

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

NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC EM PONTE E MEIA-PONTE,  
UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO RESSONANTE, PARA OPERAÇÃO  
EM ALTAS POTÊNCIAS E ALTAS FREQUÊNCIAS

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

HÉLIO LEÃES HEY

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO 1991

NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC EM PONTE E MEIA PONTE,  
UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO RESSONANTE, PARA OPERAÇÃO  
EM ALTAS POTÊNCIAS E ALTAS FREQUÊNCIAS"

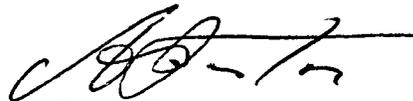
HÉLIO LEÃES HEY

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



---

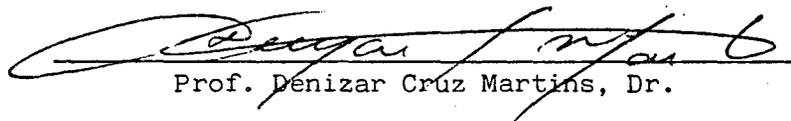
Prof. Ivo Barbi, Dr.  
ORIENTADOR



---

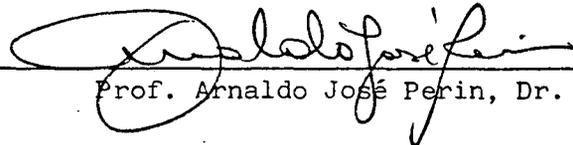
Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr. D'Etat  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:



---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



---

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



---

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



---

Dr. Paulo Caldeira, Ph. D.



---

Prof. Waldir Pó, Dr.

*"Dedico esta, a todas as pessoas que acreditam que a essência real da vida não é a ganância pelo poder, mas sim o eterno aprender".*

*"Dedico também as pessoas que não acreditaram no sucesso deste trabalho, pois foi pensando nelas que redobrei minhas forças nos momentos difíceis".*

"Dedico este trabalho especialmente  
para a minha esposa Maria de Lourdes e  
ao meu filho Gabriel, por tudo o que  
representam em minha vida".

## AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, pela orientação segura e o constante acompanhamento durante a realização deste trabalho; Por tudo o que tem feito para tornar a Eletrônica de Potência Nacional reconhecida a nível mundial.

Em especial ao Professor Arnaldo José Perin pela atenção e amizade dispensada ao longo deste trabalho; Pela competência e pelo profissionalismo com que se dedica ao LAMEP.

Ao Corpo Técnico do LAMEP (Coelho, Pacheco, Adenir), pela boa vontade com que sempre me auxiliaram.

A Rosângela Marcia Livramento pela amizade e presteza dedicada.

Meu carinho especial aos Meus Pais, Hélio e Maria Alire, pela Confiança e Fé, transmitidas ao longo de minha vida.

À Maria de Lourdes Kinchescki Hey pela dedicação e sacrifício com que desenvolveu o trabalho de datilografia; Pelas palavras de conforto nos momentos difíceis e pelas privações a que foi submetida durante este trabalho.

Aos colegas do curso e demais pessoas que de uma forma ou de outra contribuíram para a realização deste trabalho; Em especial aos colegas João Batista Vieira Júnior, Pedro Donoso Garcia e Luis Carlos de Freitas pela amizade e experiência transmitida, que em muito ajudaram para o sucesso deste trabalho.

Em especial ao grupo de Professores da Área de Eletrônica de potência da UFSC, pela dedicação ao curso.

A CAPES pelo apoio financeiro.

## SUMÁRIO

SIMBOLOGIA.....	xij
RESUMO.....	xiv
ABSTRACT.....	xvii
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	1
1.1 - Formas de Onda Ressonantes.....	4
1.2 - Inversores Ressonantes.....	5
1.3 - Conversores Ressonantes CC-CC.....	8
1.4 - Inversores Pseudo-Ressonantes.....	10
1.5 - Conversores Quase-ressonantes.....	11
1.6 - Proposta desta Tese.....	14
CAPÍTULO 2 - MÉTODOS DE CONCEPÇÃO E CLASSIFICAÇÃO DAS FAMÍLIAS DE CONVERSORES GERADOS.....	16
2.1 - Introdução.....	16
2.2 - Método de Concepção das Topologias Genéricas em Meia Ponte.....	17
2.3 - Método de Concepção das Topologias Genéricas em Ponte Completa...20	
2.3.1 - 1 <sup>o</sup> Método.....	20
2.3.2 - 2 <sup>o</sup> Método.....	22
2.4 - Concepção das Chaves a Serem Utilizadas.....	25
2.5 - Classificação das Famílias de Conversores Gerados.....	27
2.6 - Famílias de Conversores Pertencentes ao Grupo "A".....	28
2.6.1 - Família 1.....	29
2.6.2 - Família 2.....	30
2.6.3 - Família 3.....	31

2.6.4 - Família 4.....	32
2.7 - Famílias de Conversores Pertencentes ao Grupo "B".....	33
2.7.1 - Família 5.....	33
2.7.2 - Família 6.....	35
2.7.3 - Família 7.....	36
2.7.4 - Família 8.....	37
2.8 - Famílias de Conversores Pertencentes ao Grupo "C".....	38
2.8.1 - Família 9.....	38
2.8.2 - Família 10.....	40
2.8.3 - Família 11.....	41
2.8.4 - Família 12.....	42
2.9 - Conclusões.....	43
CAPÍTULO 3 - CARACTERÍSTICAS DE SAÍDAS PARA AS ESTRUTURAS "PWM" E "FM" ISOLADAS E NÃO ISOLADAS.....	44
3.1 - Introdução.....	44
3.2 - Características de saída para as estruturas não isoladas.....	45
3.2.1 - Características de saída para as estruturas não isoladas "PWM".....	48
3.2.2 - Características de saída para as estruturas não isoladas "FM".....	55
3.3 - Características de saída para as estruturas isoladas.....	58
3.3.1 - Características de saída para as estruturas isoladas "PWM".....	59
3.3.1.1 - Considerando apenas a relação de transformação do transformador.....	59
3.3.1.2 - Considerando a indutância magnetizante do	

transformador.....	62
3.3.1.2.1 - Estruturas "PWM" Simétricas.....	67
3.3.1.2.2 - Estruturas "PWM" Assimétricas.....	80
3.3.2 - Características de saída para as estruturas isoladas "FM".....	98
3.3.2.1 - Considerando apenas a relação de transformação do transformador.....	98
3.3.2.2 - Considerando a indutância magnetizante do transformador.....	99
3.4 - Conclusões.....	107
CAPÍTULO 4 - ESTUDO DAS FAMÍLIAS DO GRUPO "A".....	110
4.1 - Introdução.....	110
4.2 - Princípio de funcionamento.....	111
4.3 - Formas de Onda e Plano de Fase.....	117
4.4 - Estudo da Comutação nos transistores.....	119
4.4.1 - Comutação do Transistor "T2" (ZVS).....	119
4.4.2 - Comutação do Transistor "T3" (ZCS).....	120
4.4.3 - Comutação do Transistor "T1" (ZCS).....	120
4.5 - Análise Matemática.....	125
4.6 - Determinação de Parâmetros Importantes para Projeto.....	134
4.6.1 - Parâmetros para o Transistor "T1".....	135
4.6.2 - Parâmetros para o Transistor "T2".....	137
4.6.3 - Parâmetros para o Transistor "T3".....	138
4.6.4 - Parâmetros para o Diodo "D1".....	140
4.6.5 - Parâmetros para o Diodo "D2".....	142
4.6.6 - Parâmetros para o Diodo "D3".....	142

4.7 - Metodologia para Projeto.....	144
4.7.1 - Procedimento para Projeto.....	145
4.7.2 - Exemplo de Projeto.....	149
4.8 - Resultados de Simulação.....	153
4.9 - Resultados Experimentais.....	160
4.9.1 - Circuito de Geração dos pulsos.....	160
4.9.2 - Circuito de ataque de <i>GATE</i> .....	163
4.9.3 - Circuito de Potência.....	164
4.10 - Conclusões.....	168
CAPÍTULO 5 - ESTUDO DAS FAMÍLIAS DO GRUPO "B".....	171
5.1 - Introdução.....	171
5.2 - Princípio de funcionamento.....	171
5.3 - Formas de Onda e Plano de Fase.....	177
5.4 - Estudo da Comutação nos transistores.....	180
5.5 - Análise Matemática.....	184
5.6 - Determinação de Parâmetros Importantes para Projeto.....	192
5.6.1 - Parâmetros para os Transistores "T1" e "T2".....	192
5.6.2 - Parâmetros para os Transistores "T3" e "T4".....	193
5.6.3 - Parâmetros para os Diodos "D1" e "D2".....	194
5.6.4 - Parâmetros para os Diodos "D3" e "D4".....	195
5.7 - Metodologia para Projeto.....	196
5.7.1 - Procedimento para Projeto.....	197
5.7.2 - Exemplo de Projeto.....	201
5.8 - Resultados de Simulação.....	204
5.9 - Resultados Experimentais.....	208
5.9.1 - Circuito de Geração dos Pulsos.....	208

5.9.2 - Circuito de Ataque de GATE.....	211
5.9.3 - Circuito de Potência.....	211
5.10 - Conclusões.....	217
CAPÍTULO 6 - ESTUDO DAS FAMÍLIAS DO GRUPO "C".....	219
6.1 - Introdução.....	219
6.2 - Famílias "10" e "12".....	220
6.3 - Famílias "9" e "11".....	223
6.3.1 - Princípio de funcionamento.....	223
6.4 - Formas de Onda e Plano de Fase.....	228
6.5 - Estudo da Comutação nos transistores.....	229
6.6 - Análise Matemática.....	231
6.7 - Determinação de Parâmetros Importantes para Projeto.....	237
6.7.1 - Parâmetros para os Transistores "T1" "T2".....	237
6.7.2 - Parâmetros para os diodos "D1" e "D2".....	238
6.8 - Metodologia para Projeto.....	239
6.8.1 - Procedimento para Projeto.....	240
6.8.2 - Exemplo de Projeto.....	244
6.9 - Resultados de Simulação.....	248
6.10 - Conclusões.....	252
CAPÍTULO 7 - ESTUDO DA INFLUÊNCIA DO TRANSFORMADOR DE ISOLAMENTO SOBRE A COMUTAÇÃO E A TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA.....	254
7.1 - Introdução.....	254
7.2 - Princípio de funcionamento.....	255
7.3 - Formas de Onda e Plano de Fase.....	261
7.4 - Estudo da Comutação nos transistores.....	262

7.5 - Análise Matemática.....	263
7.6 - Determinação de Parâmetros Importantes para Projeto.....	271
7.6.1 - Parâmetros para os Transistores "T1" e "T2".....	271
7.6.2 - Parâmetros para os Transistores "T3" e "T4".....	272
7.6.3 - Parâmetros para os Diodos "D1" e "D2".....	273
7.6.4 - Parâmetros para os Diodos "D3" e "D4".....	274
7.6.5 - Parâmetros para os Diodos Retificadores de saída.....	276
7.7 - Metodologia para Projeto.....	277
7.7.1 - Procedimento para Projeto.....	278
7.7.2 - Exemplo de Projeto.....	287
7.8 - Resultados Experimentais.....	294
7.9 - Projeto de uma estrutura isolada com duas saídas.....	298
7.9.1 - Projeto do Transformador.....	300
7.9.2 - Cálculo do Capacitor de Saída.....	305
7.9.3 - Resultados Experimentais.....	309
7.10 - Conclusões.....	314
CONCLUSÕES GERAIS.....	316
BIBLIOGRAFIA.....	319

S I M B O L O G I A

- Aw, Ae - Áreas dos Núcleos de Ferrite Fornecidas pelos Fabricantes;
- C - Capacitor;
- Cds - Capacitância parasita "dreno - source" dos "Mosfet's";
- Cf - Capacitor de Filtro;
- Ch - Chave;
- Cr - Capacitor de ressonância;
- Cs - Capacitor de filtragem da componente CC de corrente;
- D - Tempo de defasamento;
- Dx : D - diodo;
- x - Número do diodo;
- D1 - Razão cíclica;
- E - Fonte de alimentação CC;
- F - Frequência de chaveamento ou de operação;
- FR - Frequência de ressonância;
- I - Corrente de pico no indutor de filtragem;
- $\bar{I}$  - Corrente de pico no indutor de filtragem parametrizada, definida em 3.24;
- Ich - Corrente nas chaves;
- Io - Corrente de carga;
- $\bar{I}_o$  - Corrente média na carga parametrizada, definida em 3.29;
- J - Densidade de Corrente;
- JSP - Densidade de Corrente no Enrolamento em Função do núcleo utilizado.
- K - Taxa de transferência da potência primária para secundária do transformador;
- L - Indutor;

- Ld - Indutância de dispersão;
- Lf - Indutor de filtragem;
- LM - Indutância magnetizante do transformador;
- Lr - Indutor de ressonância;
- m - Razão entre as indutâncias de filtragem e magnetizante;
- N - Relação de espiras do transformador;
- NP - Número de espiras do enrolamento primário do transformador;
- NS - Número de espiras do enrolamento secundário do transformador;
- p - Razão entre as indutâncias de ressonância e de filtragem;
- Pc - Perdas em condução nos transistores;
- Po - Potência média de saída;
- $\overline{P_o}$  - Potência de saída parametrizada, definida em 3.17;
- q - Razão entre a tensão de saída e a tensão de alimentação, definida em 3.5;
- RDS ON - Resistência de condução "Dreno - Source";
- RL - Resistência de carga;
- SFIO - Seção do Fio;
- SP - Seção Total dos Condutores;
- Sx : S - Transistor;  
x - Número do transistor;
- tf - Tempo de bloqueio dos transistores;
- tr - Tempo de entrada em condução dos transistores;
- Tx : T - Transistor;  
x - Número do transistor;
- VF - Tensão de Condução dos Diodos;
- Vo - Tensão de carga;
- VP - Tensão no enrolamento primário;

$V_s$  - Tensão no enrolamento secundário;

$Z$  - Impedância característica;

$\alpha$  - Corrente de pico no indutor de filtragem parametrizada, definida em 3.38;

$\alpha_0$  - Corrente média na carga parametrizada, definida em 3.43;

$\beta_0$  - Potência média na carga parametrizada, definida em 3.47;

$\alpha_1$  - Corrente " $I_1$ " parametrizada, definida em 4.9;

$\Delta I$  - Sobrecorrente nas chaves;

$\gamma$  - Razão entre as frequências de chaveamento e de ressonância;

$\Delta B$  - Densidade de Fluxo Magnético;

$\phi$  - Diâmetros de Fios;

$\Delta$  - Profundidade de Penetração de Correntes em fios de cobre;

$\eta$  - Rendimento(%);

## RESUMO

Este trabalho propõe várias famílias de conversores CC-CC em meia ponte e em ponte completa, as quais apresentam a possibilidade de operação em alta frequência e alta potência.

Praticamente todas as estruturas geradas apresentam a possibilidade de comutações não dissipativas, desde que sejam obedecidas as limitações para suas obtenções.

Inicialmente, no Capítulo 1, é feita uma recapitulação das principais topologias propostas na literatura, para solucionar os problemas causados pela elevação da frequência de chaveamento dos conversores.

No Capítulo 2, são introduzidas as topologias concebidas neste trabalho, tanto em "FM" (Frequência Variável) como em "PWM" (Moduladas por Largura de Pulso), visando minimizar os problemas da elevação da frequência de chaveamento. São mostrados os métodos para a obtenção das topologias em meia ponte e em ponte completa. É mostrada uma classificação das topologias em "GRUPOS" e em "FAMÍLIAS", segundo suas características de funcionamento e suas características topológicas, respectivamente.

No Capítulo 3, são feitos estudos visando a obtenção das características de saída das estruturas isoladas e não isoladas, considerando-as idealizadas. Esta consideração simplifica em muito as formulações matemáticas e o erro introduzido pode ser desprezível.

Nos Capítulos 4, 5 e 6, são feitos estudos isolados para cada grupo de estruturas, englobando a análise de funcionamento, o

estudo das comutações nos transistores, a análise matemática, a determinação de parâmetros importantes para projeto, exemplo de projeto e resultados de simulação e resultados experimentais.

No Capítulo 7, é estudada a influência do transformador de isolamento sobre as comutações e sobre a transferência de potência para a carga. São apresentados a análise de funcionamento, o estudo das comutações nos transistores, a análise matemática, os exemplos de projeto, e os resultados experimentais.

Os resultados teóricos e resultados experimentais obtidos para cada grupo de topologias foram bastante próximos, viabilizando os estudos feitos e também as metodologias de projetos propostas.

## ABSTRACT

This work proposes DC-DC Converters families which can be operated at higher frequencies and higher power.

In general, the presented structures have the possibility of non dissipative commutation, considering the leasirely guidelines for soft switching are satisfied.

Chapter 1, reviews the existing topologies which are recommended for use with high frequency switching. The advantages and disadvantages of each structure are also shown.

In chapter 2, new topologies are developed and proposed with the objective of solving problems like, operation at higher switching frequencies. Both "FM"(frequency modulated) and "PWM"(pulse width modulated) types are included for half-bridge and full-bridge operation. Accordingly to the operational and structural characteristics, are classified in "Groups" and "Families".

The output characteristics of each structure (isolated or non isolated), are obtained in chapter 3.

In chapters 4, 5 and 6, each group is individually studied in order to consider the following aspects: operation principle , commutation analysis, mathematical modeling and parameter determination to be utilized in the design procedure. Application of the design procedure as well as simulation and experimental results are also shown.

In chapter 7, a study of the influence of the isolation transformer in the commutation process and in the power transfer to the load. It is also presented principal of operation, commutation analysis, mathematical analysis, parameter determination for

design, design example, simulation and experimental results.

A very good correlation between the analytical results and experimental results demonstrated the applicability of the design procedure for these topologies.

## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO

A Energia Elétrica é obtida pela transformação de uma outra forma de energia para esta. Quando gerada, a quase totalidade de energia elétrica possui a forma alternada e geralmente é assim transmitida até os grandes centros consumidores.

Com o desenvolvimento de aparelhos eletro-eletrônicos cada vez mais sofisticados, a energia elétrica em sua forma comercial praticamente deixou de ser diretamente utilizável. Então surgiu a necessidade de se adaptar esta energia às novas solicitações. Isto é feito de diversas maneiras, tais como: Correntes e tensões constantes, correntes e tensões alternadas com frequência variável, correntes e tensões com frequência e módulo variáveis, etc...

Estas solicitações fizeram surgir os conversores estáticos de potência (chaveados), entre os quais se encontram os conversores CC-CC "PWM" (Modulação por Largura de Pulso).

Nestes conversores existem dispositivos conhecidos como "chaves" que apresentam dois estados possíveis: Totalmente Ligado (tensão nula) ou Totalmente Desligado (corrente nula).

As tensões ou correntes são forçadas à se anularem, quando a chave é ligada ou desligada. Geralmente estas formas de onda são retangulares, com transições abruptas.

Estes conversores armazenam energia em capacitores e

indutores, e isto implica peso e volume. A elevação da frequência de chaveamento reduz o tamanho destes componentes e também dos conversores. Nestes, também a faixa de frequência do regulador é limitada em torno da metade da frequência de chaveamento. Portanto o aumento da frequência de chaveamento, torna maior a faixa de frequência do regulador reduzindo o tempo de resposta do mesmo [1].

A frequência de chaveamento dos conversores PWM CC-CC é limitada pelas velocidades de suas chaves (semicondutores). Conforme mostrado na figura 1.1, os tempos de entrada em condução ("tr") e de bloqueio ("tf") são lentos, acarretando em um tempo bastante longo de transição entre um estado e outro [2]. Então, a potência dissipada nas chaves durante a comutação torna-se significativa. A equação 1.1 define as perdas de comutação das chaves.

$$P_c = K.E.I_{CH}.F.(t_r+t_f) \quad (1.1)$$

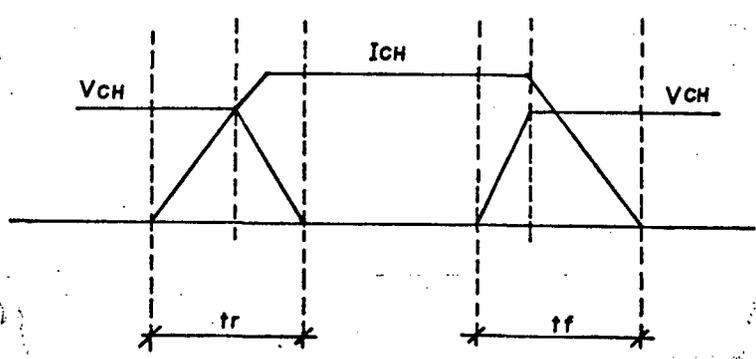


Figura 1.1 - Formas de onda no chaveamento de transistores.

O progresso nas pesquisas para desenvolvimento de novas chaves e com melhorias nas existentes, tornou possível a elevação da frequência de chaveamento devido a diminuição dos tempos "tr" e "tr".

Mas, se por um lado a concepção de transistores e retificadores com tempos de comutações menores permitiram o aumento da frequência de chaveamento, por outro lado, isto agravou os efeitos indesejados dos elementos parasitas presentes nos circuitos. Como exemplo, pode-se citar as sobretensões nas chaves devido as indutâncias parasitas do circuito e carga acumulada nas capacitâncias parasitas das chaves [1] (Figura 1.2).

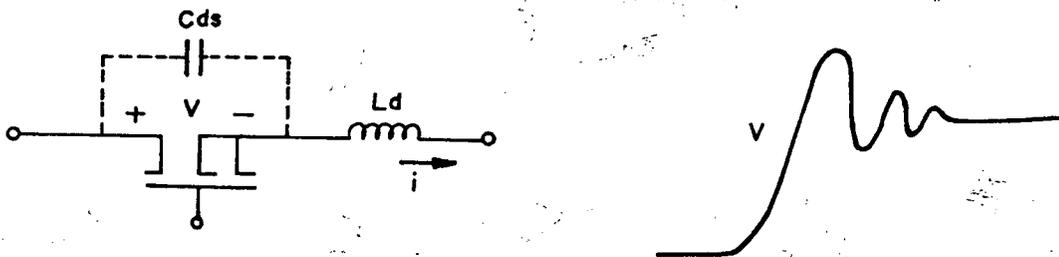


FIGURA 1.2 - "Mosfet" associado com elementos parasitas.

Com o aumento da frequência de chaveamento e com chaves mais rápidas, as indutâncias parasitas do circuito que geralmente estão em série com estas, causam elevados " $\frac{dv}{dt}$ " no bloqueio das mesmas. Causam também, oscilações com as capacitâncias parasitas das chaves. Estas oscilações podem destruir os componentes e são geralmente fontes de ruídos que se propagam.

As capacitâncias parasitas dos transistores estão em paralelo com estes. Quando o transistor está bloqueado, estas capacitâncias estão carregadas com " $\frac{1}{2}C_{ds}.V^2$ ". Quando este transistor entrar em condução estas capacitâncias se descarregam provocando um indesejável " $\frac{di}{dt}$ " durante a sua entrada em condução.

Portanto a diminuição dos tempos de comutação dos semicondutores, embora diminua as perdas na comutação (eq. 1.1), agrava os problemas causados pelos elementos parasitas do circuito.

Circuitos de ajuda a comutação podem auxiliar contra sobretensões e reduzir a potência dissipada nas chaves, mas em geral são dissipativos [5]. Somente com circuitos bem elaborados é possível recuperar parte desta energia.

Os principais problemas causados pelos elementos parasitas, são consequência da descontinuidade da tensão e da corrente nos conversores PWM CC-CC convencionais. Se estas grandezas variassem lentamente (senoidamente, por exemplo) as indutâncias e as capacitâncias parasitas poderiam ser carregadas e descarregadas ao longo do tempo.

Isto fez com que os pesquisadores voltassem as suas atenções para as formas de onda ressonantes.

### 1.1 - FORMAS DE ONDA RESSONANTES

As formas de onda ressonantes variam continuamente, e a tensão ou a corrente, começam e retornam ao valor zero.

Desde que a corrente na chave é zero ou bem próximo de zero durante o bloqueio, o produto " $E \cdot I_{ch}$ " é desprezível (equação 1.1). Com isto a tensão na chave pode aumentar rapidamente ou lentamente, que as perdas podem ser desconsideradas [3], [8], [9] e [10].

Para a tensão ressonante, pelo princípio da dualidade, obtém-se resultados semelhantes para a entrada em condução da chave.

Comparando os conversores convencionais "PWM" com os conversores ressonantes, estes possuem as seguintes vantagens e

desvantagens [1]:

VANTAGENS:

- Operação em frequências maiores com perdas reduzidas de comutação;
- Redução da influência dos indutores e capacitores parasitas;
- Possuem menor conteúdo harmônico.

DESvantagens:

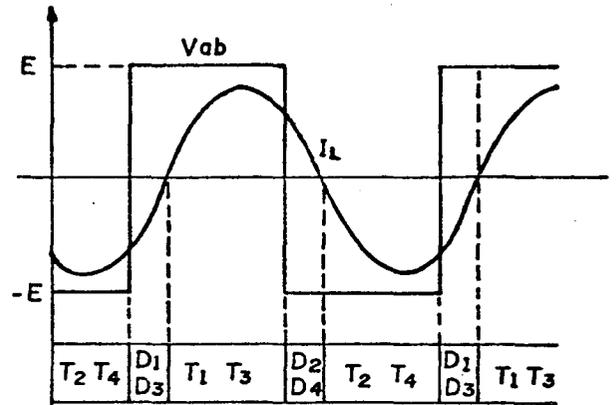
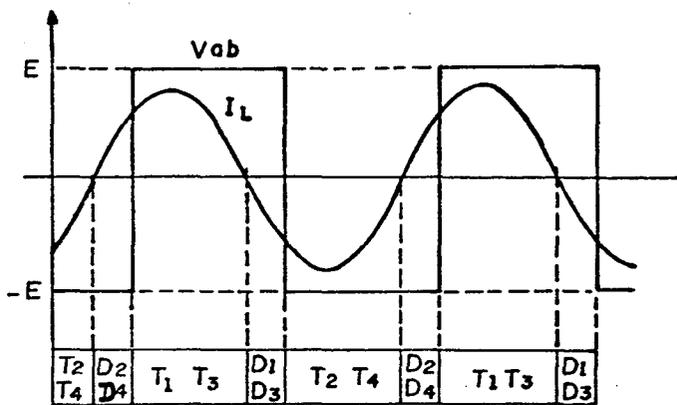
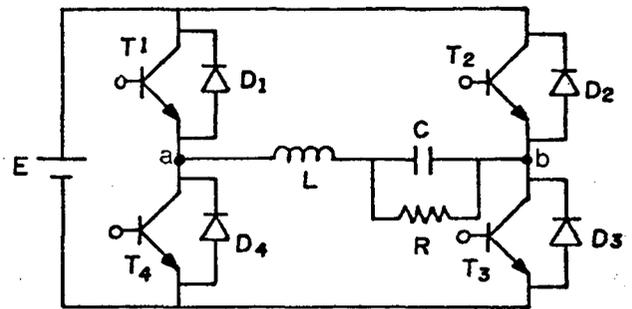
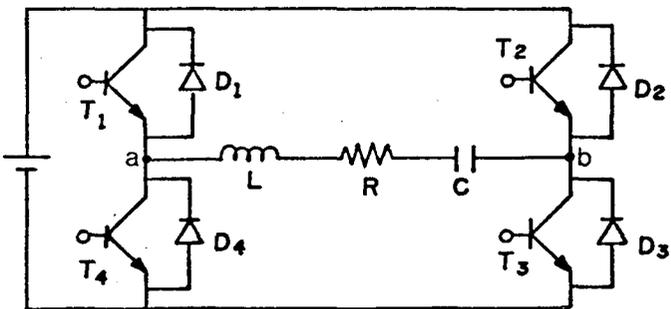
- Devido aos valores de pico e eficaz das correntes serem maiores, submetem as chaves a maiores solicitações ("stress") e maiores perdas em condução.
- Pior utilização das chaves;

A obtenção de formas de ondas ressonantes nas chaves é conseguida com o emprego de circuitos ressonantes, que fazem com que a tensão e a corrente oscilem, tornando-se nulas antes da comutação.

A seguir são feitos alguns comentários a respeito das principais famílias de estruturas que utilizam o princípio da ressonância.

1.2- INVERSORES RESSONANTES

Os inversores ressonantes, podem ser classificados quanto ao tipo de alimentação, isto é, alimentados em tensão ou alimentados em corrente, e também quanto a posição da carga ("RL"), que pode ser em série com o indutor ressonante ou em paralelo com o capacitor ressonante [2], [18]. Para ilustração, na figura 1.3 são mostrados alguns tipos de inversores, com as respectivas formas de onda.



(a)

(b)

FIGURA 1.3: (a) Inversor Série Ressonante e suas formas de onda;  
 (b) Inversor Paralelo Ressonante e suas formas de onda.

Os inversores série ressonantes e os inversores paralelo ressonantes, podem operar abaixo ( $F < F_r$ ) ou acima da frequência de ressonância ( $F > F_r$ ). No caso dos inversores operando com frequência de chaveamento menor que a frequência de ressonância, o bloqueio das chaves comandadas ocorre sem perdas, mas a entrada em condução é dissipativa [2]. Para garantir que a entrada em condução seja não dissipativa, são

adicionados em série com as chaves de cada braço do inversor dois pequenos indutores, mostrado na figura 1.4.a. Para os inversores operando com frequência de chaveamento maior que a frequência de ressonância, a entrada em condução das chaves comandadas ocorre sem perdas, mas o bloqueio é dissipativo. Para minimizar as perdas no bloqueio das chaves, dois pequenos capacitores são colocados em paralelo com as mesmas, conforme mostrado na figura 1.4.b.

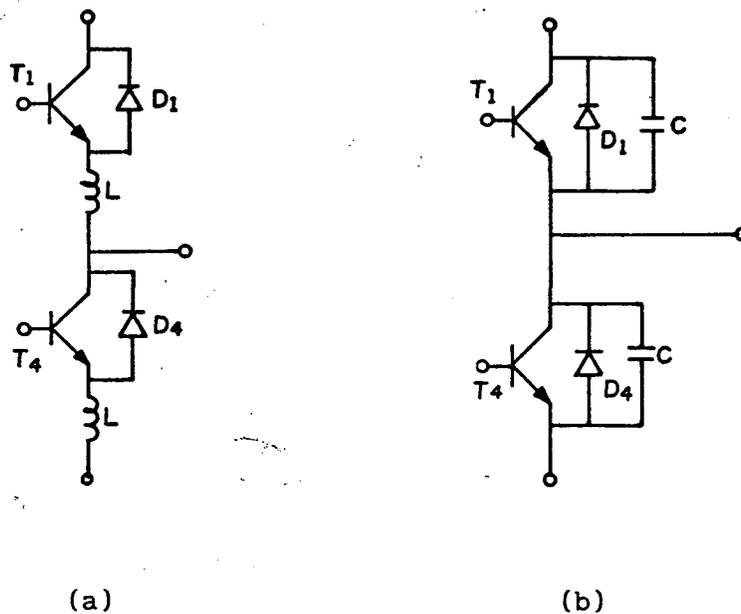


FIGURA 1.4 : (a) Braço de Inversor com indutores série;  
 (b) Braço de Inversor com capacitor paralelo.

Os inversores ressonantes apresentam algumas desvantagens [2], como por exemplo:

- São regulados em frequência variável;
- Para baixas frequências a resposta dinâmica é lenta;
- Como a indutância e o capacitor ressonante fazem parte da carga, circula pela estrutura muita

- potência reativa, além da característica externa do inversor ficar modificada;
- Sensíveis a variação de carga.

### 1.3 - CONVERSORES RESSONANTES CC-CC

Os conversores ressonantes CC-CC são gerados a partir dos inversores ressonantes, pela substituição da carga resistiva pura ("RL") por uma ponte de diodos associada a um filtro de saída com uma carga "RL". Se o filtro de saída for capacitivo, a carga pode ser substituída por uma fonte de tensão "Vo". Se o filtro de saída for indutivo, a carga pode ser substituída por uma fonte de corrente "Io". As possibilidades de conexão da carga, são mostradas na figura 1.5. Se o isolamento da carga for necessário, todas as conexões mostradas originam outras topologias isoladas conforme mostrado na figura 1.6.

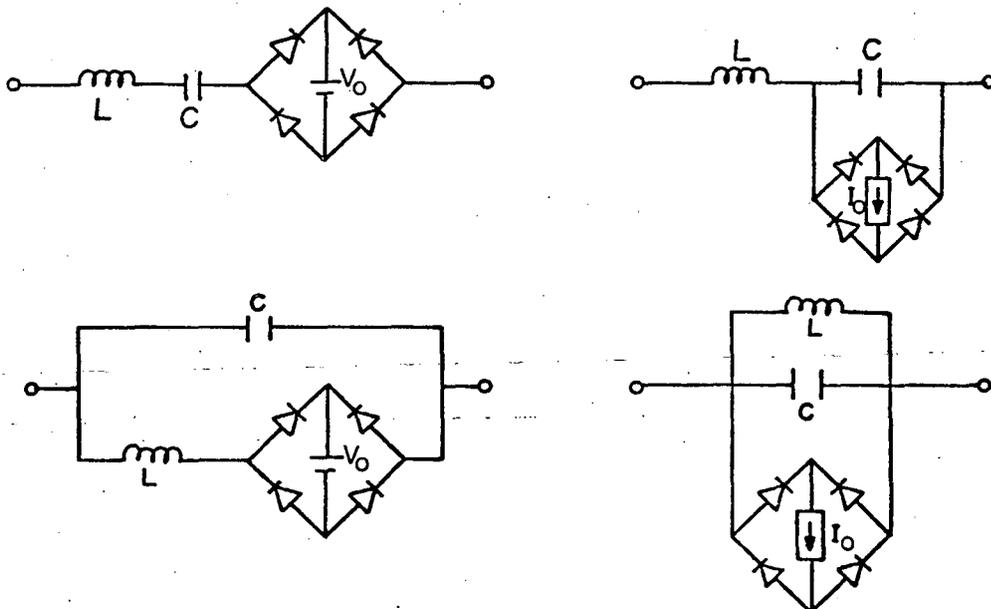


FIGURA 1.5 -Tipos de conexões de carga para conversores ressonantes CC-CC.

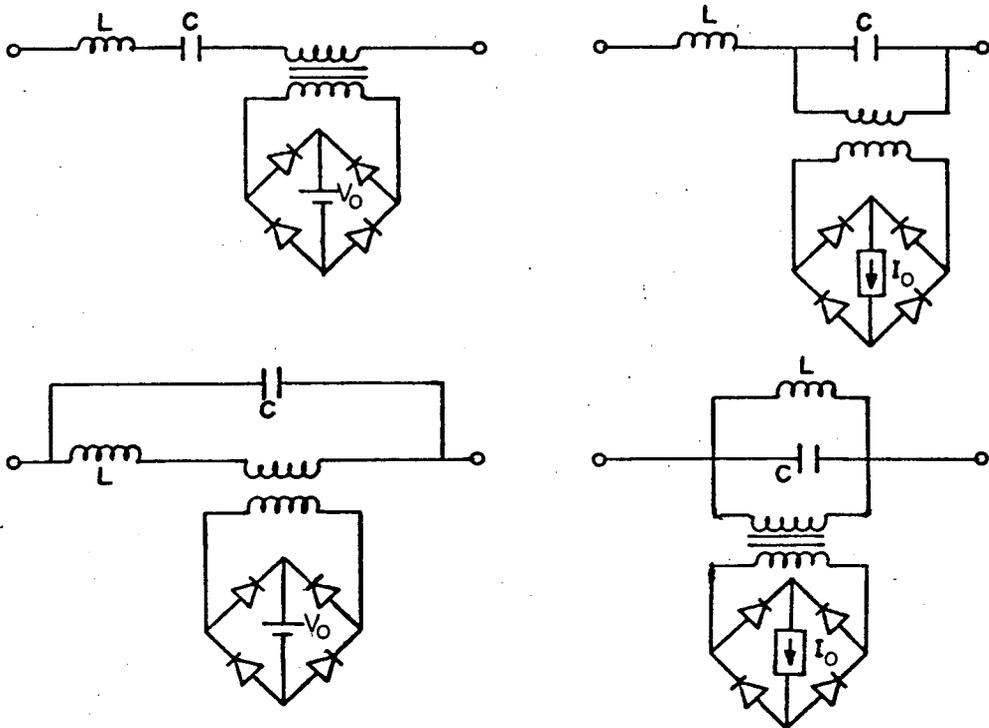


FIGURA 1.6 -Tipos de conexões de carga para conversores ressonantes CC-CC, com isolação.

Os conversores ressonantes CC-CC, podem operar acima ( $F > F_R$ ), abaixo ( $F < F_R$ ), ou na frequência de ressonância ( $F = F_R$ ).

Para ilustração, na figura 1.7 é mostrado um conversor série ressonante ("SRC") e um conversor paralelo ressonante ("PRC"). Ambos os conversores podem operar no modo contínuo ("CCM") e no modo descontínuo ("DCM"). Este último apresenta menores perdas de comutação [2].

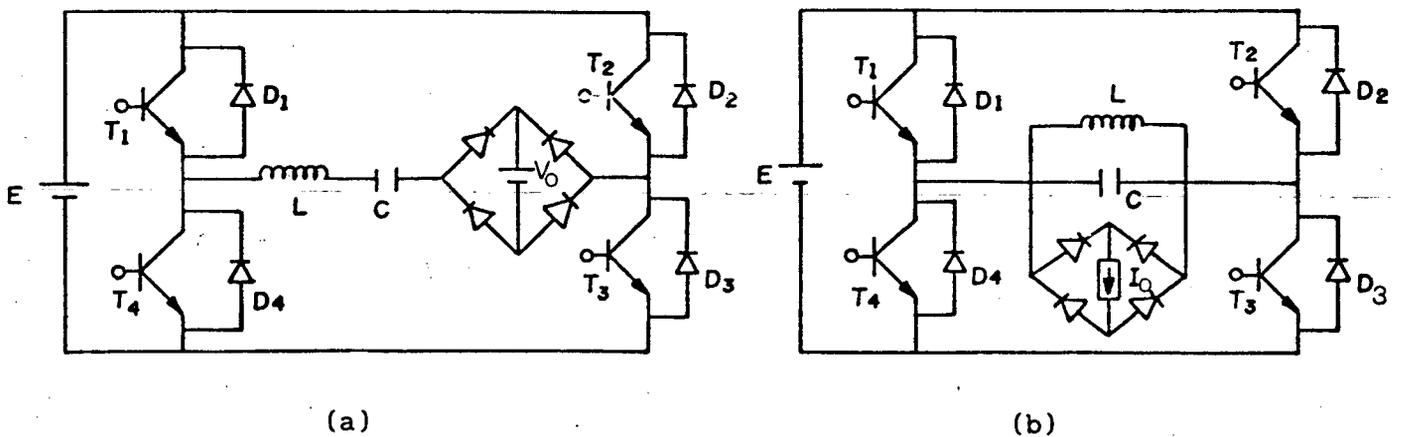


FIGURA 1.7 : (a) Conversor Série Ressonante;  
(b) Conversor Paralelo Ressonante.

