistor T1 para, a) $A = 3$ e $\alpha = 0,4$ e b) $A = 4$ e $\alpha = 0,4$.



(a)



(b)

FIGURA 13.33 - Tensão sobre o transistor T2 para, a) $A = 3$ e $\alpha = 0,4$ e b) $A = 4$ e $\alpha = 0,4$.

13.6.2 - CONVERSOR HB-QRC-ZCS-PWM

Das etapas de funcionamento tem-se que a corrente nas fontes V_v ($i_1(t)$) é diferente de zero na primeira, na segunda, na terceira, na quarta, na sétima, na oitava, na nona e na décima etapa de funcionamento.- E durante estas etapas de funcionamento $i_1(t) = i_{Lr}(t)$.- Então o valor médio da corrente $i_1(t)$ é dado pela equação 13.103.-

$$i_{med} = \frac{2}{T} \left\{ \frac{V_v}{L_r} \int_0^{\Delta t_1} t dt + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt + I \int_0^{\Delta t_3} dt \right. \\ \left. - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} V_v \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega t dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt \right\} \quad (13.103)$$

Resolvendo-se a equação 13.103 e substituindo-se na 13.82 encontra-se a 13.104, que é a equação do ganho estático para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

$$\frac{V_I}{V_v} = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 + 1} + \Pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} + 2 \frac{\Delta t_3}{T} \quad (13.104)$$

Onde:

f = frequência de funcionamento.-

f₀ = frequência de ressonância.-

$$\alpha = \frac{I}{V_v} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13.105)$$

A equação 13.104 foi solucionada para vários valores de f/f₀ e de carga (α) e deu origem às curvas das figuras 13.34, 13.35, 13.36, 13.37, 13.38 e 13.39.-

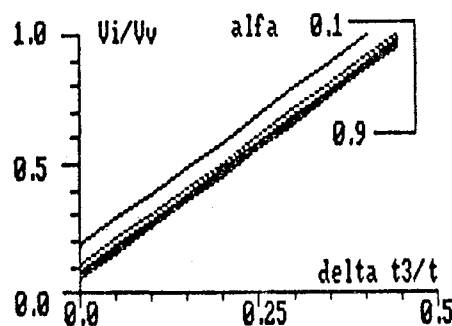


FIGURA 13.34 - Ganho estático do conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo, para $f/f_0 = 0,05$ e α variando de 0,1 à 0,9.-

No caso dos conversores half-bridge existem duas frequências importantes além da de ressonância, que são a frequência de funcionamento (f) e a frequência de chaveamento (f_c), e as duas são relacionadas pela equação 13.106.-

$$f = 2 f_c$$

(13.106)

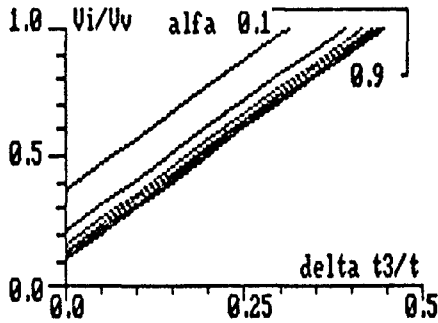


FIGURA 13.35 - Ganho estático do conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo, para $f/f_0 = 0,1$ e α variando de 0,1 à 0,9.-

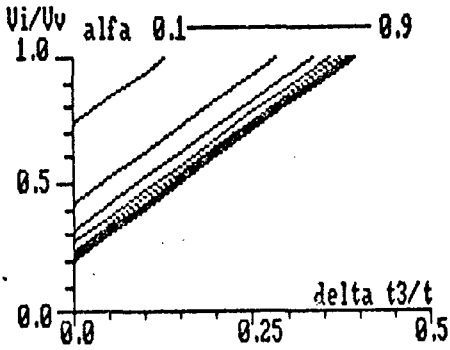


FIGURA 13.36 - Ganho estático do conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo, para $f/f_0 = 0,2$ e α variando de 0,1 à 0,9.-

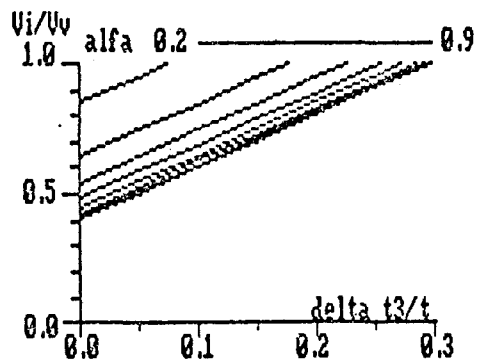


FIGURA 13.37 - Ganho estático do conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo, para $f/f_0 = 0,4$ e α variando de 0,1 à 0,9.-

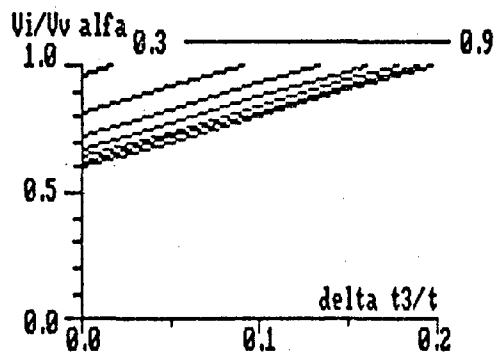


FIGURA 13.38 - Ganho estático do conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo, para $f/f_0 = 0,6$ e α variando de 0,1 à 0,9.-

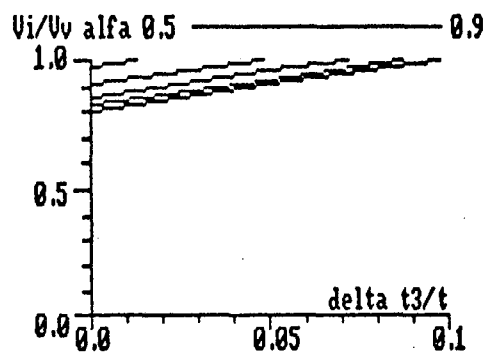


FIGURA 13.39 - Ganho estático do conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo, para $f/f_0 = 0,8$ e α variando de 0,1 à 0,9.-

13.7 - VALORES MÉDIOS E EFICAZES

13.7.1 - CONVERTOR FORWARD-QRC-ZCS-PWM

Devido à boa aproximação e devido sua maior simplicidade, nos cálculos dos valores médios e eficazes será considerado o estudo idealizado.-

Com estas considerações as equações tornam-se iguais às da família de conversores buck-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente (capítulo 8), sendo que a única diferença é a etapa de desmagnetização.- Porém considerando-se a corrente de magnetização muito pequena, seu valor não influenciará os valores de corrente médias e eficazes nos componentes.-

Todos os estudos e desenvolvimentos matemáticos estão considerando relação de transformação unitária.-

IT1MED

Pelas razões acima, a equação que representa o valor médio da corrente no transistor principal T1 é a equação 8.41 (capítulo 8).- Então as curvas das figuras associadas à esta equação podem ser utilizadas para o conversor em estudo, cuidando-se de acrescer a relação de transformação.-

IT1EF

Pelas mesmas razões anteriores, o valor eficaz da corrente no transistor T1 é dado pela equação 8.43 (capítulo 8), tomando-se os mesmos cuidados recomendados para o valor médio.-

Então pode-se concluir que o estudo feito no capítulo 8 é completamente válido para o conversor em pauta, cuidando-se apenas da relação de transformação, isto indica então que i_{D1med} é dado pela equação 8.45, i_{D1ef} pela 8.47, i_{r2med} pela 8.51, i_{r2ef} pela 8.53, i_{D3med} pela 8.56, i_{D3ef} pela 8.58 e finalmente i_{s2med} pela 8.62 e i_{s2ef} pela 8.64.-

Então para se projetar os conversores forward-QRC-ZCS-PWM, deve-se recorrer ao capítulo 8 para a consulta das curvas associadas às expressões acima mencionadas.-

13.7.2 - CONVERTOR HB-QRC-ZCS-PWM

Mais uma vez deve-se chamar a atenção para a diferença entre a frequência de chaveamento (f_c) e a frequência de funcionamento (f) nos conversores half-bridge.-

$$f = 2 f_c$$

(13.107)

I_{Tmed}

A corrente nos transistores principais (T₁ e T₁') é igual à metade da corrente i₁(t).- Então o valor médio da corrente no transistor principal (i_{Tmed}) é dada pela equação 13.104 dividida por 2.-

$$\frac{i_{Tmed}}{I} = \frac{1}{4\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 + 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (13.108)$$

A equação 13.108 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f₀ e deu origem às curvas das figuras 13.40, 13.41, 13.42, 13.43, 13.44 e 13.45.-

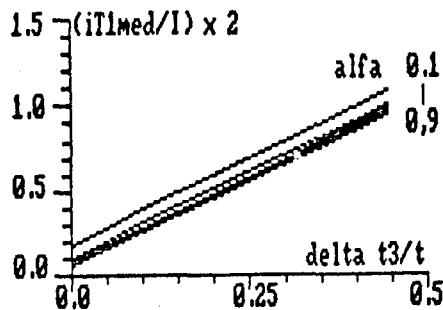


FIGURA 13.40 - Corrente média, parametrizada, nos transistores principais (T₁ e T₁'), com f/f₀ = 0,05, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

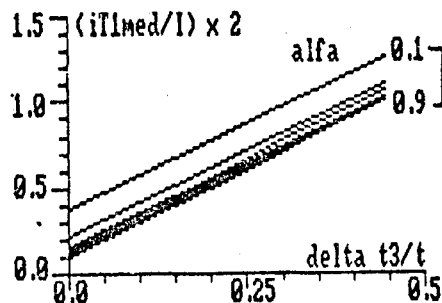


FIGURA 13.41 - Corrente média, parametrizada, nos transistores principais (T₁ e T₁'), com f/f₀ = 0,1, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

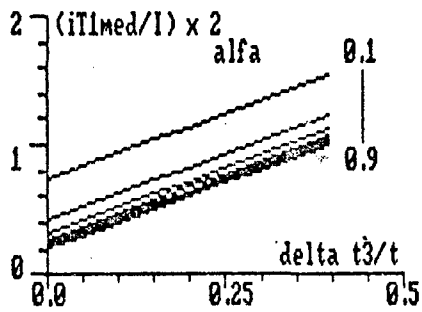


FIGURA 13.42 - Corrente média, parametrizada, nos transistores principais (T_1 e T_1'), com $f/f_0 = 0,2$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

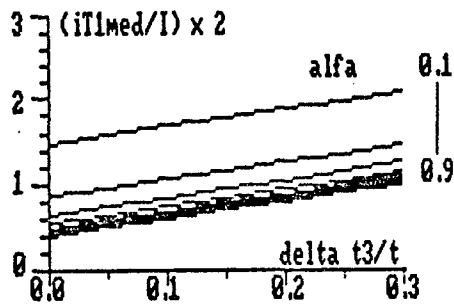


FIGURA 13.43 - Corrente média, parametrizada, nos transistores principais (T_1 e T_1'), com $f/f_0 = 0,4$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

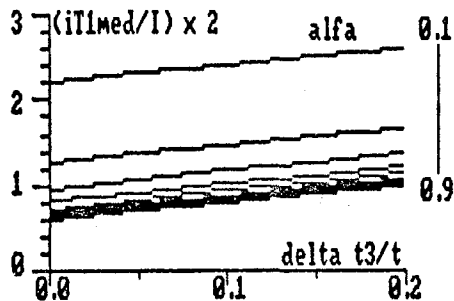


FIGURA 13.44 - Corrente média, parametrizada, nos transistores principais (T_1 e T_1'), com $f/f_0 = 0,6$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

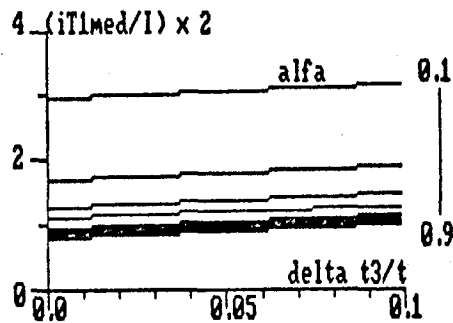


FIGURA 13.45 - Corrente média, parametrizada, nos transistores principais (T_1 e T_1'), com $f/f_0 = 0,8$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

I_{T1EF}

O valor da corrente eficaz nos transistores principais (T_1 e T_1') é dado pela equação 9.45 dividida por 2.-

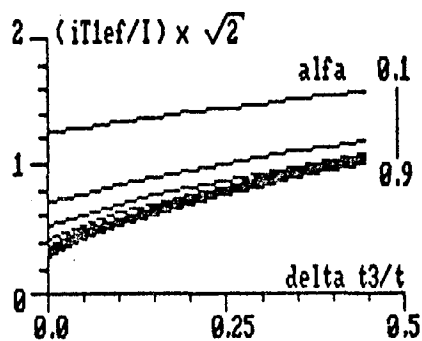


FIGURA 13.46 - Corrente eficaz, parametrizada, nos transistores principais (T_1 e T_1') com $f/f_0 = 0,05$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

$$\left(\frac{i_{T1EF}}{I} \right)^2 = \frac{f}{4\pi f_0} \left\{ \frac{\alpha}{3} + \frac{2}{\alpha} + \frac{3}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} + \left[1 + \left(\frac{1}{2\alpha} \right)^2 \right] \left(\pi + \sin^{-1}(\alpha) \right) \right\} + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (13.109)$$

A equação 13.109 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 13.46, 13.47, 13.48, 13.49, 13.50 e

13.51.-

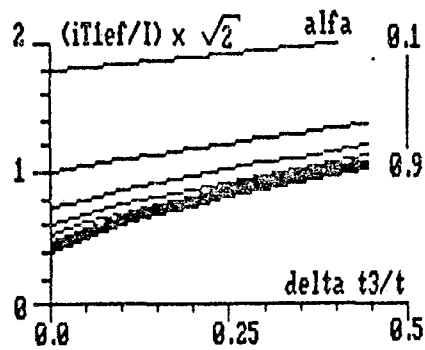


FIGURA 13.47 - Corrente eficaz, parametrizada, nos transistores principais (T_1 e T_1') com $f/f_0 = 0,1$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

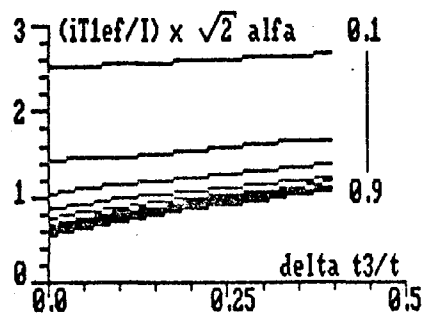


FIGURA 13.48 - Corrente eficaz, parametrizada, nos transistores principais (T_1 e T_1') com $f/f_0 = 0,2$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

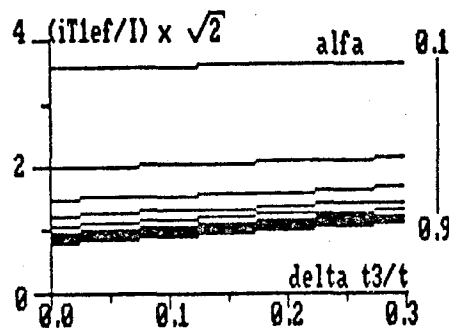


FIGURA 13.49 - Corrente eficaz, parametrizada, nos transistores principais (T_1 e T_1') com $f/f_0 = 0,4$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

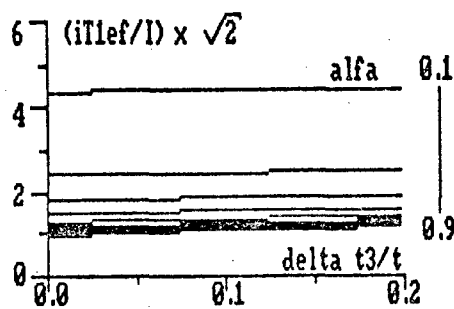


FIGURA 13.50 - Corrente eficaz, parametrizada, nos transistores principais (T_1 e T_1') com $f/f_0 = 0,6$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

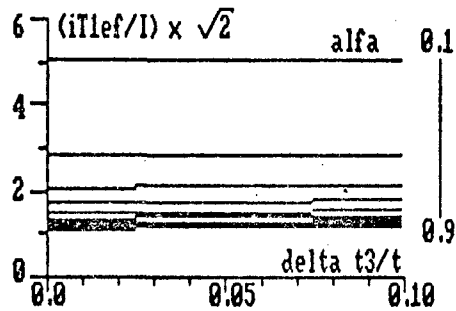


FIGURA 13.51 - Corrente eficaz, parametrizada, nos transistores principais (T1 e T1') com $f/f_0 = 0,8$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

I_{T2MED}

O valor médio da corrente no transistor auxiliar é dado pela equação

9.49.-

$$\frac{i_{T2med}}{I} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\alpha} \quad (13.110)$$

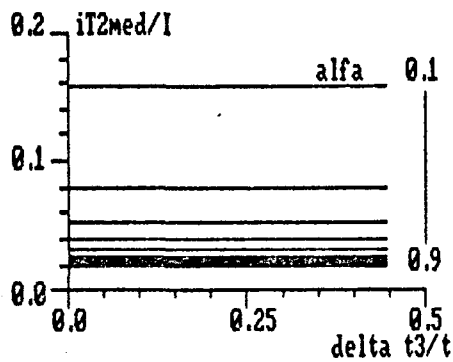


FIGURA 13.52 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar (T2), com $f/f_0 = 0,05$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

A equação 13.110 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 13.52, 13.53, 13.54, 13.55, 13.56 e 13.57.-

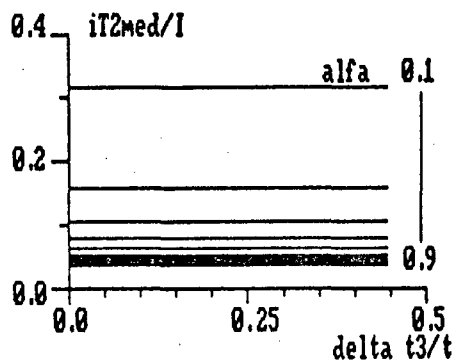


FIGURA 13.53 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar (T_2), com $f/f_0 = 0,1$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

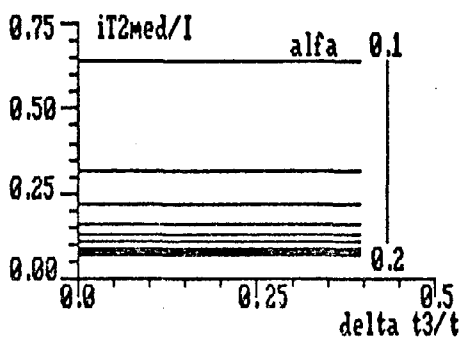


FIGURA 13.54 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar (T_2), com $f/f_0 = 0,2$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

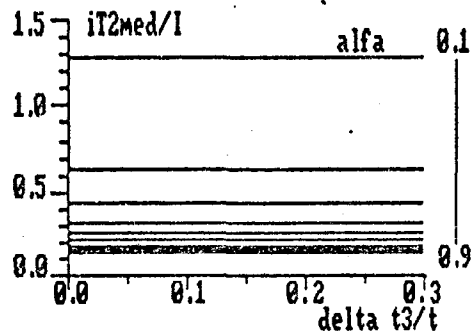


FIGURA 13.55 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar (T2), com $f/f_0 = 0,4$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

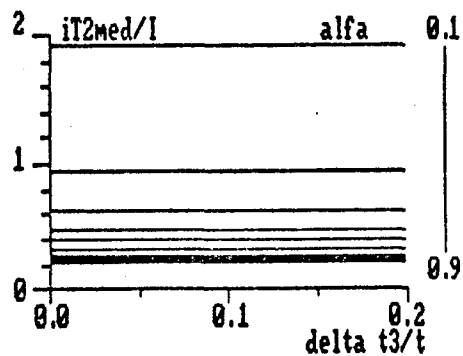


FIGURA 13.56 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar (T2), com $f/f_0 = 0,6$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

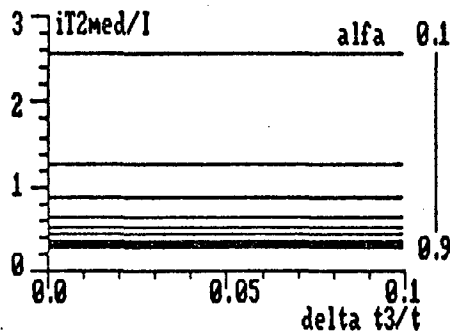


FIGURA 13.57 - Corrente média, parametrizada, no transistor auxiliar (T2), com $f/f_0 = 0,8$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

I_{T2EF}

O valor eficaz da corrente no transistor auxiliar (T2) é dado pela equação 9.51.-

$$\left(\frac{i_{T2ef}}{I} \right)^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{1}{2\alpha^2} \text{sen}^{-1}(\alpha) + \frac{1}{\alpha} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} \right\} \quad (13.111)$$

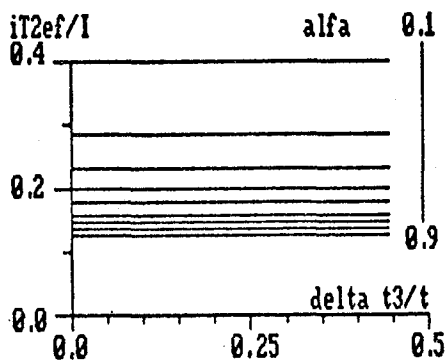


FIGURA 13.58 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar (T2), com $f/f_0 = 0,05$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

A equação 13.111 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 13.58, 13.59, 13.60, 13.61, 13.62 e 13.63.-

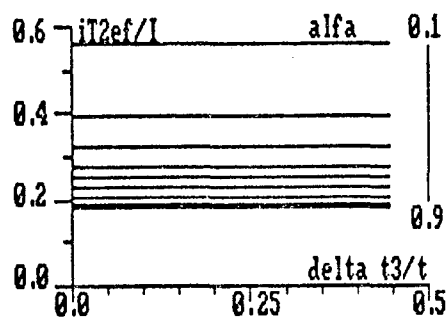


FIGURA 13.59 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar (T_2), com $f/f_0 = 0,1$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

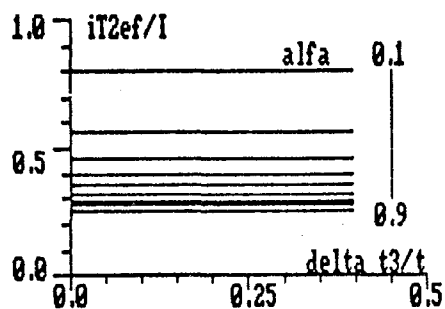


FIGURA 13.60 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar (T_2), com $f/f_0 = 0,2$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

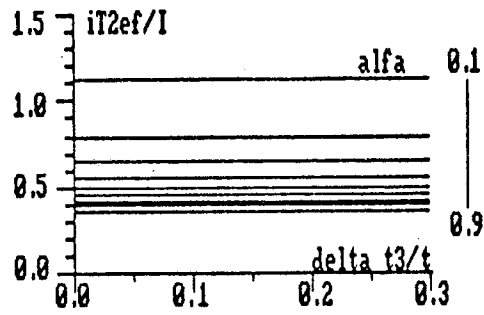


FIGURA 13.61 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar (T2), com $f/f_0 = 0,4$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

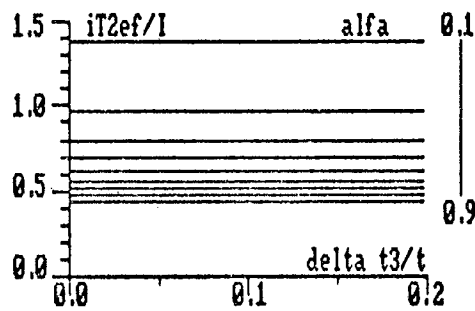


FIGURA 13.62 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar (T2), com $f/f_0 = 0,6$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

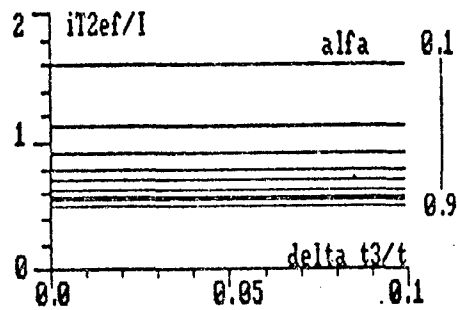


FIGURA 13.63 - Corrente eficaz, parametrizada, no transistor auxiliar (T₂), com $f/f_0 = 0,8$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

ID3MED

O valor médio da corrente no diodo auxiliar (D₃) é dado pela equação 9.54.-

$$\frac{i_{D3med}}{I} = \frac{1}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\alpha} \quad (13.112)$$

A equação 13.112 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 13.64, 13.65, 13.66, 13.67, 13.68 e 13.69.-