O conversor "SRC", apresenta as seguintes características:

- Proteção contra sobrecarga;
- Sensibilidade à variação da carga;
- Não permite a operação sem carga.

O conversor "PRC", apresenta as seguintes características:

- Necessidade de proteção contra sobrecarga;
- Insensibilidade à variação de carga;
- Possibilidade de operação sem carga.

Nos conversores ressonantes CC-CC é possível controlar a transferência de potência entre a fonte e a carga de duas maneiras: Controle em frequência variável e Controle em frequência fixa.

O controle em frequência variável possui algumas desvantagens, como por exemplo :

- Dificuldade no projeto dos filtros;
- A resposta dinâmica é lenta na região de operação de baixas frequências.

O controle em frequência fixa elimina os problemas existentes no controle em frequência variável.

#### 1.4- INVERSORES PSEUDO-RESSONANTES

O inversor pseudo-ressonante é obtido pela inclusão de um indutor e um capacitor ressonante em paralelo com a carga, no inversor convencional, como mostrado na figura 1.8 [40] e [41].

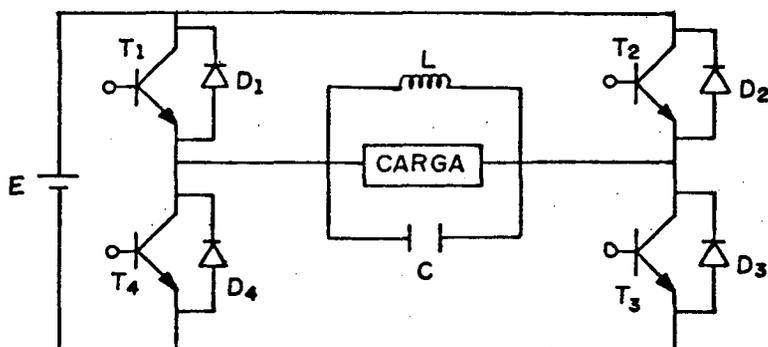


FIGURA 1.8 - Inversor Pseudo-Ressonante.

O inversor pseudo-ressonante, permite a comutação sob tensão nula ("ZVS") para todas as chaves. A forma de onda da tensão na carga é praticamente retangular, como no inversor convencional. Os elementos ressonantes são utilizados para prover o chaveamento sob tensão nula, mas não participam na transferência de potência para a carga. A frequência de ressonância deve ser muito maior que a frequência de chaveamento.

Se a carga for uma ponte de diodos com um filtro de saída, são gerados os conversores pseudo-ressonantes CC-CC.

A principal desvantagem destes conversores é a operação em frequência variável.

### 1.5- CONVERSORES QUASE-RESSONANTES

Embora os conversores ressonantes mostrados anteriormente estejam sendo empregados para potências na faixa de 10 KW (exemplos: acionamento de motores, fontes ininterruptas de energia ("UPS"), aquecimento indutivo, etc...), em aplicações de baixas

potências(em torno de 1 KW) não estão sendo usados devido a sua complexidade. Na área industrial, para esta faixa de potência a preferência continua sendo dada aos conversores "PWM" convencionais. Isto acontece devido a sua simplicidade e também por estarem bem sedimentados. Hoje em dia, com a concepção de novas topologias, como por exemplo os conversores quase-ressonantes, esta mentalidade está sendo mudada[3], [4], [6] e [7].

Os conversores PWM convencionais estão dando lugar aos conversores que utilizam o princípio da ressonância, em função do alto rendimento e da alta densidade de potência que estes apresentam.

Os conversores quase-ressonantes foram gerados a partir do conceito das chaves ressonantes [3], [8], [9], [10]. Estas, são obtidas com a incorporação de um indutor e um capacitor de maneira adequada na chave convencional. Com isto, dois tipos de chaves foram concebidas: chave com comutação sob tensão nula("ZVS") e chave com comutação sob corrente nula ("ZCS"). As variações topológicas destas chaves são mostradas na figura 1.9.

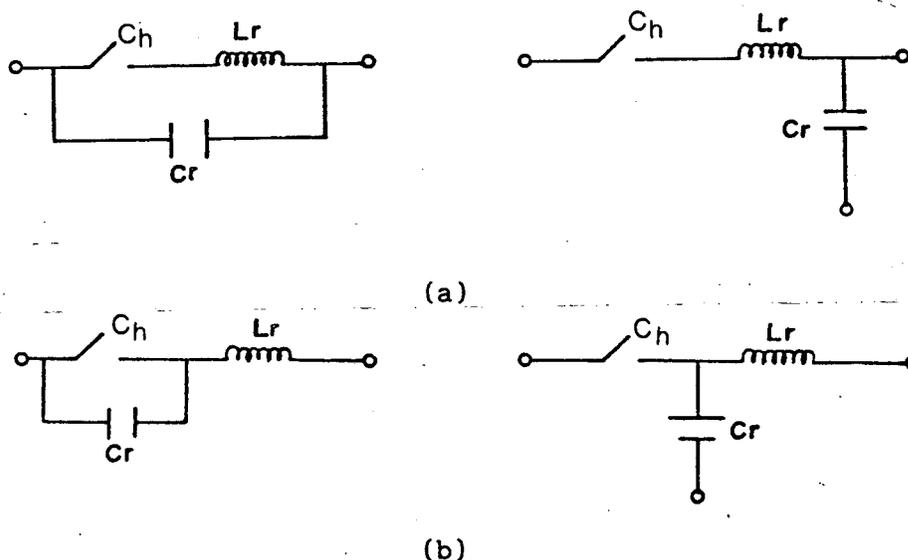


FIGURA 1.9 : (a) Chaves ressonantes "ZCS";  
 (b) Chaves ressonantes "ZVS".

Com a troca da chave convencional pela chave ressonante, nos mais diversos conversores PWM CC-CC, foram gerados os conversores quase-ressonantes correspondentes.

Em função da presença da capacitância intrínseca das chaves, para frequências de operação maiores que "2 MHz", os conversores quase-ressonantes "ZVS" são preferidos em relação aos conversores quase-ressonantes "ZCS" [2], [3]. Isto porque a chave "ZCS" apresenta na entrada em condução, a capacitância intrínseca carregada com " $\frac{1}{2}.C.V^2$ ". Para frequências maiores que "2 MHz" esta perda torna-se significativa.

Um conceito mais geral que o das chaves ressonantes, foi gerado a partir destas. Trata-se da célula de comutação ressonante ("RCC"), mostrada na Figura 1.10. Esta, não considera apenas a introdução de um circuito "LC" no mecanismo de comutação da chave principal dos conversores convencionais, mais como parte integrante de uma célula de comutação composta da chave principal e da chave auxiliar nos conversores convencionais. A "RCC" possibilitou a concepção de novas famílias de conversores [2], [6].

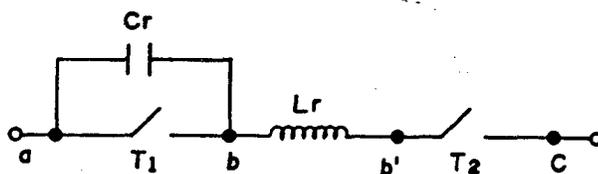


FIGURA 1.10 - Célula de Comutação Ressonante "RCC".

Uma das desvantagens dos conversores quase-ressonantes é o controle da transferência de potência, pela variação da frequência de operação [3]. Esta, deve ser muito menor que a frequência de ressonância.

Embora estes conversores possam operar em alta

freqüência, são desaconselhados para altas potências devido a elevada corrente eficaz ou tensão eficaz que os mesmos apresentam nas chaves. Além disto, a operação em freqüência variável limita o tamanho dos componentes reativos, já que são projetados para a menor freqüência de operação.

As desvantagens acima mencionadas foram solucionadas através da concepção dos conversores quase-ressonantes "PWM", que possibilitam a operação em freqüência fixa e apresentam menores perdas em condução [11], [12], [13].

#### 1.6- PROPOSTA DESTA TESE

Conforme foi visto nos itens anteriores e também em algumas bibliografias relacionadas no final desta tese, para potências em torno de 10 KW estão sendo utilizados, para manipular potência entre a fonte e a carga, principalmente os inversores ressonantes e os conversores ressonantes CC-CC. Embora estas topologias possuam uma série de inconvenientes, a sua utilização se deve pela carência de novas topologias que ofereçam vantagens em relação as mesmas.

Os pesquisadores têm dedicado grande parte de seu tempo na busca de topologias, que sejam capazes de operar em freqüências e potências elevadas, com alto rendimento, sem prejudicar a robustez das topologias. Isto porque a miniaturização dos aparelhos eletro-eletrônicos, faz com que os conversores que alimentam estes aparelhos sejam de tamanhos reduzidos também. Exemplos bastante elucidativos deste fato, são as fontes de alimentação para aeronaves,

para microcomputadores e para os eletrodomésticos.

Esta tese propõe várias famílias de conversores, que contribuem para solucionar alguns dos problemas existentes nas estruturas mencionadas.

Todas as estruturas concebidas são geradas a partir da substituição do braço convencional dos conversores CC-CC em meia ponte e em ponte completa, pela célula de comutação ressonante("RCC"). Os métodos utilizados na obtenção destas estruturas, bem como as famílias geradas e suas classificações são apresentadas no capítulo seguinte.

## CAPÍTULO 2

### MÉTODOS DE CONCEPÇÃO E CLASSIFICAÇÃO DAS FAMÍLIAS DE CONVERSORES GERADOS

#### 2.1-INTRODUÇÃO

Neste capítulo são introduzidos os métodos para a concepção das diversas topologias em meia ponte e em ponte completa.

A obtenção das topologias em meia ponte é baseada na substituição do braço convencional dos conversores CC-CC, pela célula de comutação ressonante "PWM" (RCC), obedecendo as regras para a correta utilização da mesma [2], [14], [15]. Na célula de comutação ressonante foi acrescentada uma chave auxiliar não dissipativa em série com o capacitor ressonante, visando a interrupção do ciclo ressonante [14].

Para a obtenção das topologias em ponte completa são apresentados dois métodos, destacando-se o segundo por razões de simplicidade.

Em função do tipo de chave auxiliar a ser utilizada e da eliminação ou não do indutor ressonante, são geradas diversas topologias.

Uma classificação geral para as estruturas é apresentada, organizando-as em GRUPOS e em FAMÍLIAS, segundo suas características de funcionamento e características topológicas, respectivamente.

As Famílias de estruturas são apresentadas

isoladamente, evidenciando-se as características individuais das mesmas.

As estruturas apresentadas neste capítulo 2, são não isoladas. Todas possuem similares isoladas, que não serão apresentadas.

## 2.2- MÉTODO DE CONCEPÇÃO DAS TOPOLOGIAS GENÉRICAS EM MEIA PONTE

A idéia básica para concepção destas topologias , surgiu com a substituição da célula de comutação convencional utilizada nos conversores em ponte, representado na figura 2.1, pela célula de comutação ressonante "PWM" (RCC), representada na figura 2.2.

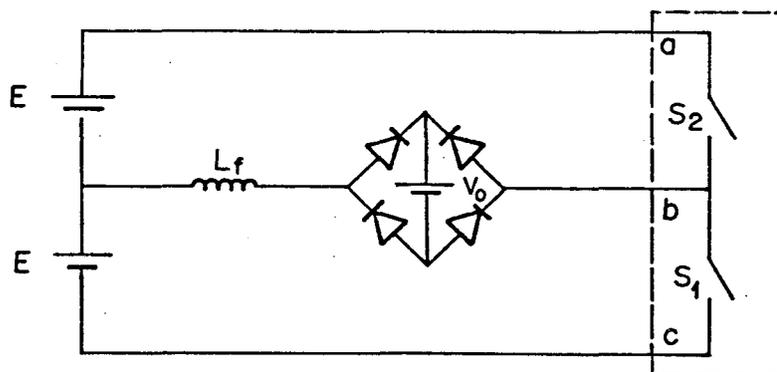


FIGURA 2.1- Conversor CC-CC com célula de comutação convencional.

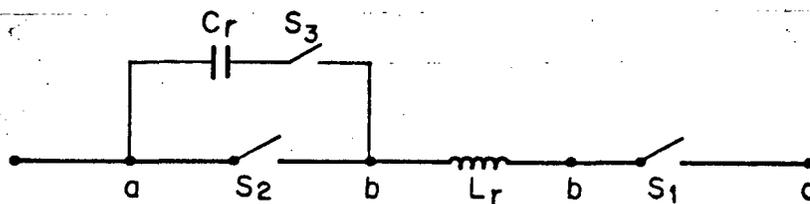


FIGURA 2.2- Célula de comutação ressonante "PWM" (RCC).

A utilização desta célula de comutação ressonante deve obedecer certas regras, as quais possibilitam a comutação não dissipativa.

A metodologia de obtenção das topologias em meia ponte, consiste em "3" regras básicas que devem ser respeitadas em relação a "RCC" [14], [15], que são:

- Entre os pontos "a" e "c" deve-se ligar fontes de tensão;
- Nos pontos "b" ou "b'" deve-se ligar fonte de corrente;
- O indutor " $L_r$ " não pode ser modificado de posição e o capacitor " $C_r$ " deve ter sempre um de seus terminais ligado ao ponto "b".

Com esta metodologia, foram obtidas seis (6) topologias originais de conversores CC-CC em meia ponte, que estão representadas na figura 2.3. Deve-se observar que se as chaves comutassem idealmente, não haveria a necessidade de capacitor e indutor ressonante e com isto todas as estruturas apresentadas na figura 2.3 resultariam no conversor representado na figura 2.1, se fosse feito um curto-circuito no indutor " $L_r$ " e um circuito aberto no capacitor " $C_r$ ".

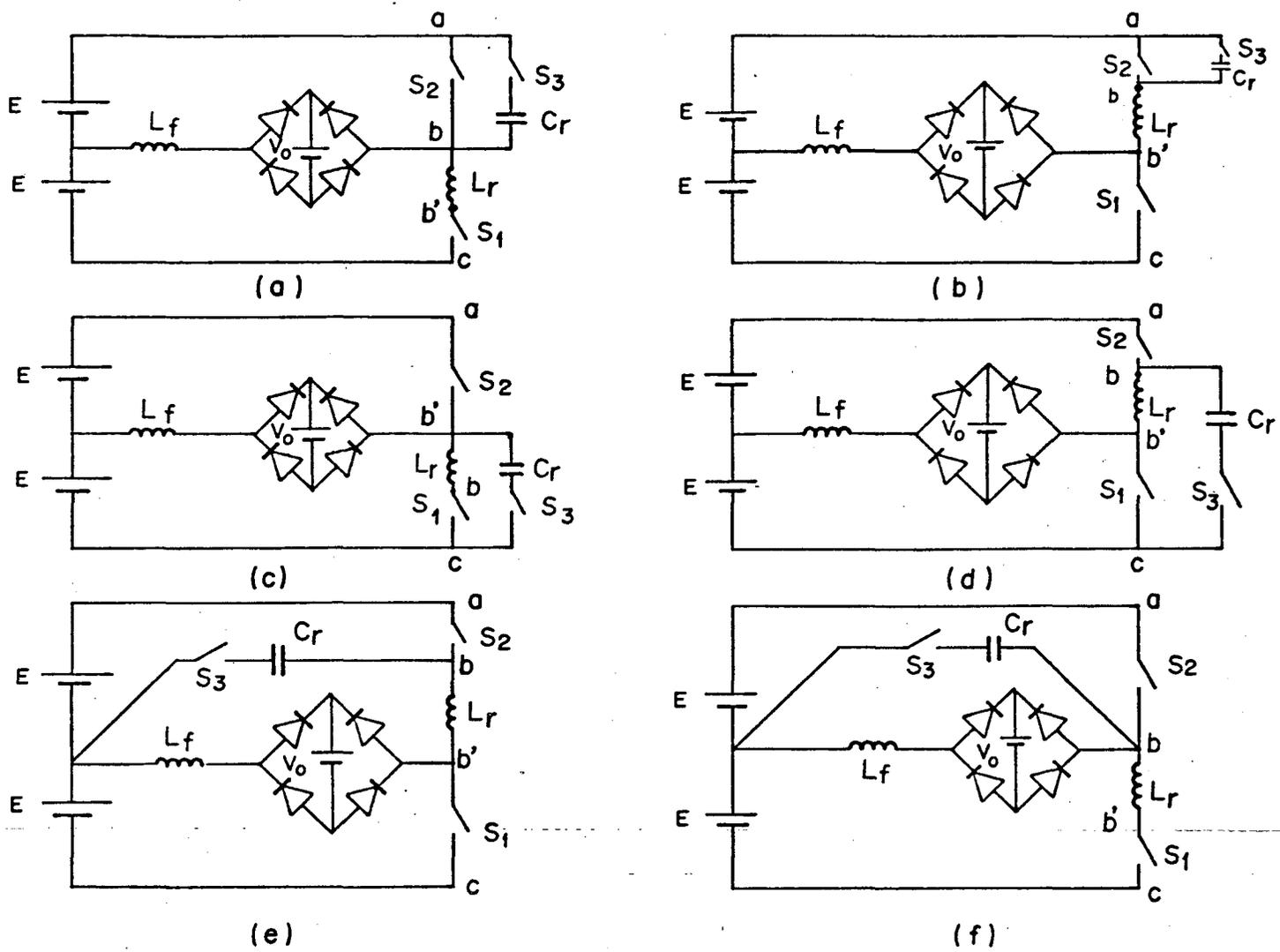


FIGURA 2.3- Conversores meia ponte genéricos.

## 2.3- MÉTODOS DE CONCEPÇÃO DAS TOPOLOGIAS GENÉRICAS EM PONTE COMPLETA

Após concebidas as topologias em meia ponte, fez-se necessário um método para a obtenção destas estruturas em ponte completa.

Estudos realizados levaram a dois métodos para concepção das estruturas em ponte completa , os quais são apresentados a seguir.

### 2.3.1- 1º MÉTODO

Este método é obtido a partir de dois conversores em meia ponte, conectados de maneira conveniente, e consiste nos seguintes passos:

1º PASSO: Nos conversores em meia ponte, as fontes de alimentação são substituídas por capacitores de alimentação "C1" e "C2";

2º PASSO: Aos capacitores "C1" e "C2", é conectado outro conversor em meia ponte idêntico ao primeiro, mas invertido;

3º PASSO: É conectado externamente ao conjunto, uma fonte de tensão com a polaridade adequada;

4º PASSO: Os capacitores de alimentação introduzidos na estrutura, são retirados;

5º PASSO: As duas cargas em série resultantes, são substituídas por uma única carga.

Para ilustração, este método foi utilizado na obtenção da estrutura em ponte completa, a partir da estrutura em meia ponte, mostrada na figura 2.4. Na figura 2.5.a está representado o procedimento adotado, e na figura 2.5.b, a estrutura em ponte completa resultante.

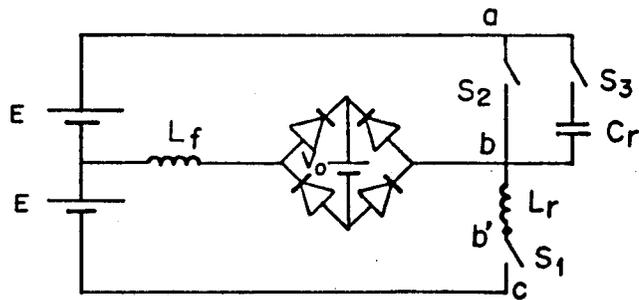
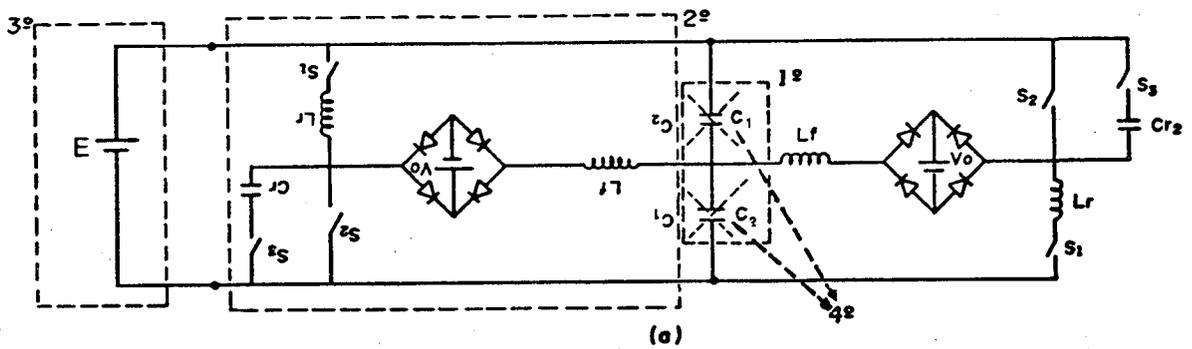
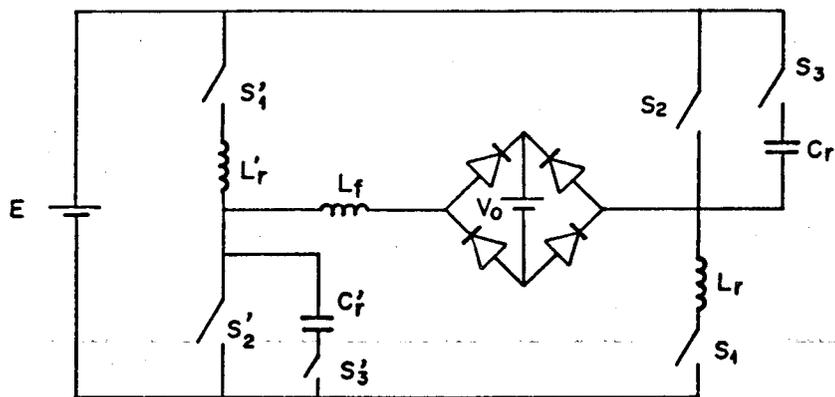


FIGURA 2.4- Estrutura "1" em meia ponte.



(a)



(b)

FIGURA 2.5.: (a)-Procedimento para obtenção da estrutura em ponte completa.

(b)-Estrutura em ponte completa resultante.

### 2.3.2- 2<sup>o</sup> MÉTODO

Este segundo método é baseado na conexão de uma "RCC" adicional, no conversor meia ponte, de maneira adequada. Este método consiste nos seguintes passos:

1<sup>o</sup> PASSO: Define-se todos os nós da "RCC", no conversor em meia ponte;

2<sup>o</sup> PASSO: Elimina-se as fontes de alimentação no conversor em meia ponte;

3<sup>o</sup> PASSO: Conecta-se do outro lado da carga, outra "RCC", iniciando-se pelo último ponto definido para a primeira "RCC";

4<sup>o</sup> PASSO: Conecta-se uma fonte de tensão externa na estrutura resultante.

Com a finalidade de exemplificar este método, o mesmo foi utilizado também na obtenção da estrutura em ponte completa, para o conversor em meia ponte representado na figura 2.4. O uso desta mesma estrutura permite a comparação entre os métodos apresentados.

Na figura 2.6, está representado o procedimento adotado, para a obtenção da estrutura em ponte pelo segundo método.

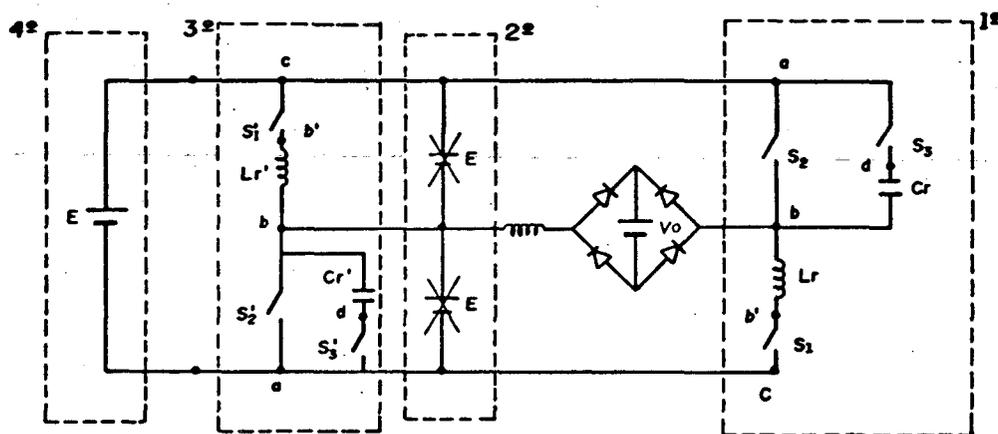


FIGURA 2.6- Procedimento para obtenção da estrutura em ponte completa resultante pelo 2<sup>o</sup> método.

Observa-se que as estruturas obtidas nas figuras 2.5.b e 2.6 são idênticas.

Uma vez comprovada a validade dos dois métodos sugeridos, optou-se pela utilização do segundo método na obtenção das demais.

A seguir, na figura 2.7 são apresentadas as estruturas em ponte completa correspondentes as estruturas em meia ponte mostradas na figura 2.3.

As estruturas apresentadas nas figuras 2.3 e 2.7 são consideradas estruturas base, uma vez que as chaves utilizadas são chaves genéricas. A partir destas estruturas podem ser obtidas outras estruturas dependendo do tipo de chave a ser utilizada.

Modificando-se a "RCC", com a exclusão do indutor ressonante, consegue-se obter outras estruturas mantendo-se a comutação não dissipativa, embora o princípio de obtenção da comutação seja outro.

A seguir são analisadas as variações possíveis das chaves a serem utilizadas.

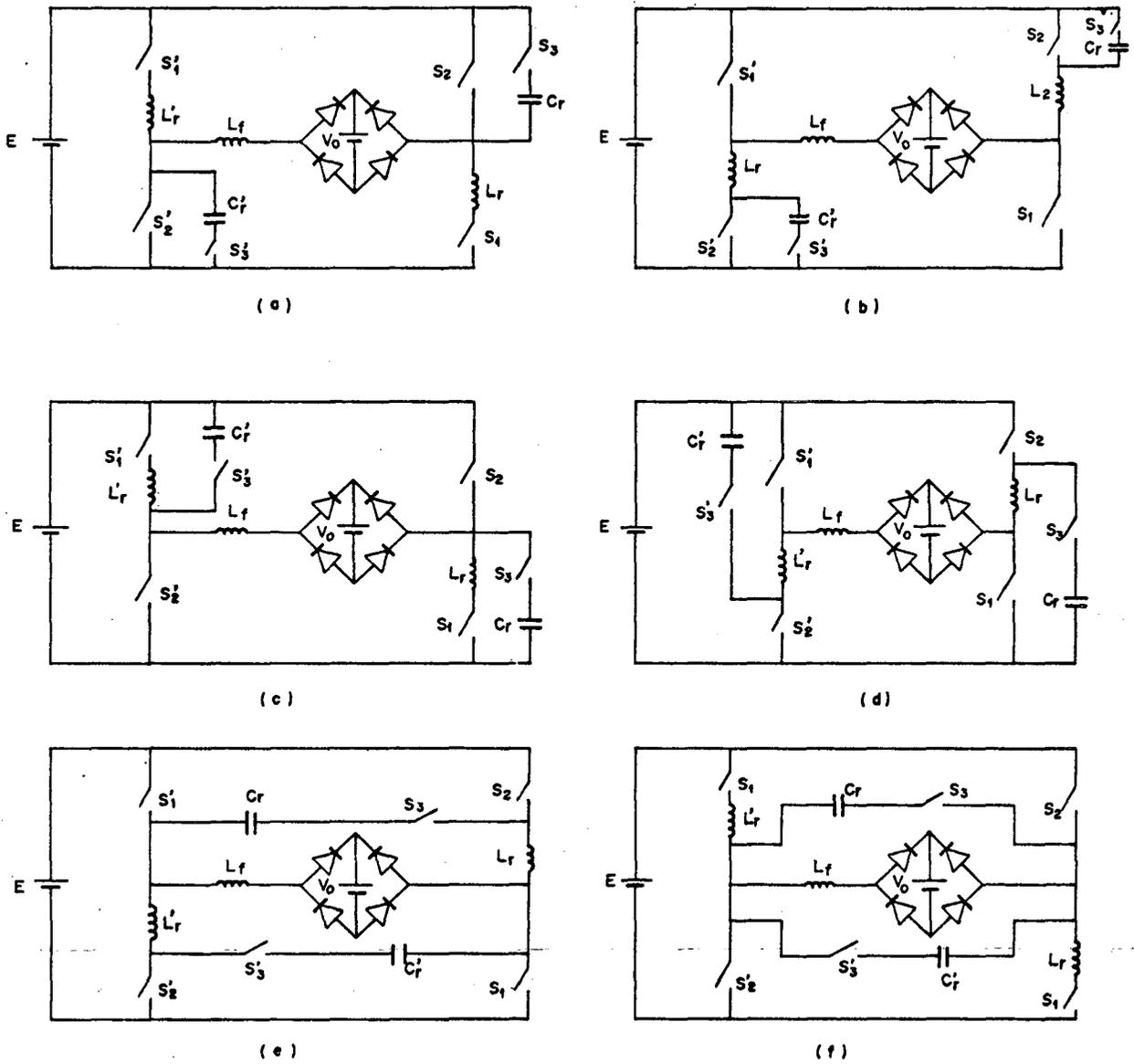


FIGURA 2.7-Estruturas em ponte completa obtidas através das estruturas em meia ponte genéricas.

## 2.4- CONCEPÇÃO DAS CHAVES A SEREM UTILIZADAS

As duas chaves principais "S1" e "S2" devem ser bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão, da mesma forma que nos conversores CC-CC em ponte convencionais. As características estáticas e dinâmicas destas chaves estão representadas na figura 2.8.a. A definição do componente a ser utilizado, depende da potência e da frequência de operação do conversor. Neste trabalho, adotou-se o "MOSFET", mostrado na figura 2.8.b. Este componente apresenta um bom desempenho quando operado em frequências elevadas e até médias potências. Uma das suas vantagens é a presença de um diodo intrínseco em anti-paralelo com o mesmo.

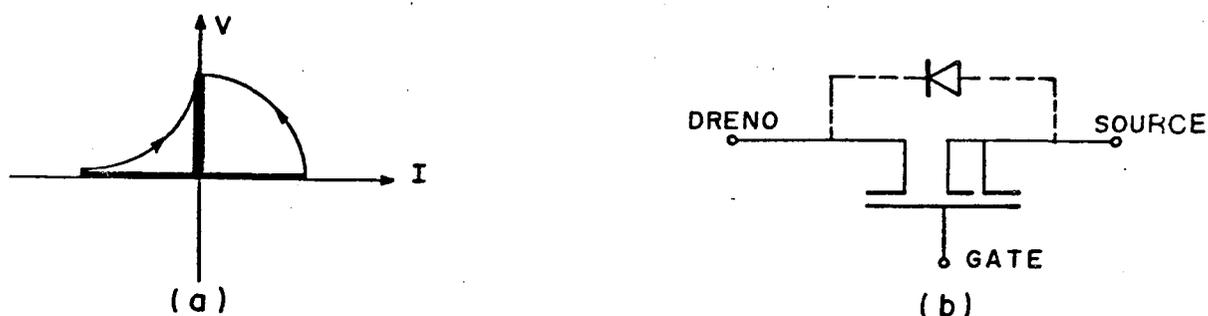


FIGURA 2.8: (a)- Características das chaves principais;  
(b)- Chaves principais - MOSFET'S.

No caso da chave auxiliar "S3", a sua definição depende do tipo de funcionamento que se deseja para o conversor. Existem "3" possibilidades de funcionamento, que são:

1º CASO: PWM com condução descontínua entre as chaves principais e os diodos anti-paralelos ou "PWM SIMÉTRICO";

2º CASO: PWM com condução contínua entre a chave principal "S1" e o diodo anti-paralelo com a chave "S2" ou "PWM ASSIMÉTRICO";

3º CASO: Modulado em frequência ("FM") ou frequência variável;

Para o primeiro caso, a chave auxiliar "S3" deve ser bidirecional em tensão e corrente; para o segundo caso, a chave auxiliar "S3" deve ser bidirecional em corrente e unidirecional em tensão; e finalmente no terceiro caso, a chave auxiliar "S3" deixa de existir, tornando-se um curto-circuito.

Na tabela mostrada na figura 2.9 estão representadas as características estáticas e dinâmicas da chave auxiliar "S3" para cada caso, bem como a sugestão para implementação da mesma.

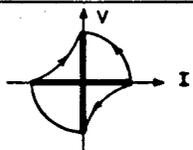
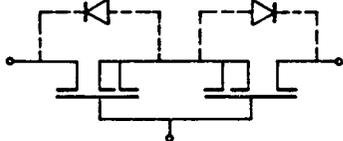
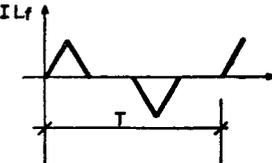
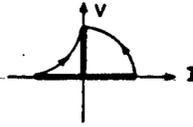
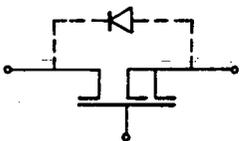
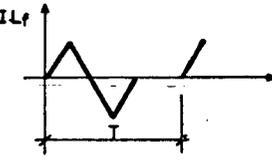
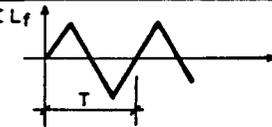
	CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS E DINÂMICAS	CHAVE SUGERIDA	FORMA DE ONDA DA CORRENTE $I_{L_f}$
1º CASO	 4 QUADRANTES		
2º CASO	 2 QUADRANTES		
3º CASO	*	 CURTO - CIRCUITO	

FIGURA 2.9 - Chaves auxiliares sugeridas e suas características.

## 2.5- CLASSIFICAÇÃO DAS FAMÍLIAS DE CONVERSORES GERADOS

A partir das estruturas básicas obtidas (tanto em meia ponte como em ponte completa), com as variações da chave auxiliar e também com a eliminação ou não do indutor ressonante é possível a obtenção de diversas topologias. Estas, são reunidas em GRUPOS segundo as características topológicas, e em FAMÍLIAS segundo as características de funcionamento. Deve-se salientar que em função da eliminação do indutor ressonante "Lr" para as estruturas do grupo "B" e nas famílias "9" e "11" do grupo "C", existe redundância de estruturas. Por motivos didáticos as estruturas redundantes não são eliminadas. Esta classificação está representada na figura 2.10.

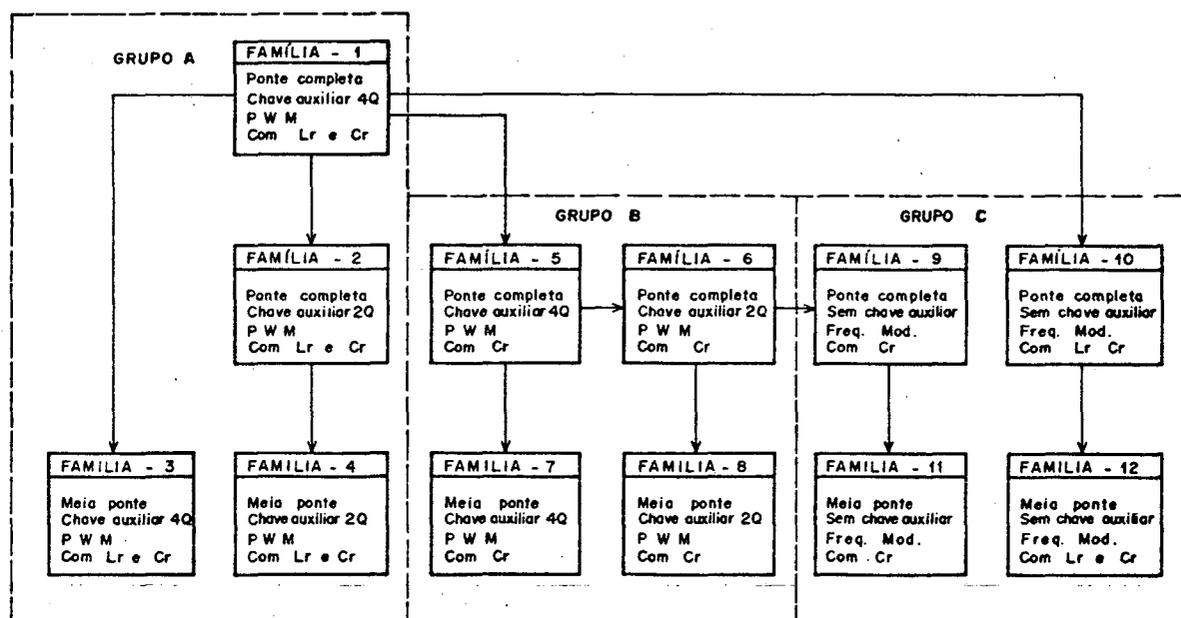


FIGURA 2.10- Classificação dos conversores gerados.

Na figura 2.10, observa-se que a estrutura que origina todas as demais é a ponte completa com indutor e capacitor ressonante, chave auxiliar em 4 quadrantes e modulação por largura de Pulso (PWM).

Nos itens seguintes, é feita uma descrição das características de cada Grupo e Família, bem como as estruturas pertencentes a estes.

#### 2.6- FAMÍLIAS DE CONVERSORES PERTENCENTES AO GRUPO "A"

O Grupo "A" possui um conjunto de 4 Famílias de conversores, os quais tem as seguintes características comuns:

- Possuem capacitor e indutor ressonantes;
- Modulados por largura de pulso;
- A comutação não dissipativa é assegurada para qualquer corrente de carga;
- Apresentam corrente de carga desequilibrada;
- A utilização destas estruturas é mais favorável para tensões de saída até 50% da tensão de entrada;
- Operam com frequência constante;
- Os elementos ressonantes não são usados para estocar ou transferir energia para a carga;
- Frequência de ressonância pode ser escolhida independente da frequência de chaveamento .
- Para cada braço do conversor, uma chave principal comuta sob tensão nula (ZVS: *Zero Voltage Switching*) e a outra chave principal comuta sob corrente nula (ZCS: *Zero Current Switching*).

### 2.6.1 - FAMÍLIA "1"

As estruturas pertencentes a Família "1", possuem as seguintes características:

- São estruturas em ponte completa;
- As chaves auxiliares são bidirecionais em tensão e corrente;
- Apresentam simetria no tempo.

As estruturas pertencentes a esta Família estão representadas na figura 2.11.

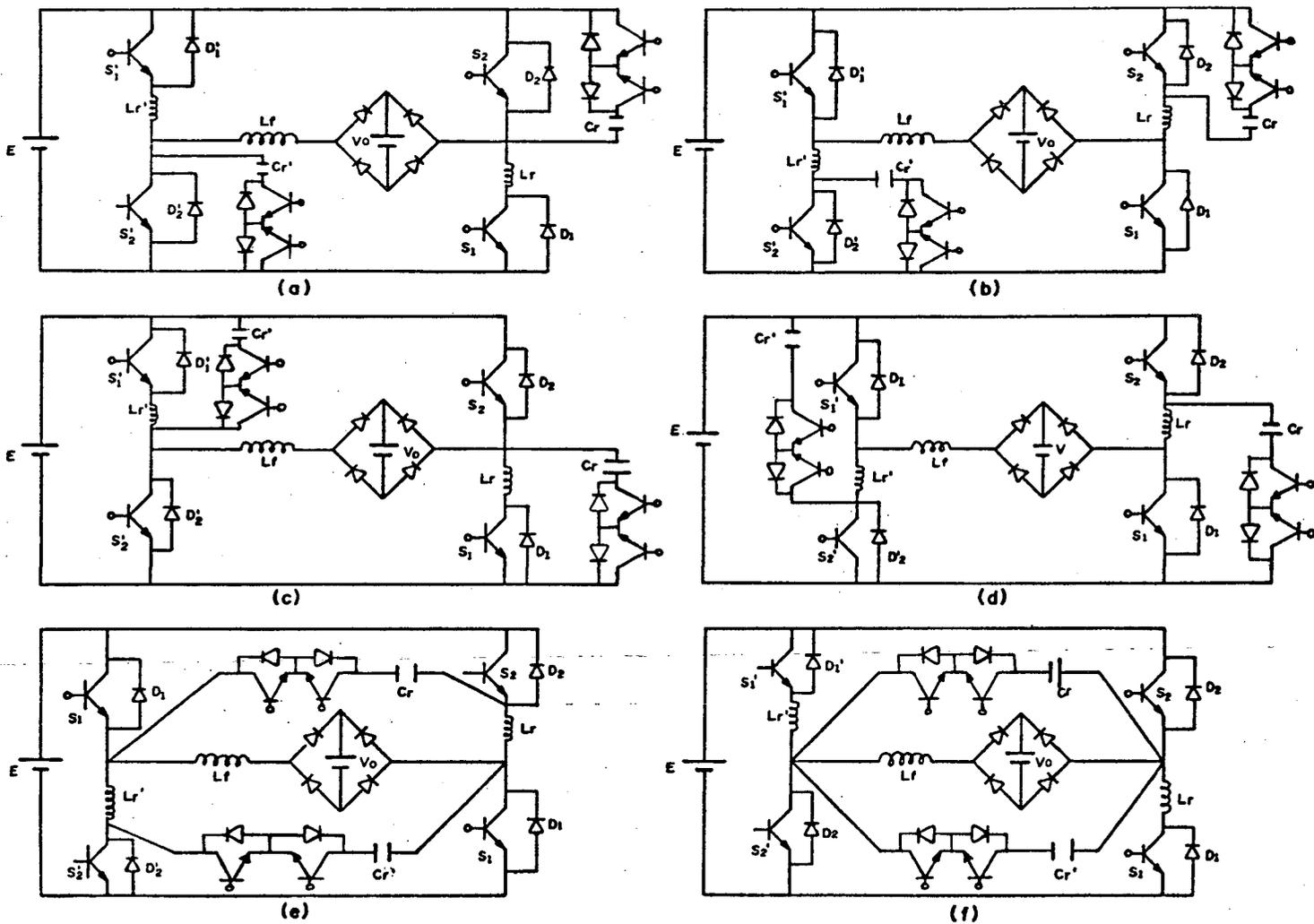


FIGURA 2.11- Estruturas do Grupo A - Família "1".

### 2.6.2- FAMÍLIA "2"

As estruturas pertencentes a Família "2", possuem as seguintes características:

- São estruturas em ponte completa;
- As chaves auxiliares são bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão;
- Apresentam assimetria no tempo;

Na figura 2.12 estão representadas as estruturas que pertencem a esta Família.

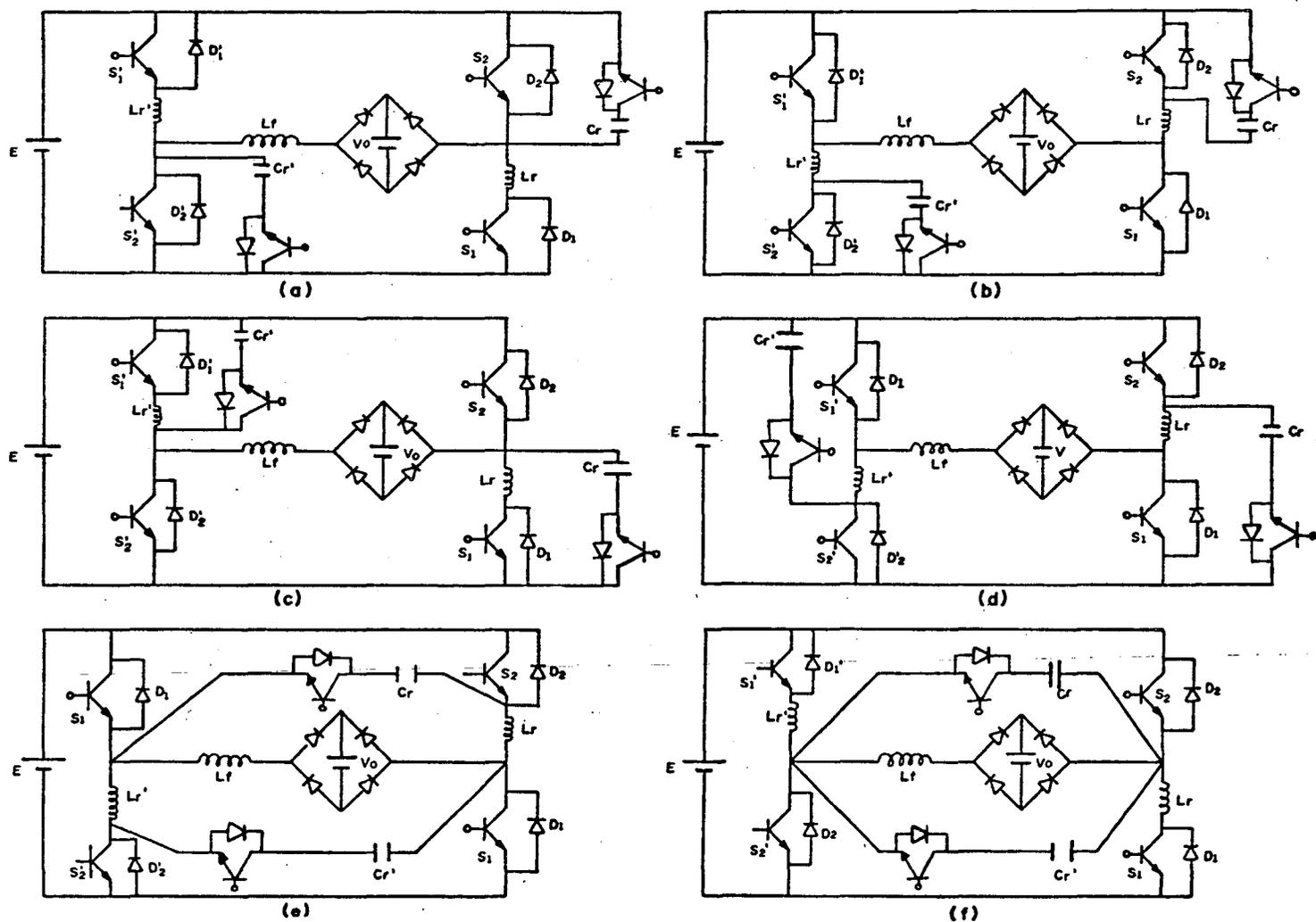


FIGURA 2.12- Estruturas do Grupo A - Família "2".

### 2.6.3 - FAMÍLIA "3"

As estruturas pertencentes a Família "3", possuem as seguintes características:

- São estruturas em meia ponte;
- A chave auxiliar é bidirecional em tensão e corrente;
- Apresentam simetria no tempo;

As estruturas pertencentes a esta Família estão representadas na figura 2.13.

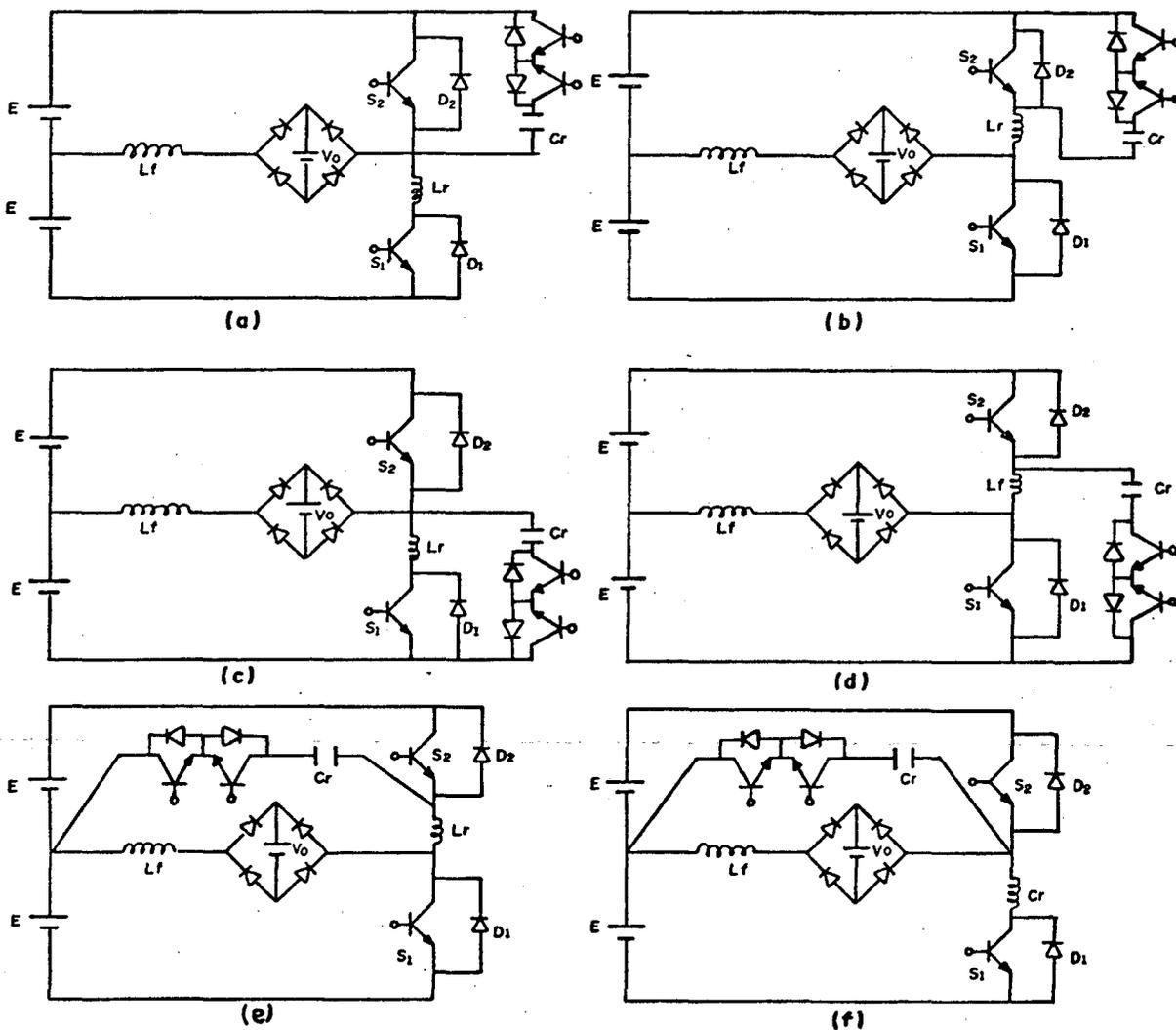


FIGURA 2.13- Estruturas do Grupo "A" - Família "3".

### 2.6.4- FAMÍLIA "4"

As características das estruturas da Família "4" são as seguintes:

- São estruturas em meia ponte;
- A chave auxiliar é bidirecional em corrente e unidirecional em tensão;
- Apresentam assimetria no tempo.

As estruturas pertencentes a esta Família estão representadas na figura 2.14.

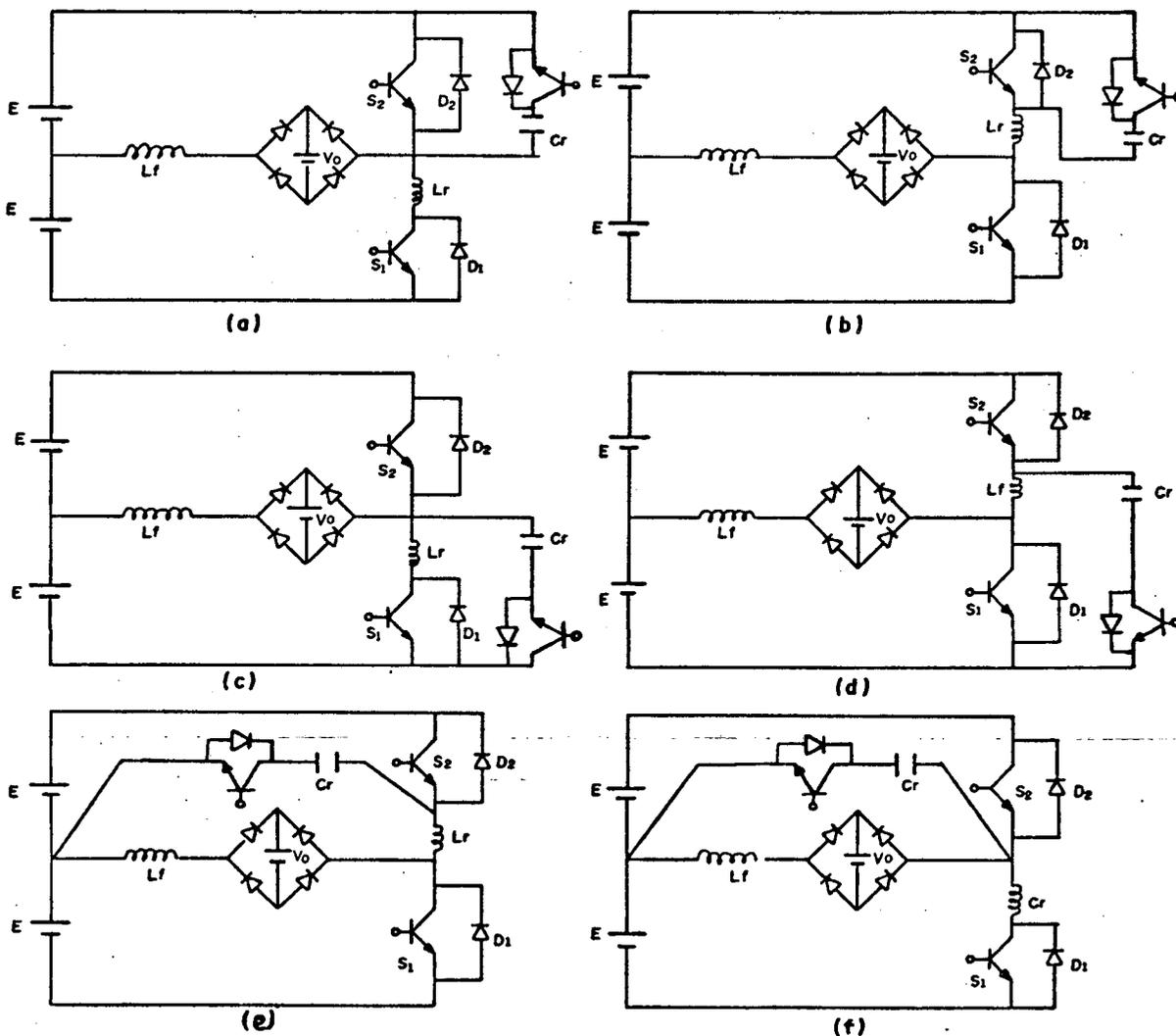


FIGURA 2.14- Estruturas do Grupo "A" - Família "4".

## 2.7-FAMÍLIAS DE CONVERSORES PERTENCENTES AO GRUPO "B"

O grupo "B" reúne um conjunto de "4" Famílias de conversores, os quais tem as seguintes características comuns:

- As chaves principais comutam sob tensão nula(ZVS);
- A comutação não dissipativa para as chaves auxiliares é assegurada se:

$$\boxed{\alpha \geq 2 \cdot \sqrt{q}} \quad \text{Onde: } \alpha = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I}{E} \quad \text{e } q = \frac{V_o}{E}$$

- Apresentam corrente de carga equilibrada;
- Modulados por largura de pulso;
- Apresentam somente capacitor ressonante;
- Operam em frequência constante;
- A utilização destas estruturas é mais favorável para tensões de saída até 50% da tensão de entrada;
- O capacitor ressonante não é usado para estocar ou transferir potência.
- Em função da exclusão do indutor ressonante, apresentam redundâncias de topologias.

### 2.7.1- FAMÍLIA "5"

As estruturas pertencentes a Família "5", possuem as seguintes características:

- São estruturas em ponte completa;
- Apresentam simetria no tempo;
- As chaves auxiliares são bidirecionais em tensão e corrente.

Na figura 2.15 estão representadas as estruturas

pertencentes a Família 5.

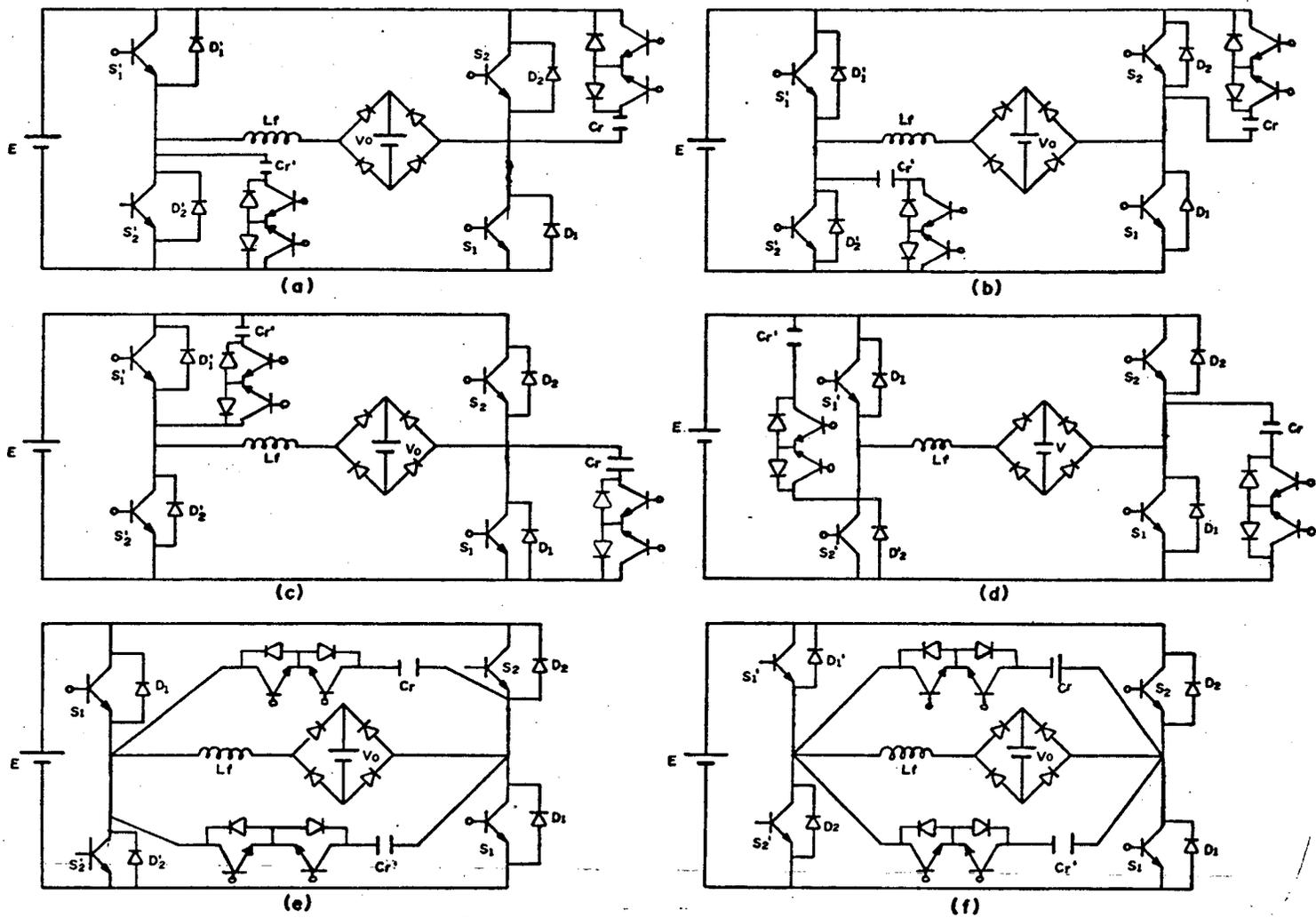


FIGURA 2.15- Estrutura do Grupo "B" - Família "5".

### 2.7.2- FAMÍLIA "6"

As estruturas pertencentes a Família "6", possuem as seguintes características:

- São estruturas em ponte completa;
- As chaves auxiliares são bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão.
- Apresentam assimetria no tempo;

As estruturas pertencentes a Família "6", estão mostradas na figura 2.16.

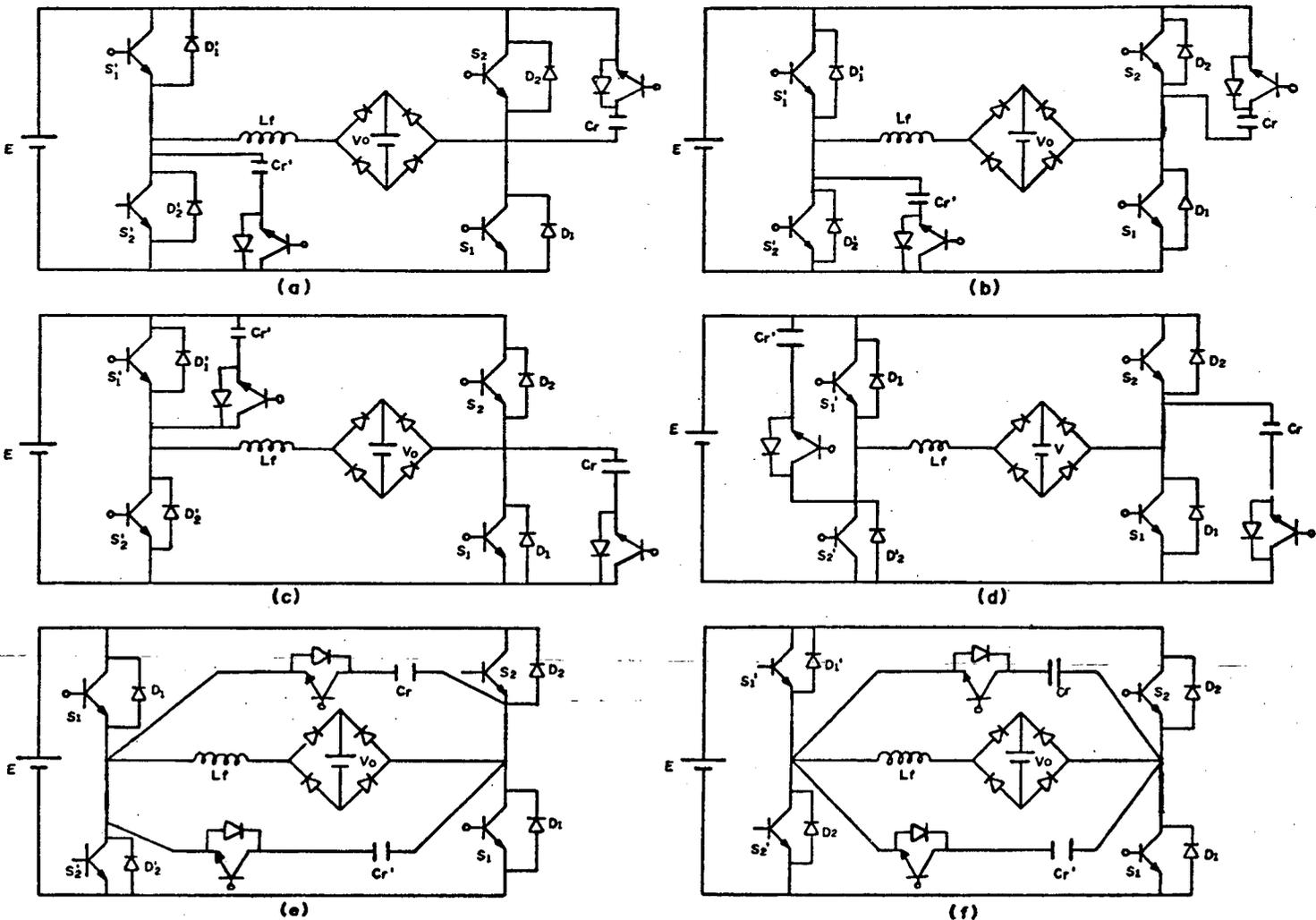


FIGURA 2.16- Estruturas do Grupo "B" - Família "6".

### 2.7.3- FAMÍLIA "7"

As estruturas pertencentes a Família "7", possuem as seguintes características:

- São estruturas em meia ponte;
- Apresentam simetria no tempo;
- A chave auxiliar é bidirecional em tensão e corrente.

Na figura 2.17 estão representadas as estruturas pertencentes a Família "7".

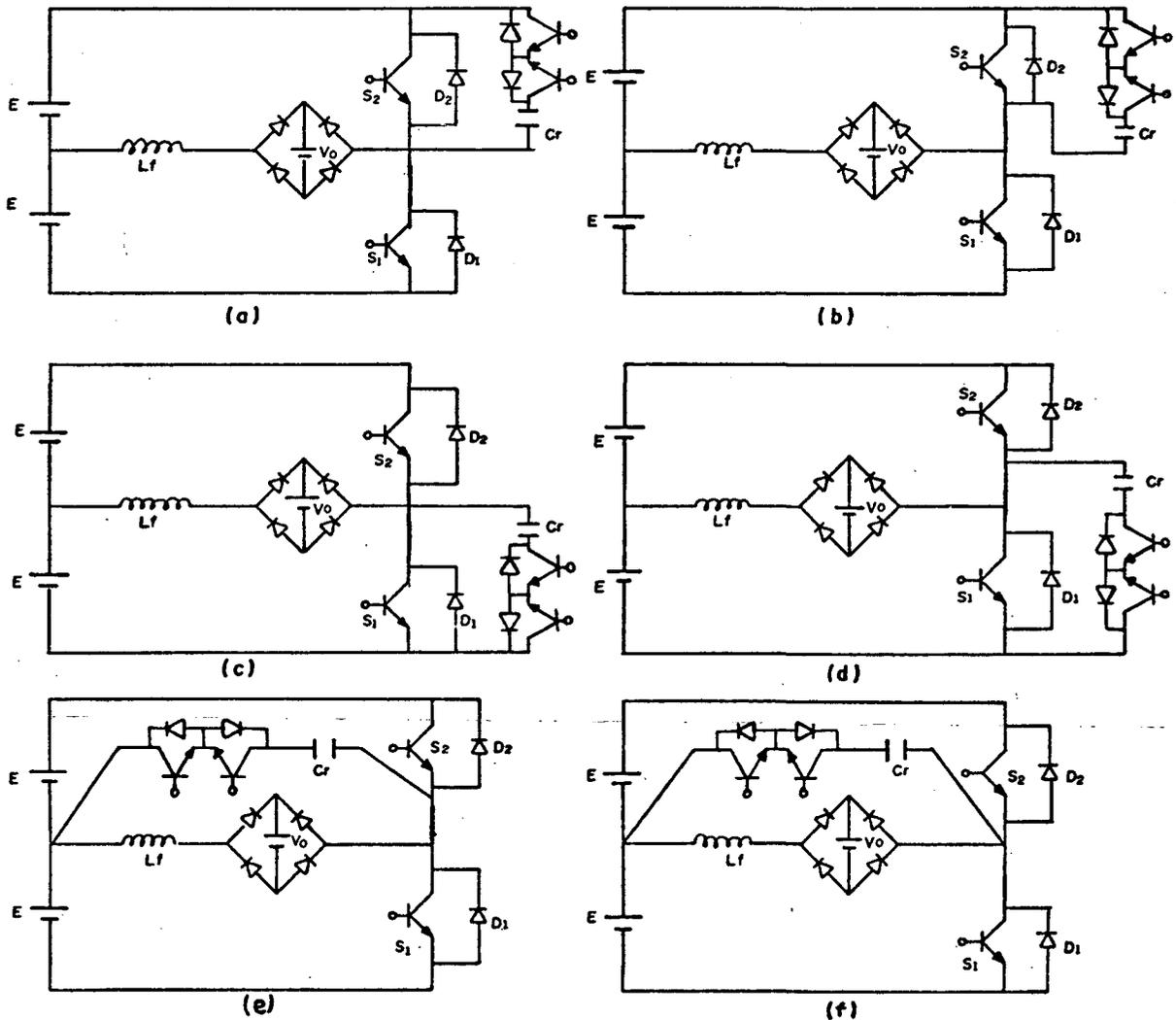


FIGURA 2.17- Estruturas do Grupo "B"- Família "7".

### 2.7.4- FAMÍLIA "8"

As estruturas pertencentes a Família "8", possuem as seguintes características:

- São estruturas em meia ponte;
- Apresentam assimetria no tempo;
- A chave auxiliar é bidirecional em corrente e unidirecional em tensão.

Na figura 2.18 estão representadas as estruturas pertencentes a Família "8".

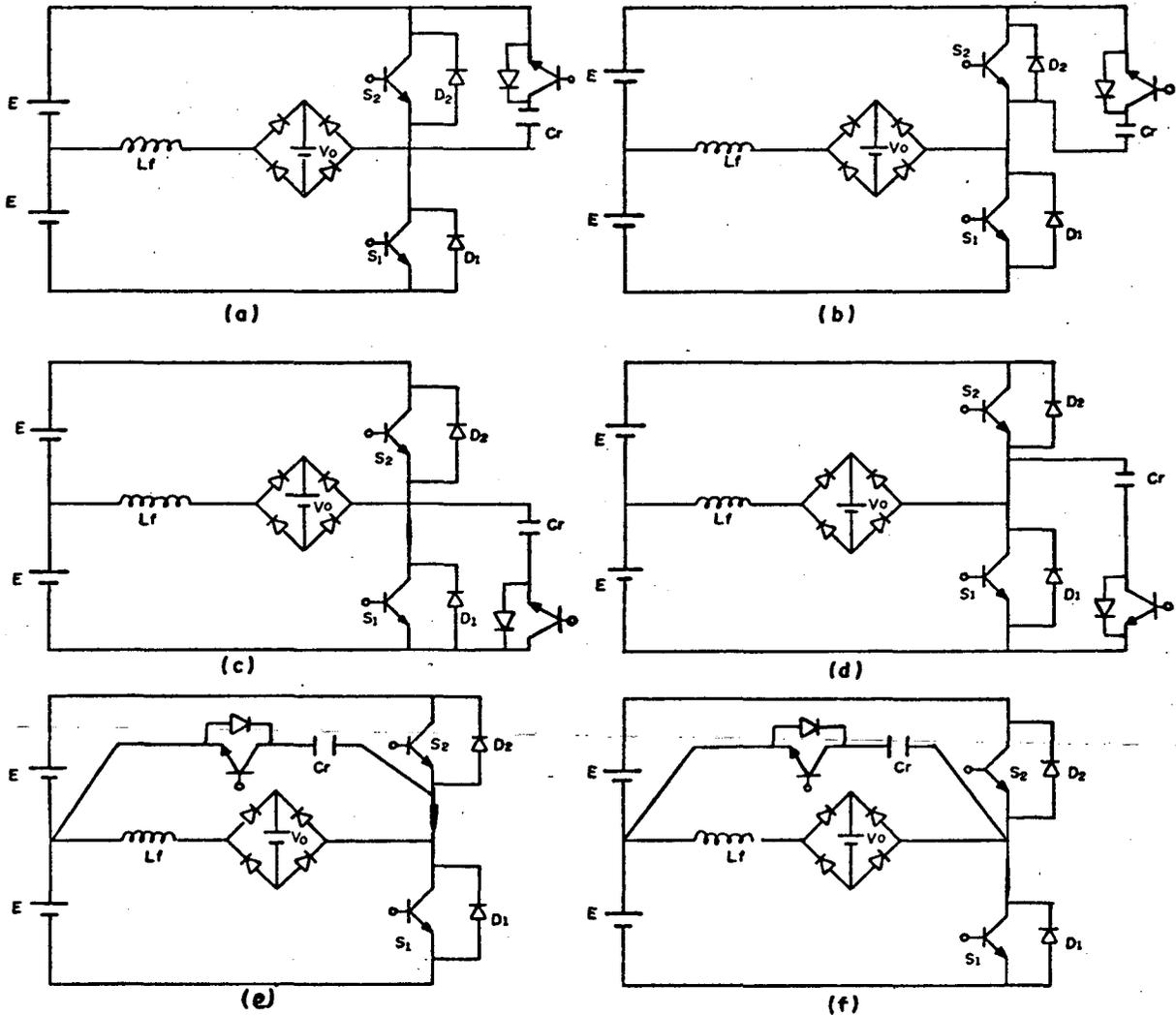


FIGURA 2.18- Estruturas do grupo "B" - Família "8".

## 2.8-FAMÍLIAS DE CONVERSORES PERTENCENTES AO GRUPO "C"

O grupo "C" possui um conjunto de "4" Famílias de conversores, os quais tem as seguintes características comuns:

- Operam com frequência variável;
- Não possuem chaves auxiliares;
- Os elementos ressonantes não são usados para estocar ou transferir potência.

### 2.8.1- FAMÍLIA "9"

As estruturas pertencentes a Família "9", possuem as seguintes características:

- São estruturas em ponte completa;
- Possuem apenas o capacitor ressonante;
- As chaves comutam sob tensão nula, se  $\alpha \geq 2 \cdot \sqrt{q}$
- Apresentam corrente de carga equilibrada;
- Apresentam redundâncias topológicas.

Na figura 2.19, estão representadas as estruturas pertencentes a esta Família.

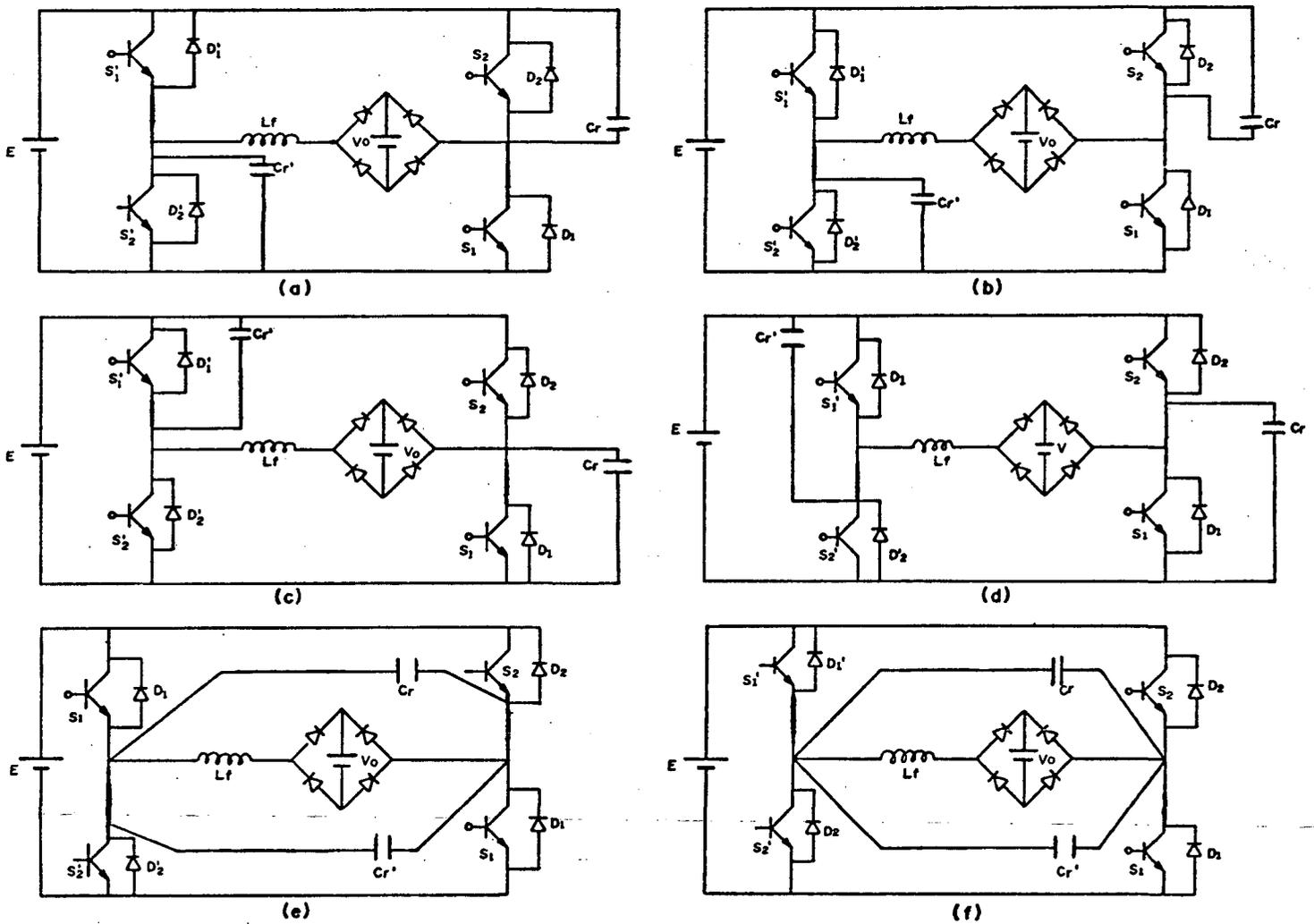


FIGURA 2.19- Estruturas do Grupo "C" - Família "9".