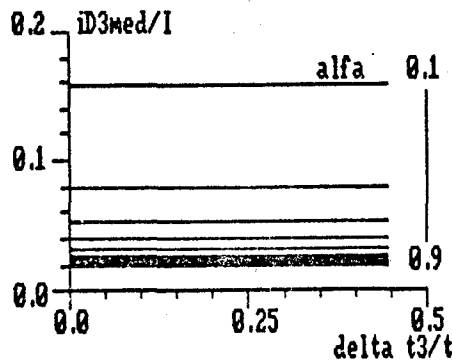


FIGURA 13.64 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar (D₃), com $f/f_0 = 0,05$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

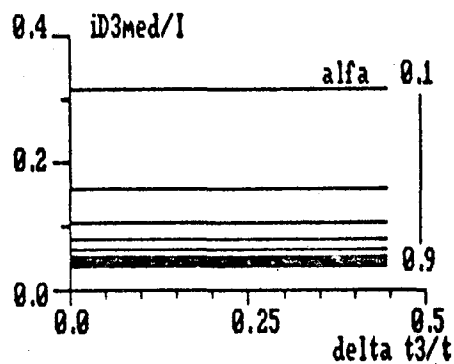


FIGURA 13.65 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar (D3), com $f/f_0 = 0,1$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

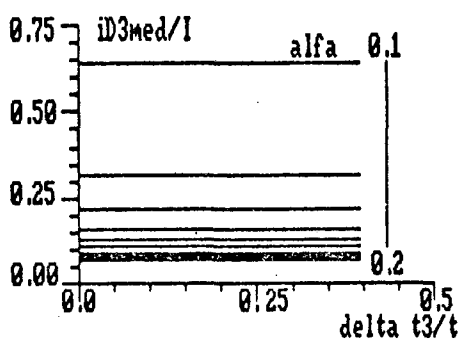


FIGURA 13.66 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar (D3), com $f/f_0 = 0,2$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

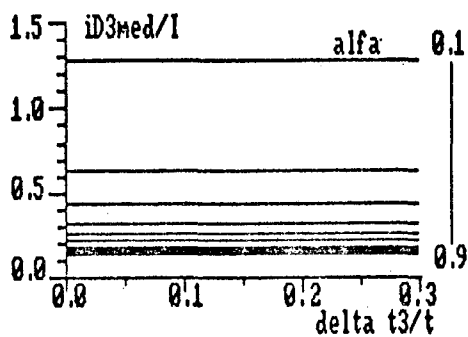


FIGURA 13.67 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar (D3), com $f/f_0 = 0,4$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

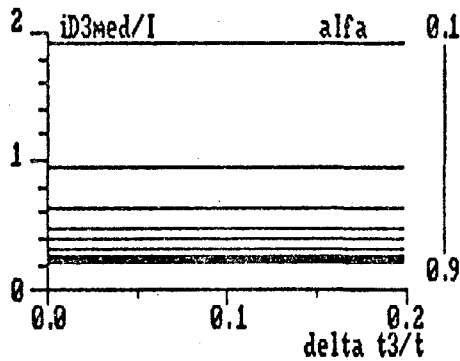


FIGURA 13.68 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar (D3), com $f/f_0 = 0,6$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

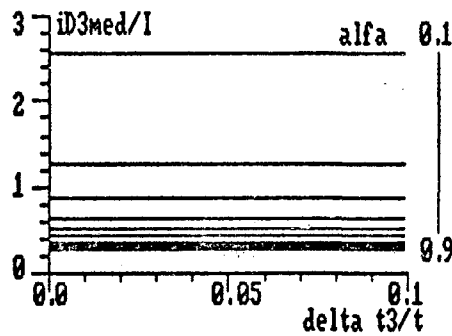


FIGURA 13.69 - Corrente média, parametrizada, no diodo auxiliar (D3), com $f/f_0 = 0,8$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

I_{D3EF}

O valor eficaz da corrente no diodo auxiliar (D3) é dado pela equação 9.56.-

$$\left(\frac{i_{D3ef}}{I}\right)^2 = \frac{1}{4} \frac{f}{f_0} \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 \tag{13.113}$$

A equação 13.113 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 13.70, 13.71, 13.72, 13.73, 13.74 e 13.75.-

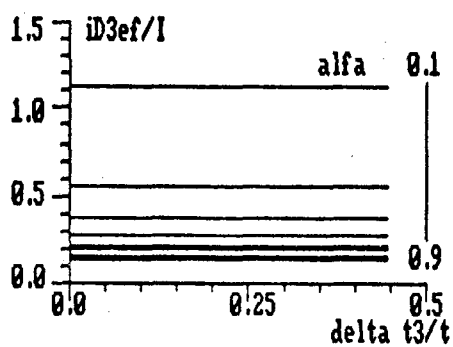


FIGURA 13.70 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar (D3) com $f/f_0 = 0,05$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

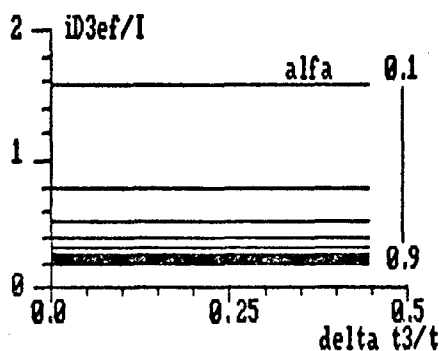


FIGURA 13.71 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar (D3) com $f/f_0 = 0,1$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

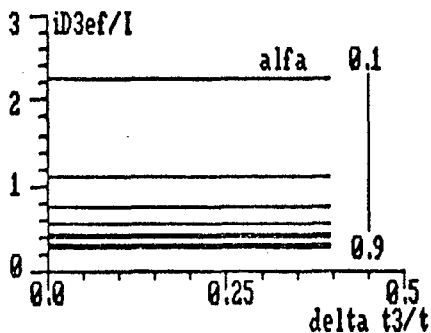


FIGURA 13.72 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar (D3) com $f/f_0 = 0,2$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

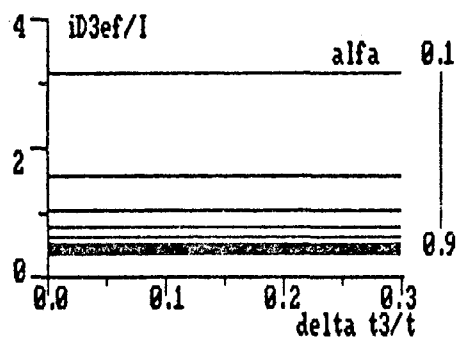


FIGURA 13.73 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar (D3) com $f/f_0 = 0,4$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

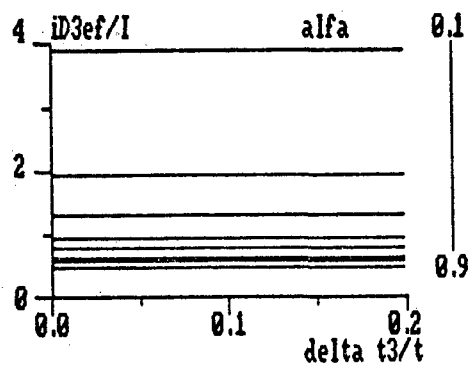


FIGURA 13.74 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar (D3) com $f/f_0 = 0,6$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

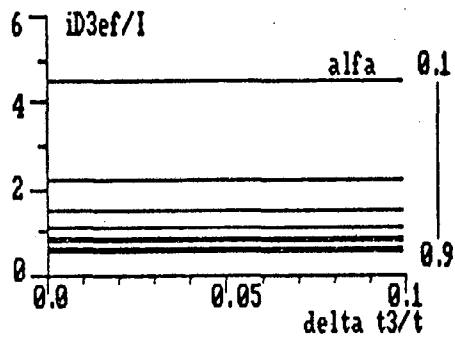


FIGURA 13.75 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo auxiliar (D3) com $f/f_0 = 0,8$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

IS2MED

O valor médio da corrente no diodo de roda livre (S2) é dado pela equação 9.60, devidamente adaptada para o half-bridge.-

$$\frac{i_{s2med}}{I} = 1 - 2 \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (13.114)$$

A equação 13.114 foi solucionada para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 13.76, 13.77, 13.78, 13.79, 13.80 e 13.81.-

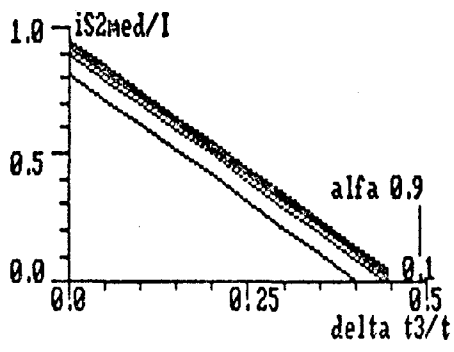


FIGURA 13.76 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,05$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

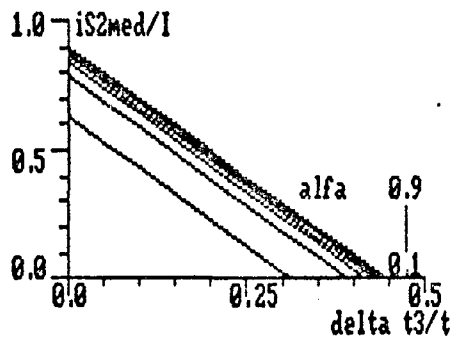


FIGURA 13.77 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,1$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

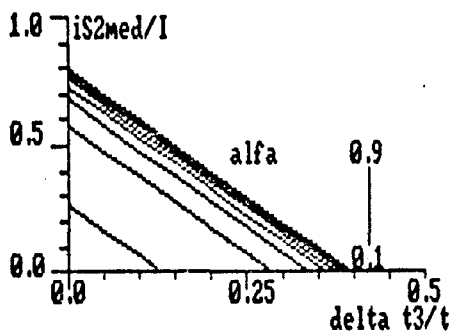


FIGURA 13.78 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,2$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

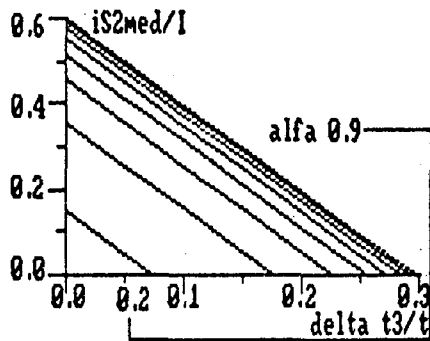


FIGURA 13.79 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,4$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

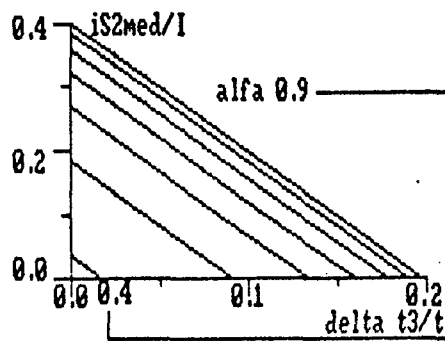


FIGURA 13.80 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,6$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

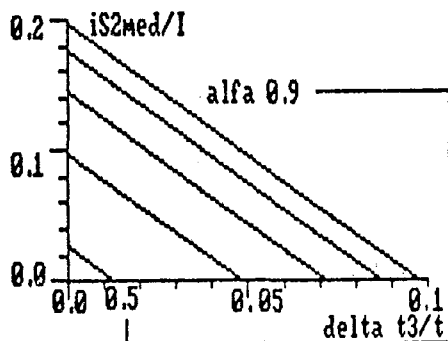


FIGURA 13.81 - Corrente média, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,8$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

I_{S2EF}

O valor eficaz da corrente no diodo de roda livre (S2) é dado pela equação 9.62.-

$$\left(\frac{i_{S2ef}}{I} \right)^2 = 1 - 2 \frac{\Delta t_3}{T} - \frac{1}{2\pi} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{2}{3} \alpha + \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} \right)^2 - 1} + \pi + \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (13.115)$$

A equação 13.115 foi resolvida para vários valores de carga (α) e de f/f_0 e deu origem às curvas das figuras 13.82, 13.83, 13.84, 13.85, 13.86 e 13.87.-

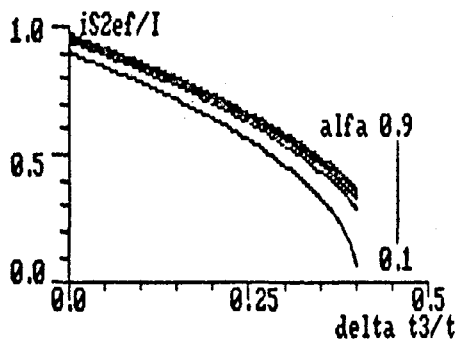


FIGURA 13.82 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,05$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