### 2.8.2- FAMÍLIA "10"

As estruturas pertencentes a Família "10" possuem as seguintes características:

- São estruturas em ponte completa;
- Possuem capacitor e indutor ressonante;
- Apresentam corrente de carga desequilibrada;

As estruturas pertencentes a Família "10" estão representadas na figura 2.20.

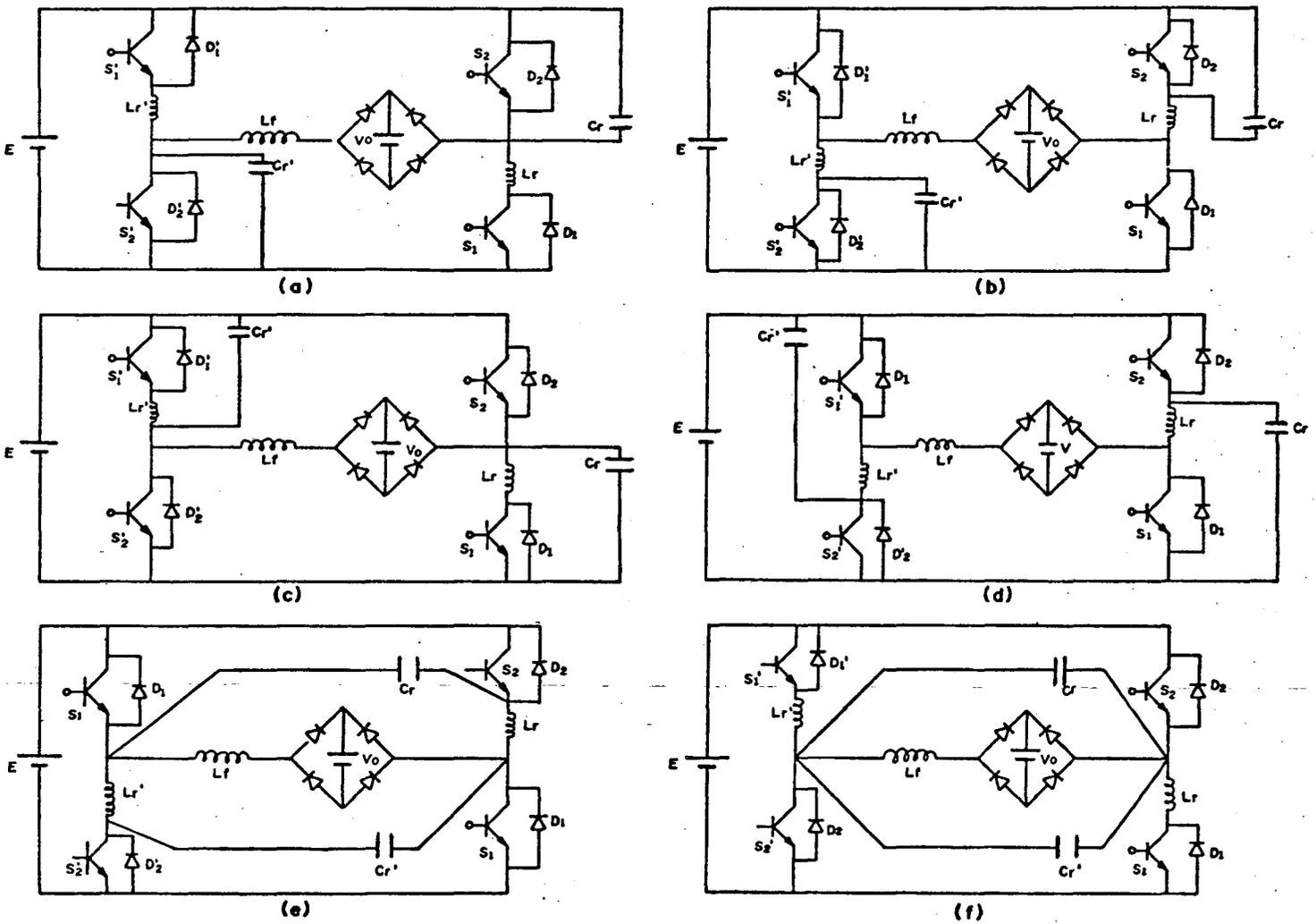


FIGURA 2.20- Estruturas do grupo "C" - Família "10".

### 2.8.3- FAMÍLIA "11"

As estruturas pertencentes a Família "11" possuem as seguintes características:

- São estruturas em meia ponte;
- Possuem apenas o capacitor ressonante;
- As chaves comutam sob tensão nula, se  $\alpha \geq 2\sqrt{q}$
- Apresentam corrente de carga equilibrada;
- Apresentam redundâncias topológicas.

Na figura 2.21 estão representadas as estruturas pertencentes a esta Família.

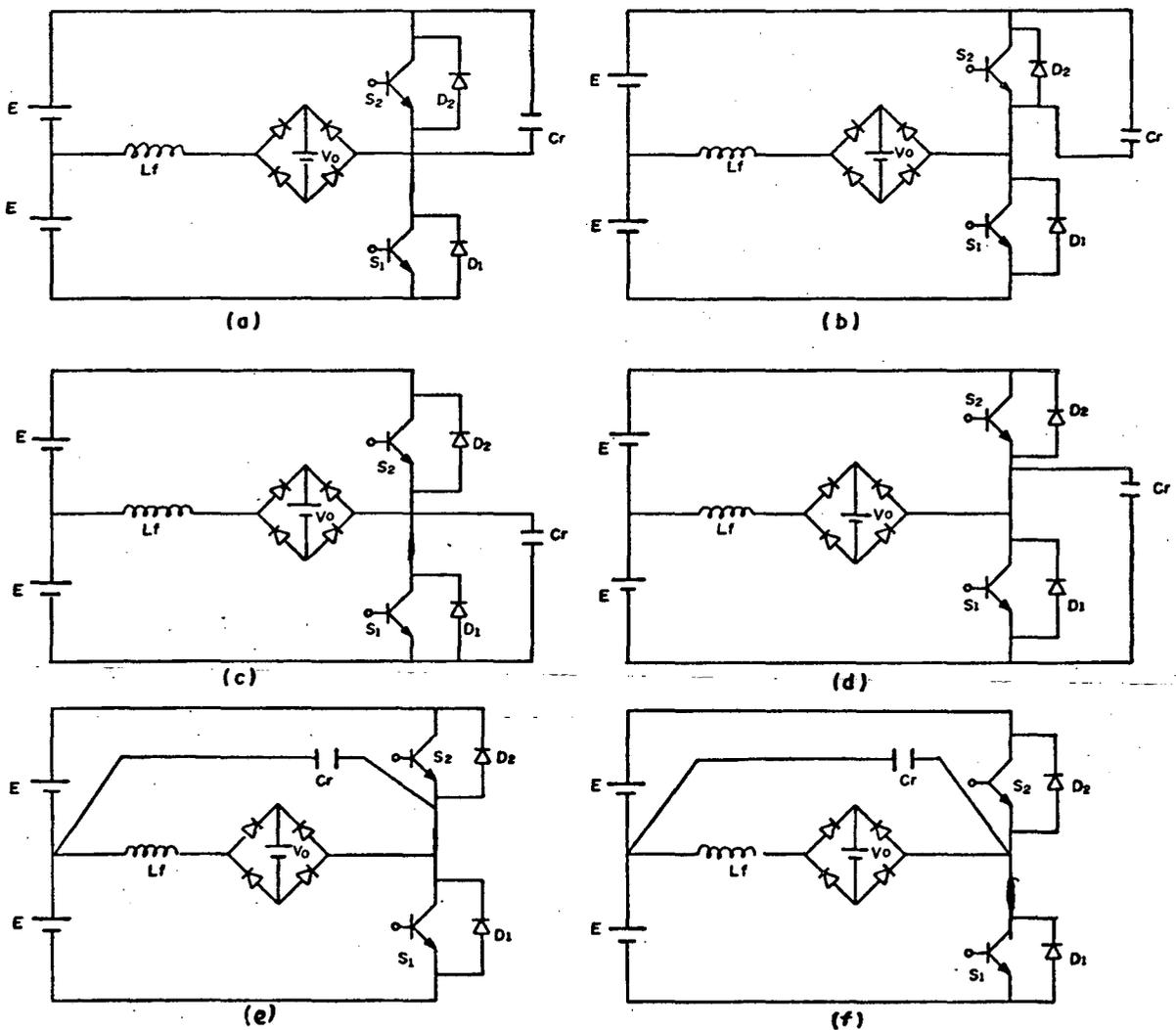


FIGURA 2.21- Estruturas do Grupo "C" - Família "11".

### 2.8.4- FAMÍLIA "12"

As estruturas pertencentes a Família "12" possuem as seguintes características:

- São estruturas em meia ponte;
- Possuem indutor e capacitor ressonantes;
- Apresentam corrente de carga desequilibrada;

As estruturas pertencentes a esta Família estão representadas na figura 2.22.

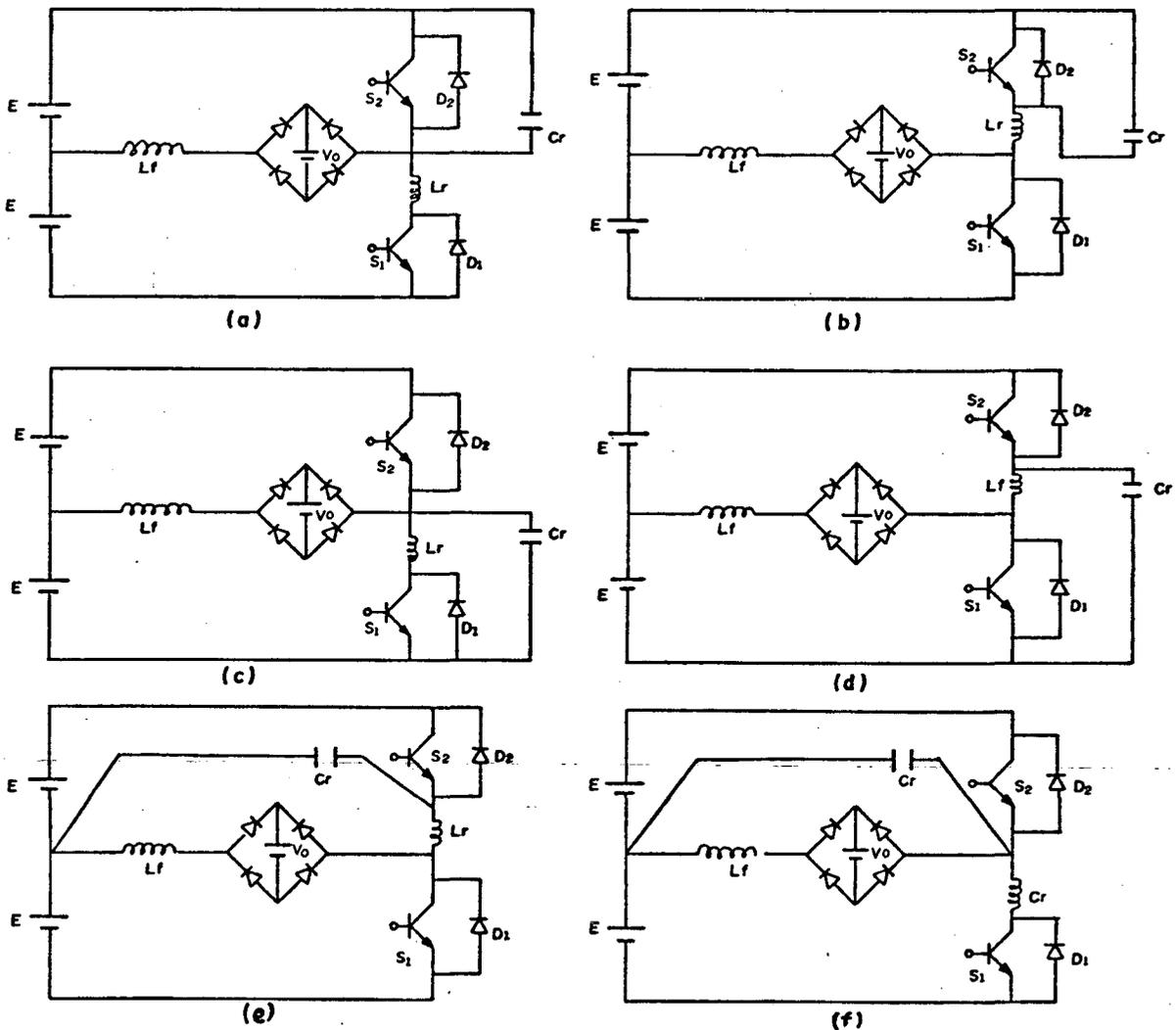


FIGURA 2.22- Estruturas do grupo "C" - Família "12".

## 2.9- CONCLUSÕES

Através da célula de comutação ressonante "PWM" (RCC) apresentada, foi possível a obtenção de várias topologias de conversores em meia ponte. Para a obtenção das topologias em ponte completa foram apresentados dois métodos bastante simples, cujos resultados mostraram ser de grande valia neste estudo.

Em função do tipo de chave auxiliar a ser utilizada e da eliminação ou não do indutor ressonante, geraram-se diversas topologias, as quais foram classificadas em Grupos e Famílias.

Nas Famílias em que há eliminação do indutor ressonante existe redundância de topologias.

Conforme será mostrado nos capítulos posteriores, a potência comutada pela chave auxiliar é mínima, se comparada com as chaves principais.

Nos capítulos "4", "5" e "6" os Grupos são estudados isoladamente.

As estruturas apresentadas são todas não isoladas, as quais originam um número igual de estruturas isoladas, se o isolamento for requerido.

## CAPÍTULO 3

### CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA PARA AS ESTRUTURAS "PWM" E "FM" ISOLADAS E NÃO ISOLADAS

#### 3.1- INTRODUÇÃO

Neste capítulo são realizados estudos que visam a obtenção das características de saída para as estruturas não isoladas e isoladas. As análises matemáticas apresentadas consideram as estruturas idealizadas. Esta consideração, parte do pressuposto de que como os elementos ressonantes ( $L_r$  e  $C_r$  e a chave auxiliar) participam do circuito praticamente só durante as comutações, e para frequências de ressonância elevadas estes tempos são bastantes reduzidos garantindo as comutações não dissipativas, mas não influenciando no comportamento global das estruturas. Feita esta consideração os elementos que auxiliam a comutação não dissipativa podem ser suprimidos, o que torna as análises bastante simplificadas. Estas análises são importantes ferramentas para os projetos das estruturas a serem apresentados nos capítulos seguintes.

Inicialmente, são apresentadas as características de saída para as estruturas não isoladas "PWM" e "FM", com os respectivos ábacos. Após, são apresentadas as características de saída para as estruturas isoladas "PWM" e "FM". Para estas estruturas são realizadas duas análises. A primeira considera apenas a relação de espiras do transformador e a segunda, considera a influência da indutância

magnetizante do transformador na transferência de potência do enrolamento primário para o enrolamento secundário.

Para a segunda análise, em função da corrente magnetizante apresentar valores e formas de onda diferentes para os casos de "PWM" simétrico isolado, "PWM" assimétrico isolado e "FM" isolado, são realizados estudos diferenciados para os mesmos, com os respectivos ábacos.

### 3.2- CARACTERÍSTICA DE SAÍDA PARA AS ESTRUTURAS NÃO ISOLADAS

A estrutura não isolada simplificada utilizada para a obtenção das características de saída "PWM" e "FM" é mostrada na figura 3.1.

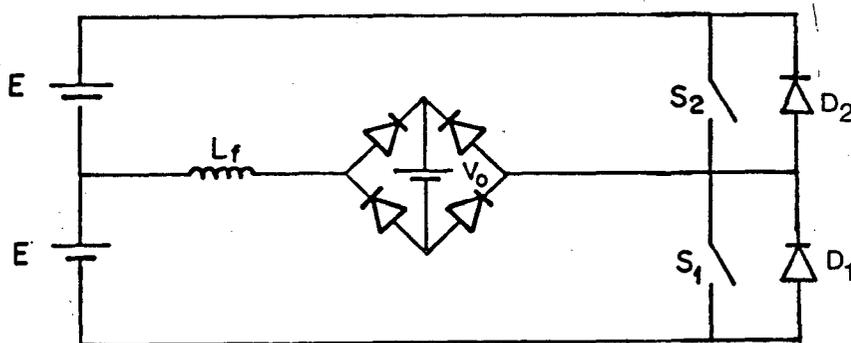


FIGURA 3.1- Estrutura não isolada simplificada.

As formas de onda para esta estrutura são mostradas na figura 3.2. Estas formas de onda são genéricas, uma vez que todas as possibilidades de operação mencionadas no item 2.4 (PWM simétrico, PWM

assimétrico e FM), podem ser obtidas destas com algumas simplificações.

No caso da estrutura operar como "PWM" simétrico, os tempos de controle de defasamento " $\Delta T_x$ " e " $\Delta T_y$ ", mostrados na figura 3.2, são não nulos e de mesma duração, isto é, " $\Delta T_x = \Delta T_y \neq 0$ ". No caso da estrutura operar como "PWM" assimétrico, os tempos de controle de defasamento " $\Delta T_x$ " e " $\Delta T_y$ " são diferentes, onde " $\Delta T_x = 0$ " e " $\Delta T_y \neq 0$ ". Finalmente, se a estrutura operar em frequência variável, os dois tempos de controle de defasamento " $\Delta T_x$ " e " $\Delta T_y$ " são nulos, isto é, " $\Delta T_x = \Delta T_y = 0$ ".

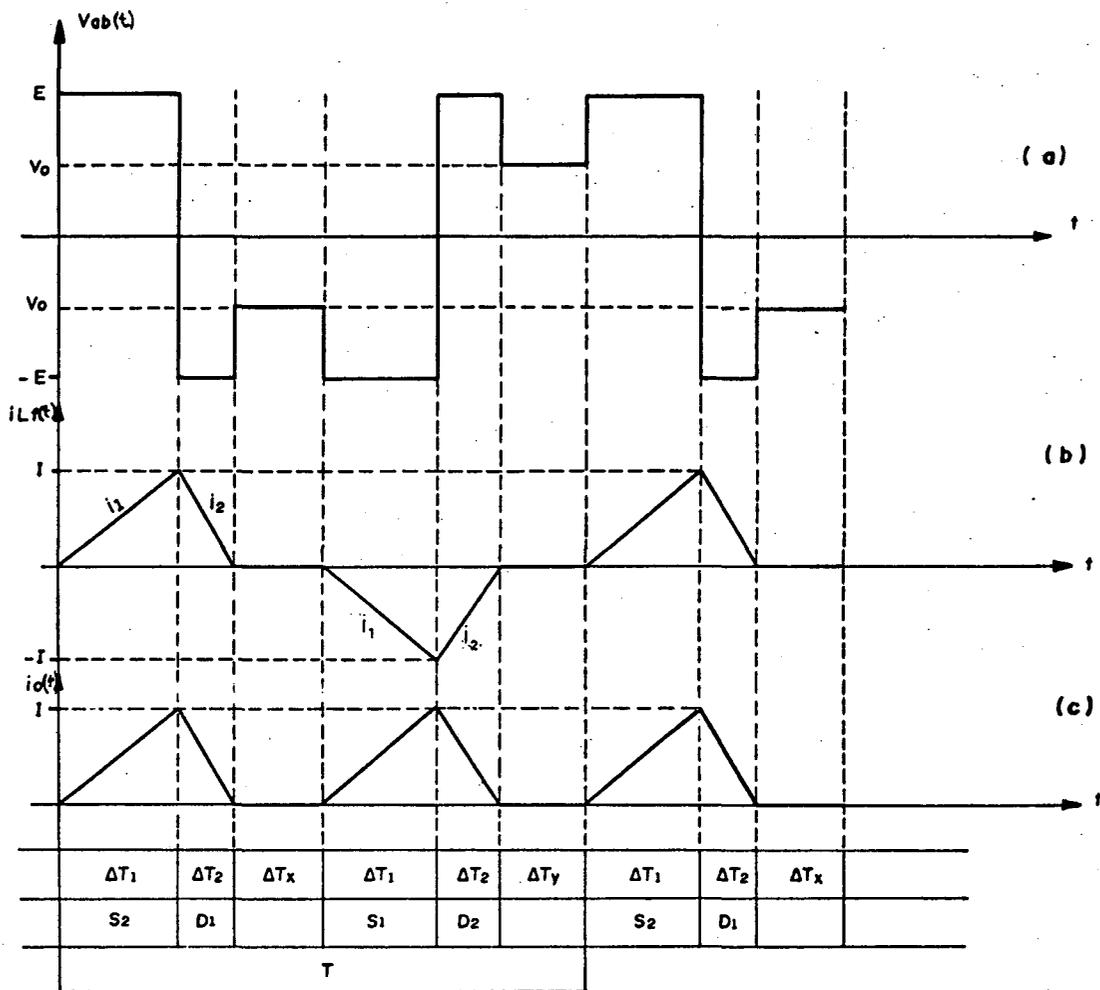


FIGURA 3.2- Formas de onda para a estrutura genérica não isolada idealizada :

(a)- tensão " $V_{ab}(t)$ ";

(b)- corrente " $i_{Lr}(t)$ " no indutor de filtragem;

(c)- corrente " $i_o(t)$ " retificada na carga " $V_o$ ".

OBSERVAÇÃO: " $\Delta T_1$ "- Tempo de condução das chaves comandadas.

" $\Delta T_2$ "- Tempo de condução dos diodos.

" $\Delta T_x, \Delta T_y$ "- Tempos de controle de defasamentos.

"T"- Período de operação.

A seguir é apresentada a análise para as estruturas "PWM" não isoladas, e posteriormente a análise para as estruturas "FM" não isoladas.

### 3.2.1-CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA PARA AS ESTRUTURAS NÃO ISOLADAS "PWM"

O equacionamento a ser apresentado considera o tempo de controle de defasamento como sendo a soma de " $\Delta T_x$ " e " $\Delta T_y$ " e portanto pode ser usado tanto para "PWM" simétrico como para "PWM" assimétrico.

Seja " $\Delta T$ ", o tempo total de defasamento dado pela equação abaixo:

$$\Delta T = \Delta T_x + \Delta T_y \quad (3.1)$$

Sendo " $T$ " o período total de um ciclo de operação da estrutura, tem-se:

$$T = 2\Delta T_1 + 2\Delta T_2 + \Delta T \quad (3.2)$$

A equação que define a corrente " $i_{Lf}(t)$ " durante o intervalo " $\Delta T_1$ ", definida como " $i_1(t)$ ", é dada por:

$$i_1(t) = \frac{(E - V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.3)$$

Quando " $t = \Delta T_1$ ", " $i_1(\Delta T_1) = I$ ". Com isto, tem-se:

$$\Delta T_1 = \frac{I \cdot L_f}{(E - V_o)} \quad \therefore \quad \Delta T_1 = \frac{I \cdot L_f}{E(1 - q)} \quad (3.4)$$

onde:

$$q = \frac{V_o}{E} \quad (3.5)$$

$q$  : Razão entre a tensão de saída " $V_o$ " e tensão de alimentação " $E$ ".

A equação que define a corrente " $i_{Lr}(t)$ ", durante o intervalo " $\Delta T_2$ ", definida como " $i_2(t)$ ", é dada por:

$$i_2(t) = I - \frac{(E + V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.6)$$

Quando " $t = \Delta T_2$ ", " $i_2(\Delta T_2) = 0$ ". Com isto, tem-se:

$$\Delta T_2 = \frac{I \cdot L_f}{(E + V_o)} \quad \therefore \Delta T_2 = \frac{I \cdot L_f}{E(1+q)} \quad (3.7)$$

Substituindo-se as equações (3.4) e (3.7) em (3.2), resulta:

$$T = \Delta T + \frac{4 \cdot L_f \cdot I}{E(1-q^2)} \quad (3.8)$$

Definindo-se "D" como sendo a relação de defasamento, tem-se:

$$D = \frac{\Delta T}{T} \quad (3.9)$$

Substituindo a equação (3.9) em (3.8) e isolando-se a corrente "I", resulta:

$$I = \frac{(1-D) \cdot (1-q^2) \cdot E}{4 \cdot L_f \cdot F} \quad (3.10)$$

Seja " $i_o(t)$ " a corrente " $i_{Lr}(t)$ ", após a ponte retificadora de diodos, que circula pela carga " $V_o$ ". Com isto, a corrente média " $I_o$ " é dada por:

$$I_o = \frac{2}{T} \cdot \left( \int_0^{\Delta T_1} i_1(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta T_2} i_2(t) \cdot dt \right) \quad (3.11)$$

Substituindo-se as expressões (3.3) e (3.6) em (3.11) e resolvendo as integrais, tem-se:

$$I_o = \frac{2 \cdot L_f \cdot I^2}{T \cdot E \cdot (1-q^2)} \quad (3.12)$$

Das equações (3.10) e (3.12), resulta:

$$I_o = \frac{(1-D) \cdot I}{2} \quad (3.13)$$

Das equações (3.10) e (3.13), resulta na expressão que define o indutor de filtragem "Lr", mostrada na expressão (3.14).

$$L_r = \frac{(1-D)^2 \cdot E \cdot (1-q^2)}{8 \cdot F \cdot I_o} \quad (3.14)$$

Da equação (3.14), tem-se a expressão que define a razão "q", mostrada a seguir:

$$q = \sqrt{1 - \frac{8 \cdot L_r \cdot F \cdot I_o}{E \cdot (1-D)^2}} \quad (3.15)$$

Seja "Po" a potência média de saída. Portanto tem-se que:

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (3.16)$$

Substituindo a expressão (3.14) em (3.16) e considerando a parametrização mostrada em (3.17) resulta:

$$\bar{P}_o = \frac{F \cdot L_r \cdot P_o}{E^2} \quad (3.17)$$

$$\bar{P}_o = \frac{(1-D)^2 \cdot (1-q^2) \cdot q}{8} \quad (3.18)$$

Todas as expressões definidas são em função da relação de defasamento "D". Como na prática a variável de controle é a razão cíclica, isto é, o tempo de condução das chaves comandadas ( $\Delta T_1$ ), deve-se obter uma expressão que relacione " $\Delta T$ " e " $\Delta T_1$ ".

Das expressões (3.4) e (3.7), tem-se:

$$\Delta T_2 = \Delta T_1 \cdot \frac{(1-q)}{(1+q)} \quad (3.19)$$

Das expressões (3.2) e (3.19), resulta:

$$T = 2 \cdot \Delta T_1 + 2 \cdot \Delta T_1 \cdot \left( \frac{(1-q)}{(1+q)} \right) + \Delta T \quad (3.20)$$

Seja "D<sub>1</sub>" a razão cíclica definida por:

$$D_1 = \frac{\Delta T_1}{T} \quad (3.21)$$

Das expressões (3.9), (3.20) e (3.21), resulta:

$$D_1 = \frac{(1-D) \cdot (1+q)}{4} \quad \therefore \quad \boxed{(1-D) = \frac{4 \cdot D_1}{(1+q)}} \quad (3.22)$$

Pela expressão (3.2), sabe-se que a máxima razão cíclica ocorre para "D = 0", isto é, para "ΔT" nulo. Portanto tem-se:

$$\boxed{D_1 \text{ MAX.} = \frac{1+q}{4}} \quad (3.23)$$

Seja a seguinte parametrização:

$$\overline{I} = \frac{F \cdot L_f \cdot I}{E} \quad (3.24)$$

Das expressões (3.10), (3.22) e (3.24), resulta:

$$\overline{I} = (1-q) \cdot D_1 \quad (3.25)$$

Das expressões (3.23) e (3.25), tem-se:

$$\boxed{\overline{I} \text{ MAX} = \frac{1-q^2}{4}} \quad (3.26)$$

Substituindo a expressão (3.22) em (3.13), resulta:

$$I_0 = \frac{2 \cdot I \cdot D_1}{(1+q)} \quad (3.27)$$

Pelas expressões (3.15) e (3.22), tem-se:

$$q = \sqrt{1 - \frac{F.L_f.I_o.(1+q)^2}{2.E.D_1^2}} \quad (3.28)$$

Seja a seguinte parametrização:

$$\bar{I}_o = \frac{F.L_f.I_o}{E} \quad (3.29)$$

Substituindo a expressão (3.29) em (3.28) e manipulando-a convenientemente, resulta:

$$q = \frac{2.D_1^2 - \bar{I}_o}{2.D_1^2 + \bar{I}_o} \quad (3.30)$$

Das expressões (3.14) e (3.22), tem-se:

$$L_f = \frac{2.D_1^2.E.(1-q)}{F.I_o.(1+q)} \quad (3.31)$$

Das expressões (3.16) e (3.30), resulta:

$$\bar{P}_o = \frac{(2.D_1^2 - \bar{I}_o)}{(2.D_1^2 + \bar{I}_o)} . \bar{I}_o \quad (3.32)$$

Das expressões (3.25) e (3.30), tem-se:

$$\bar{I} = \frac{2.D_1.\bar{I}_o}{2.D_1^2 + \bar{I}_o} \quad (3.33)$$

As equações obtidas, retratam o desempenho das estruturas "PWM" não isoladas. Cabe ressaltar que esta análise é válida também para as mesmas estruturas em ponte completa, se for considerado que a fonte de alimentação possui o mesmo valor, isto é, "E". Abaixo, nas figuras 3.3, 3.4 e 3.5 estão representados os ábacos para as equações (3.30), (3.32) e (3.33).

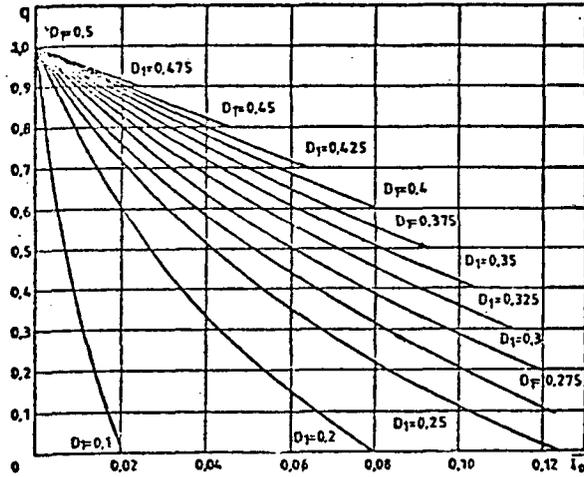


FIGURA 3.3- Ábaco representativo da característica de saída do conversor.

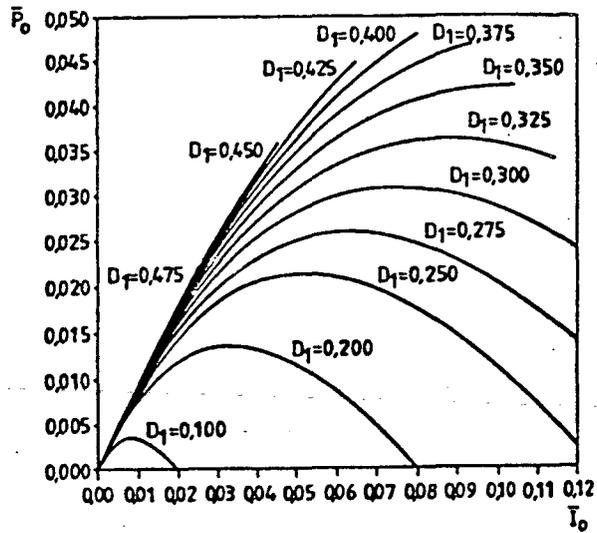


FIGURA 3.4- Ábaco representativo da potência média de saída parametrizada.

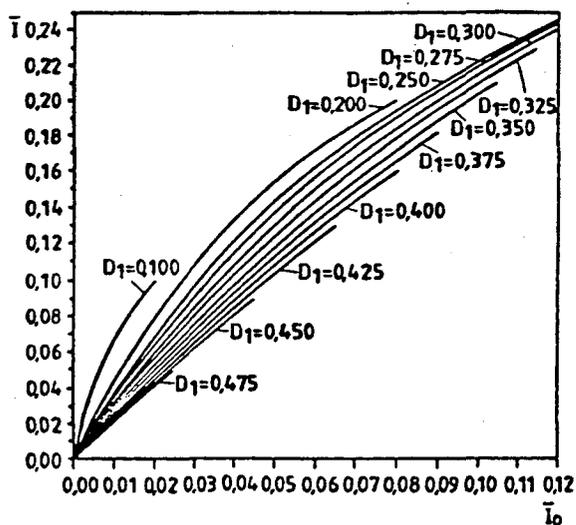


FIGURA 3.5- Ábaco representativo da corrente máxima de pico parametrizada que circula pela estrutura.

Pelo ábaco da figura 3.3, observa-se que a medida que se aumenta o valor de "q", a faixa para controle de potência diminui. Este problema torna-se mais acentuado para valores de "q" maiores que "0,5". Pelo ábaco da figura 3.5, tem-se condições de se obter as correntes de pico que circulam pela estrutura. Se é desejado manter a saída de uma determinada estrutura regulada para uma relação de tensão "q" de "0,5", pelo ábaco da figura 3.3 tem-se que a máxima corrente média de saída parametrizada é em torno de "0,09" para " $D_{1max}$ " de "0,375". Pelo ábaco da figura 3.5, Com os valores de " $\bar{I}_0 = 0,09$ " e " $D_{1max} = 0,375$ ", a máxima corrente de pico parametrizada que circula pela estrutura será em torno de "0,18".

### 3.2.2- CARACTERÍSTICA DE SAÍDA PARA AS ESTRUTURAS NÃO ISOLADAS "FM"

No caso das estruturas operando em frequência variável (FM), os tempos " $\Delta T_x$ " e " $\Delta T_y$ " mostrados na figura 3.2 são nulos.

Sendo "T" o período total de um ciclo de operação da estrutura, tem-se:

$$T = 2.\Delta T_1 + 2.\Delta T_2 \quad (3.34)$$

As equações, que definem os intervalos de tempo " $\Delta T_1$ " e " $\Delta T_2$ ", estão representadas em (3.4) e (3.7). Substituindo-as em (3.34), resulta:

$$T = \frac{4.L_f.I}{E.(1-q^2)} \quad (3.35)$$

Definindo "FR" como sendo a frequência de ressonância entre a indutância de filtragem " $L_f$ " e o capacitor de comutação " $C_r$ ", tem-se:

$$FR = \frac{1}{2.\Pi.\sqrt{L_f.C_r}} \quad (3.36)$$

Manipulando algebricamente a expressão (3.35), tem-se:

$$\frac{1}{F} = \frac{4.I}{E.(1-q^2)} \cdot \frac{\sqrt{L_f}}{\sqrt{C_r}} \cdot \sqrt{L_f}.\sqrt{C_r} \quad (3.37)$$

Definindo " $\alpha$ " como mostrado na expressão (3.38) e substituindo (3.36) e (3.38) em (3.37), resulta na expressão (3.39).

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I}{E} \quad (3.38)$$

$$\alpha = \frac{F_R}{F} \cdot \frac{\Pi}{2} \cdot (1-q^2) \quad \therefore \quad q = \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \alpha}{\Pi} \cdot \frac{F}{F_R}} \quad (3.39)$$

Seja "io(t)" a corrente "iLr(t)", após a ponte retificadora de diodos, que circula pela carga "Vo". Com isto, a corrente média "Io" é dada por:

$$I_o = \frac{2}{T} \cdot \left( \int_0^{\Delta T_1} i_1(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta T_2} i_2(t) \cdot dt \right) \quad (3.40)$$

Desenvolvendo esta expressão, é obtida a expressão (3.41), mostrada a seguir.

$$I_o = \frac{2 \cdot L_f \cdot I^2}{T \cdot E \cdot (1-q^2)} \quad (3.41)$$

Substituindo (3.36) e (3.38) em (3.41), tem-se:

$$\alpha_o = \frac{F}{F_R} \cdot \frac{\alpha^2}{\Pi \cdot (1-q^2)} \quad (3.42)$$

Onde:

$$\alpha_o = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I_o}{E} \quad (3.43)$$

Substituindo (3.39) em (3.42), resulta:

$$\alpha_o = \frac{F_R}{F} \cdot \frac{\Pi}{4} \cdot (1-q^2) \quad \therefore \quad q = \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \alpha_o}{\Pi} \cdot \frac{F}{F_R}} \quad (3.44)$$

Seja "Po" a potência média de saída. Portanto tem-se que:

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (3.45)$$

Substituindo-se (3.44) em (3.45), resulta:

$$P_o = \sqrt{\alpha_o^2 \cdot \left(1 - \frac{4 \cdot \alpha_o}{\Pi} \cdot \frac{F}{F_R}\right)} \quad (3.46)$$

Onde :

$$\beta_0 = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{P_0}{E^2} \quad (3.47)$$

As equações obtidas, permitem uma visualização do desempenho das estruturas "FM" não isoladas. Estas equações são válidas também, para as mesmas estruturas em ponte completa, se for considerado a mesma fonte de alimentação "E".

Na figura 3.6 é mostrado o ábaco representativo da característica de saída para as estruturas não isoladas "FM".

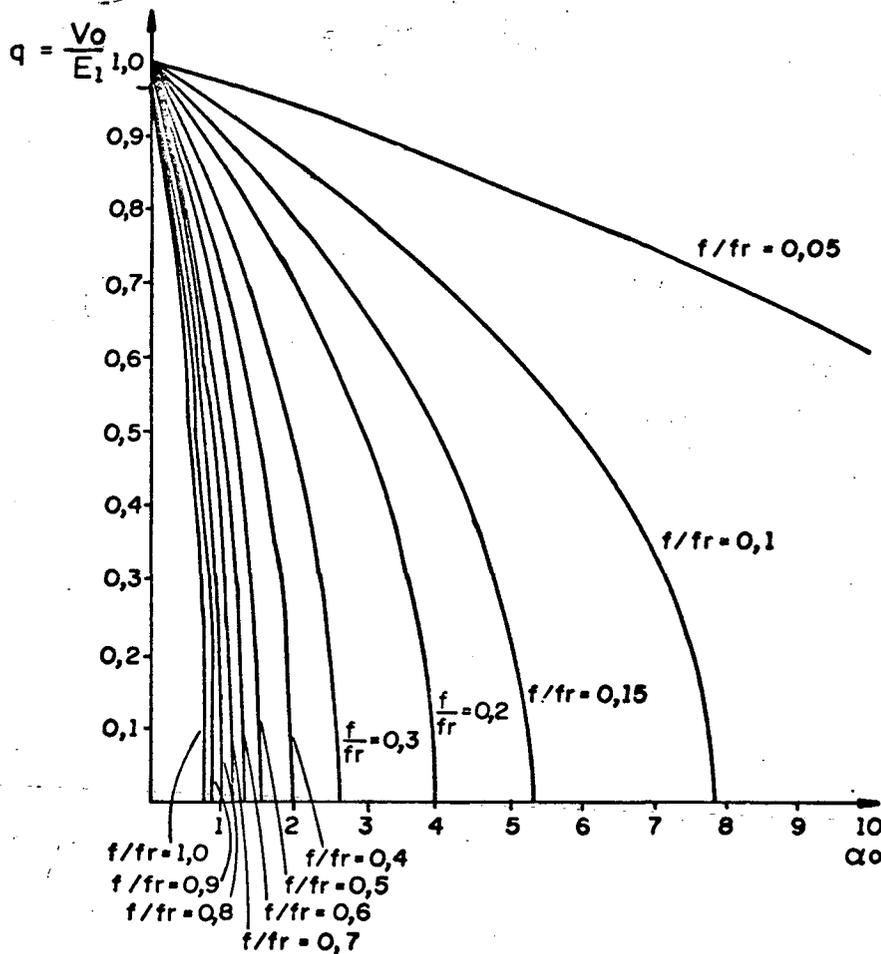


FIGURA 3.6- Ábaco representativo da característica de saída para as estruturas não isoladas "FM".

Pela figura 3.6, que representa a característica de saída para as estruturas "FM" não isoladas, vê-se que a variável de controle da transfêrencia de potência é " $F/FR$ " ou seja " $F$ ". Para uma relação de tensões " $q$ " qualquer, quanto menor for " $F$ ", maior será a potência transferida. Para valores de " $q$ " maiores que "0,5" diminui a faixa de potência possível de ser controlada.

### 3.3- CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA PARA AS ESTRUTURAS ISOLADAS

Neste item são apresentadas as características de saída para as estruturas isoladas "PWM" e "FM". Para ambas são apresentadas duas análises. A primeira considera o transformador como sendo ideal e portanto apenas a sua relação de espiras é introduzida na análise. A segunda considera a influência da indutância magnetizante do transformador na transferência de potência do enrolamento primário para o enrolamento secundário.

Conforme foi mencionado no item 3.1, estas análises consideram os semicondutores ideais. A estrutura genérica isolada é mostrada na figura 3.7.

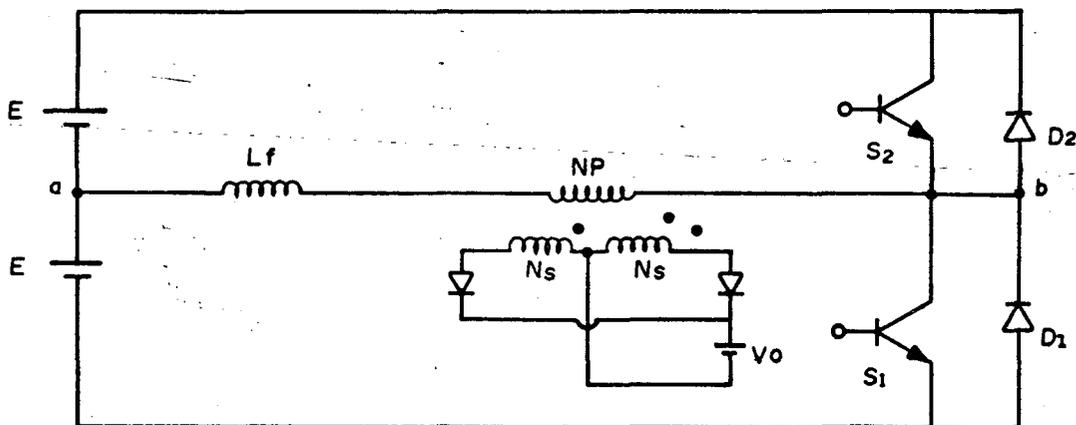


FIGURA 3.7- Estrutura genérica isolada.

### 3.3.1- CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA PARA ESTRUTURAS ISOLADAS "PWM"

#### 3.3.1.1-CONSIDERANDO APENAS A RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO TRANSFORMADOR

A tensão no enrolamento primário do transformador, é dada por:

$$V_P = \frac{N_P}{N_S} \cdot V_S \quad (3.48)$$

Onde:

$$\frac{N_P}{N_S} = N$$

N:Relação de espiras do transformador;

V<sub>P</sub> :Tensão no enrolamento primário;

V<sub>S</sub> = V<sub>O</sub> :Tensão no enrolamento secundário.

Com isto, a expressão (3.48) resulta :

$$V_P = N \cdot V_O \quad (3.49)$$

Se o transformador é considerado ideal, o mesmo pode ser substituído apenas pela sua relação de espiras. Desta forma a estrutura isolada genérica representada na figura 3.7, pode então ser representada como na figura 3.8.

A análise desta estrutura é semelhante a análise feita para as estruturas não isoladas, e portanto aqui serão mostrados apenas as equações finais. As formas de onda para a estrutura da figura 3.9, são as mesmas da figura 3.2, com a diferença de que na tensão "V<sub>ab</sub>(t)" (figura 3.2.a) em vez de "V<sub>O</sub>" tem-se "N.V<sub>O</sub>" e na corrente "i<sub>o</sub>(t)" (figura 3.2.c) em vez de "I" tem-se "N.I".

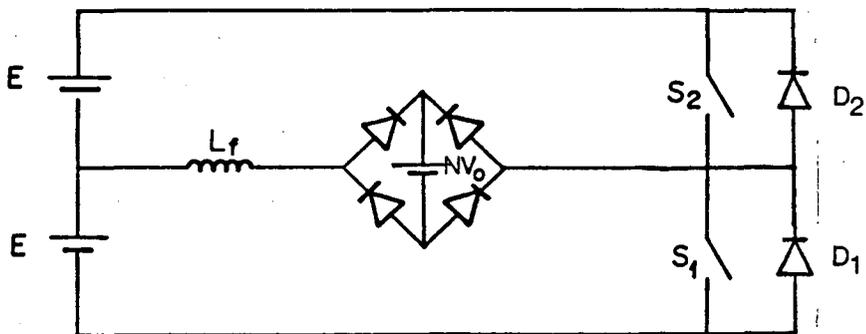


FIGURA 3.8-Estrutura genérica isolada, considerando apenas a relação de transformação.

As equações mais significativas são :

$$\bar{I} = D_1 \cdot (1 - N \cdot q) \quad (3.50)$$

$$N \cdot q = \frac{2 \cdot D_1^2 - \bar{I}_o / N}{2 \cdot D_1^2 + \bar{I}_o / N} \quad (3.51)$$

$$L_f = \frac{2 \cdot D_1^2 \cdot N \cdot E \cdot (1 - N^2 \cdot q^2)}{F \cdot I_o \cdot (1 + N \cdot q)^2} \quad (3.52)$$

$$\overline{I} = \frac{2 \cdot D_1 \cdot \overline{I_0}/N}{2 \cdot D_1^2 + \overline{I_0}/N} \quad (3.53)$$

$$\overline{P_0} = \left( \frac{2 \cdot D_1^2 - \overline{I_0}/N}{2 \cdot D_1^2 + \overline{I_0}/N} \right) \cdot \overline{I_0}/N \quad (3.54)$$

$$I_0 = \frac{2 \cdot N \cdot I \cdot D_1}{(1 + N \cdot q)} \quad (3.55)$$

Nas figuras 3.9 e 3.10, estão representadas as equações (3.51) e (3.53), respectivamente.

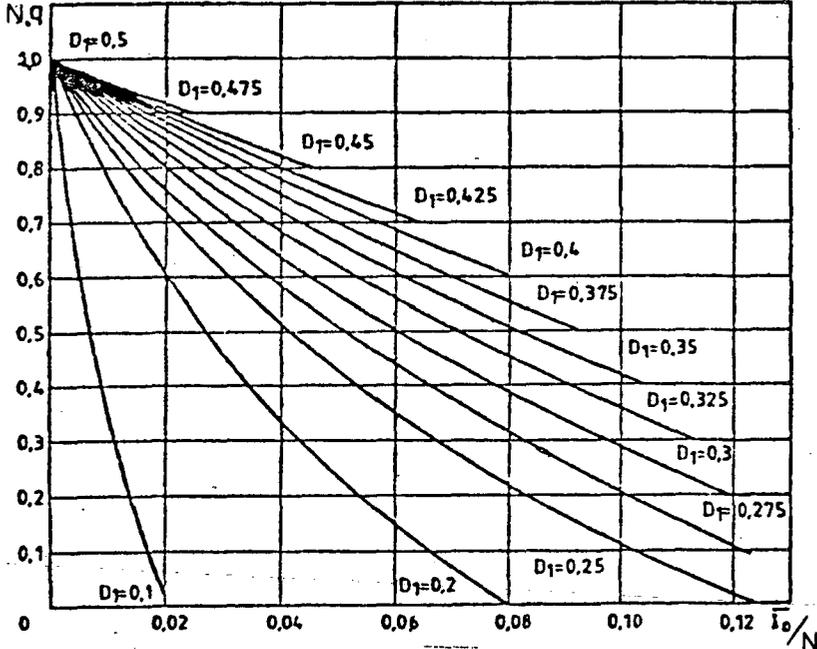


FIGURA 3.9 - Ábaco representativo da característica de saída do conversor isolado considerando apenas a relação de transformação "N".

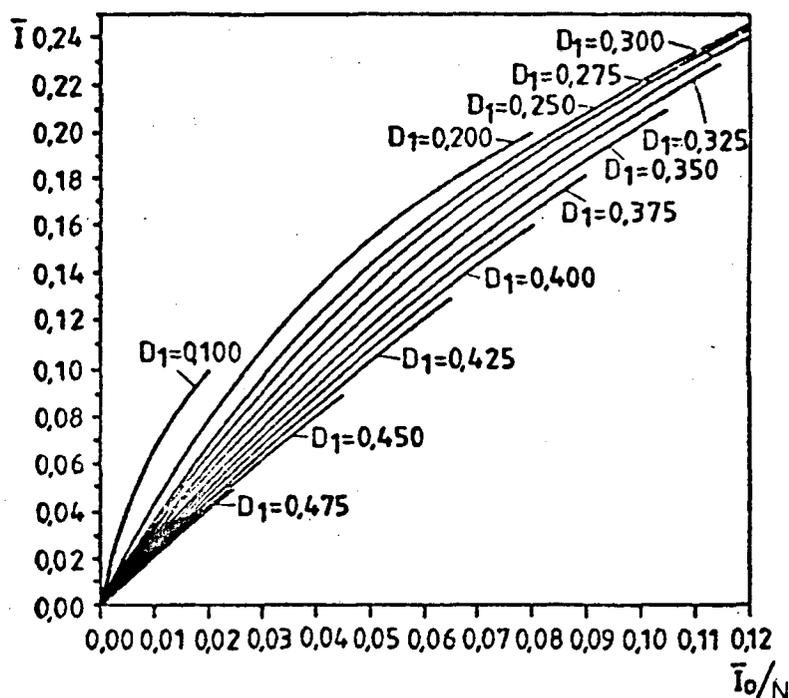


FIGURA 3.10- Ábaco representativo da corrente máxima de pico parametrizada para o conversor isolado.

Os ábacos mostrados nas figuras 3.9 e 3.10 são em função da relação de transformação "N" e portanto para cada valor de "N", tem-se um conjunto de curvas. Para "N = 1", as figuras 3.9 e 3.10 são idênticas as figuras 3.3 e 3.5.

### 3.3.1.2- CONSIDERANDO A INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE DO TRANSFORMADOR "L<sub>M</sub>"

Para esta análise as indutâncias de dispersão do transformador são desconsideradas, e apenas a indutância magnetizante "L<sub>M</sub>", é levada em consideração. Na figura 3.11 está representada a estrutura isolada simplificada. Observa-se que a carga está conectada em paralelo com a indutância magnetizante. A influência de "L<sub>M</sub>" pode ser

quantificada através de uma relação entre os valores das indutâncias " $L_M$ " e " $L_f$ " com os valores das correntes magnetizantes " $i_{LM}(t)$ " e de carga " $i_o(t)$ ". Os valores iniciais destas correntes são desprezados para a obtenção desta relação.

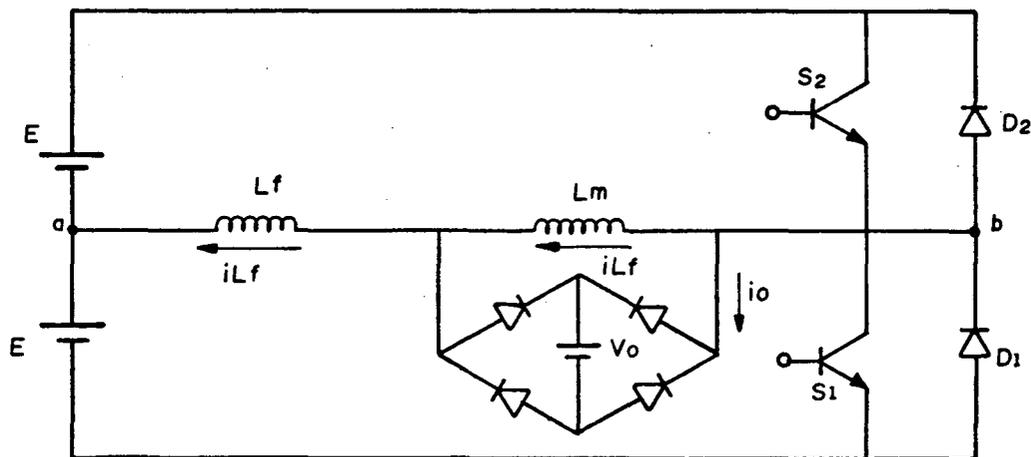


FIGURA 3.11- Estrutura genérica isolada, considerando apenas a indutância magnetizante.

Seja a etapa de funcionamento em que a chave " $S_2$ " está em condução, mostrada na figura 3.12.

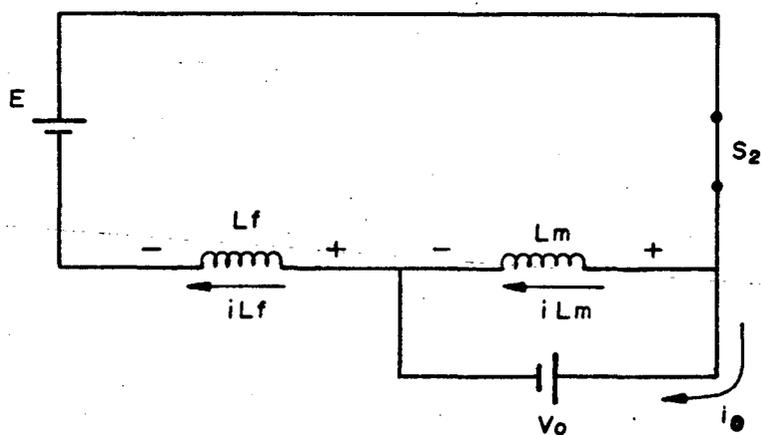


FIGURA 3.12- Circuito equivalente da etapa de condução da chave " $S_2$ " na estrutura da figura 3.11.

Em qualquer instante do funcionamento desta estrutura, sabe-se que a corrente no indutor de filtragem " $i_{Lf}(t)$ " é igual a soma da corrente magnetizante " $i_{LM}(t)$ " com a corrente da carga " $i_o(t)$ ". Com isto tem-se:

$$i_{Lf}(t) = i_{LM}(t) + i_o(t) \quad (3.56)$$

Seja :

$$i_o(t) = K \cdot i_{Lf}(t) \quad (3.57)$$

$$i_{LM}(t) = (1-K) \cdot i_{Lf}(t) \quad (3.58)$$

Onde:  $K \Rightarrow$  Taxa de transferência de potência primária para secundária.

A corrente magnetizante é dada por:

$$V_{LM}(t) = L_M \cdot \frac{di_{LM}(t)}{dt} \quad \therefore \quad i_{LM}(t) = \frac{1}{L_M} \int_0^t V_o \cdot dt \quad (3.59)$$

$$i_{LM}(t) = \frac{1}{L_M} \cdot V_o \cdot t \quad (3.60)$$

A corrente no indutor de filtragem é dada por:

$$V_{Lf}(t) = L_f \cdot \frac{di_{Lf}(t)}{dt} \quad \therefore \quad i_{Lf}(t) = \frac{1}{L_f} \int_0^t (E - V_o) \cdot dt \quad (3.61)$$

$$i_{Lf}(t) = \frac{1}{L_f} \cdot (E - V_o) \cdot t \quad (3.62)$$

Pelas equações (3.58), (3.60), e (3.62), resulta:

$$\frac{1}{L_M} \cdot V_o \cdot t = (1-K) \cdot \frac{1}{L_f} \cdot (E - V_o) \cdot t \quad (3.63)$$

E portanto:

$$m = (1-K) \cdot \frac{(1-q)}{q} \quad \therefore \quad K = \frac{1 - q - m \cdot q}{1 - q} \quad (3.64)$$

$$K = \frac{i_o(t)}{iL_f(t)} \quad (3.65)$$

$m \Rightarrow$  Relação de indutâncias.

$$m = \frac{L_f}{L_M} \quad (3.66)$$

A equação (3.64) define a taxa de transferência da potência primária para secundária do transformador, em função da relação entre as indutâncias de filtragem " $L_f$ " e magnetizante " $L_M$ ". Esta taxa é função também da razão entre as tensões de entrada e saída do conversor.

Na figura 3.13, é mostrado um ábaco representativo da equação (3.64), mantendo-se como parâmetro a razão " $q$ ", entre as tensões de entrada e de saída. Vê-se que quanto menor for a tensão de saída em relação a tensão de entrada, menor será a influência da indutância magnetizante na taxa de transferência de potência primária para secundária.

Este ábaco permite que se tenha uma visão da influência da qualidade do transformador na transferência de potência em função da razão " $q$ ". Se for considerado que um bom transformador deve ter uma taxa de transferência maior que 95% ( $K=0,95$ ), deve-se trabalhar com " $L_M$ " no mínimo igual a 20 vezes o valor de " $L_f$ " ( $m = 0,05$ ).

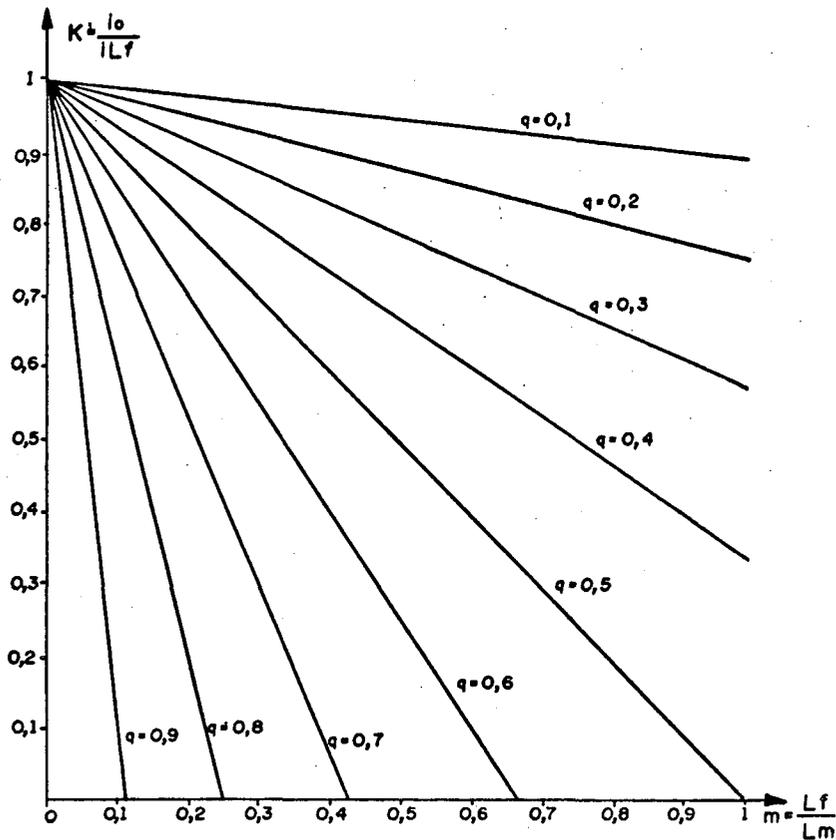


FIGURA 3.13-Ábaco representativo da taxa de transferência de corrente primária para secundária "K".

A influência que a indutância magnetizante exerce na transferência de potência pode ser visto nas simulações apresentadas nas figuras 3.23, 3.24, 3.25 e 3.26.

Devido a falta de simetria que as estruturas "PWM" assimétricas apresentam em relação ao tempo, as formas de onda das correntes magnetizantes e de carga, também são assimétricas em relação aos valores positivos e negativos de correntes. Isto faz com que ocorram etapas de funcionamento diferentes para as estruturas "PWM" simétricas e assimétricas. Por isto, são apresentadas duas análises matemáticas para a característica de saída das estruturas "PWM". A primeira análise é feita para as estruturas "PWM" simétricas e a segunda para as estruturas "PWM" assimétricas.

### 3.3.1.2.1- ESTRUTURAS "PWM" SIMÉTRICAS

A estrutura analisada está representada na figura 3.11. As formas de onda das correntes para esta estrutura, operando como "PWM" simétrico, estão representadas na figura 3.14.

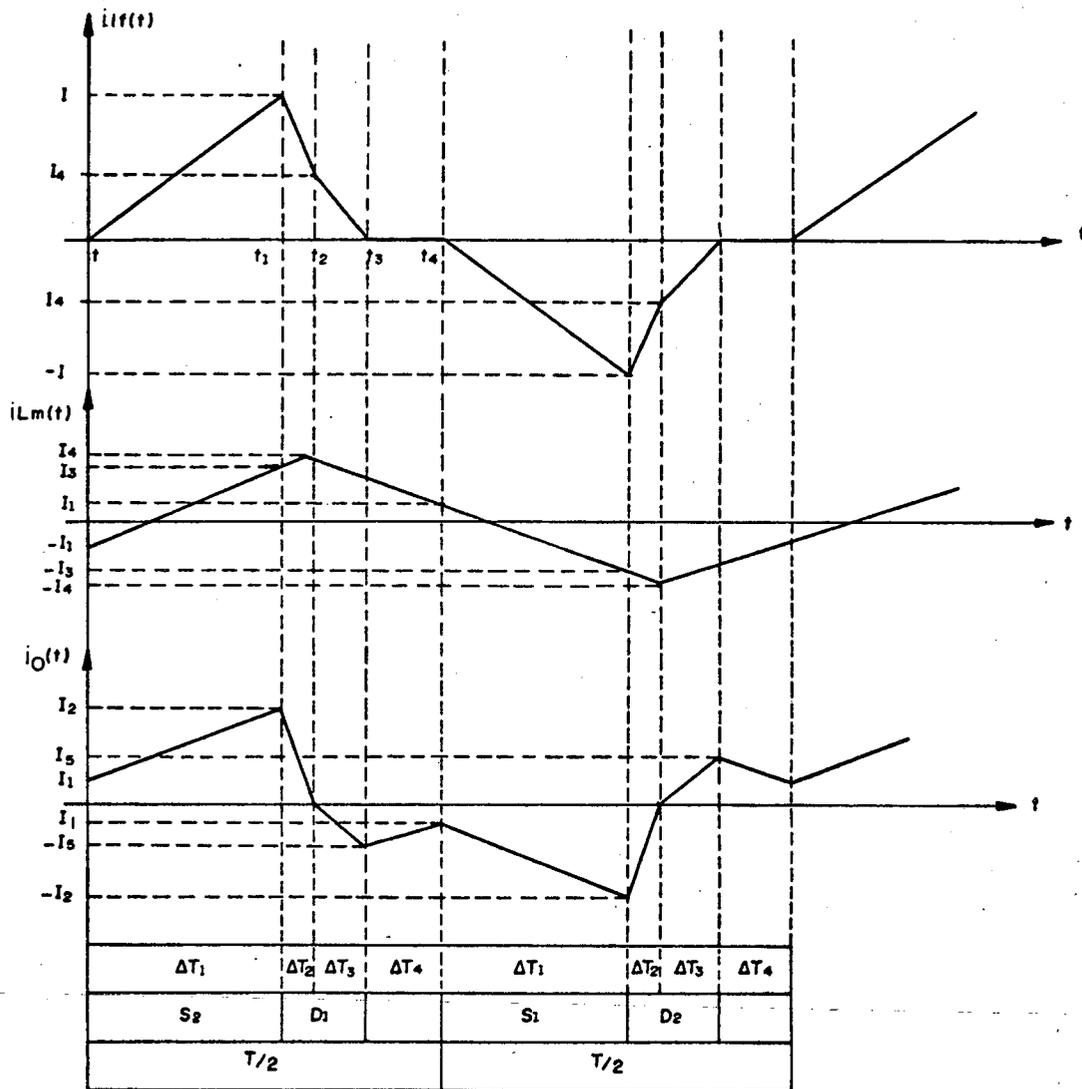


FIGURA 3.14- Formas de onda para a estrutura da figura 3.11, operando como "PWM" simétrico.

A seguir é feito o equacionamento para as etapas de funcionamento.

- 1ª Etapa ( $t_0$ ,  $t_1$ )

O circuito representativo para a 1ª etapa de funcionamento é mostrado na figura 3.15.

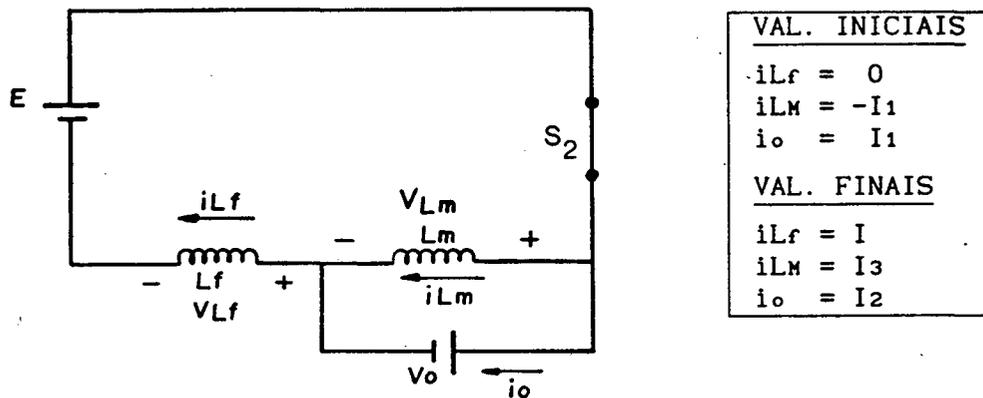


FIGURA 3.15- 1ª Etapa de funcionamento.

Define-se que:

$$I = I_2 + I_3 \quad (3.67)$$

$$I_3 = (1-K) \cdot I \quad (3.68)$$

$$I_2 = K \cdot I \quad (3.69)$$

As equações que definem esta etapa de operação, são:

$$i_{Lf}(t) = \frac{(E-V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.70)$$

$$i_{Lm}(t) = -I_1 + \frac{V_o}{L_m} \cdot t \quad (3.71)$$

$$i_o(t) = I_1 + \left( \frac{(E-V_o) \cdot L_m - V_o \cdot L_f}{L_m \cdot L_f} \right) \cdot t \quad (3.72)$$

Quando " $t = \Delta T_1$ ", " $i_{Lf}(\Delta T_1) = I$ ", " $i_{Lm}(\Delta T_1) = I_3$ ",

" $i_o(\Delta T_1) = I_2$ ". Com isto o intervalo de tempo " $\Delta T_1$ " é dado por:

$$\Delta T_1 = \frac{L_f \cdot I}{(E - V_o)} \quad (3.73)$$

- 2ª ETAPA (t<sub>1</sub> , t<sub>2</sub>)

A segunda etapa de funcionamento está representada na figura 3.16.

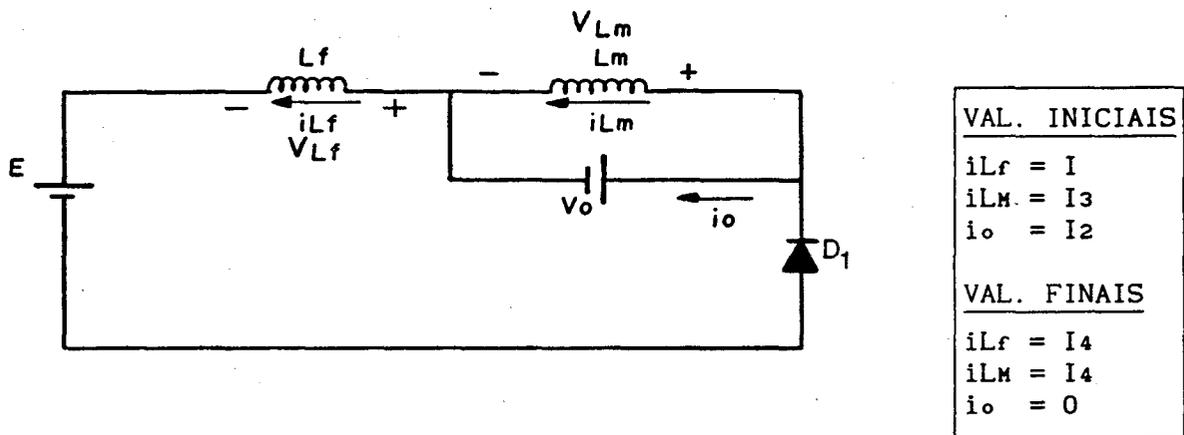


FIGURA 3.16- 2ª Etapa de funcionamento .

As equações que definem esta etapa são:

$$i_{L_f}(t) = I - \frac{(E + V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.74)$$

$$i_{L_M}(t) = I_3 + \frac{V_o}{L_M} \cdot t \quad (3.75)$$

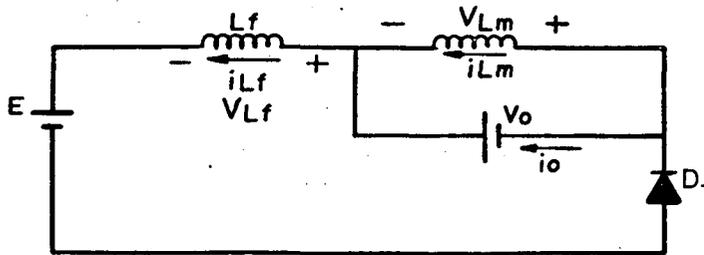
$$i_o(t) = K \cdot I - \left( \frac{(E + V_o)L_M + V_o \cdot L_f}{L_f \cdot L_M} \right) \cdot t \quad (3.76)$$

Quando "t = ΔT<sub>2</sub>", "i<sub>L<sub>f</sub></sub>(ΔT<sub>2</sub>) = I<sub>4</sub>", "i<sub>L<sub>M</sub></sub>(ΔT<sub>2</sub>) = I<sub>4</sub>", "i<sub>o</sub>(ΔT<sub>2</sub>) = 0". Com isto, "ΔT<sub>2</sub>" é representado pela equação (3.77).

$$\Delta T_2 = K \cdot I \cdot \left( \frac{L_f \cdot L_M}{(E + V_o) \cdot L_M + V_o \cdot L_f} \right) \quad (3.77)$$

- 3ª ETAPA (t<sub>2</sub> , t<sub>3</sub>)

Na figura 3.17, está representado o circuito equivalente para 3ª etapa de funcionamento.



VAL. INICIAIS	
$i_{Lf}$	$= I_4$
$i_{LM}$	$= I_4$
$i_o$	$= 0$
VAL. FINAIS	
$i_{Lf}$	$= 0$
$i_{LM}$	$= I_5$
$i_o$	$= -I_5$

FIGURA 3.17- 3ª Etapa de funcionamento.

As equações que definem esta etapa de funcionamento, são:

$$i_{Lf}(t) = I_4 - \frac{(E-V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.78)$$

$$i_{LM}(t) = I_4 - \frac{V_o}{L_M} \cdot t \quad (3.79)$$

$$i_o(t) = \left( \frac{V_o \cdot L_f - (E-V_o) \cdot L_M}{L_M \cdot L_f} \right) \cdot t \quad (3.80)$$

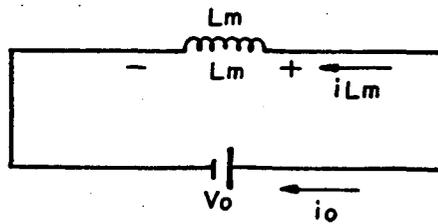
Quando " $t = \Delta T_3$ ", " $i_{Lf}(\Delta T_3) = 0$ ", " $i_{LM}(\Delta T_3) = I_5$ ", " $i_o(\Delta T_3) = -I_5$ ". Com isto, " $\Delta T_3$ " é representado pela equação (3.81).

$$\Delta T_3 = \frac{L_f \cdot I_4}{(E-V_o)} \quad (3.81)$$

4ª ETAPA (t<sub>3</sub> , t<sub>4</sub>)

O circuito representativo para a 4ª etapa de

funcionamento é mostrado na figura 3.18.



VAL. INICIAIS
$i_{LM} = I_5$
$i_o = -I_5$
VAL. FINAIS
$i_{LM} = I_1$
$i_o = -I_1$

FIGURA 3.18- 4ª etapa de funcionamento.

As equações que definem esta etapa são:

$$i_{LM}(t) = - I_o(t) \quad (3.82)$$

$$i_{LM}(t) = I_5 - \frac{V_o}{L_M} \cdot t \quad (3.83)$$

Quando "t = ΔT4," "i<sub>LM</sub>(ΔT4) = I<sub>1</sub>", portanto:

$$\Delta T_4 = \frac{(I_5 - I_1) \cdot L_M}{V_o} \quad (3.84)$$

O equacionamento é feito apenas para a metade do período, uma vez que as formas de onda são simétricas.

O objetivo deste estudo é buscar equações que sejam simples e possam ser utilizadas para projeto. O primeiro passo para que isto seja alcançado, é definir-se os valores das correntes iniciais e finais de cada etapa (I, I<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>, I<sub>4</sub> e I<sub>5</sub>) em função de um único valor de corrente. Escolheu-se para este valor, a corrente "I" de pico no indutor de filtragem, por ser o maior valor de corrente que circula pela estrutura. Com isto os valores das correntes em função da corrente "I"

são mostrados nas equações (3.85), (3.86), (3.87), (3.88) e (3.89)

$$I_1 = \left( \frac{-(1-K) \cdot (1-q) + m \cdot q}{(1-q)} \right) \cdot I \quad (3.85)$$

$$I_2 = K \cdot I \quad (3.86)$$

$$I_3 = (1-K) \cdot I \quad (3.87)$$

$$I_4 = \left( \frac{(1+q) \cdot (1-K) + m \cdot q}{1+q+m \cdot q} \right) \cdot I \quad (3.88)$$

$$I_5 = \left( \frac{(1-q-m \cdot q) \cdot [(1-K) \cdot (1+q) + m \cdot q]}{(1-q) \cdot (1+q+m \cdot q)} \right) \cdot I \quad (3.89)$$

Os intervalos de duração das etapas de funcionamento, também em função da corrente "I" de pico no indutor de filtragem, são mostrados nas equações (3.90), (3.91) e (3.92).

$$\Delta T_2 = \frac{L_f \cdot I}{E} \left\{ \frac{K}{(1+q+m \cdot q)} \right\} \quad (3.90)$$

$$\Delta T_3 = \frac{L_f \cdot I}{E} \cdot \left( \frac{(1+q) \cdot (1-K) + m \cdot q}{(1-q) \cdot (1+q+m \cdot q)} \right) \quad (3.91)$$

$$\Delta T_4 = \frac{2 \cdot L_f \cdot I}{E} \cdot \left( \frac{(1-K) \cdot (1-q^2 - m \cdot q^2) - (1+m) \cdot m \cdot q^2}{m \cdot q \cdot (1-q) \cdot (1+q+m \cdot q)} \right) \quad (3.92)$$

Uma vez que os tempos foram obtidos em função da corrente "I", deve-se buscar agora uma equação que defina o valor desta corrente "I". Seja a equação dos intervalos de tempo para meio período,

representado em (3.93).

$$\frac{T}{2} = \Delta T_1 + \Delta T_2 + \Delta T_3 + \Delta T_4 \quad (3.93)$$

Analisando a figura 3.15, vê-se que a máxima corrente de pico "I" ocorre quando " $\Delta T_4$ " é nulo. Embora na prática sabe-se que a variável de controle de uma estrutura "PWM" é o tempo de condução das chaves principais ( $\Delta T_1$ : Razão cíclica), para projeto define-se como variável de controle o tempo de defasagem da estrutura ( $\Delta T_4$ ). Isto porque, deve-se garantir um tempo mínimo em que as chaves principais e os diodos anti-paralelo não conduzam, mantendo a freqüência de operação constante e garantindo que a estrutura opere dentro do previsto.

$$D = \frac{\Delta T_4}{T} \quad (3.94)$$

"D" - Tempo de controle de defasamento.

Substituindo as equações (3.73), (3.90), (3.91), (3.94) e (3.64) em (3.93) e manipulando-a convenientemente, obtém-se a equação que define a corrente de pico no indutor de filtragem, mostrado em (3.95).

$$I = \frac{(1-D) \cdot (1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q) \cdot E}{4 \cdot L_f \cdot F \cdot (1-q+m \cdot q)} \quad (3.95)$$

A máxima corrente de pico, ocorre para " $D = 0$ ".

Portanto:

$$I_{MAX} = \frac{(1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q) \cdot E}{4 \cdot L_f \cdot F \cdot (1-q+m \cdot q)} \quad (3.96)$$

Como a máxima razão cíclica ( $D_1 = \frac{\Delta T_1}{T}$ ), ocorre para

"I = I<sub>MAX</sub>". Substituindo (3.96) em (3.73), tem-se:

$$D_1 \text{ MAX} = \frac{(1-q) \cdot (1+q+m \cdot q)}{4 \cdot (1-q+m \cdot q)} \quad (3.97)$$

A corrente média na carga é obtida através da equação (3.98), mostrada a seguir.

$$I_o = \frac{2}{T} \cdot \left( \int_0^{\Delta T_1} i_{o1}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta T_2} i_{o2}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta T_3} i_{o3}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta T_4} i_{o4}(t) \cdot dt \right) \quad (3.98)$$

Substituindo as equações (3.72), (3.76), (3.80) e (3.82) em (3.98), resolvendo as integrais e manipulando algebricamente esta expressão obtém-se a expressão (3.99), que define a característica de saída das estruturas "PWM" simétricas.

$$I_o = \frac{2 \cdot L_f \cdot F \cdot I^2}{E} \left( \frac{(1-q-m \cdot q) \cdot (1-q-2 \cdot m \cdot q)}{(1-q)^3 \cdot (1+q+m \cdot q)} \right) \quad (3.99)$$

Através de um programa computacional obteve-se as características de saída ( $q \cdot \bar{I}_o$ ), para alguns valores de "m", mantendo-se como parâmetro a razão cíclica ( $D_1 = \frac{\Delta T_1}{T}$ ). A parametrização " $\bar{I}_o$ " foi definida em (3.29).