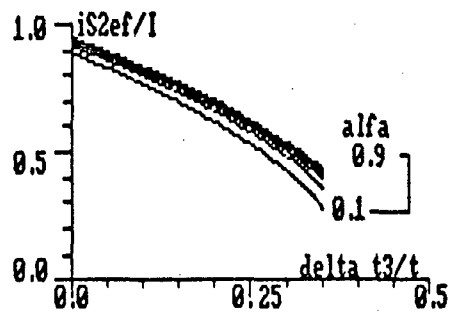


FIGURA 13.83 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,1$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

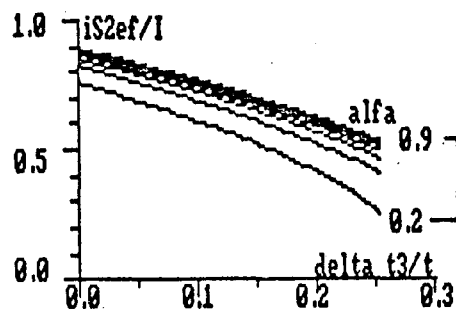


FIGURA 13.84 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,2$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

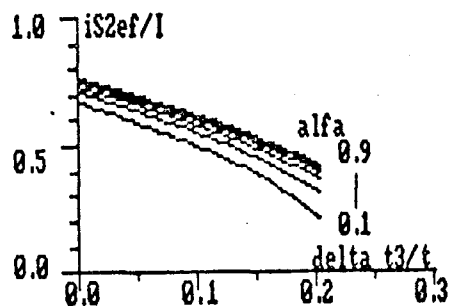


FIGURA 13.85 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,4$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

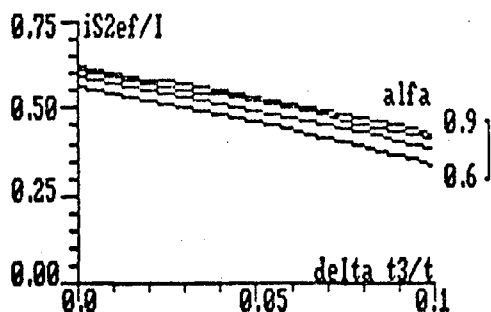


FIGURA 13.86 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,6$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

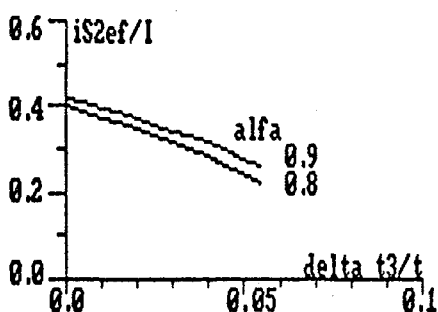


FIGURA 13.87 - Corrente eficaz, parametrizada, no diodo de roda livre (S2), com $f/f_0 = 0,8$, para o conversor HB-QRC-ZCS-PWM em estudo.-

Os estudos matemáticos e os valores médios e eficazes nos componentes são válidos para as famílias de conversores forward-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente, no caso do estudo do conversor forward, e de conversores HB-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional em corrente, para o estudo do conversor half-bridge.- Todos os estudos foram realizados considerando-se relação de transformação unitária, para outras relações de transformação deve-se corrigir os valores introduzindo-se a relação.-

13.8 - ROTEIRO DE PROJETO

13.8.1 - CONVERSOR FORWARD-QRC-ZCS-PWM

São fornecidas as tensões máxima e mínima de entrada, a tensão de saída, a potência nominal (máxima), a potência mínima e a frequência de

funcionamento.-

De posse destes valores calcula-se os valores máximos e mínimos da corrente de carga (I) e do ganho estático.-

Com os valores dos ganhos estáticos máximo e mínimo consulta-se a figura 13.30 e seleciona-se os valores de Δt_{3max} e f_0 .-

Com os valores de f/f_0 e de f encontra-se o valor de f_0 .-

De posse da frequência de ressonância (f_0) encontra-se a primeira relação envolvendo o indutor de ressonância (L_r) e o capacitor de ressonância (C_r).-

Coloca-se a condição de comutação não dissipativa ($\alpha_{max} \leq 1,0$) e obtem-se a segunda relação entre L_r e C_r .-

Uma vez selecionados os valores de L_r e C_r , consulta-se as figuras 8.14 à 8.73 para se selecionar os componentes adequados.-

13.8.1 - CONVERTOR HB-QRC-ZCS-PWM

O procedimento é basicamente o mesmo do conversor forward-QRC-ZCS-PWM.-

São fornecidas as tensões de entrada máxima e mínima, a tensão de saída, a potência nominal (máxima), a potência mínima, a frequência de funcionamento (f) e a de chaveamento (f_c).

De posse destes valores calcula-se os valores máximos e mínimos da corrente de carga (I) e do ganho estático.-

Com os valores dos ganhos estáticos máximo e mínimo consulta-se as figuras 13.34 à 13.39 e seleciona-se os valores de Δt_{3max} e f/f_0 .-

Com os valores de f/f_0 e de f encontra-se o valor de f_0 .-

De posse do valor da frequência de ressonância (f_0) encontra-se a primeira relação envolvendo o indutor de ressonância (L_r) e o capacitor de ressonância (C_r).-

Coloca-se a condição de comutação não dissipativa ($\alpha_{max} \leq 1,0$) e obtem-se a segunda relação entre L_r e C_r .-

Uma vez selecionados os valores de L_r e C_r consulta-se as figuras 13.40 à 13.87 para se selecionar os componentes adequados.-

13.9 - PROJETO

13.9.1 - CONVERSOR FORWARD QRC-ZCS-PWM

$P_{min} = 2 \text{ W}$
$P_{max} = 100 \text{ W}$
$V_{vmin} = 42 \text{ V}$
$V_{vmax} = 60 \text{ V}$
$V_I = 24 \text{ V}$
$f = 500 \text{ KHz}$

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{V_I} \quad (13.116)$$

$$I_{max} = \frac{100}{24} = 4,17 \text{ A} \quad (13.117)$$

$$I_{min} = \frac{P_{min}}{V_I} \quad (13.118)$$

$$I_{min} = \frac{2}{24} = 0,083 \text{ A} \quad (13.119)$$

$$\frac{V_I}{V_{vmax}} = \frac{24}{60} = 0,4 \quad (13.120)$$

$$\frac{V_I}{V_{vmin}} = \frac{24}{42} = 0,57 \quad (13.121)$$

Para se compensar as perdas por condução corrige-se os valores dos ganhos estáticos em 20%.-

$$\frac{V_I}{V_{vmax}} = 0,48 \quad (13.122)$$

$$\frac{V_I}{V_{vmin}} = 0,68 \quad (13.123)$$

Com as equações 13.122 e 13.123 consulta-se a figura 13.30 e encontra-se:

$$A = 3 \quad (13.124)$$

$$B = 0,1 \quad (13.125)$$

$$\Delta t_{3max} = 0,105 \quad (13.126)$$

Por definição:

$$A = \frac{f}{f_0} \quad (13.127)$$

$$f_0 = 3 \times 500 \times 10^{-3} \quad (13.128)$$

$$f_0 = 1,5 \text{ MHz} \quad (13.129)$$

Tem-se que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (13.130)$$

$$L_r C_r = \left(\frac{1}{2\pi f_0} \right)^2 \quad (13.131)$$

$$L_r C_r = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 1,5 \times 10^6} \right)^2 \quad (13.132)$$

$$L_r C_r = 1,12579 \times 10^{-15} \quad (13.133)$$

Para se assegurar comutação não dissipativa, deve-se ter $\alpha_{\max} < 1,0$. - Por definição:

$$\alpha_{\max} = \frac{I_{\max}}{V_{\min}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13.134)$$

$$\frac{L_r}{C_r} = \left(\frac{\alpha_{\max} V_{\min}}{I_{\max}} \right)^2 \quad (13.135)$$

Adota-se

$$\alpha_{\max} = 0,45 \quad (13.136)$$

Então:

$$\frac{L_r}{C_r} = 20,54241 \quad (13.137)$$

Com as equações 13.133 e 13.137 encontra-se o valor de C_r . -

$$C_r = 23,4 \text{ nF} \quad (13.138)$$

Será utilizado um capacitor de valor comercial mais próximo. -

$$C_r = 25 \text{ nF} \quad (13.139)$$

Das equações 13.139 e 13.137 encontra-se o valor de L_r . -

$$L_r = 0,5135 \text{ } \mu\text{H} \quad (13.140)$$

Por definição:

$$B = \frac{L_r}{L_m} \quad (13.141)$$

Substituindo-se as equações 13.125 e 13.140 na 13.141:

$$L_m = 5,135 \text{ } \mu\text{H} \quad (13.142)$$

Então a frequência de ressonância adquire o seguinte valor:

$$f_0 = 1,4 \text{ MHz}$$

(13.143)

Com as equações 13.123, 13.124, 13.125 e 13.126, consulta-se as 8.16, 8.22, 8.28, 8.34, 8.40, 8.46, 8.52, 8.58, 8.64 e 8.70, encontrando-se os valores à seguir.-

$$\frac{i_{T1med}}{I} \cong 0,58$$

(13.144)

$$i_{T1med} = 2,4186 \text{ A}$$

(13.145)

$$\frac{i_{T1ef}}{I} \cong 1,15$$

(13.146)

$$i_{T1ef} = 4,7955 \text{ A}$$

(13.147)

$$\frac{i_{D1med}}{I} \cong 0,1$$

(13.148)

$$i_{D1med} = 0,417 \text{ A}$$

(13.149)

$$\frac{i_{D1ef}}{I} \cong 0,35$$

(13.150)

$$i_{D1ef} = 1,4595 \text{ A}$$

(13.151)

$$\frac{i_{T2med}}{I} \cong 0,28$$

(13.152)

$$i_{T2med} = 1,167 \text{ A}$$

(13.153)

$$\frac{i_{T2ef}}{I} \cong 0,70$$

(13.154)

$$i_{T2ef} = 2,919 \text{ A}$$

(13.155)

$$\frac{i_{D3med}}{I} \cong 0,28$$

(13.156)

$$i_{D3med} = 1,167 \text{ A}$$

(13.157)

$$\frac{i_{D3ef}}{I} \cong 0,70$$

(13.158)

$$i_{D3ef} = 2,919 \text{ A}$$

(13.159)

$$\frac{i_{S2med}}{I} \cong 0,470$$

(13.160)

$$i_{S2med} = 1,960 \text{ A}$$

(13.161)

$$\frac{i_{S2ef}}{I} \cong 0,68$$

(13.162)

$$i_{D3ef} = 2,836 \text{ A}$$

(13.163)

Outros valores importantes para projetos são os valores máximos à que os componentes estão submetidos.- Pelas formas de ondas e seqüências de funcionamento encontra-se:

$$i_{T1picomax} = I_{max} + V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (13.164)$$

$$i_{T1picomax} = 17,41 \text{ A}$$

(13.165)

$$i_{D1picomax} = V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} - I_{min} \quad (13.166)$$

$$i_{D1picomax} = 13,20 \text{ A}$$

(13.167)

$$i_{T2picomax} = i_{D3picomax} = V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (13.168)$$

$$i_{T2picomax} = i_{D3picomax} = 13,240 \text{ A}$$

(13.169)

$$v_{S2max} = v_{crmax} = 2 V_{vmax}$$

(13.170)

$$v_{S2max} = v_{crmax} = 120 \text{ V}$$

(13.171)

$$v_{T1max} = v_{T2max} = V_{vmax}$$

(13.172)

$$v_{T1max} = v_{T2max} = 60 \text{ V}$$

(13.173)

$$i_{D3max} = I_{max}$$

(13.174)

$$i_{D3max} = 4,170 \text{ A}$$

(13.175)

Então, os componentes que serão utilizados na estrutura, devem suportar as seguintes solicitações:

Transistor Principal (T₁)

$$I_{T1med} = 2,42 \text{ A}$$

$$I_{T1ef} = 4,8 \text{ A}$$

$$I_{T1pico} = 17,41 \text{ A}$$

$$v_{T1} = 60 \text{ V}$$

Diodo Principal (D1)

I_{D1med}	=	0,42 A
I_{D1ef}	=	1,46 A
I_{D1pico}	=	13,2 A
v_{D1}	=	60 V

Transistor Auxiliar (T2)

I_{T2med}	=	1,2 A
I_{T2ef}	=	2,92 A
I_{T2pico}	=	13,24 A
v_{T2}	=	60 V

Diodo Auxiliar (D3)

I_{D3med}	=	1,2 A
I_{D3ef}	=	2,92 A
I_{D3pico}	=	13,24 A
v_{D3}	=	60 V

Diodo de Roda Livre (S2)

I_{S2med}	=	1,96 A
I_{S2ef}	=	2,84 A
I_{S2pico}	=	4,17 A
v_{S2}	=	120 V

O circuito projetado está representado na figura 13.85.-

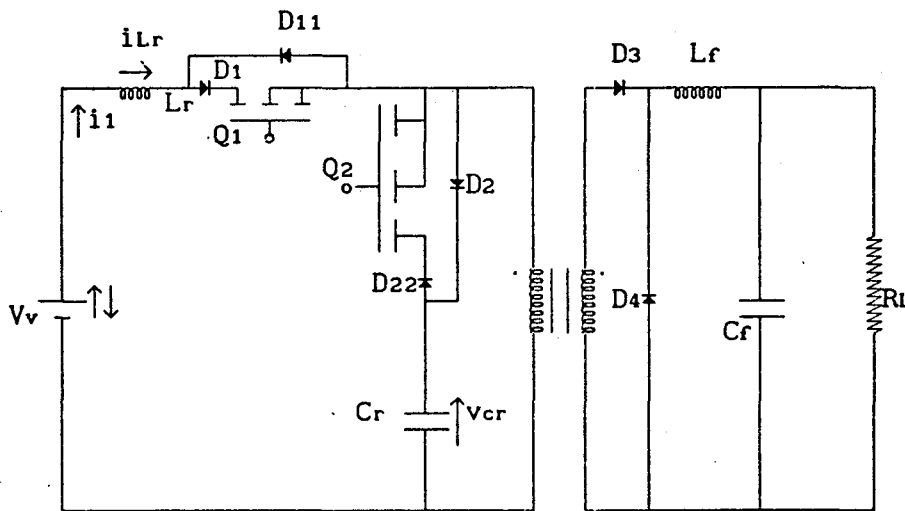


FIGURA 13.85 - Conversor forward-QRC-ZCS-PWM.-

Na figura 13.85, tem-se:

$L_r = 0,5165 \mu\text{H}$ (3 espiras em núcleo de ferrite E-20)

$C_r = 25 \text{ nF}$ (polipropileno, fabricado pela ICOTRON)

$D_1=D_{11}=D_2=D_{22}=D_3=D_4 = \text{MUR 1515}$ (fabricado pela MOTOROLA)

$L_f = 450 \mu\text{H}$ (11 espiras no núcleo E 30/14)

$C_f = 2 \mu\text{F}$ (polipropileno, fabricado pela ICOTRON)

$Q_1 = Q_2 = \text{IRF 640}$ (fabricados pela INTERNATIONAL RECTIFIER)

Os diodos D_1 , D_{11} , D_2 e D_{22} são necessários porque os diodos próprios dos MOS-FETs disponíveis, são muito lentos e prejudicam, quando não inviabilizam o funcionamento das estruturas em frequências mais elevadas.-

Os valores das indutâncias utilizadas variam um pouco daqueles do projeto, isto acontece porque é muito difícil se obter um indutor com um valor exato.-

13.9.2 - CONVERSOR HB-QRC-ZCS-PWM

$P_{\min} = 50 \text{ W}$
$P_{\max} = 140 \text{ W}$
$V_{\min} = 40 \text{ V}$
$V_{\max} = 60 \text{ V}$
$V_I = 30 \text{ V}$
$f = 1,0 \text{ MHz}$

$$I_{\max} = \frac{P_{\max}}{V_I} \quad (13.176)$$

$$I_{\max} = \frac{140}{24} = 4,67 \text{ A} \quad (13.177)$$

$$I_{\min} = \frac{P_{\min}}{V_I} \quad (13.178)$$

$$I_{\min} = \frac{50}{24} = 1,67 \text{ A} \quad (13.179)$$

$$\frac{V_I}{V_{\max}} = \frac{30}{60} = 0,5 \quad (13.180)$$

$$\frac{V_I}{V_{\min}} = \frac{30}{40} = 0,75 \quad (13.181)$$

Com as equações 13.180 e 13.181 consulta-se as figuras 13.34 à 13.39 encontra-se:

$$\frac{f}{f_0} = 0,40 \quad (13.182)$$

$$\Delta t_{3\max} = 0,17 \quad (13.183)$$

$$f_0 = \frac{f}{0,40} \quad (13.184)$$

$$f_0 = 2,5 \text{ MHz} \quad (13.185)$$

Tem-se que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (13.186)$$

$$L_r C_r = \left(\frac{1}{2\pi f_0} \right)^2 \quad (13.187)$$

$$L_r C_r = 4,05285 \times 10^{-15} \quad (13.188)$$

Para se assegurar comutação não dissipativa, deve-se ter $\alpha_{\max} < 1,0$. - Por definição:

$$\alpha_{\max} = \frac{I_{\max}}{V_{\min}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13.189)$$

$$\frac{L_r}{C_r} = \left(\frac{\alpha_{\max} V_{\min}}{I_{\max}} \right)^2 \quad (13.190)$$

Adota-se

$$\alpha_{\max} = 0,94 \quad (13.191)$$

Substituindo-se as equações 13.177 e 13.191 na 13.190 encontra-se:

$$\frac{L_r}{C_r} = 64,82 \quad (13.192)$$

Com as equações 13.188 e 13.192 encontra-se o valor de C_r . -

$$C_r = 7,9 \text{ nF} \quad (13.193)$$

Será utilizado um capacitor de valor comercial mais próximo. -

$$C_r = 8,0 \text{ nF} \quad (13.194)$$

Das equações 13.194 e 13.192 encontra-se o valor de L_r . -

$$L_r = 0,518 \text{ } \mu\text{H} \quad (13.195)$$

Com os valores de L_r e C_r encontrados, equações 13.194 e 13.195, calcula-se o valor final da frequência de ressonância. -

$$f_0 = 2,47 \text{ MHz} \quad (13.196)$$

Com as equações 13.181, 13.185 e 13.191, consulta-se as figuras 13.43, 13.49, 13.55, 13.61, 13.67, 13.73, 13.79 e 13.85 encontrando-se os valores que se seguem.-

$$\frac{i_{T1med}}{I} \cong 0,34 \quad (13.197)$$

$$i_{T1med} = 2,470 \text{ A} \quad (13.198)$$

$$\frac{i_{T1ef}}{I} \cong \frac{0,98}{\sqrt{2}} \quad (13.199)$$

$$i_{T1ef} = 3,236 \text{ A} \quad (13.200)$$

$$\frac{i_{T2med}}{I} \cong 0,140 \quad (13.201)$$

$$i_{T2med} = 0,654 \text{ A} \quad (13.202)$$

$$\frac{i_{T2ef}}{I} \cong 0,36 \quad (13.203)$$

$$i_{T2ef} = 1,680 \text{ A} \quad (13.204)$$

$$\frac{i_{D3med}}{I} \cong 0,140 \quad (13.205)$$

$$i_{D3med} = 0,654 \text{ A} \quad (13.206)$$

$$\frac{i_{D3ef}}{I} \cong 0,35 \quad (13.207)$$

$$i_{D3ef} = 1,635 \text{ A} \quad (13.208)$$

$$\frac{i_{S2med}}{I} \cong 0,240 \quad (13.209)$$

$$i_{S2med} = 1,120 \text{ A} \quad (13.210)$$

$$\frac{i_{S2ef}}{I} \cong 0,40 \quad (13.211)$$

$$i_{S2ef} = 1,870 \text{ A} \quad (13.212)$$

Outros valores importantes para projetos são os valores máximos à que os componentes estão submetidos.- Pelas formas de ondas e seqüências de funcionamento encontra-se:

$$i_{T1picomax} = I_{max} + V_{max} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (13.213)$$

$$i_{T1picomax} = 12,126 \text{ A} \quad (13.214)$$

$$i_{D3picomax} = V_{vmax} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (13.215)$$

$$i_{D3picomax} = 7,5 \text{ A} \quad (13.216)$$

$$V_{S2max} = V_{crmax} = 2 V_{vmax} \quad (13.217)$$

$$V_{D3max} = V_{crmax} = 120 \text{ V} \quad (13.218)$$

$$V_{T1max} = 2 V_{vmax} \quad (13.219)$$

$$V_{T1max} = 120 \text{ V} \quad (13.220)$$

$$V_{T2max} = V_{vmax} \quad (13.221)$$

$$V_{T2max} = 60 \text{ V} \quad (13.222)$$

$$i_{T2max} = I_{max} \quad (13.223)$$

$$i_{T2max} = 4,670 \text{ A} \quad (13.224)$$

$$i_{S2max} = I_{max} \quad (13.225)$$

$$i_{S2max} = 4,670 \text{ A} \quad (13.226)$$

Então, os componentes que serão utilizados na estrutura, devem suportar as seguintes solicitações:

Transistor Principal (T1)

$$\begin{aligned} I_{T1med} &= 1,6 \text{ A} \\ I_{T1ef} &= 3,24 \text{ A} \\ I_{T1pico} &= 12,13 \text{ A} \\ V_{T1} &= 120 \text{ V} \end{aligned}$$

Transistor Auxiliar (T2)

$$\begin{aligned} I_{T2med} &= 0,654 \text{ A} \\ I_{T2ef} &= 1,68 \text{ A} \\ I_{T2pico} &= 4,67 \text{ A} \\ V_{T2} &= 60 \text{ V} \end{aligned}$$

Diodo Auxiliar (D3)

$$I_{D3med} = 0,654 \text{ A}$$

$$\begin{aligned} I_{D3ef} &= 1,64 \text{ A} \\ I_{D3pico} &= 7,5 \text{ A} \\ v_{D3} &= 60 \text{ V} \end{aligned}$$

Diodo de Roda Livre (S2)

$$\begin{aligned} I_{S2med} &= 1,12 \text{ A} \\ I_{S2ef} &= 1,87 \text{ A} \\ I_{S2pico} &= 4,67 \text{ A} \\ v_{S2} &= 120 \text{ V} \end{aligned}$$

O circuito projetado está representado na figura 13.89.-

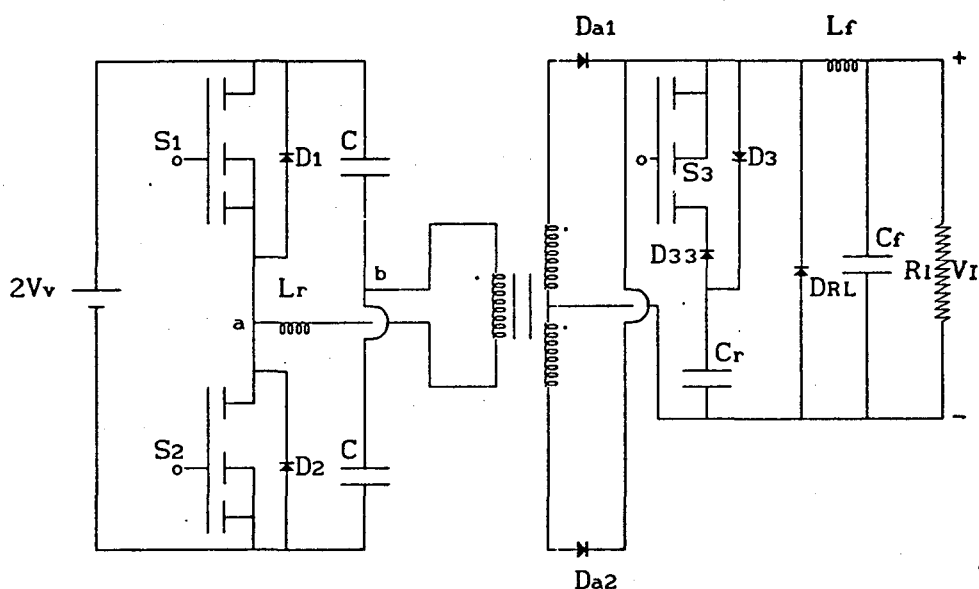


FIGURA 13.89 - Conversor HB-QRC-ZCS-PWM.-

Na figura 13.89, tem-se:

$L_r = 0,5 \mu\text{H}$ (reatância de dispersão do transformador)

$C_r = 8 \text{ nF}$ (polipropileno, fabricado pela ICOTRON)

$DR_1 = DR_2 = \text{MUR 3020}$ (fabricado pela MOTOROLA)

$D_3, D_{33} = \text{C85009}$ (diodos schotky)

$L_f = 450 \mu\text{H}$ (11 espiras no núcleo E 30/14)