A seguir são mostrados ábacos da característica de saída para alguns valores de "m". Nas figuras 3.19, 3.20, 3.21, e 3.22, estão mostradas as características de saída para as estruturas "PWM" simétricas, para "m = 0.05", "m = 0.1", "m = 0.2" e "m = 0.4", respectivamente.

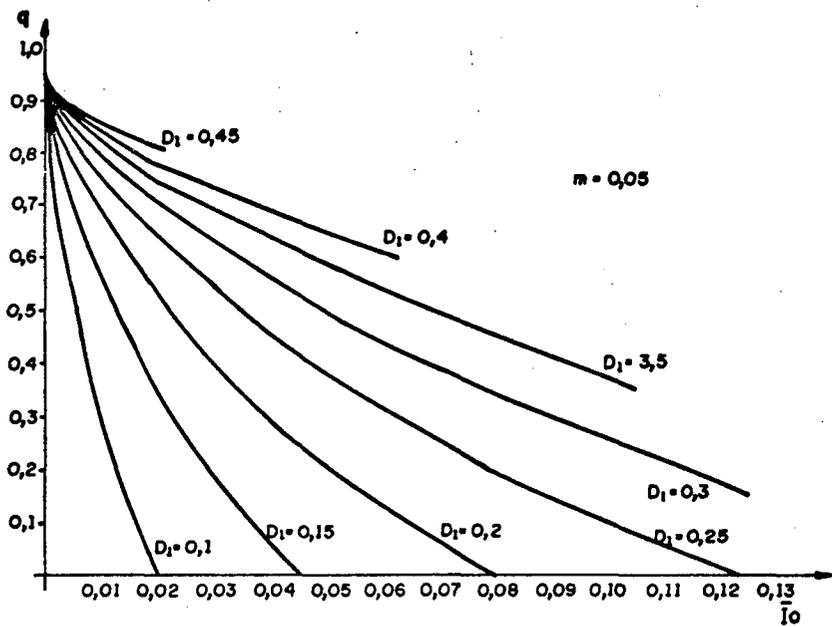


FIGURA 3.19- Característica de saída das estruturas "PWM" simétricas isoladas com "m = 0.05".

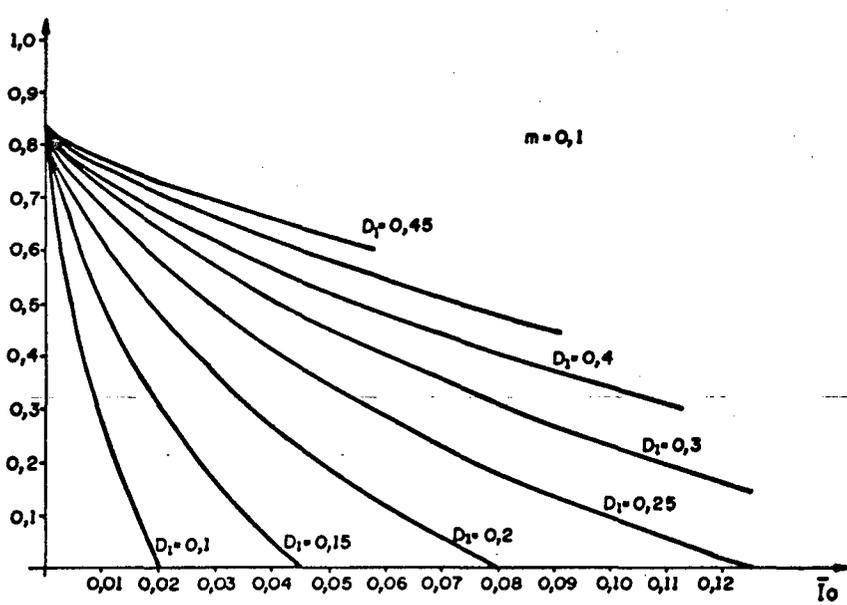


FIGURA 3.20- Característica de saída das estruturas "PWM" simétricas isoladas para "m = 0.1".

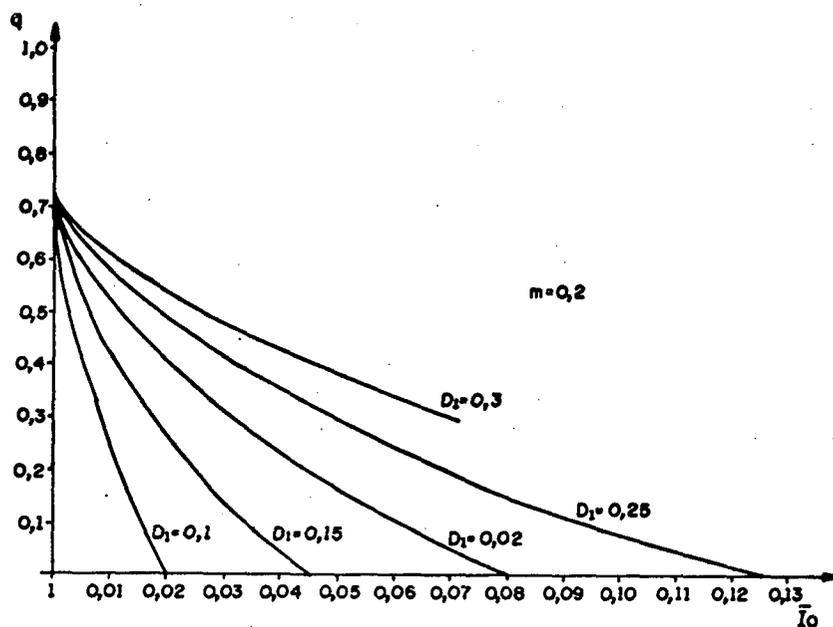


FIGURA 3.21- Característica de saída das estruturas "PWM" isoladas para " $m = 0.2$ ".

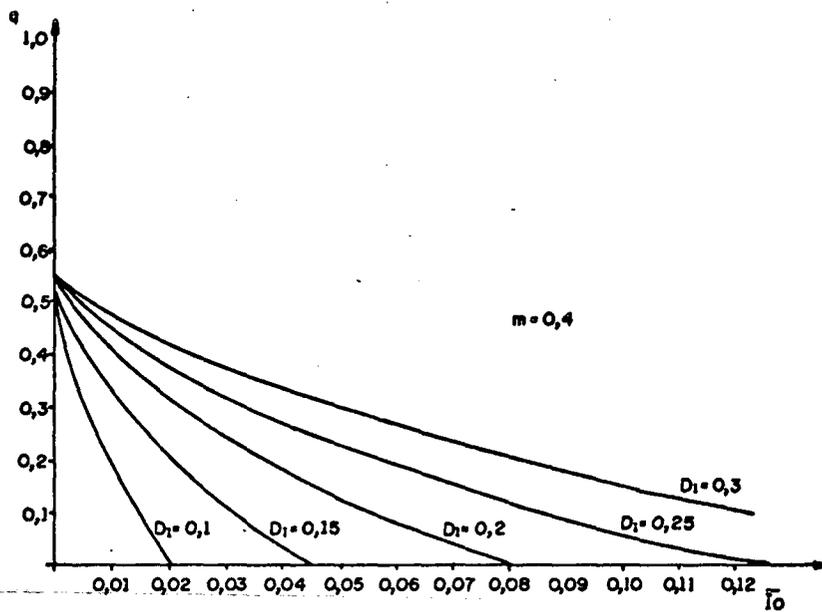


FIGURA 3.22- Característica de saída das estruturas "PWM" isoladas para " $m = 0.4$ ".

Para ilustrar a influência que a indutância magnetizante exerce sobre a transferência de potência para o secundário,

Para ilustrar a influência que a indutância magnetizante exerce sobre a transferência de potência para o secundário, são mostradas quatro simulações nas figuras 3.23, 3.24, 3.25, e 3.26. Todas as simulações foram feitas para os mesmos valores de "q" (Razão entre as tensões de entrada e saída) e "D<sub>1</sub>" (razão cíclica), apenas variando-se o valor da indutância magnetizante. A estrutura simulada é a mesma da figura 3.11. Todas as simulações foram realizadas para os seguintes valores:

$$E = 150 \text{ V. ; } V_o = 60 \text{ V. (q=0.4) ; } F = 100 \text{ KHz ; } L_f = 10 \mu\text{H ; } D_1 = 0.25.$$

Os valores para a indutância magnetizante são mostrados nos enunciados das figuras.

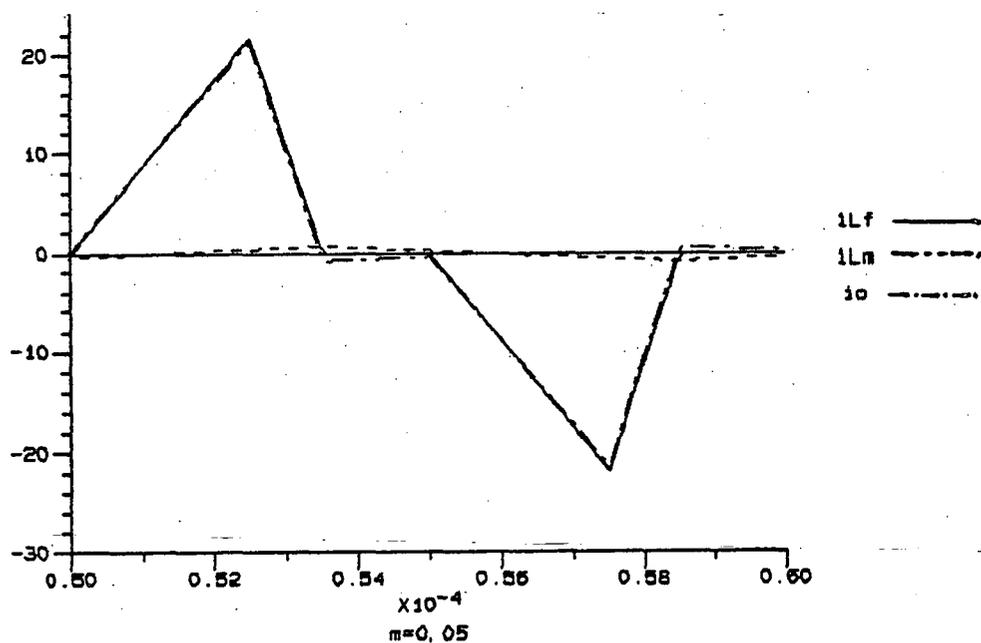


FIGURA 3.23- Resultado de simulação da estrutura da figura 3.11 operando como "PWM" simétrico ( $L_m = 200 \mu\text{H}$ ;  $m = 0,05$ ).

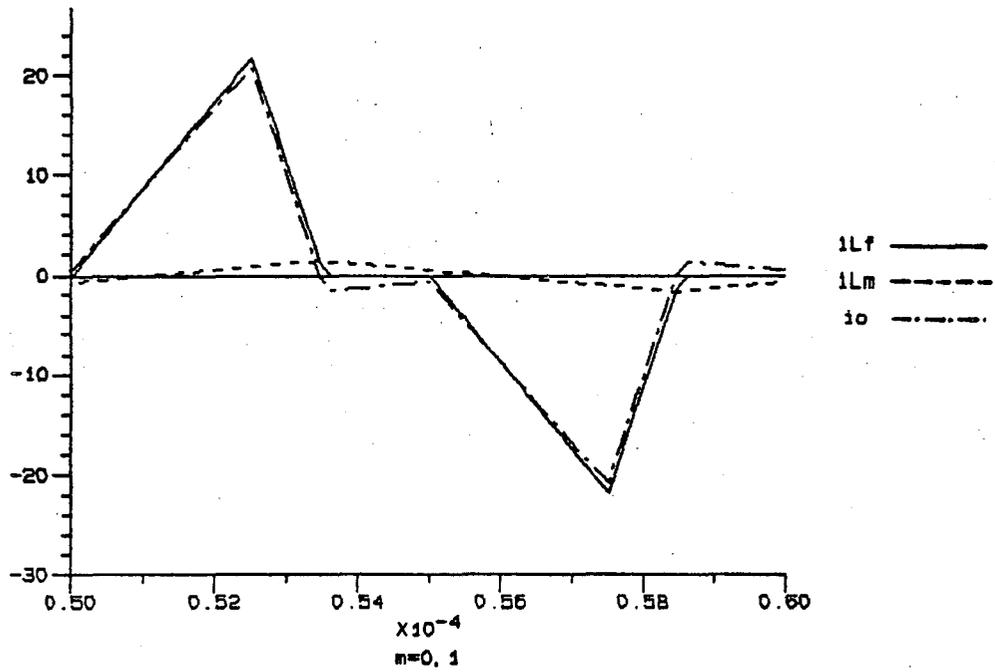


FIGURA 3.24- Resultado de simulação da estrutura da figura 3.11 operando como "PWM" simétrico ( $L_M = 100 \mu H; m = 0,1$ ).

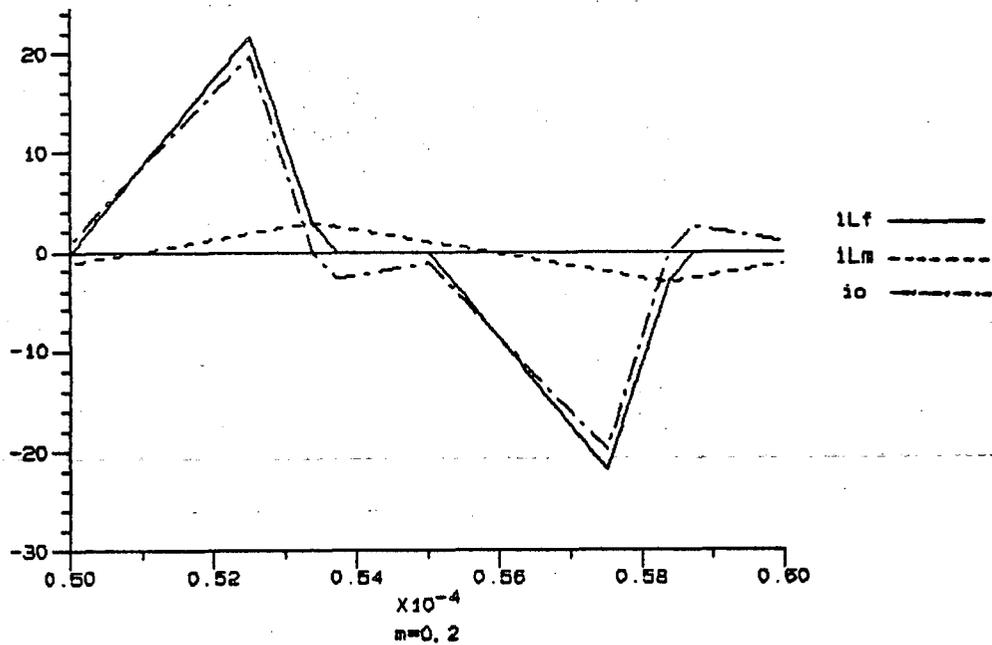


FIGURA 3.25- Resultado de simulação da estrutura da figura 3.11 operando como "PWM" simétrico ( $L_M = 50 \mu H; m = 0,2$ ).

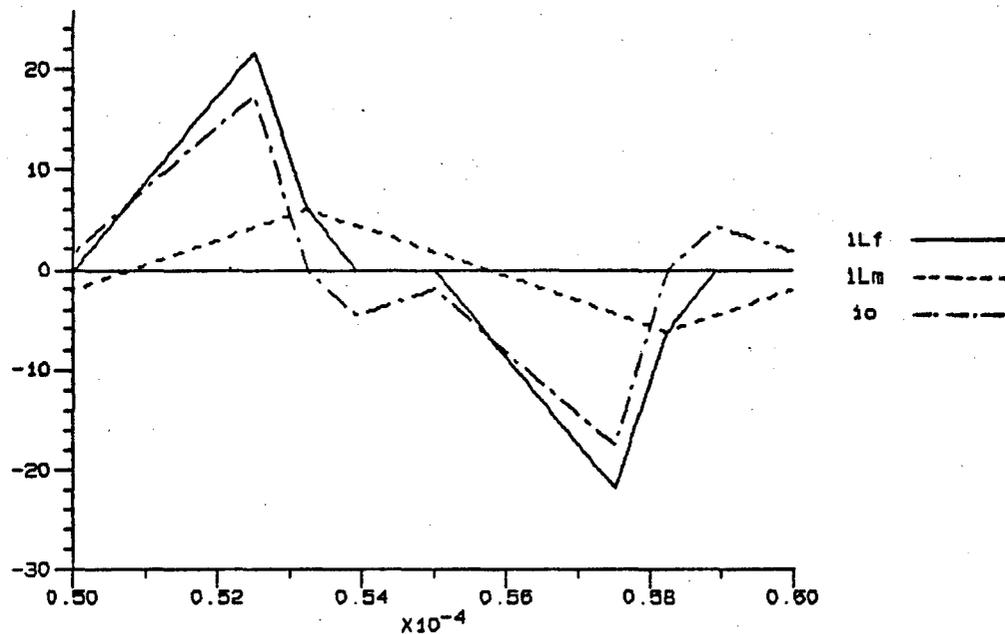


FIGURA 3.26- Resultado de simulação da estrutura da figura 3.11 operando como "PWM" simétrico ( $L_M = 25 \mu\text{H}; m = 0,4$ ).

Nas figuras 3.23, 3.24, 3.25 e 3.26, observa-se que a medida que o valor da indutância magnetizante do transformador diminui, aumenta a corrente que circula por "LM" fazendo com que menos corrente seja transferida para a carga "io(t)". Os resultados destas simulações confirmam os ábacos mostrados nas figuras 3.19, 3.20, 3.21 e 3.22, onde o efeito da diminuição de "LM" é evidenciado pela diminuição da máxima relação de tensão "q" possível para cada ábaco, isto é, para operação teórica a vazio ( $\bar{I}_o = 0$ ).

### 3.3.1.2.2- ESTRUTURAS PWM ASSIMÉTRICAS

A estrutura utilizada nesta análise é a mesma representada na figura 3.11. As formas de onda das correntes para o conversor operando como "PWM" assimétrico estão representadas na figura 3.27.

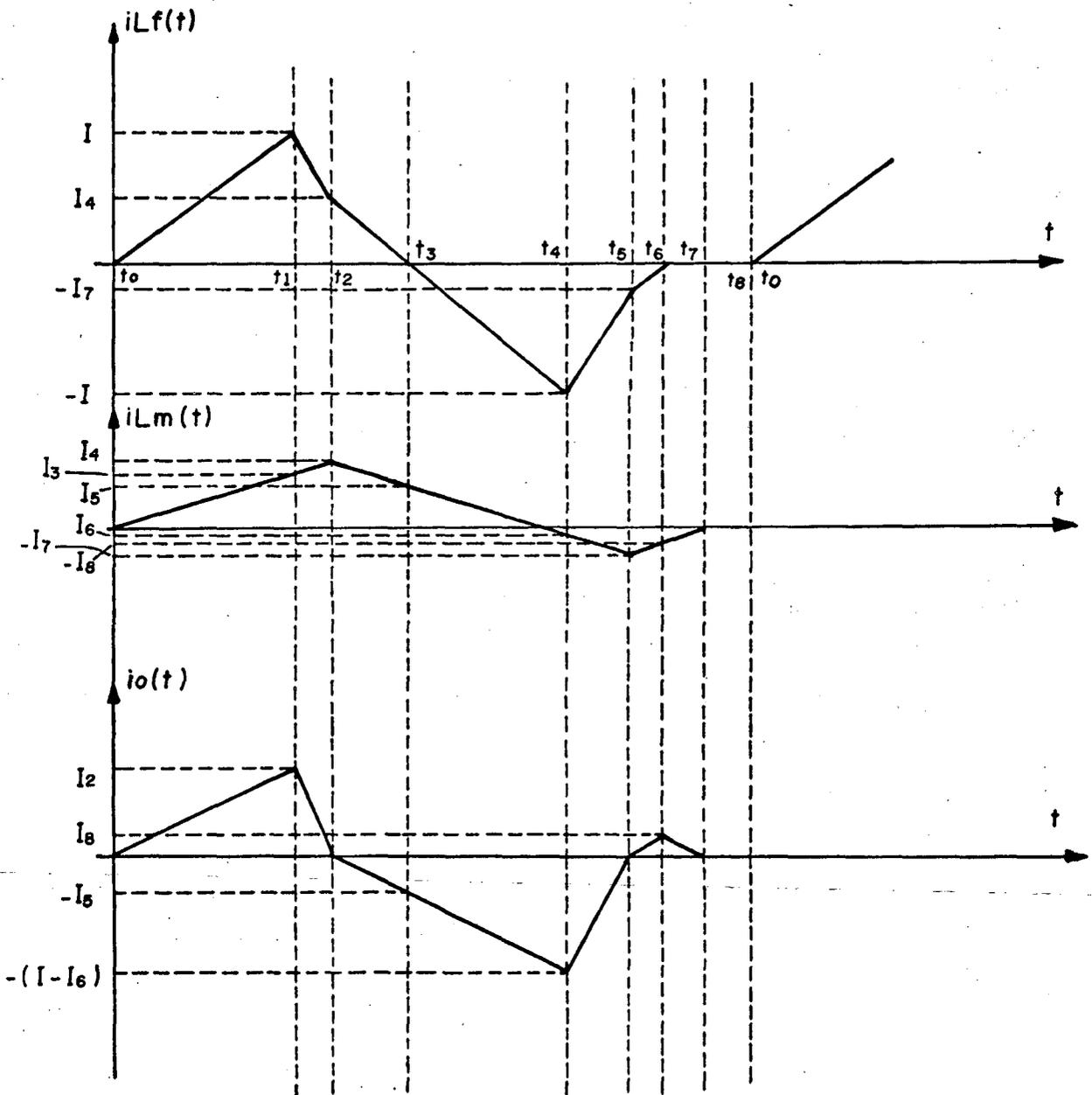


FIGURA 3.27- Formas de onda para a estrutura da figura 3.11 operando como "PWM" assimétrico.

A seguir é feito o equacionamento para cada etapa de funcionamento.

- 1ª Etapa (t<sub>0</sub> , t<sub>1</sub>)

O circuito mostrado na figura 3.28 representa a 1ª etapa de funcionamento.

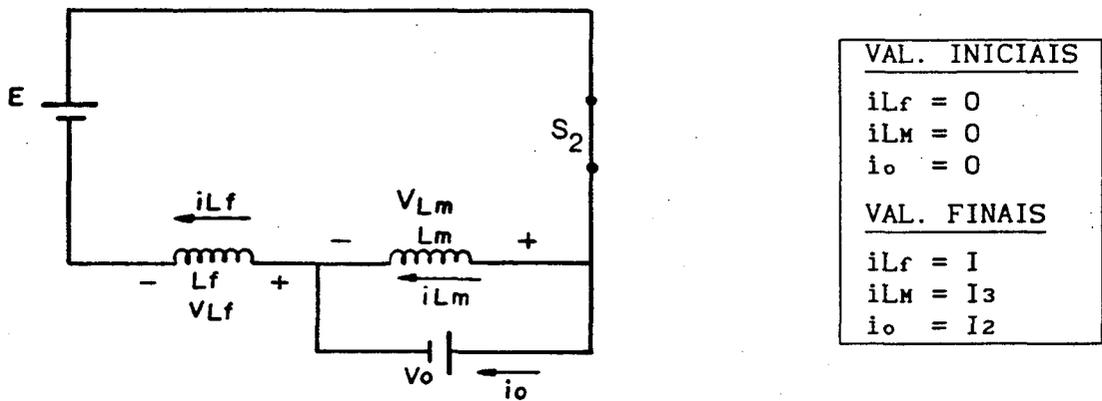


FIGURA 3.28- 1ª Etapa de funcionamento.

Define-se que:

$$I = I_2 + I_3 \quad (3.100)$$

$$I_3 = (1-K).I \quad (3.101)$$

$$I_2 = K.I \quad (3.102)$$

As equações que definem esta etapa de operação, são:

$$i_{Lf}(t) = \frac{(E-V_o)}{L_f} . t \quad (3.103)$$

$$i_{LM}(t) = \frac{V_o}{L_M} . t \quad (3.104)$$

$$i_o(t) = \left( \frac{(E-V_o).L_M - V_o.L_f}{L_M.L_f} \right) . t \quad (3.105)$$

Quando " $t = \Delta T_1$ ", " $i_{Lf}(\Delta T_1) = I$ ", " $i_{LM}(\Delta T_1) = I_3$ ", " $i_o(\Delta T_1) = I_2$ ". Com isto o intervalo de tempo " $\Delta T_1$ " é dado por:

$$\Delta T_1 = \frac{L_f \cdot I}{(E - V_o)} \quad (3.106)$$

- 2ª ETAPA ( $t_1, t_2$ )

A segunda etapa de funcionamento, é representada pelo circuito da figura 3.29.

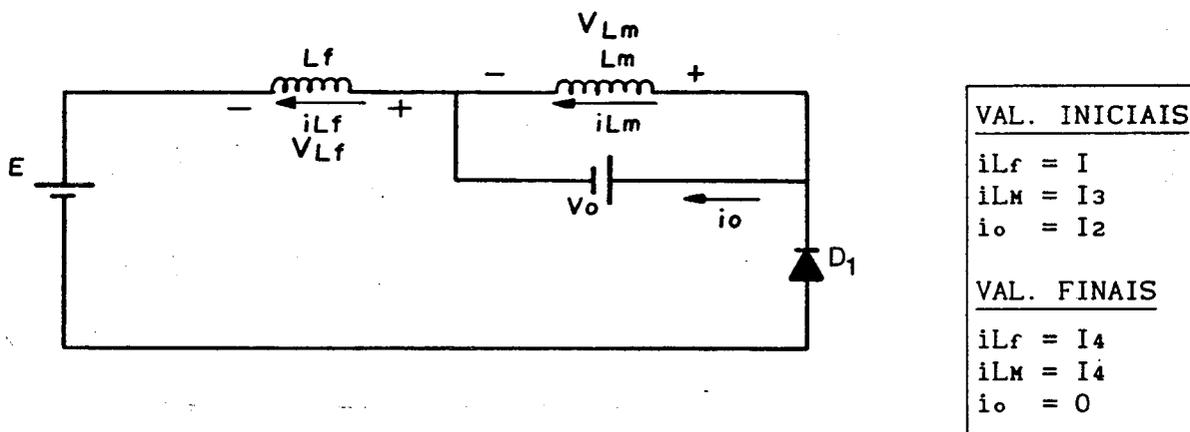


FIGURA 3.29- 2ª Etapa de funcionamento .

As equações que definem esta etapa são:

$$i_{Lf}(t) = I - \frac{(E+V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.107)$$

$$i_{LM}(t) = I_3 + \frac{V_o}{L_M} \cdot t \quad (3.108)$$

$$i_o(t) = K \cdot I - \left( \frac{(E+V_o)L_M + V_o \cdot L_f}{L_f \cdot L_M} \right) \cdot t \quad (3.109)$$

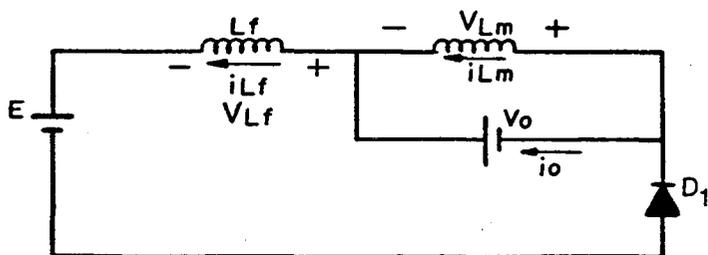
Quando " $t = \Delta T_2$ ", " $i_{Lf}(\Delta T_2) = I_4$ ", " $i_{LM}(\Delta T_2) = I_4$ ", " $i_o(\Delta T_2) = 0$ ". Com isto, o intervalo de tempo " $\Delta T_2$ " é

definido pela equação (3.110).

$$\Delta T_2 = K \cdot I \cdot \left( \frac{L_f \cdot L_M}{(E+V_o) \cdot L_M + V_o \cdot L_f} \right) \quad (3.110)$$

- 3ª ETAPA (t<sub>2</sub> , t<sub>3</sub>)

Na figura 3.30, está representado o circuito equivalente da 3ª etapa de funcionamento.



VAL. INICIAIS	
$i_{Lf}$	$= I_4$
$i_{LM}$	$= I_4$
$i_o$	$= 0$
VAL. FINAIS	
$i_{Lf}$	$= 0$
$i_{LM}$	$= I_5$
$i_o$	$= -I_5$

FIGURA 3.30- 3ª Etapa de funcionamento.

As equações que definem esta etapa de funcionamento, são:

$$i_{Lf}(t) = I_4 - \frac{(E-V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.111)$$

$$i_{LM}(t) = I_4 - \frac{V_o}{L_M} \cdot t \quad (3.112)$$

$$i_o(t) = \left( \frac{V_o \cdot L_f - (E-V_o) \cdot L_M}{L_M \cdot L_f} \right) \cdot t \quad (3.113)$$

Quando " $t = \Delta T_3$ ", " $i_{Lf}(\Delta T_3) = 0$ ", " $i_{LM}(\Delta T_3) = I_5$ ", " $i_o(\Delta T_3) = -I_5$ ". Na equação (3.114) é mostrada a equação que define o

intervalo de tempo " $\Delta T_3$ ".

$$\Delta T_3 = \frac{L_f \cdot I_4}{(E - V_o)} \quad (3.114)$$

4<sup>a</sup> ETAPA (t<sub>3</sub> , t<sub>4</sub>)

O circuito que representa a 4<sup>a</sup> etapa de funcionamento é mostrado na figura 3.31.

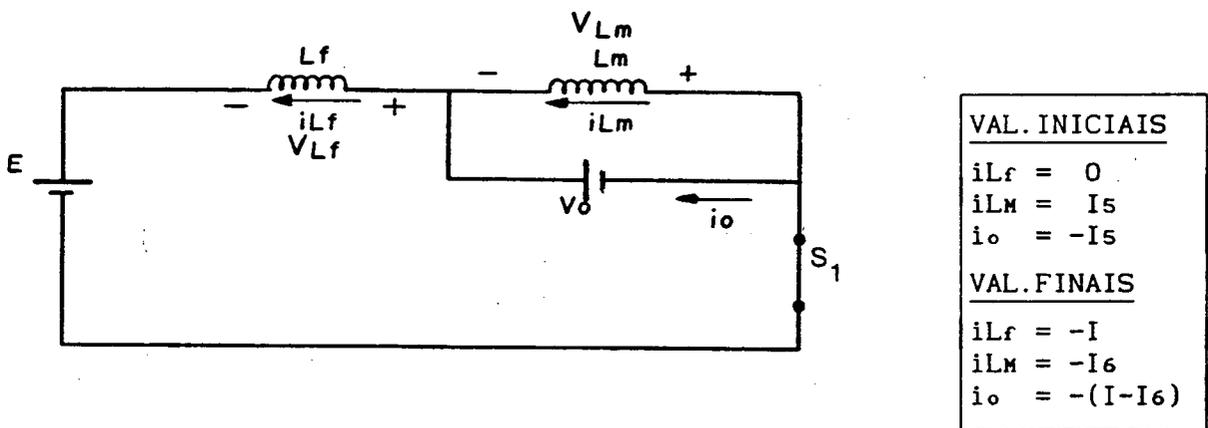


FIGURA 3.31- 4<sup>a</sup> etapa de funcionamento.

As equações que definem esta etapa de funcionamento são mostradas em (3.115), (3.116) e (3.117).

$$i_{Lf}(t) = -\frac{(E - V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.115)$$

$$i_{Lm}(t) = I_5 - \frac{V_o}{L_m} \cdot t \quad (3.116)$$

$$i_o(t) = -I_5 + \left( \frac{-(E - V_o) \cdot L_m + V_o \cdot L_f}{L_f \cdot L_m} \right) \cdot t \quad (3.117)$$

Quando " $t = \Delta T_4$ ", " $i_{Lf}(\Delta T_4) = -I$ ", " $i_{Lm}(\Delta T_4) = -I_6$ " e

" $i_o(\Delta T_4) = -(I-I_6)$ ". A equação que define o intervalo de tempo " $\Delta T_4$ " é mostrada em (3.118).

$$\Delta T_4 = \frac{L_f \cdot I}{(E-V_0)} \quad (3.118)$$

5ª ETAPA ( $t_4$  ,  $t_5$ )

Na figura 3.32 é mostrado o circuito equivalente para a 5ª etapa de funcionamento.

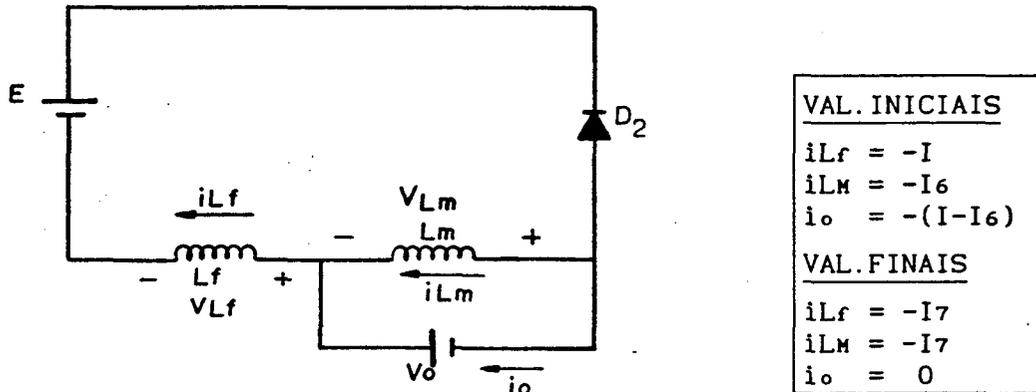


FIGURA 3.32- 5ª etapa de funcionamento.

As equações que definem esta etapa de funcionamento são mostradas em (3.119), (3.120) e (3.121).

$$i_{L_f}(t) = -I + \frac{(E + V_0)}{L_f} \cdot t \quad (3.119)$$

$$i_{L_M}(t) = -I_6 - \frac{V_0}{L_M} \cdot t \quad (3.120)$$

$$i_o(t) = -(I-I_6) + \left( \frac{L_M \cdot (E+V_0) + L_f \cdot V_0}{L_f \cdot L_M} \right) \cdot t \quad (3.121)$$

Quando " $t = \Delta T_5$ ", " $i_{L_f}(\Delta T_5) = -I_7$ ", " $i_{L_M}(\Delta T_5) = -I_7$ " e

" $i_o(\Delta T_s) = 0$ ". A equação que define o intervalo de tempo " $\Delta T_s$ " é mostrada em (3.122).

$$\Delta T_s = \frac{L_f \cdot (I - I_6)}{E \cdot (1 + q + m \cdot q)} \quad (3.122)$$

6<sup>a</sup> ETAPA ( $t_5$ ,  $t_6$ )

Na figura 3.33 é mostrado o circuito equivalente para 6<sup>a</sup> etapa de funcionamento.

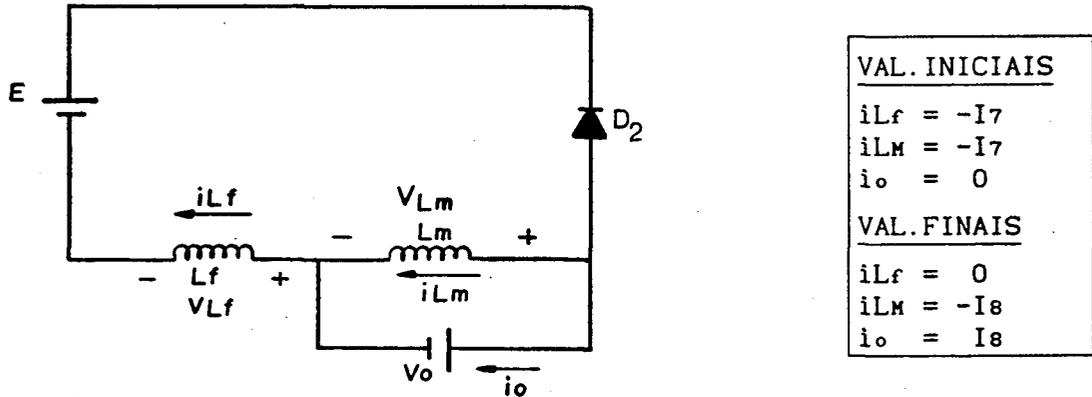


FIGURA 3.33- 6<sup>a</sup> etapa de funcionamento.

As equações que definem esta etapa de funcionamento são mostradas em (3.123), (3.124) e (3.125).

$$i_{Lf}(t) = -I_7 + \frac{(E - V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.123)$$

$$i_{Lm}(t) = -I_7 + \frac{V_o}{L_m} \cdot t \quad (3.124)$$

$$i_o(t) = \left\{ \frac{(E - V_o) \cdot L_m - V_o \cdot L_f}{L_m \cdot L_f} \right\} \quad (3.125)$$

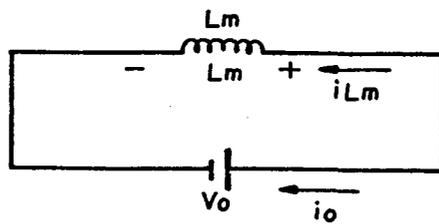
Quando " $t = \Delta T_6$ ", " $i_{Lf}(\Delta T_6) = 0$ ", " $i_{Lm}(\Delta T_6) = -I_8$ " e

" $i_o(\Delta T_6) = I_8$ ". A equação que define o intervalo de tempo " $\Delta T_6$ " é mostrada em (3.126).

$$\Delta T_6 = \frac{L_f \cdot I_7}{(E - V_o)} \quad (3.126)$$

7<sup>a</sup> ETAPA ( $t_6, t_7$ )

Na figura 3.34 é definido o circuito equivalente para a 7<sup>a</sup> etapa de funcionamento.



VAL. INICIAIS	
$i_{L_f}$	= 0
$i_{L_M}$	= $-I_8$
$i_o$	= $I_8$
VAL. FINAIS	
$i_{L_f}$	= 0
$i_{L_M}$	= 0
$i_o$	= 0

Figura 3.34- 7<sup>a</sup> Etapa de funcionamento.