$C_f = 2 \mu\text{F}$ (polipropileno, fabricado pela ICOTRON)

$S_1 = S_2 = S_3 = \text{IRF 640}$ (fabricados pela INTERNATIONAL RECTIFIER)

$T = 2/2/2$ (espiras no núcleo de ferrite E-40/2)

$C = 2,2 \mu\text{F}$ (polipropileno ICOTRON)

13.10 - SIMULAÇÃO

13.10.1 - CONVERSOR FORWARD-QRC-ZCS-PWM

O conversor da figura 13.88 foi simulado para os seguintes parâmetros $V_v = 48$ V, $P = 67$ W, $R_1 = 10$ Ω e $\Delta t_3/T = 0,15$, e os resultados estão na figura 13.90.-

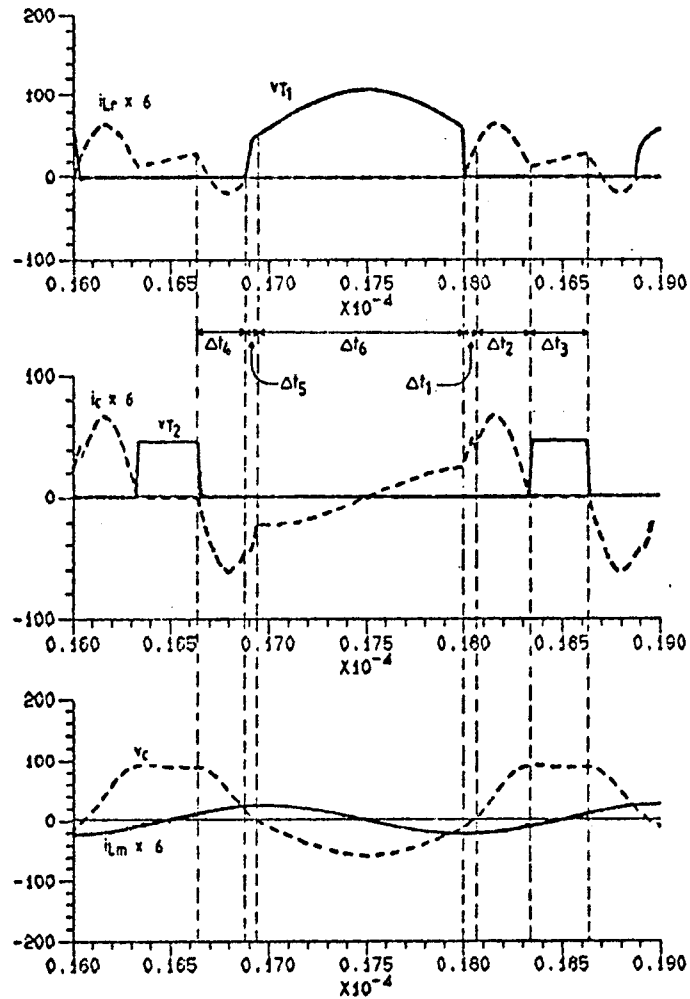


FIGURA 13.90 - Resultados da simulação do conversor forward-QRC-ZCS-PWM.-

13.10.2 - CONVERSOR HB-QRC-ZCS-PWM

O conversor da figura 13.89 foi simulado, com os dados do projeto e os resultados estão na figura 13.91.-

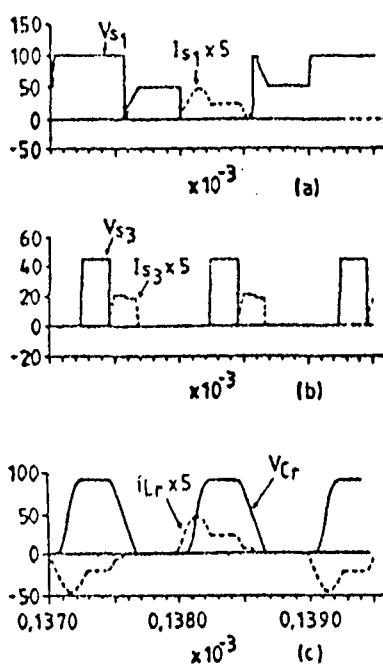


FIGURA 13.91 - Resultados da simulação do conversor HB-QRC-ZCS-PWM, com os parâmetros do circuito implementado.-

13.11 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

13.11.1 - CONVERSOR FORWARD-QRC-ZCS-PWM

O conversor da figura 13.88 foi montado e ensaiado em laboratório, foram obtidas as características de saída e as fotografias dos casos limites.-

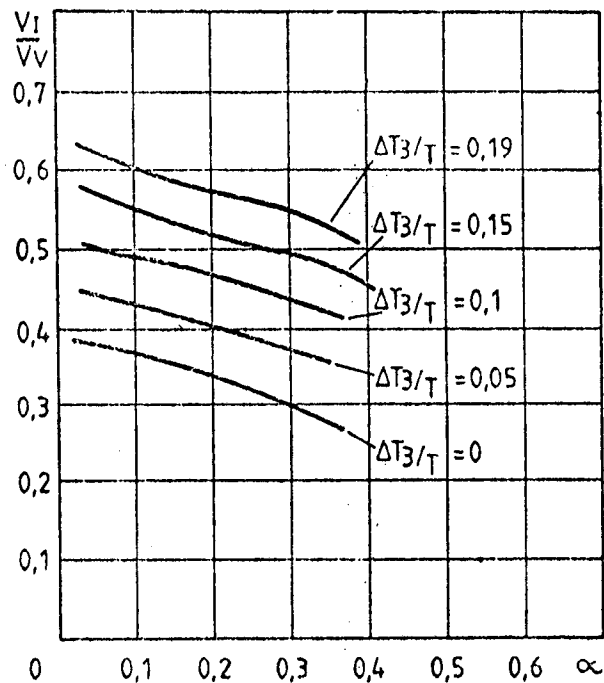
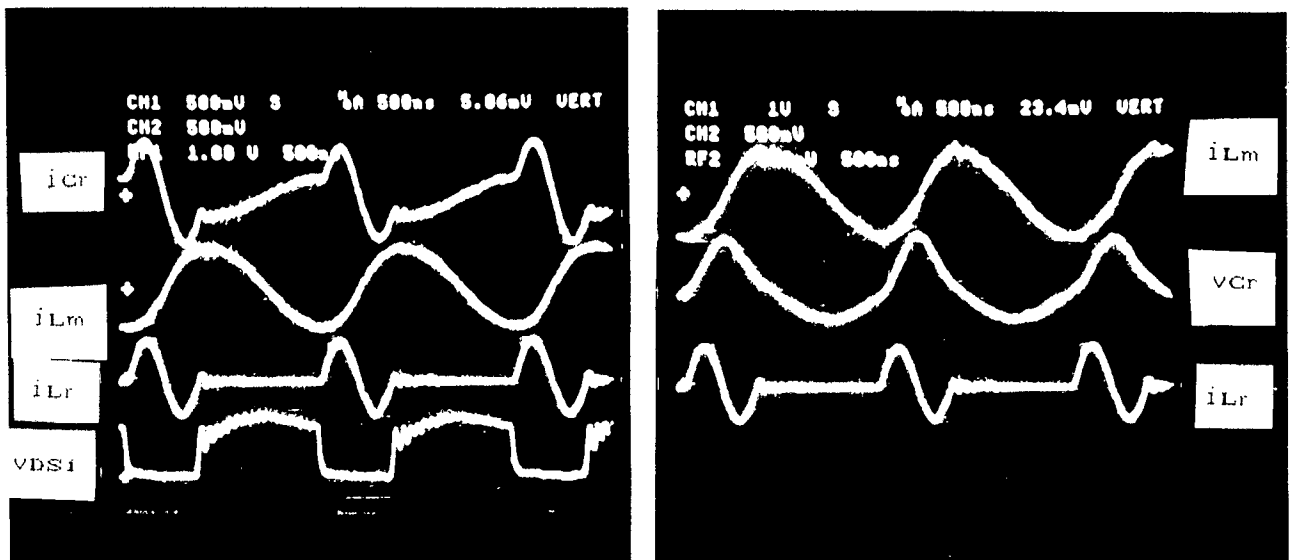


FIGURA 13.92 - Características de saída dos conversores forward-QRC-ZCS-PWM, obtidas experimentalmente.-



(a)

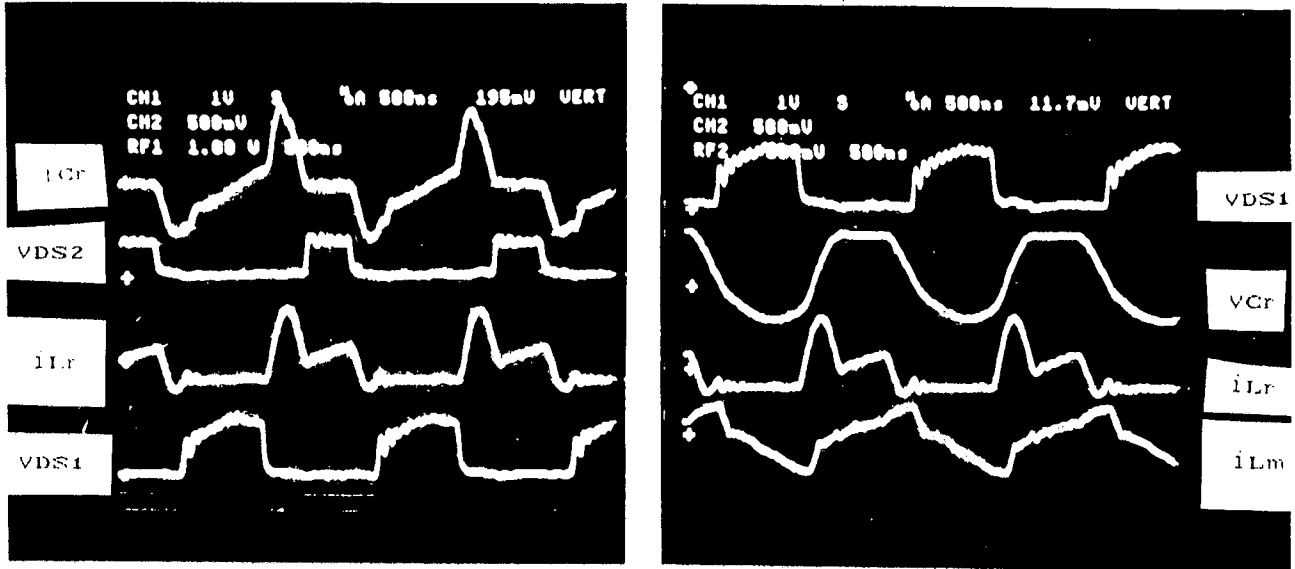
(b)

FIGURA 13.93 - Formas de ondas, obtidas experimentalmente, para $\Delta t_3/T=0$.-

a) - i_{Cr} , i_{Lm} , i_{Lr} e v_{DS1} ;

b) - i_{Lm} , v_{Cr} e i_{Lr} ;

$P = 1,2 \text{ W}$; $V_v = 60 \text{ V}$; $V_I = 24 \text{ V}$; $i_{Cr} = 10 \text{ A/div}$;
 $i_{Lm} = 4 \text{ A/div}$; $i_{Lr} = 10 \text{ A/div}$; $v_{DS1} = 100 \text{ V/div}$.-



(a)

(b)

FIGURA 13.94 - Formas de ondas, obtidas experimentalmente, para $\Delta t_3/T = 0,235$.-

a) - i_{Cr} , V_{DS2} , i_{Lr} e V_{DS1} .-

b) - V_{DS1} , v_{Cr} , i_{Lr} e i_{Lm} .-

$P = 100$ W; $V_v = 42$ V; $V_i = 24$ V; as escalas são as mesmas da figura anterior.-

13.11.2 - CONVERSOR HB-QRC-ZCS-PWM

O conversor da figura 13.89 foi montado e ensaiado em laboratório, foram obtidas as características de saída, rendimento e fotografias.-

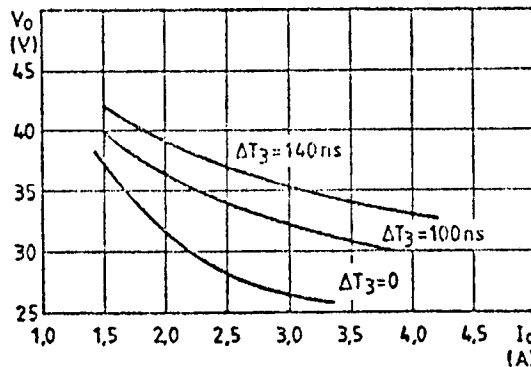


FIGURA 13.95 - Características de saída do conversor HB-QRC-ZCS-PWM, obtidas experimentalmente.-