As equações que definem esta etapa são definidas a seguir:

$$i_{L_M}(t) = -I_8 + \frac{V_o}{L_M} \cdot t \quad (3.127)$$

$$i_o(t) = I_8 - \frac{V_o}{L_M} \cdot t \quad (3.128)$$

Quando " $t = \Delta T_7$ ", " $i_{L_M}(\Delta T_7) = 0$ " e " $i_o(\Delta T_7) = 0$ ". A equação que define o intervalo de tempo " $\Delta T_7$ " é mostrada em (3.129).

$$\Delta T_7 = \frac{I_8 \cdot L_M}{V_o} \quad (3.129)$$

### 8ª ETAPA (t7, t8)

Este intervalo de tempo é chamado de "Tempo de Controle de Defasamento", e deve ser definido pelo projetista. Esta etapa deve ser sempre levada em consideração, pois a sua existência garante a desmagnetização do transformador.

$$\boxed{\frac{\Delta T_8}{T} = D} \quad (3.130)$$

Da mesma forma que na análise das estruturas "PWM" simétricas, o objetivo deste estudo é a obtenção de equações que sejam simples e possam ser utilizadas para projeto. O primeiro passo para isto, é a definição dos valores das correntes para cada etapa de funcionamento, em função de um único valor tomado como referência. Adotou-se como referência a corrente "I" de pico no indutor de filtragem. Abaixo estão representadas as correntes "I2", "I3", "I4", "I5", "I6", "I7" e "I8" em função de "I".

$$\boxed{I_2 = \frac{(1-q-m \cdot q)}{(1-q)} \cdot I} \quad (3.131)$$

$$\boxed{I_3 = \left( \frac{m \cdot q}{(1-q)} \right) \cdot I} \quad (3.132)$$

$$\boxed{I_4 = \left( \frac{2 \cdot m \cdot q}{(1-q) \cdot (1+q+m \cdot q)} \right) \cdot I} \quad (3.133)$$

$$\boxed{I_5 = \left( \frac{2 \cdot m \cdot q \cdot (1-q-m \cdot q)}{(1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q)} \right) \cdot I} \quad (3.134)$$

$$I_6 = \left( \frac{m \cdot q \cdot \{-(1-q)^2 + m \cdot q \cdot (3-q)\}}{(1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q)} \right) \cdot I \quad (3.135)$$

$$I_7 = \left( \frac{2 \cdot m \cdot q}{(1-q) \cdot (1+q+m \cdot q)} \right)^2 \cdot I \quad (3.136)$$

$$I_8 = \left( \frac{1-q-m \cdot q}{1-q} \right) \cdot \left( \frac{2 \cdot m \cdot q}{(1-q) \cdot (1+q+m \cdot q)} \right)^2 \cdot I \quad (3.137)$$

Uma vez obtidas as equações das correntes em função de um único valor de referência ( "I" ), substituí-se estas nas equações dos intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento. Isto está representado nas equações (3.138), (3.139), (3.140), (3.141), (3.142), (3.143) e (3.144).

$$\Delta T_1 = \frac{L_f \cdot I}{E} \left( \frac{1}{(1-q)} \right) \quad (3.138)$$

$$\Delta T_2 = \frac{L_f \cdot I}{E} \left( \frac{(1-q-m \cdot q)}{(1-q) \cdot (1+q+m \cdot q)} \right) \quad (3.139)$$

$$\Delta T_3 = \frac{L_f \cdot I}{E} \left( \frac{2 \cdot m \cdot q}{(1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q)} \right) \quad (3.140)$$

$$\Delta T_4 = \frac{L_f \cdot I}{E} \left( \frac{1}{(1-q)} \right) \quad (3.141)$$

$$\Delta T_5 = \frac{L_f \cdot I}{E} \cdot \left( \frac{(1+q) \cdot \{(1-q)^2 - m^2 \cdot q^2\} + 2 \cdot m \cdot q \cdot (1-q) \cdot (1-q-m \cdot q)}{(1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q)^2} \right)$$

(3.142)

$$\Delta T_6 = \frac{L_f \cdot I}{E} \cdot \left( \frac{4 \cdot m^2 \cdot q^2}{(1-q)^3 \cdot (1+q+m \cdot q)^2} \right)$$

(3.143)

$$\Delta T_7 = \frac{L_f \cdot I}{E} \cdot \left( \frac{4 \cdot m \cdot q \cdot (1-q-m \cdot q)}{(1-q)^3 \cdot (1+q+m \cdot q)^2} \right)$$

(3.144)

A soma dos intervalos de tempo de cada etapa obtidos acima, define um período de funcionamento para a estrutura. Esta expressão é mostrada em (3.145).

$$T = \Delta T_1 + \Delta T_2 + \Delta T_3 + \Delta T_4 + \Delta T_5 + \Delta T_6 + \Delta T_7 + \Delta T_8 \quad (3.145)$$

Sustituindo na expressão (3.145) as expressões (3.138), (3.139), (3.140), (3.141), (3.142), (3.143), (3.144) e (3.130), e manipulando-a algebricamente obtém-se a expressão (3.146), que define a corrente de pico no indutor de filtragem, para as estruturas "PWM" assimétricas.

$$I = \frac{E}{4 \cdot L_f \cdot F} \cdot \left( \frac{(1-D) \cdot (1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q)^2}{(1-q) \cdot (1+q+m \cdot q) + 2 \cdot m \cdot q} \right)$$

(3.146)

Quando "D = 0", tem-se a máxima corrente de pico que circula pelo indutor de filtragem "L<sub>f</sub>". Isto é mostrado na expressão

(3.147) abaixo.

$$I_{MAX} = \frac{E}{4.Lf.F} \left( \frac{(1-q)^2 \cdot (1+q+m.q)^2}{(1-q) \cdot (1+q+m.q) + 2.m.q} \right) \quad (3.147)$$

A máxima razão cíclica ( $D_1 = \frac{\Delta T_1}{T}$ ) ocorre quando " $I = I_{MAX}$ ". Substituindo-se a expressão (3.147) na expressão (3.138), resulta:

$$D1_{MAX} = \frac{(1-q) \cdot (1+q+m.q)^2}{4 \cdot \{(1-q) \cdot (1+q+m.q) + 2.m.q\}} \quad (3.148)$$

A corrente média na carga para as estruturas "PWM" assimétricas é dada pela expressão (3.149) mostrada abaixo.

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta T_1} i_{o_1}(t).dt + \int_0^{\Delta T_2} i_{o_2}(t).dt + \int_0^{\Delta T_3} i_{o_3}(t).dt + \int_0^{\Delta T_4} i_{o_4}(t).dt + \right. \\ \left. + \int_0^{\Delta T_5} i_{o_5}(t).dt + \int_0^{\Delta T_6} i_{o_6}(t).dt + \int_0^{\Delta T_7} i_{o_7}(t).dt \right\} \quad (3.149)$$

Como a resolução desta equação se torna extensa, pois cada termo é formado por uma outra equação, a mesma é desmembrada em partes que representam a corrente média na carga para cada etapa de funcionamento. O somatório destas partes resulta na corrente média total na carga. Nas equações (3.150), (3.151), (3.152), (3.153), (3.154), (3.155) e (3.156) são mostradas as correntes médias para cada etapa de funcionamento.

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta T_1} i_{o_1}(t).dt = \frac{L_f.F.I^2}{2.E} \cdot \left[ \frac{(1-q-m.q)}{(1-q)^2} \right] \quad (3.150)$$

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta T_2} i_{o_2}(t) \cdot dt = \frac{L_f \cdot F \cdot I^2}{2 \cdot E} \left[ \frac{(1-q-m \cdot q)^2}{(1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q)} \right] \quad (3.151)$$

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta T_3} i_{o_3}(t) \cdot dt = \frac{2 \cdot L_f \cdot F \cdot I^2}{E} \left[ \frac{(1-q-m \cdot q) \cdot m^2 \cdot q^2}{(1-q)^4 \cdot (1+q+m \cdot q)^2} \right] \quad (3.152)$$

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta T_4} i_{o_4}(t) \cdot dt = \frac{L_f \cdot F \cdot I^2}{2 \cdot E} \left[ \frac{(1-q-m \cdot q) \cdot \{(1-q) \cdot (1+q+m \cdot q) + 4 \cdot m \cdot q\}}{(1-q)^3 \cdot (1+q+m \cdot q)} \right] \quad (3.153)$$

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta T_5} i_{o_5}(t) \cdot dt = \frac{L_f \cdot F \cdot I^2}{2 \cdot E} \left[ \frac{(1-q)^2 \cdot (1+q+2 \cdot m \cdot q) - m^2 \cdot q^2 \cdot (3-q)}{(1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q)^{1,5}} \right]^2 \quad (3.154)$$

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta T_6} i_{o_6}(t) \cdot dt = \frac{L_f \cdot F \cdot I^2}{2 \cdot E} \left[ \frac{16 \cdot m^4 \cdot q^4 \cdot (1-q-m \cdot q)}{(1-q)^6 \cdot (1+q+m \cdot q)^4} \right] \quad (3.155)$$

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta T_7} i_{o_7}(t) \cdot dt = \frac{L_f \cdot F \cdot I^2}{2 \cdot E} \left[ \frac{16 \cdot m^3 \cdot q^3 \cdot (1-q-m \cdot q)^2}{(1-q)^6 \cdot (1+q+m \cdot q)^2} \right] \quad (3.156)$$

Para a obtenção de um ábaco que represente a característica de saída ( $q \times \bar{I}_o$ ), definida pela expressão (3.149), fez-se um programa computacional, onde é fixado um valor de "m" para cada ábaco, mantendo-se como parâmetro a razão cíclica ( $D_1 = \frac{\Delta T_1}{T}$ ).

Nas figuras 3.35, 3.36, 3.37 e 3.38 são mostrados ábacos das características de saída para as estruturas "PWM"

assimétricas, para alguns valores de "m".

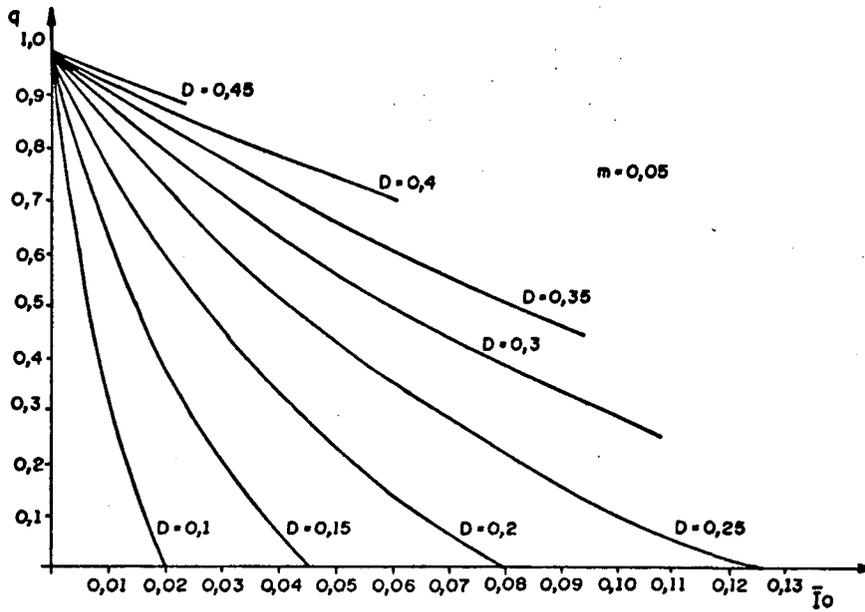


FIGURA 3.35- Característica de saída das estruturas "PWM" assimétricas isoladas para "m = 0.05".

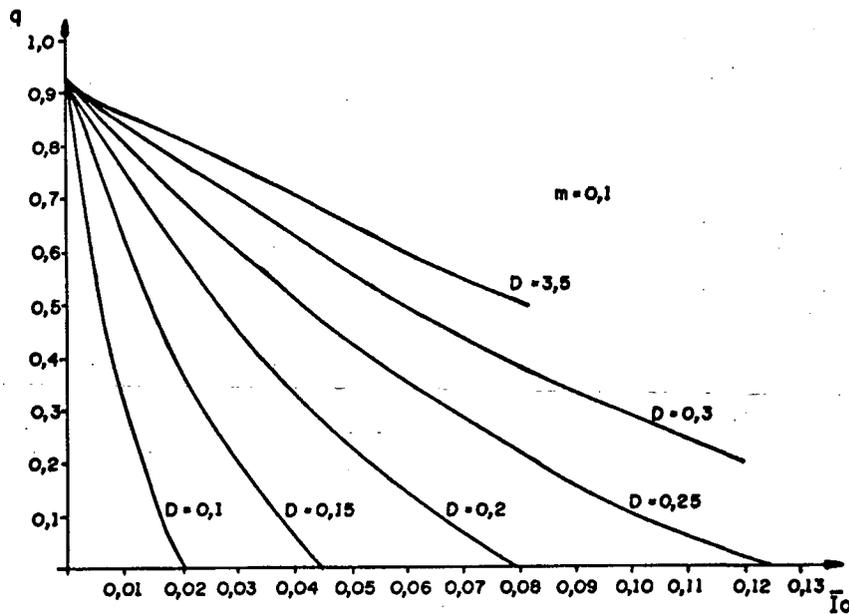


FIGURA 3.36- Característica de saída das estruturas "PWM" assimétricas isoladas para "m = 0.1".

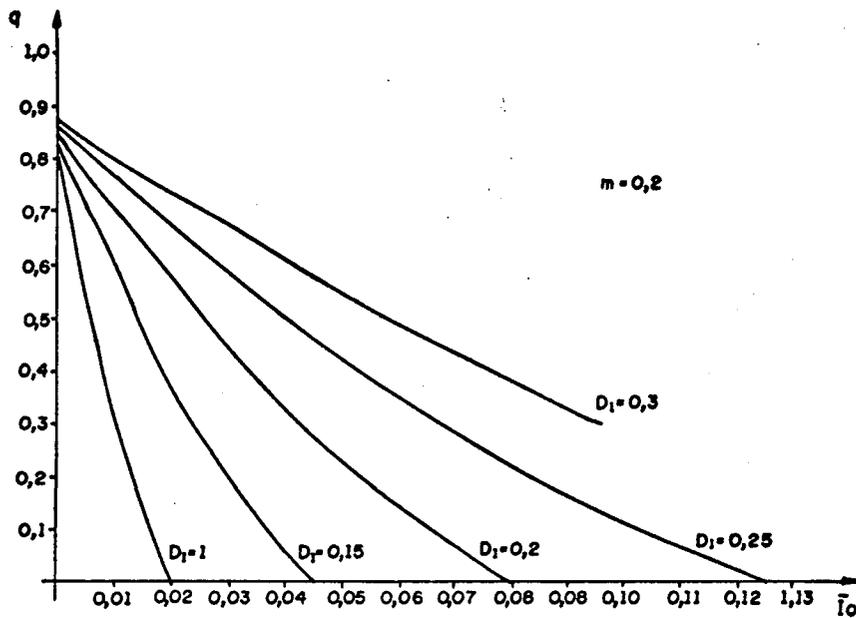


FIGURA 3.37-Característica de saída das estruturas "PWM" assimétricas isoladas para "m = 0.2".

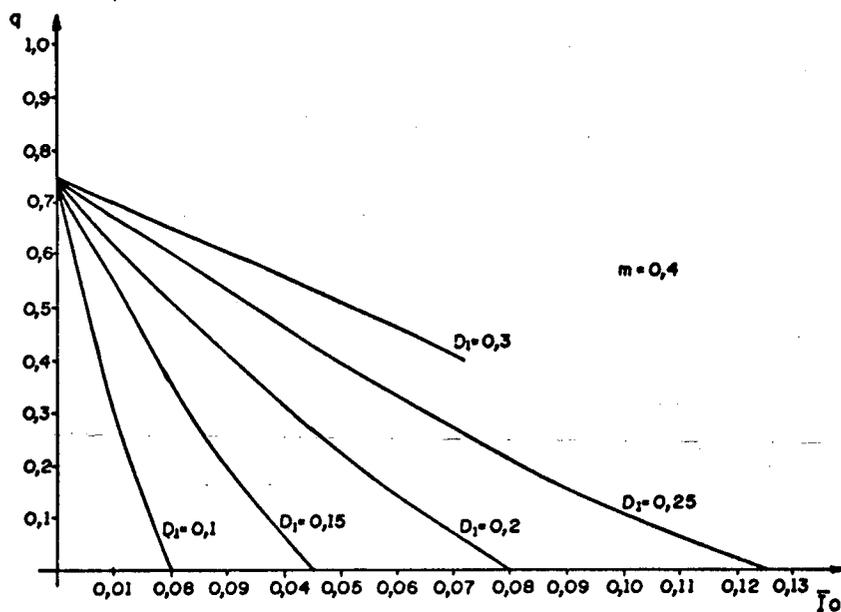


FIGURA 3.38-Característica de saída das estruturas "PWM" assimétricas isoladas para "m = 0.4".

Em termos quantitativos os valores apresentados pelos ábacos das figuras 3.19, 3.20, 3.21 e 3.22, que representam a característica de saída para as estruturas "PWM" simétricas, são bastante semelhantes aos ábacos das figuras 3.35, 3.36, 3.37 e 3.38, que representam as características de saída para as estruturas "PWM" assimétricas.

Nas figuras 3.39, 3.40, 3.41 e 3.42 são mostradas algumas simulações, as quais foram realizadas com os mesmos parâmetros utilizados nas simulações mostradas nas figuras 3.23, 3.24, 3.25 e 3.26. Estas simulações facilitam a visualização das diferenças no funcionamento das estruturas "PWM" simétricas e "PWM" assimétricas.

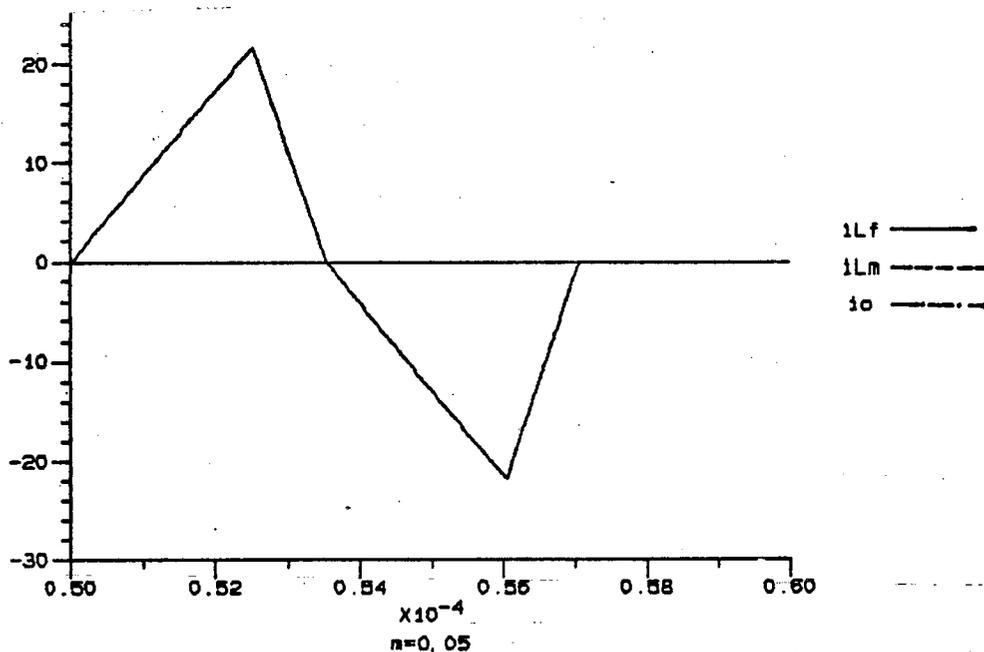


FIGURA 3.39- Resultado de simulação da estrutura da figura 3.11 operando como "PWM" assimétrico ( $L_m=200 \mu H$ ;  $m=0.05$ ).

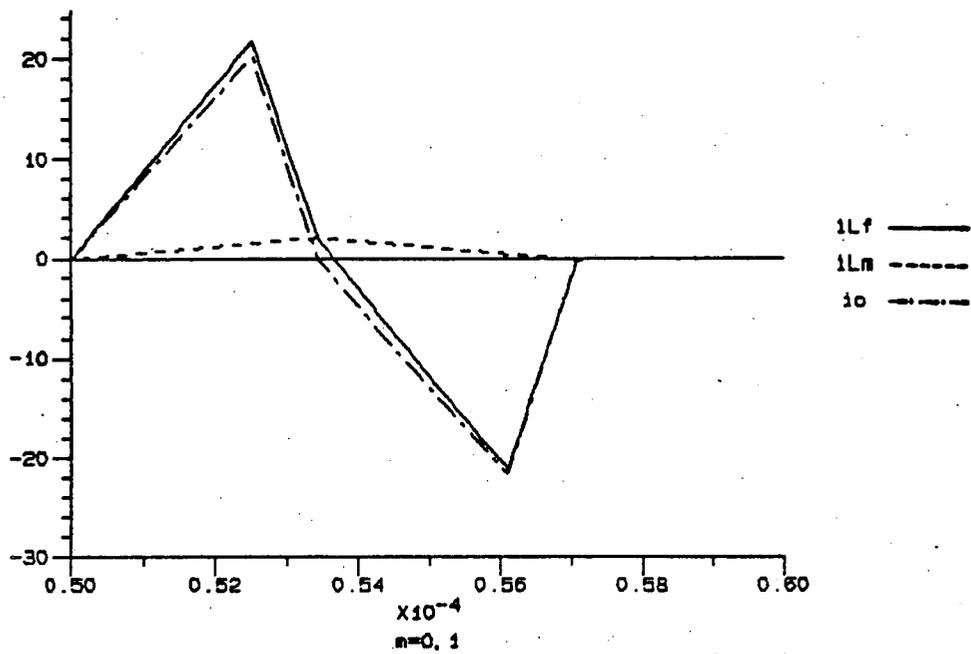


FIGURA 3.40- Resultado de simulação da estrutura da figura 3.11 operando como "PWM" assimétrico ( $L_M=100 \mu H$ ;  $m=0,1$ ).

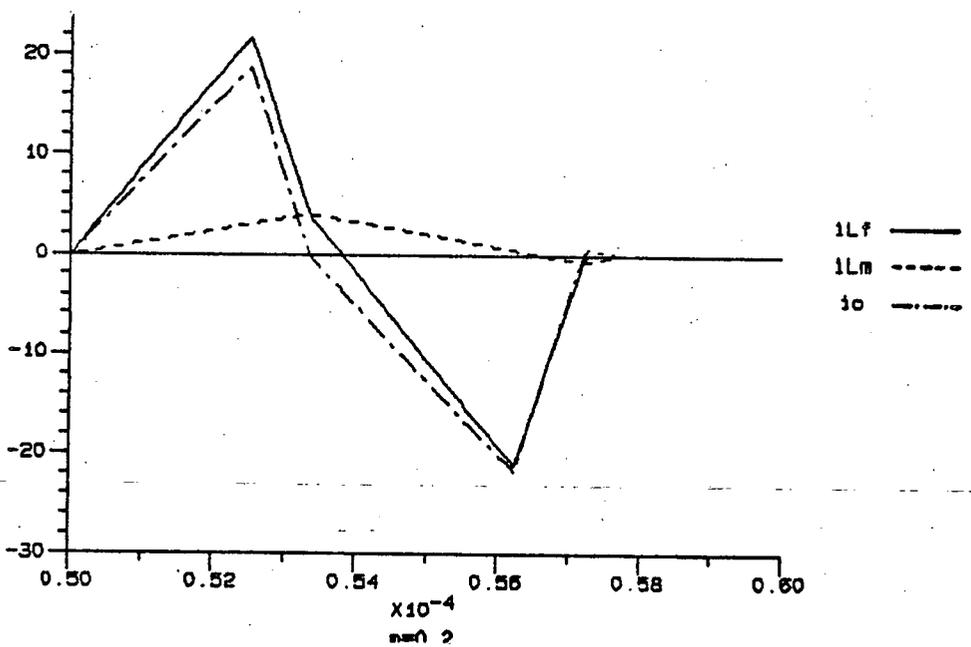


FIGURA 3.41- Resultado de simulação da estrutura da figura 3.11 operando como "PWM" assimétrico ( $L_M=50 \mu H$ ;  $m=0,2$ ).

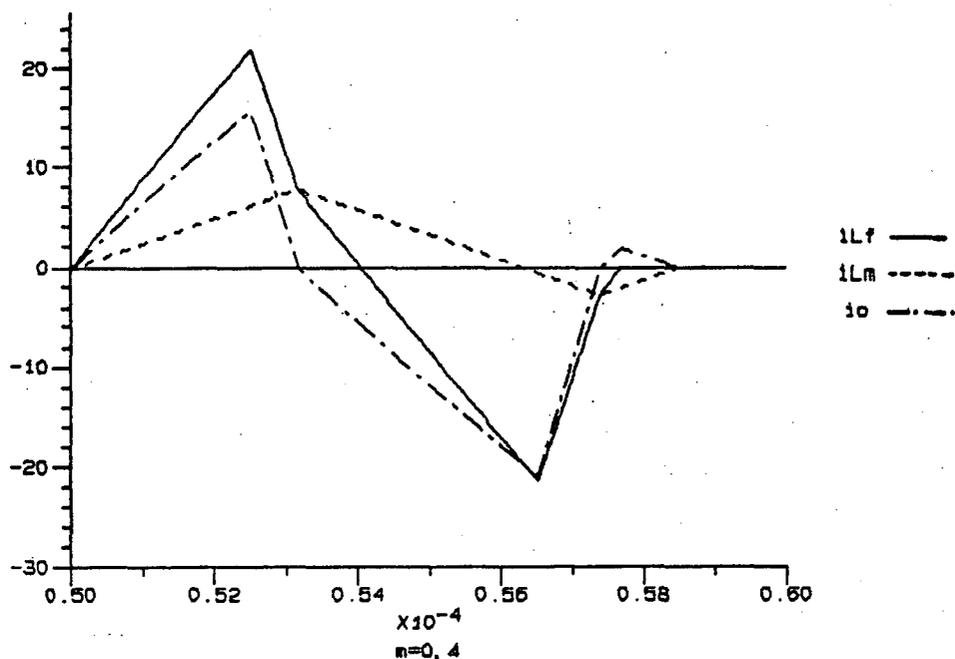


FIGURA 3.42- Resultado de simulação da estrutura da figura 3.11 operando como "PWM" assimétrico ( $L_M=25 \mu\text{H}; m=0.4$ ).

Da mesma forma, que no caso "PWM" simétrico a diminuição no valor da indutância magnetizante, aumenta a corrente " $i_{Lm}(t)$ ", diminuindo a corrente " $i_o(t)$ ", transferida para a carga. As simulações mostradas nas figuras 3.39, 3.40, 3.41 e 3.42, confirmam a diminuição da potência transferida à carga com a diminuição do valor de " $L_M$ ". Na figura 3.42 é possível visualizar a assimetria existente na corrente " $i_{Lm}(t)$ " e a necessidade de que esta corrente se anule para que o transformador se desmagnetize. Os ábacos que representam a característica de saída (para vários valores de " $m$ "), tanto para as estruturas "PWM" simétricas como "PWM" assimétricas, mostram que para a condição de curto-circuito (isto é,  $q=0$ ) os valores da corrente de curto-circuito são os mesmos e dependem apenas da razão cíclica. Isto demonstra que estas estruturas possuem uma proteção natural contra curto-circuito na carga.

3.3.2- CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA PARA AS ESTRUTURAS  
ISOLADAS "FM"

3.3.2.1- CONSIDERANDO APENAS A RELAÇÃO DE  
TRANSFORMAÇÃO DO TRANSFORMADOR

Conforme já foi mencionado, se o transformador é considerado ideal o mesmo pode ser substituído pela sua relação de espiras como mostrado na figura 3.8.

A expressão da tensão de saída "Vo" referida ao primário do transformador é mostrada na equação (3.49).

A análise realizada para as estruturas isoladas "FM" é semelhante a análise feita para as estruturas não isoladas "FM". As formas de onda são as mesmas da figura 3.2, com as seguintes diferenças :

- $\Delta T_x = \Delta T_y = 0$ ;
- Em vez de "Vo" tem-se "N.Vo" na forma de onda da tensão "Vab(t)" (FIGURA 3.2.a);
- Em vez de "I" tem-se "I.N" na forma de onda da corrente "io(t)" (FIGURA 3.2.c).

As equações finais para esta análise, são mostradas a seguir.

$$N.q = \sqrt{1 - \frac{4.\alpha_o}{\Pi.N} \cdot \frac{F}{FR}} \quad (3.157)$$

$$Po = \sqrt{\frac{\alpha_o^2}{N^2} \cdot \left\{ 1 - \frac{4.\alpha_o}{\Pi.N} \cdot \frac{F}{FR} \right\}} \quad (3.158)$$

Na figura 3.43 é mostrado o ábaco representativo da equação (3.157).

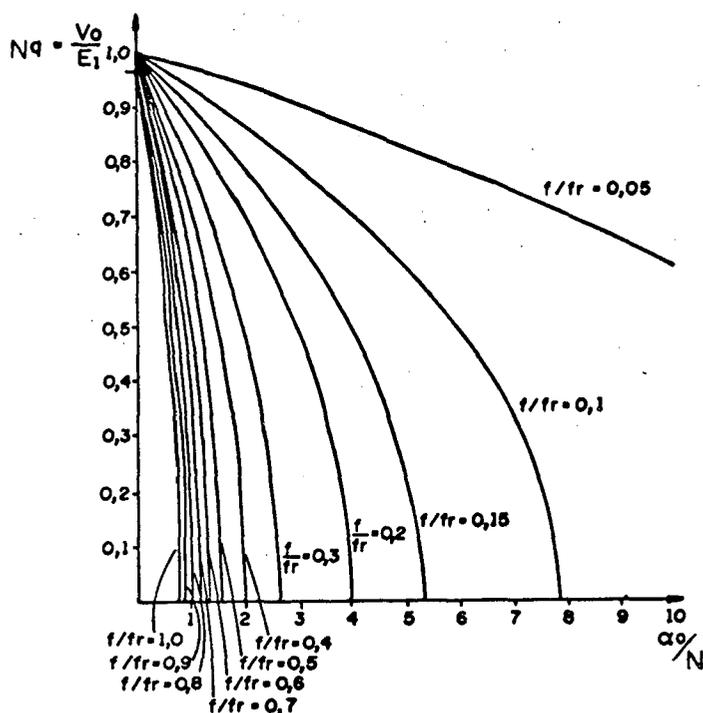


FIGURA 3.43-Ábaco representativo da característica de saída para as estruturas isoladas "FM", considerando apenas a relação de transformação "N".

Este ábaco é bastante semelhante ao mostrado na figura 3.6, com a diferença de que neste aparece a relação de transformação "N". Portanto para cada "N" tem-se um ábaco diferente. A variável de controle de controle da transferência de potência é a frequência de chaveamento "F". Para um mesmo valor de "q", quanto menor for "F" maior é a potência obtida. A faixa de controle de potência diminui com o aumento de "N.q".

### 3.3.2.2- CONSIDERANDO A INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE DO TRANSFORMADOR "Lm"

Da mesma forma que na análise feita para as estruturas "PWM", as indutâncias de dispersão do transformador são desconsideradas, e

apenas a indutância magnetizante "Lm" do mesmo é levada em consideração. A estrutura isolada simplificada para esta análise é mostrada na figura 3.11. Na figura 3.44 estão representadas as formas de onda das correntes para esta estrutura operando como "FM".

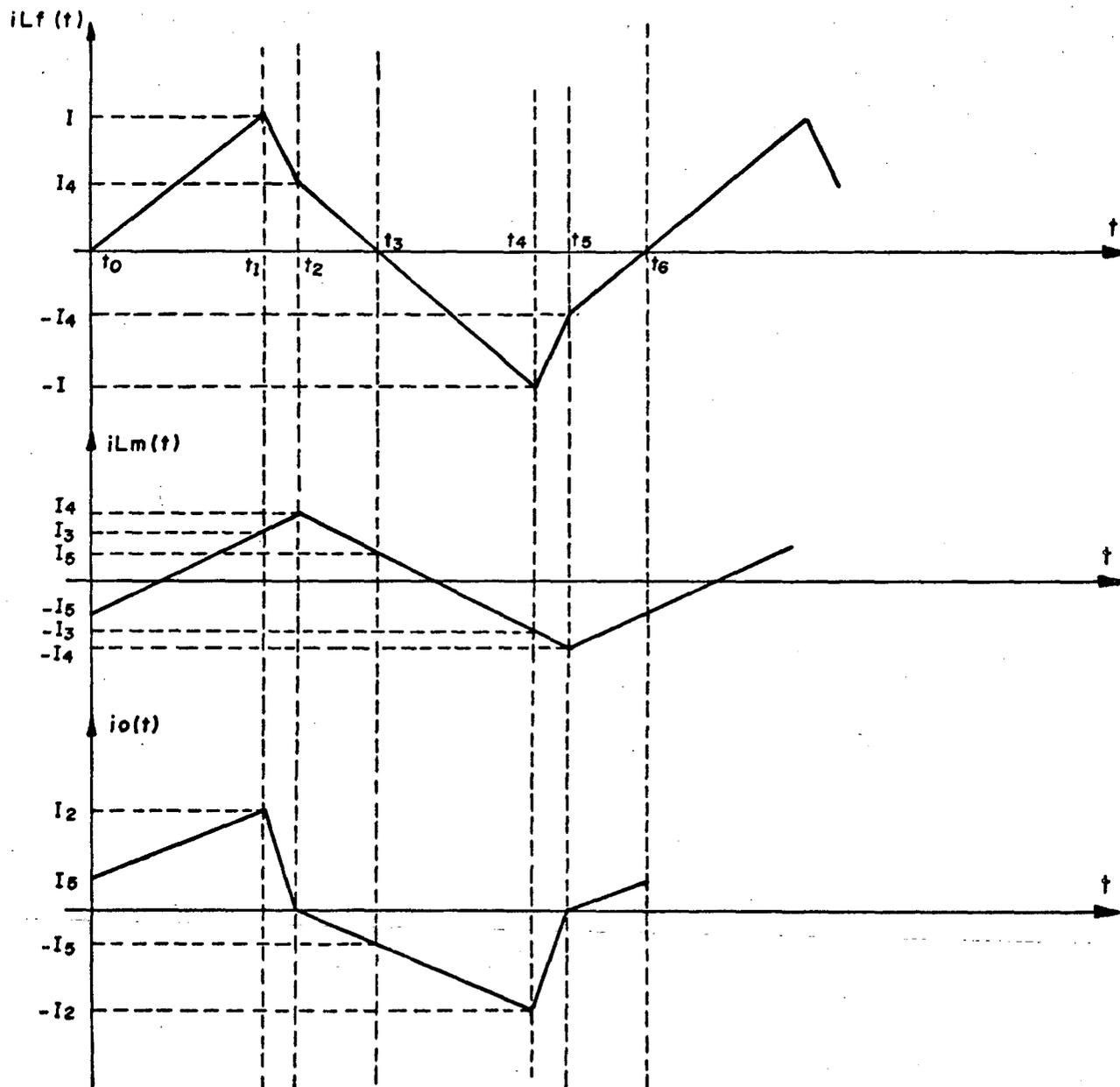


FIGURA 3.44- Formas de onda para a estrutura da figura 3.11, operando como "FM".

O equacionamento é feito apenas para metade do período, isto é, para os intervalos de tempo " $\Delta T_1$ ", " $\Delta T_2$ " e " $\Delta T_3$ ", uma vez que a estrutura é simétrica. A seguir são mostradas as equações das grandezas envolvidas em cada etapa de funcionamento.

- 1ª Etapa ( $t_0$ ,  $t_1$ )

O circuito que representa a 1ª etapa de funcionamento é mostrado na figura 3.45.

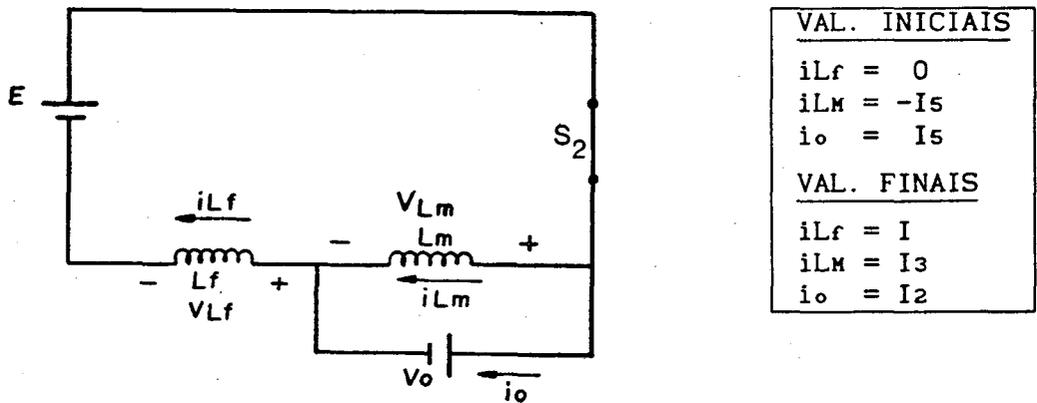


FIGURA 3.45- 1ª Etapa de funcionamento.

As equações que definem esta etapa de operação, são:

$$i_{Lf}(t) = \frac{(E-V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.159)$$

$$i_{LM}(t) = -I_5 + \frac{V_o}{L_M} \cdot t \quad (3.160)$$

$$i_o(t) = I_5 + \left( \frac{(E-V_o) \cdot L_M - V_o \cdot L_f}{L_M \cdot L_f} \right) \cdot t \quad (3.161)$$

Quando " $t = \Delta T_1$ ", " $i_{Lf}(\Delta T_1) = I$ ", " $i_{LM}(\Delta T_1) = I_3$ ",

" $i_o(\Delta T_1) = I_2$ ". Com isto o intervalo de tempo " $\Delta T_1$ " é dado por:

$$\Delta T_1 = \frac{L_f \cdot I}{(E-V_o)} \quad (3.162)$$

- 2ª ETAPA (t<sub>1</sub> , t<sub>2</sub>)

A segunda etapa de funcionamento, é representada pelo circuito da figura 3.46.

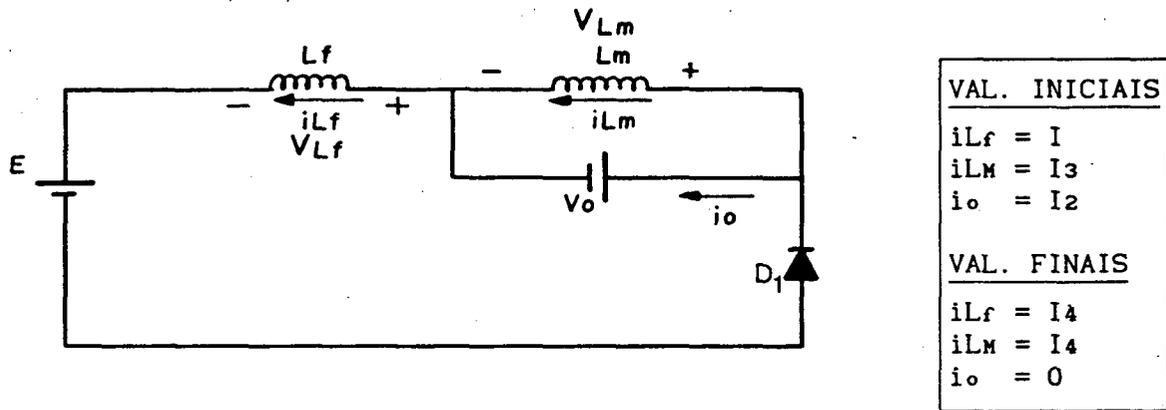


FIGURA 3.46- 2ª Etapa de funcionamento .