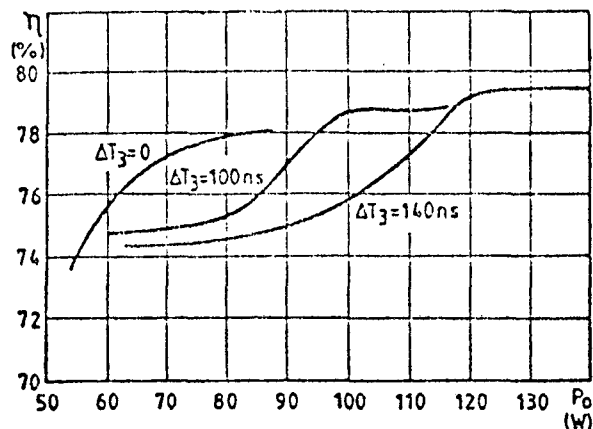
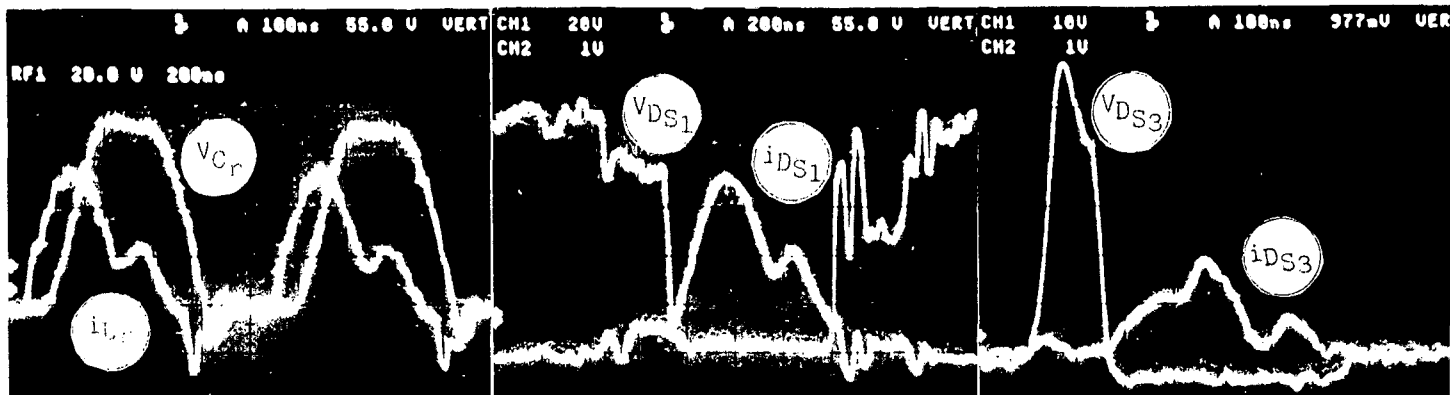


FIGURA 13.96 - Rendimento do conversor HB-QRC-ZCS-PWM, obtido experimentalmente.-



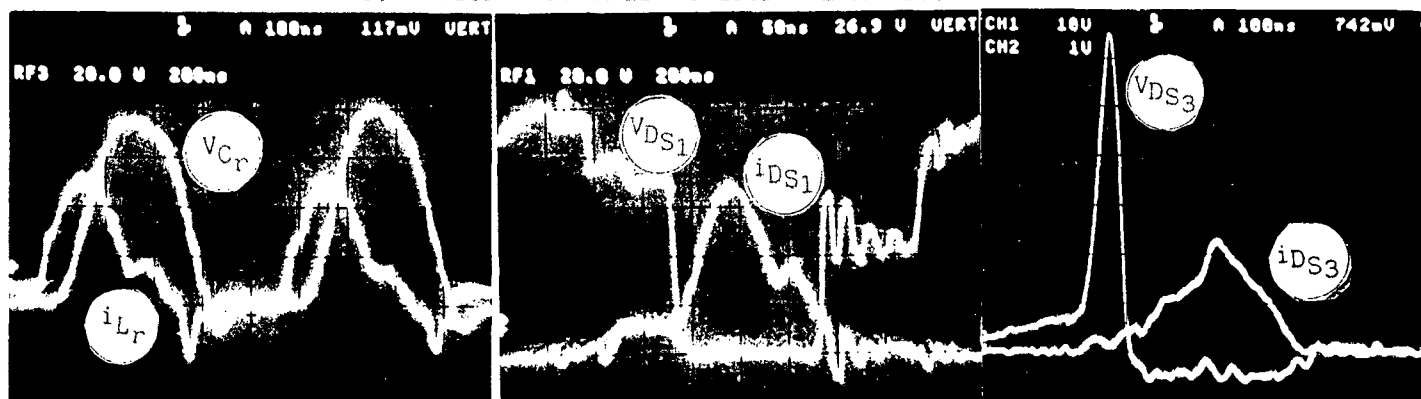
(a)

(b)

(c)

FIGURA 13.97 - Formas de ondas, obtidas experimentalmente, para $\Delta t_3/T = 0,14$.-

- a) - $v_{Cr} = 20$ V/div e $i_{Lr} = 2$ A/div.-
- b) - $v_{DS1} = 20$ V/div e $i_{DS1} = 2$ A/div.-
- c) - $v_{DS3} = 10$ V/div e $i_{DS3} = 2$ A/div.-



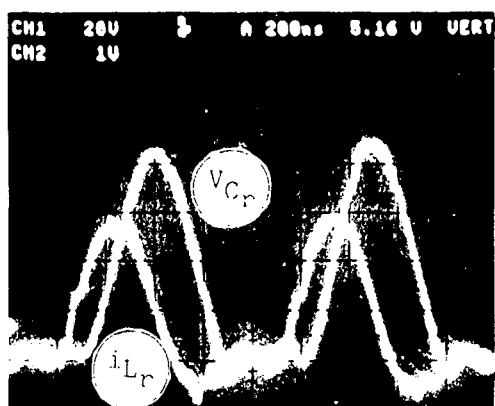
(a)

(b)

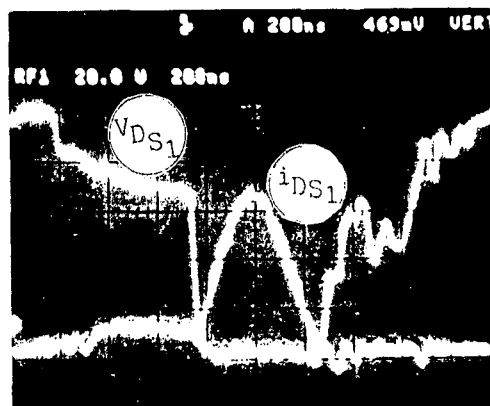
(c)

FIGURA 13.98 - Formas de ondas experimentais para $\Delta t_3/T = 0,1$.-

- a) - $v_{Cr} = 20$ V/div e $i_{Lr} = 2$ A/div.-
- b) - $v_{DS1} = 20$ V/div e $i_{DS1} = 2$ A/div.-
- c) - $v_{DS3} = 10$ V/div e $i_{DS3} = 2$ A/div.-



(a)



(b)

FIGURA 13.99 - Formas de ondas experimentais para $\Delta t_3/T = 0$.-

a) - $v_{Cr} = 20 \text{ V/div}$ e $i_{Lr} = 2 \text{ A/div}$.-

b) - $v_{DS1} = 20 \text{ V/div}$ e $i_{DS1} = 2 \text{ A/div}$.-

13.12 - CONCLUSÕES

Conforme o que foi apresentado neste capítulo, pode-se concluir o seguinte:

As famílias de conversores quase-ressonantes isolados, que ainda não haviam sido abordadas foram analisadas.- Foram analisadas a forward-QRC-ZCS-PWM e a HB-QRC-ZCS-PWM.- Estas duas famílias de conversores quase-ressonantes foram obtidas no capítulo 4.-

Foi desenvolvido um método de projeto para cada uma das duas famílias abordadas.-

Uma estrutura de cada uma das duas famílias acima foi analisada analiticamente, matematicamente, projetada, simulada e montada.-

Observa-se mais uma vez que os conversores quase-ressonantes com modulação por largura de pulso conseguem juntar em uma única estrutura as vantagens dos conversores quase-ressonantes (comutação não dissipativa) com as dos conversores PWM (controle da potência transferida pelo tempo de condução do interruptor principal).-

Observa-se que a introdução de um interruptor adicional nos conversores quase-ressonantes simplifica o seu funcionamento (frequência fixa) e não acarreta perdas significativas.-

Os conversores analisados se aproximam tanto dos conversores PWM quanto mais afastadas são as frequências de funcionamento e de ressonância, de sorte que os conversores PWM podem ser considerados conversores quase-ressonantes com modulação por largura de pulso com frequência de

ressonância infinita.-

Foram analisados um conversor forward-QRC-ZCS-PWM com interruptor bidirecional em corrente e um HB-QRC-ZCS-PWM com interruptor unidirecional e ressonância no lado secundário.-

A estrutura HB-QRC-ZCS-PWM analisada, foi escolhida por possuir ressonância no secundário.- Esta característica é importante porque possibilita a utilização da reatância de dispersão do transformador como indutor de ressonância (L_r), além do mais situando-se convenientemente o capacitor de ressonância (C_r), como neste caso, consegue-se interruptor unidirecional em corrente sem necessidade de utilização dos diodos de bloqueio nos MOS-FETs principais.-

Observa-se que as estruturas da figura 13.8 são um tipo muito especial de conversores quase-ressonantes com interruptor unidirecional em corrente.- Nelas não se necessita e nem se pode bloquear os diodos dos MOS-FETs, já que eles não atuam no funcionamento normal da estrutura, mas possibilitam a desmagnetização do transformador.- Estas estruturas necessitam de transformadores com altas indutâncias de magnetização.-

CONCLUSÕES GERAIS

Como ficou evidenciado ao longo dos capítulos precedentes, os principais objetivos desta tese foram: apresentar métodos de síntese específicos para conversores quase-ressonantes obtendo assim topologias que funcionam com frequência variável e fixa, ao mesmo tempo fazer estudos que facilitem projetos destes conversores.- Estudar detalhadamente os conversores quase-ressonantes funcionando com frequência fixa, projetando, montando, experimentando e simulando-os, buscando salientar os princípios de funcionamento.- Objetivando esclarecer sobre estes pontos, a tese foi organizada em treze capítulos os quais, além de apresentar métodos de síntese, discutir fundamentos de projeto, desenvolver as formulações matemáticas, etc, também procuram consolidar as conclusões específicas sobre os temas abordados.- Não obstante este fato, sintetiza-se a seguir os principais aspectos conclusivos do trabalho como um todo.-

Neste trabalho foi apresentado o método de síntese de conversores quase-ressonantes baseado nas células de comutação ressonantes.- Com este método obteve-se todas as estruturas quase-ressonantes buck, boost, buck-boost e de Cuk conhecidas e algumas inéditas, estas estruturas são quatro buck-boost ZVS e quatro Cuk ZVS.-

Com os conversores quase-ressonantes obtidos conseguiu-se os forward, flyback, half-bridge, push-pull e full-bridge, que são conversores isolados.-

Foi apresentado um método sistemático para transformar os conversores quase-ressonantes modulados em frequência em modulados por largura de pulso.- Com isto foram obtidos os conversores quase-ressonantes funcionando com frequência fixa.- Este método de síntese é genérico e pode ser aplicado para qualquer conversor quase-ressonante ZCS.-

Foi apresentado também, um método de síntese utilizando-se blocos V e I, onde apenas uma versão dos conversores buck, obtidos no Capítulo 2, deu origem à 49 estruturas.- Estas estruturas apresentam grande diversidade de comportamento, desde o clássico até um conversor que pode funcionar como conversor CA-CA, passando pelos reversíveis e pelos com modulação por largura de pulso, enfim, uma vasta gama de opções, o que torna este método de síntese particularmente interessante.- Este método de síntese é completamente automático e pode ser implantado em um computador digital.- As estruturas reversíveis e com modulação por largura de pulso são todas inéditas (1988).- E

o seu funcionamento é obtido apenas alterando-se o comando.-

Foram estudados todos os conversores com modulação em frequência obtidos no Capítulo 2, e se chegou à um equacionamento único para eles.- Estes conversores são metade ZCS e metade ZVS.- Os conversores ZCS são utilizados normalmente até a frequência de 2 MHz quando a descarga das capacitâncias intrínsecas dos interruptores, à cada ciclo de funcionamento, comprometem o rendimento da estrutura.- Os conversores ZVS são utilizados normalmente para frequências superiores à esta, porém não são indicados para carga variáveis já que a tensão sobre os interruptores é altamente variável com a carga.-

Foram estudados todos os conversores com modulação por largura de pulso obtidos no Capítulo 4.-

Dos estudos dos conversores quase-ressonantes concluiu-se que os valores médios e eficazes nos componentes são os mesmos, independentemente da família à qual estão ligados, diferenciando-se apenas em alguns componentes, em função da direcionalidade da chave principal.-

Foram feitos estudos analíticos e matemáticos para todos os conversores quase-ressonantes.-

Foram estabelecidas rotinas de projetos, efetuados os projetos, montados os protótipos e realizados os ensaios de quase todos os conversores quase-ressonantes com modulação por largura de pulso.- Comparando-se os resultados obtidos com os esperados, conclui-se que os estudos efetuados foram válidos, porque demonstraram o princípio de funcionamento destes conversores.-

Finalmente, cabe destacar que como seqüência aos resultados atingidos, merecem investigações futuras os seguintes aspectos:

- Realização de protótipos em malha fechada, para verificação global das estruturas PWM;
- Realização de protótipos otimizados quanto a layout e circuito de comando para obter o máximo rendimento;
- Estudo mais detalhado da estruturas obtidas no capítulo 5, assim como a implantação do método de síntese em computador.-

BIBLIOGRAFIA

- [1] - NGO, K. D. T. - "Generalization of Resonant Switches and Quasi-Resonant DC-DC Converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 395-403, 1987.-
- [2] - JOVANOVIĆ, M. M.; LIU, K. H.; ORUGANTI, R. e LEE, F. C. Y. - "State Plane Analysis of Quasi-Resonant Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. PE-2, N^o 1, pp. 36-44, jan. 1987.-
- [3] - LIU, K. H.; ORUGANTI, R. e LEE, F. C. Y. - "Quasi-Resonant Converters - Topologies and Characteristics", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. PE-2, N^o 1, pp. 62-71, jan. 1987.-
- [4] - TABISZ, T. A.; GRADZKI, P. e LEE, F. C. Y. - "Zero Voltage-Switched Quasi-Resonant Buck and Flyback Converters - Experimental Results at 10 MHz", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 404-413, 1987.-
- [5] - MEYNARD, T. A.; CHERON, Y. e FOCH, H. - "Generalization of the Resonant Switch Concept Structures and Performances", Sec. European Conference on Power Electronics and Applications - EPE, pp. 239-244, 1987.-
- [6] - VORPERIAN, V. - "Quasi-Square-Wave Converters: Topologies and Analysis", Trans. on Power Electronics, vol. 3, N^o 2, pp. 183-191, abril 1988.-
- [7] - KAZIMIERCZUC, M. K. - "Design-Oriented Analysis of Boost Zero Voltage-Switching Resonant DC-DC Converter", Trans. on Power Electronics, vol. 3, N^o 2, pp. 126-136, abril 1988.-
- [8] - LIU, K. H. e LEE, F. C. Y.- "Secondary-Side Resonance for High-Frequency Power Conversion", IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition, pp. 83-89, 1986.-
- [9] - FRY, W. C. - "An Ultrasonic Power Source Utilizing a Solid State Switching Device", IRE Inc. Convention Rec., part 6, vol. 8, pp. 213-218, 1961.-
- [10]- MAPHAM, N. - "Low-Coast Ultrasonic Frequency Inverter Using Single SCR", IEEE Trans. on Ind. and General Applications, vol. IGA-3, N^o 5, pp. 378-387, set.-out. 1987.-
- [11]- VESTON, N. M.; NAKAOKA, M. e MARUHASHI, T. - "Analysis of a Current-Fed Type High-Frequency Inverter Using a Single Reverse-Conducting Thyristor", IEEE Trans. on Ind. Electr. and Control Instr., vol. IECI-26, N^o 1, pp. 35-39, fev. 1979.-
- [12]- NIJHOF, E. B. G. - "The Series Resonant Power Supply and its Control

- Circuit", PCI/Motorcon Proceeding, pp. 88.104, set. 1983.-
- [13]- FERRIEUX, F. P; FEUILLET, R.; LE HUY, H. e TOUTAIN, E. - "A Single GTO Resonant DC-DC Converter", First European Conference on Power Electronics and Applications-EPE, pp. 153-159; out. 1985.-
- [14]- HENDRIKS, J. H. - "An Analysis of Resonant Switch Mode Power Supplies", PCI/Motorcon Proceedings, pp. 1-14, set. 1982.-
- [15]- LUTTEKE, G. e RAETS, H. C. - "High Voltage High Frequency Class-E Converter Suitable for Miniaturization", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. PE-1, N^o 4, pp. 193-199, out. 1986.-
- [16]- REDL, R.; MOLNAR, B. e SOKAL, N. O - "Class-E Resonant Regulated DC-DC Power Converters: Analysis of Operation, and Experimental Results at 1.5 MHz", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. PE-1, N^o 2, pp. 111-120, abril 1986.-
- [17]- SCHWARZ, F. C. - "An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters", IEEE Trans. on Ind. Electr. and Control Instr., vol. IECI-23, N^o 2, pp. 133-141, maio 1976.-
- [18]- MOPTY, Y. - "Method de Synthèse Automatique des Convertisseurs Statiques-Application à la Recherche de Nouveaux Convertisseurs", Docteur Ingénieur Thesis, INPT, Toulouse, maio 1982.-
- [19]- SCHRAMM, D. S. - "Estudo de uma Fonte Chaveada à Ressonância", Dissertação de Mestrado, LAMEP, UFSC, set. 1985.-
- [20]- CAMPOS, A. e BARBI, I. - "Estudo e Realização de uma Fonte Chaveada Transistorizada à Ressonância", 6^o CBA, pp. 342-347, Belo Horizonte, 1986.-
- [21]- BARBI, I.; SCHRAMM, D. S. e KASSICK, E. V. - "Estudo de uma Fonte Chaveada à Ressonância", 6^o CBA, pp. 348-353, Belo Horizonte, 1986.-
- [22]- BEDFORD, B. D. e HOFT, R. G. - "Principle of Inverter Circuits", John Wiley & Sons Inc., New York, 1964.-
- [23]- BARBI, I. - "Notas de Aulas de Eletrônica de Potência II", UFSC, Publicações Internas, 1982.-
- [24]- BARBI, I. - "Notas de Aulas de Tópicos Avançados em Eletrônica de Potência - Conversores Quase-Ressonantes", UFSC, Publicações Internas, 1987.-
- [25]- BARBI, I. - "Notas de Aulas de Eletrônica de Potência III", UFSC, Publicações Internas, 1987.-
- [26]- BARBI, I. - "Notas de Aulas de Eletrônica de Potência IV", UFSC, Publicações Internas, 1987.-

- [27]- BARBI, I.; MARTINS, D. C. e VIEIRA JÚNIOR, J. B. - "Variations of Buck-Boost Zero-Voltage-Switching Quasi-Resonant Converters: Topologies and Analysis", Third European Conference on Power Electronics and Applications-EPE, 1989.-
- [28]- VIEIRA JÚNIOR, J. B. e BARBI, I. - "Análise e Projeto de um Conversor Ressonante", 7^o CBA, pp. 464-469, São José dos Campos, 1988.-
- [29]- VIEIRA JÚNIOR, J. B. - "Conversores Quase-Ressonantes: Novas Topologias, Projeto e Análise", Memorial de Exame de Qualificação, UFSC, Publicações Internas, junho 1988.-
- [30]- VIEIRA JÚNIOR, J. B. e BARBI, I. - "General Characteristics of Buck and Boost Quasi-Resonant Converters", Primeiro Seminário de Eletrônica de Potência, LAMEP-DEEL-UFSC, pp. 57-62, Florianópolis, dez. 1988.-
- [31]- BARBI, I.; BOLACELL, J. C.; MARTINS, D. C. e LIBANO, F. B. - "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation", IEEE PESC'89 Record, pp. 873-880.-
- [32]- BARBI, I.; VIEIRA JÚNIOR, J. B. e BOLACELL, J. C. - "A Forward Pulse-Width-Modulated Quasi-Resonant Converter: Analysis, Design and Experimental Results", IEEE IECON'89 Record, pp. 21-26.-
- [33]- BARBI, I.; OLIVEIRA, M. A. e VIEIRA JÚNIOR, J. B. - "A Half-Bridge Pulse-Width Modulated Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Converter", IEEE IECON'89 Record, pp.54-59.-
- [34]- LEE, F. C. - "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies", Proceedings on the IEEE, vol. 76, N^o 4, abril 1988.-
- [35]- VIEIRA JÚNIOR, J. B. e BARBI, I. - "Método de Síntese para Conversores Quase-Ressonantes CC-CC (Buck-ZCS E Boost-ZVS)", III Seminário de Eletrônica de Potência, LAMEP-DEEL-UFSC, pp. 001-008, Florianópolis, dez. 1990.-
- [36]- MAKSIMOVIĆ, D. e ČUK, S. - "Constant Frequency Control of Quasi-Resonant Converters", HFPC Proceedings, pp. 241-253, maio 1989.-
- [37]- LIU, K. H. e LEE, F. C. - "Zero-Voltage Technique in DC-DC Converters", IEEE PESC'86, pp. 58-70, 1986.-
- [38]- JOVANOVIĆ, M. M. e LEE, F. C. - "Stability Analysis of Push-Pull and Bridge-Type Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Converters", IEEE PESC'88, pp. 533-540, abril 1988.-
- [39]- HOPKINS, D.C.; JOVANOVIĆ, M. M.; LEE, F. C. Y. e STEPHENSON, F. W. - "Hybridized Off-Line 2-MHz Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Converter", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 4, n^o 1, pp.

147-154, janeiro 1989.-

- [40]- JOVANOVIĆ, M. M.; FARRINGTON, R. e LEE, F. C. - "Comparison of Half-Bridge, ZCS-QRC and ZVS-MRC for Off-Line Applications", IEEE APEC'89, pp. 445-453, 1989.-
- [41]- JOVANOVIĆ, M. M.; HOPKINS, D. C. e LEE, F. C. Y. - "Evaluation and Design of Megahertz-Frequency Off-Line Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 4, n^o 1, pp. 136-146, janeiro 1989.-
- [42]- JOVANOVIĆ, M. M.; TABISZ, W. A. e LEE, F. C. - "Zero-Voltage-Switching Technique in High-Frequency Off-Line Converters", IEEE APEC'88, pp. 23-32, 1988.-
- [43]- ORUGANTI, R. e LEE, F. C. - "State-Plane Analysis of Parallel Resonant Converter", IEEE PESC'85, pp. 56-73, 1985.-
- [44]- JONES, C. B. e VERGEZ, J. P. - "Application of PWM Techniques to Realize a 2 MHz Off-Line Switching Regulator, with Hybrid Implementation", IEEE APEC'86, pp. 221-227, 1986.-
- [45]- LIU, H. K.; ORUGANTI, R. e LEE, F. C. - "Resonant Switches - Topologies and Characteristics", IEEE PESC'85, pp. 106-116, 1985.-
- [46]- ZENG, T.; CHEN, D.Y. e LEE, F. C. - "Variations of Quasi-Resonant DC-DC Converter Topologies", IEEE PESC'86, pp.381-392, 1986.-
- [47]- SYKES, F. E. - "Resonant-Mode Power Supplies a Primer", IEEE Spectrum, pp. 36-39, maio 1989.-
- [48]- MAPHAM, N. - "An SCR Inverter with Good Regulation and Sine-Wave Output", IEEE Trans. on Industry and General Applications, IGA-3, n^o 2, pp. 176-187, abril-maio 1967.-
- [49]- DIVAN, D. M. - "The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion", IEEE IAS'86, pp. 648-656, 1986.-
- [50]- FREELAND, S. e MIDDLEBROOK, R. D. - "A Unified Analysis of Converters with Resonant Switches", IEEE PESC'87, pp. 20-30, 1987.-
- [51]- LEE, F. C. - "High-Frequency Quasi-Resonant and Multi-Resonant Converter Technologies", IEEE IECON'88, pp. 509-521, 1988.-
- [52]- FREELAND, S. - "An Introduction to the Principles and Features of Resonant Power Conversion", Recent Development in Power Conversion, Intertec Communications Press, pp. 20-43, 1988.-
- [53]- PERIN, A. J.; RAIZER, A.; FAGUNDES, J. C. S. E KASSICK, E. V. - "Manual de Utilização do Programa SACEC", UFSC, Publicações Internas, 1986.-