As equações que definem esta etapa são:

$$i_{Lf}(t) = I - \frac{(E+V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.163)$$

$$i_{Lm}(t) = I_3 + \frac{V_o}{L_m} \cdot t \quad (3.164)$$

$$i_o(t) = K \cdot I - \left( \frac{(E+V_o)L_m + V_o \cdot L_f}{L_f \cdot L_m} \right) \cdot t \quad (3.165)$$

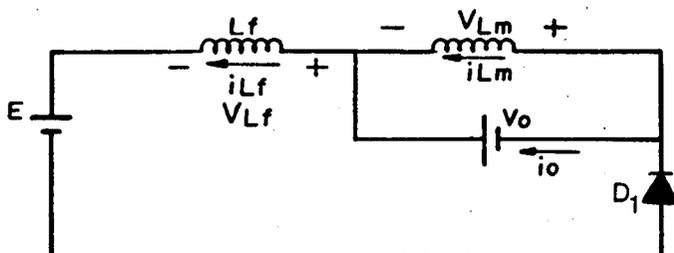
Quando "t = ΔT<sub>2</sub>", "i<sub>Lf</sub> (ΔT<sub>2</sub>) = I<sub>4</sub>", "i<sub>Lm</sub>(ΔT<sub>2</sub>) = I<sub>4</sub>", "i<sub>o</sub>(ΔT<sub>2</sub>) = 0". Com isto, "ΔT<sub>2</sub>" é representado pela equação (3.166).

$$\Delta T_2 = K \cdot I \cdot \left( \frac{L_f \cdot L_m}{(E+V_o) \cdot L_m + V_o \cdot L_f} \right) \quad (3.166)$$

- 3ª ETAPA (t<sub>2</sub> , t<sub>3</sub>)

Na figura 3.47, está representado o circuito

equivalente para a 3ª etapa de funcionamento.



VAL. INICIAIS
$i_{Lf} = I_4$
$i_{LM} = I_4$
$i_o = 0$
VAL. FINAIS
$i_{Lf} = 0$
$i_{LM} = I_5$
$i_o = -I_5$

FIGURA 3.47- 3ª Etapa de funcionamento.

As equações que definem esta etapa de funcionamento, são:

$$i_{Lf}(t) = I_4 - \frac{(E-V_o)}{L_f} \cdot t \quad (3.167)$$

$$i_{LM}(t) = I_4 - \frac{V_o}{L_M} \cdot t \quad (3.168)$$

$$i_o(t) = \left( \frac{V_o \cdot L_f - (E-V_o) \cdot L_M}{L_M \cdot L_f} \right) \cdot t \quad (3.169)$$

Quando " $t = \Delta T_3$ ", " $i_{Lf}(\Delta T_3) = 0$ ", " $i_{LM}(\Delta T_3) = I_5$ ", " $i_o(\Delta T_3) = -I_5$ ". Com isto, " $\Delta T_3$ " é representado pela equação (3.170).

$$\Delta T_3 = \frac{L_f \cdot I_4}{(E-V_o)} \quad (3.170)$$

Os intervalos de tempo " $\Delta T_1$ ", " $\Delta T_2$ " e " $\Delta T_3$ " em função da corrente de pico no indutor de filtragem " $I$ ", tomado como parâmetro, são mostrados nas expressões (3.171), (3.172) e (3.173).

$$\Delta T_1 = \frac{L_f \cdot I}{E \cdot (1-q)} \quad (3.171)$$

$$\Delta T_2 = \frac{L_f \cdot I}{E} \cdot \left\{ \frac{(1-q-m \cdot q)}{(1-q) \cdot (1+q+m \cdot q)} \right\} \quad (3.172)$$

$$\Delta T_3 = \frac{L_f \cdot I}{E} \cdot \left\{ \frac{2 \cdot m \cdot q}{(1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q)} \right\} \quad (3.173)$$

A expressão (3.174), mostrada abaixo, define meio período de funcionamento.

$$\frac{T}{2} = \Delta T_1 + \Delta T_2 + \Delta T_3 \quad (3.174)$$

Substituindo (3.171), (3.172), (3.173) em (3.174) e manipulando-a algebricamente obtém-se a expressão que representa a corrente de pico no indutor de filtragem parametrizada.

$$\alpha = \frac{F_R}{F} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left\{ \frac{(1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q)}{(1-q+m \cdot q)} \right\} \quad (3.175)$$

A corrente média na carga para as estruturas "FM" isoladas genéricas é definida pela expressão (3.176).

$$I_0 = \frac{2}{T} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta T_1} i_{o_1}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta T_2} i_{o_2}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta T_3} i_{o_3}(t) \cdot dt \right\} \quad (3.176)$$

Onde :

$$\int_0^{\Delta T_1} i_{o_1}(t) \cdot dt = \frac{L_f \cdot I^2}{E} \cdot \left\{ \frac{(1-q-m \cdot q) \cdot \{4 \cdot m \cdot q + (1-q) \cdot (1+q+m \cdot q)\}}{2 \cdot (1-q)^3 \cdot (1+q+m \cdot q)} \right\} \quad (3.177)$$

$$\int_0^{\Delta T_2} i_{o_2}(t) \cdot dt = \frac{L_f \cdot I^2}{E} \cdot \left\{ \frac{(1-q-m \cdot q)^2}{2 \cdot (1-q)^2 \cdot (1+q+m \cdot q)} \right\} \quad (3.178)$$

$$\int_0^{\Delta T_3} i_{o_3}(t) \cdot dt = \frac{L_f \cdot I^2}{E} \cdot \left\{ \frac{4 \cdot m^2 \cdot q^2 \cdot (1-q-m \cdot q)}{2 \cdot (1-q)^4 \cdot (1+q+m \cdot q)^2} \right\} \quad (3.179)$$

Substituindo as expressões (3.177), (3.178) e (3.179) em (3.176) e manipulando-a algebricamente resulta na expressão (3.180) que representa a corrente média de saída parametrizada para as estruturas "FM" isoladas. Nas figuras 3.48, 3.49, 3.50 e 3.51 são mostrados ábacos que representam as características de saída para as estruturas "FM" isoladas, para  $m = 0,05$ ,  $m = 0,1$ ,  $m = 0,2$  e  $m = 4$  respectivamente.

$$\alpha_o = \frac{1}{\Pi} \cdot \frac{F}{F_R} \cdot \alpha^2 \cdot \left\{ \frac{(1-q-m \cdot q)}{(1-q)^4 \cdot (1+q+m \cdot q)^2} \right\} \cdot \left\{ (1-q+m \cdot q) \cdot (1-q^2+2 \cdot m \cdot q) + 2 \cdot m^2 \cdot q^2 \cdot (1-q) \right\} \quad (3.180)$$

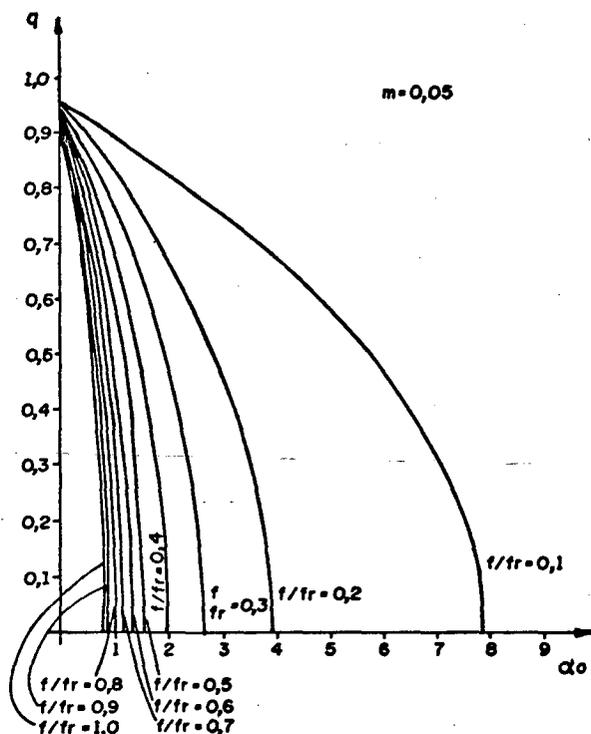


FIGURA 3.48- Característica de saída das estruturas "FM" isoladas para  $m = 0,05$ .

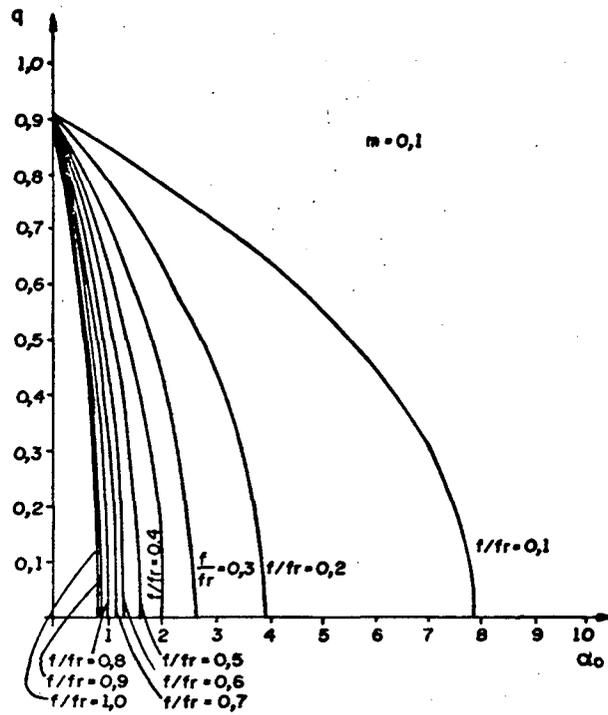


FIGURA 3.49- Característica de saída das estruturas "FM" isoladas para  $m = 0,1$ .

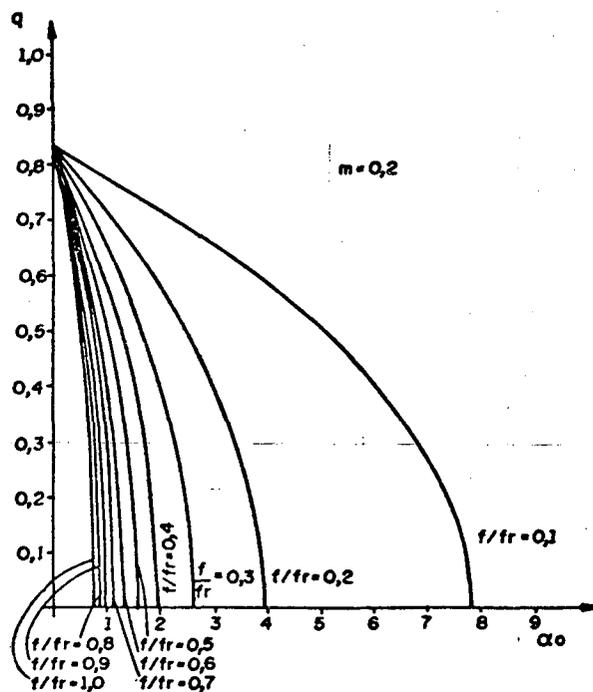


FIGURA 3.50- Característica de saída das estruturas "FM" isoladas para  $m = 0,2$ .

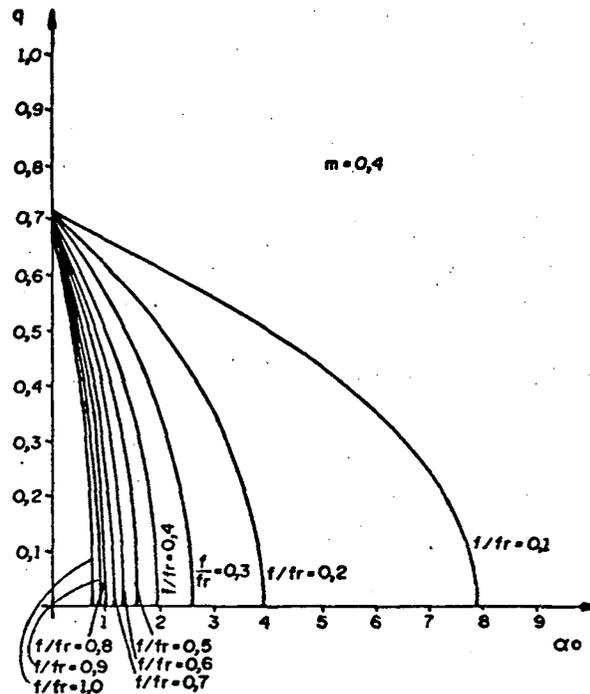


FIGURA 3.51- Característica de saída das estruturas "FM" isoladas para  $m = 0,4$ .

### 3.4- CONCLUSÕES

Neste capítulo foram desenvolvidos estudos para a obtenção das características de saída, para as estruturas idealizadas, tanto "PWM" e "FM" não isoladas como para as estruturas "PWM" e "FM" isoladas.

Através dos ábacos mostrados tanto para as estruturas "PWM" e "FM" isoladas ou não isoladas é possível concluir que as estruturas apresentam uma proteção natural contra curto circuito na carga (isto é,  $q=0$ ). Para esta condição, a corrente de curto-circuito é função da razão cíclica para estruturas "PWM" ou da frequência de chaveamento para estruturas "FM".

Para as estruturas não isoladas "PWM", são

apresentados três ábacos. No ábaco da figura 3.3, que representa a característica de saída ( $q * \overline{I_0}$ ), observa-se que a medida que a razão de tensões "q" aumenta, a faixa de potência que pode ser controlada diminui. Esta redução se acentua para valores de "q" maiores que "0,5". Pelo ábaco da figura 3.5, tem-se condições de determinar a máxima corrente de pico, que pode circular pela estrutura a ser projetada.

No caso das estruturas não isoladas "FM", é apresentado um único ábaco. Na figura 3.6, é mostrado um ábaco que representa a característica de saída ( $q * \alpha_0$ ). O controle de potência é obtido pela variação da frequência de chaveamento "F" em relação a frequência de ressonância "Fr". Através deste ábaco observa-se também que, a medida que a relação de tensões "q" aumenta, a faixa de potência possível de ser manipulada diminui, acentuando-se para valores de "q" maiores que "0,5".

Para as estruturas isoladas, Tanto em "FM" como "PWM", foram feitos dois estudos. O primeiro considera o transformador ideal, e apenas a relação de espiras do mesmo é introduzida. Este estudo é bastante simples e é utilizado para evidenciar a influência da relação de transformação nas grandezas envolvidas. O segundo estudo considera a influência da indutância magnetizante do transformador no desempenho das estruturas. Na figura 3.13 é mostrado um ábaco que representa a influência da indutância magnetizante do transformador na transferência de potência. Neste ábaco pode-se observar que a qualidade do transformador apresenta forte influência sobre o desempenho das estruturas.

Para as estruturas "PWM" simétricas e "PWM" assimétricas, são apresentadas análises distintas, uma vez que as

correntes envolvidas apresentam evoluções diferentes no tempo para os dois casos. Nas figuras 3.14 e 3.27 observa-se estas diferenças. No caso das estruturas "PWM" simétricas, a desmagnetização do transformador é assegurada para qualquer valor de razão cíclica, em função da simetria da corrente magnetizante (figura 3.14). Já para o caso das estruturas "PWM" assimétricas (figura 3.27) deve-se garantir um tempo mínimo de defasamento (" $\Delta T_s$ ") para que se garanta a desmagnetização do transformador.

Nos ábacos que representam as características de saída, tanto para estruturas "PWM" simétricas como assimétricas, observa-se a queda de eficiência da estrutura com a diminuição da indutância magnetizante ( aumento da relação "m").

Para as estruturas "FM" isoladas, são apresentados ábacos para a característica de saída, onde a queda de eficiência das estruturas se acentuam a medida que diminui o valor da indutância magnetizante.

A queda de eficiência das estruturas isoladas com a diminuição da indutância magnetizante é devido principalmente ao aumento da corrente reativa que circula pelo primário do transformador e que não é transferida ao secundário.

## CAPÍTULO 4

### ESTUDO DAS FAMÍLIAS DO GRUPO "A"

#### 4.1- INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a análise para as estruturas do Grupo "A". Este grupo se caracteriza por apresentar a célula de comutação ressonante completa (isto é, com "Lr", "Cr" e a chave auxiliar). Conforme foi mostrado no capítulo "2", o Grupo "A" é formado por quatro Famílias de conversores, sendo duas em ponte completa e duas em meia ponte. Cada Família apresenta um conjunto de seis estruturas, totalizando "24" estruturas para este Grupo.

Quando foi feito o estudo para estruturas de um mesmo Grupo, percebeu-se que todas possuíam as mesmas etapas de funcionamento, mesmas limitações para comutação não dissipativa e também o mesmo projeto para definição dos componentes. As únicas diferenças existentes entre as Famílias de um mesmo Grupo, são as tensões a que estão submetidos os componentes e os tempos de controle de defasamento (" $\Delta T_x$ " e " $\Delta T_y$ ") entre as estruturas simétricas e assimétricas. Por exemplo, entre uma estrutura em meia ponte e uma estrutura em ponte completa há uma redução de 50% na tensão sobre os componentes. Entre as estruturas simétricas e as assimétricas, o tempo de controle de defasamento " $\Delta T_x$ " (ver item 3.2) é nulo, para as estruturas assimétricas.

Portanto, concluiu-se que a análise de uma estrutura para cada grupo, é suficiente para que o restante das estruturas do

grupo fiquem compreendidas.

Para a estrutura escolhida são apresentadas a análise do funcionamento, estudo de comutação, análise matemática, metodologia para projeto proposta, exemplo de projeto, resultados de simulação e resultados experimentais.

#### 4.2- PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A estrutura que foi analisada no Grupo "A", pertence a Família "4", e é mostrada na figura 4.1. Esta topologia foi escolhida aleatoriamente entre as topologias do grupo "A". A mesma possui chave auxiliar em dois quadrantes e portanto, opera como "PWM" assimétrico.

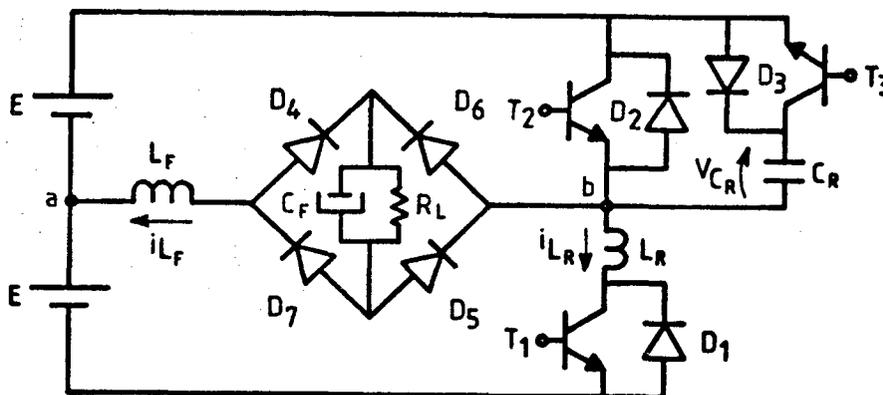


FIGURA 4.1- Estrutura pertencente ao Grupo "A", Família "4".

A seguir são descritas as etapas de funcionamento para a estrutura da figura 4.1.

##### 4.2.1- 1ª ETAPA ( $t_0, t_1$ ) - CARGA LINEAR DE "C<sub>r</sub>"

Na figura 4.2 está representada a 1ª Etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais e finais das grandezas envolvidas.

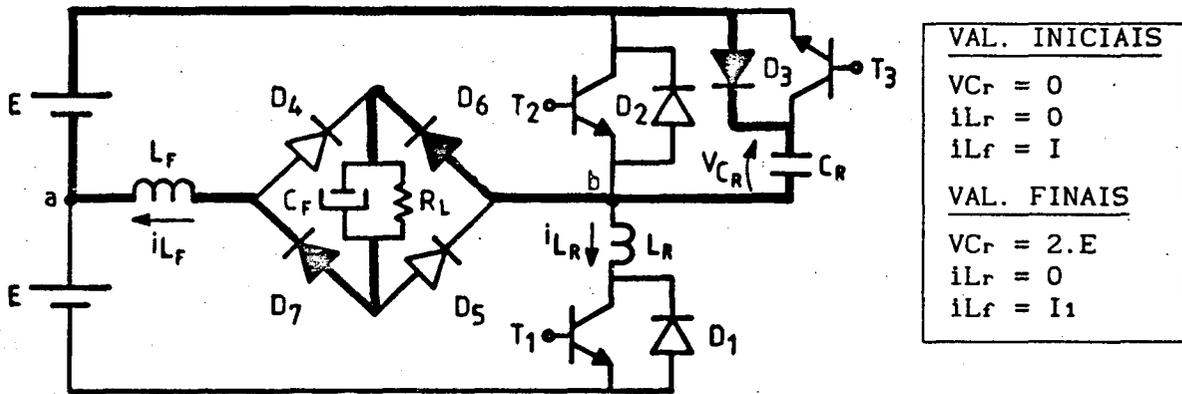


FIGURA 4.2- 1ª Etapa de funcionamento ( $t_0, t_1$ ).

Foi considerada como etapa inicial de funcionamento desta estrutura a entrada em condução do diodo  $D_3$ . A tensão no capacitor ressonante " $V_{Cr}(t)$ " cresce linearmente, forçada pela corrente " $i_{Lf}(t)$ ". Quando a tensão " $V_{Cr}(t)$ " for igual a duas vezes o valor da tensão de alimentação " $E$ ", o diodo " $D_1$ " é polarizado diretamente e esta etapa está concluída.

#### 4.2.2- 2ª ETAPA ( $t_1, t_2$ ) - 1ª ETAPA RESSONANTE

A 2ª Etapa de funcionamento e os valores iniciais e finais das grandezas são mostrados na figura 4.3.

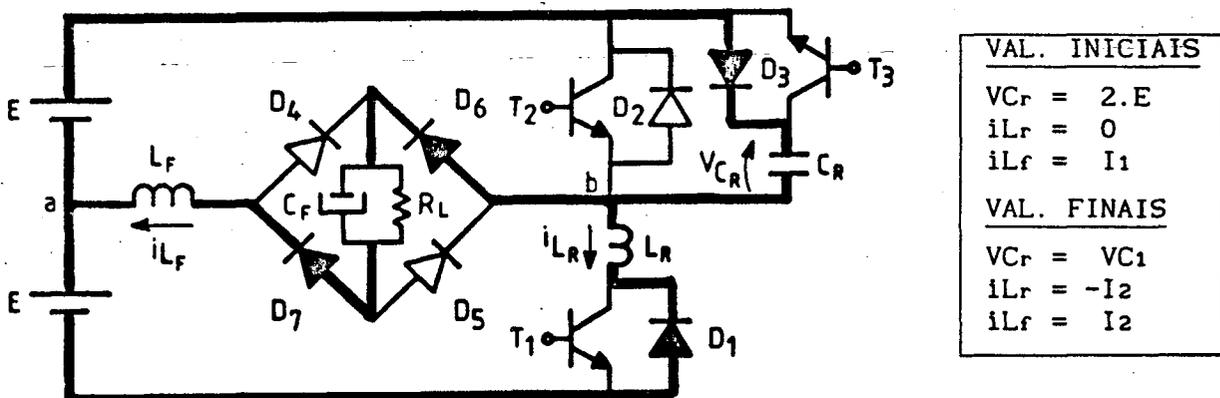


FIGURA 4.3- 2ª Etapa de funcionamento ( $t_1, t_2$ ).

A segunda etapa de funcionamento tem início, com a entrada em condução do diodo "D1". A corrente do indutor de filtragem " $i_{L_f}(t)$ ", começa a ser desviada do capacitor ressonante " $C_r$ " para o indutor ressonante " $L_r$ ". Quando a corrente no indutor ressonante " $i_{L_r}(t)$ " for igual a corrente no indutor de filtragem " $i_{L_f}(t)$ ", o diodo "D3" é bloqueado fazendo com que o capacitor ressonante " $C_r$ " se mantenha carregado com o valor " $V_{C1}$ ". Esta etapa está concluída.

#### 4.2.3- 3ª ETAPA ( $t_2, t_3$ ) - DESCARGA LINEAR DE " $L_r$ " E " $L_f$ "

A 3ª etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais e finais das grandezas envolvidas são mostrados na figura 4.4.

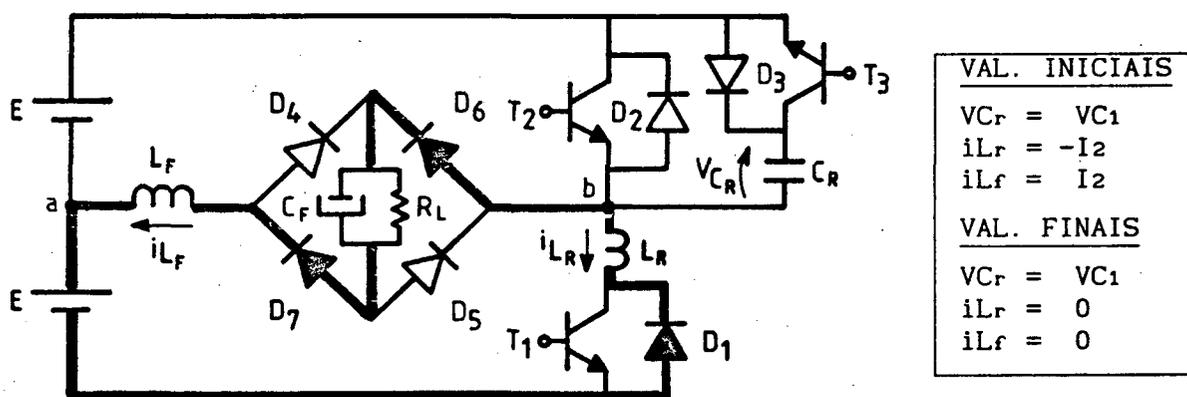


FIGURA 4.4- 3ª Etapa de funcionamento ( $t_2, t_3$ ).

Nesta etapa ocorre a descarga linear dos indutores " $L_r$ " e " $L_f$ ", através do diodo "D1". Quando a corrente " $i_{L_f}(t)$ " se anular, esta etapa está concluída.

4.2.4- 4ª ETAPA (t<sub>3</sub>,t<sub>4</sub>) - ETAPA DE CONTROLE DE DEFASAMENTO "ΔT<sub>x</sub>"

Durante esta etapa todos os semicondutores estão bloqueados. Não há transferência de potência entre a fonte e a carga. A duração desta etapa é inversamente proporcional a potência transferida, isto é, quanto menor for a sua duração, maior será a transferência de potência. Nesta etapa o circuito está desativado.

4.2.5- 5ª ETAPA (t<sub>4</sub>,t<sub>5</sub>) - CARGA LINEAR DE "L<sub>r</sub>" E "L<sub>f</sub>"

Na figura 4.5, é representado o circuito equivalente para a 5ª etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais e finais das tensões e correntes envolvidas.

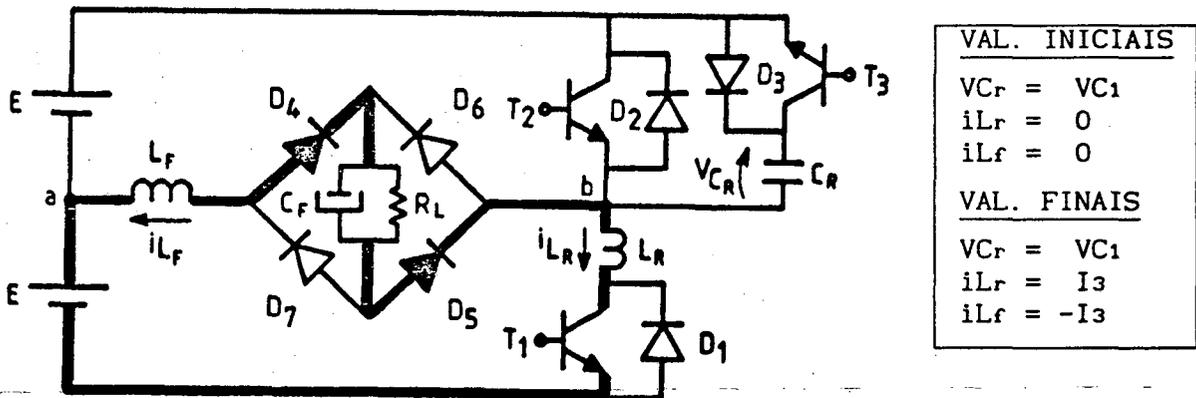


FIGURA 4.5- 5ª etapa de funcionamento (t<sub>4</sub>,t<sub>5</sub>).

Esta etapa tem início, quando o transistor "T<sub>1</sub>" é habilitado. Durante esta etapa a corrente "iL<sub>f</sub>(t)" cresce linearmente através dos indutores "L<sub>r</sub>" e "L<sub>f</sub>" e do transistor "T<sub>1</sub>". Quando o transistor "T<sub>3</sub>" é habilitado, esta etapa está concluída.

#### 4.2.6- 6ª ETAPA (t<sub>5</sub>, t<sub>6</sub>) - 2ª ETAPA RESSONANTE

A 6ª etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais e finais das grandezas são mostrados na figura 4.6.

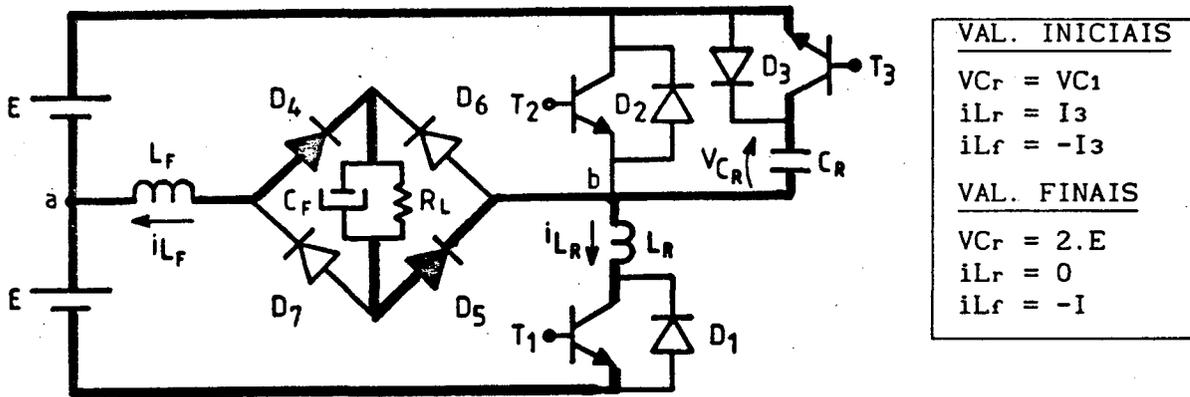


FIGURA 4.6- 6ª etapa de funcionamento. (t<sub>5</sub>, t<sub>6</sub>).

Quando o transistor "T<sub>3</sub>" é habilitado o circuito ressonante volta a oscilar. A corrente " $i_{Lr}(t)$ " começa a ser desviada do indutor "L<sub>r</sub>" para o capacitor "C<sub>r</sub>". Quando a corrente no indutor "L<sub>r</sub>" se anular, o transistor "T<sub>1</sub>" é bloqueado sob corrente nula, e esta etapa está concluída. No final desta etapa, a tensão no capacitor "C<sub>r</sub>" é igual a "2.E".

#### 4.2.7- 7ª ETAPA (t<sub>6</sub>, t<sub>7</sub>) - DESCARGA LINEAR DE "C<sub>r</sub>"

Na figura 4.7, está representada a 7ª etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais e finais das grandezas envolvidas.

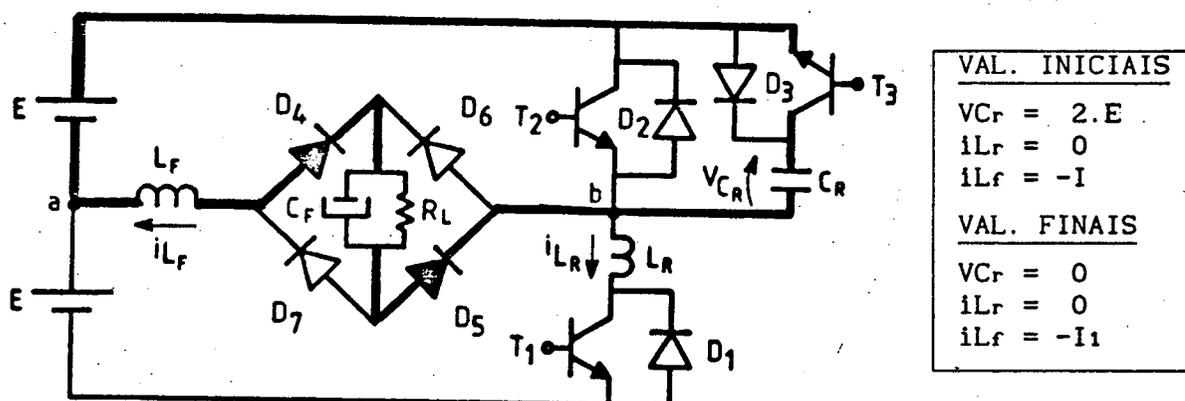


FIGURA 4.7- 7ª etapa de funcionamento ( $t_6, t_7$ ).

Durante esta etapa, a tensão no capacitor "Cr" decresce linearmente até se anular, através do transistor "T3". A corrente " $i_{Lr}(t)$ " circula por "Cr". Quando " $V_{Cr}(t)$ " é igual a zero, a corrente " $i_{Lr}(t)$ " é desviada para o diodo "D2". O transistor "T3" é bloqueado sob corrente e tensão nula. Esta etapa está concluída.

#### 4.2.8- 8ª ETAPA ( $t_7, t_8$ ) - INVERSÃO LINEAR DE " $i_{Lr}(t)$ "

Na figura 4.8, está representado a 8ª etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais e finais das tensões e correntes envolvidas.

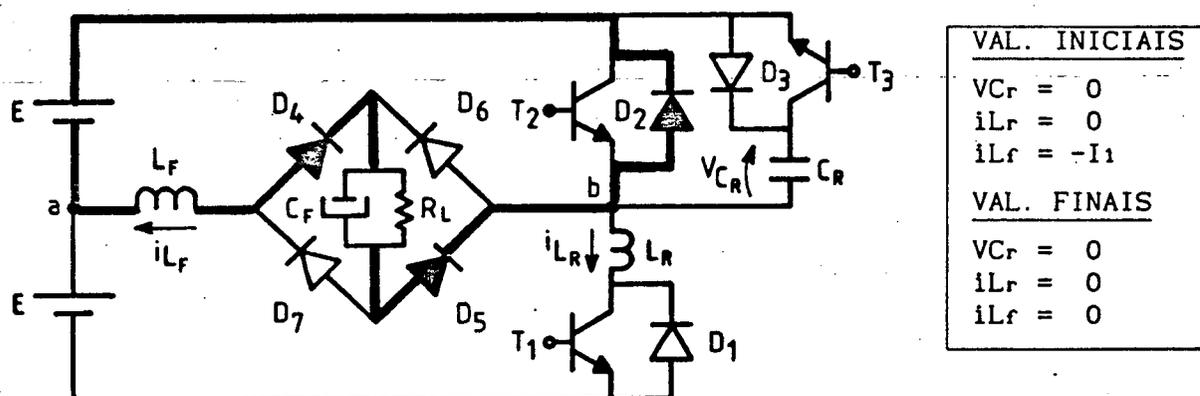


FIGURA 4.8- 8ª Etapa de funcionamento ( $t_8, t_9$ ).

Após a tensão " $V_{Cr}(t)$ " se anular na etapa anterior, a corrente " $i_{Lr}(t)$ " é instantaneamente desviada para o diodo " $D_2$ " e decresce linearmente. Durante esta etapa o transistor " $T_2$ " é habilitado sob corrente e tensão nula. Quando " $i_{Lr}(t)$ " for igual a zero, esta etapa é concluída.

#### 4.2.9- 9ª ETAPA ( $t_8, t_9$ )-CRESCIMENTO LINEAR DE " $i_{Lr}(t)$ "

Na figura 4.9, é mostrado o circuito equivalente a 9ª etapa de funcionamento, bem como os valores finais e iniciais das grandezas envolvidas.

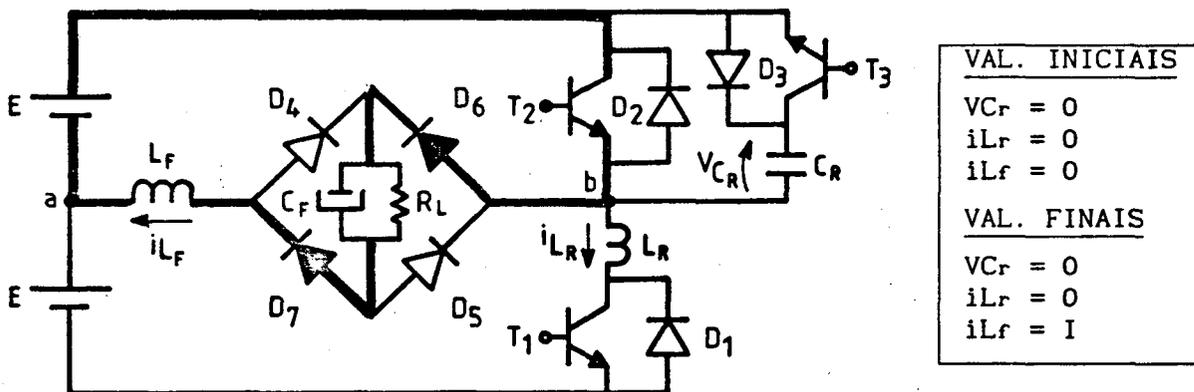


FIGURA 4.9- 9ª etapa de funcionamento ( $t_8, t_9$ ).

Após a corrente " $i_{Lr}(t)$ " anular-se etapa anterior, a mesma é instantaneamente desviada para o transistor " $T_2$ ". Quando a corrente " $i_{Lr}(t)$ " no indutor de filtragem for igual a " $I$ ", o transistor " $T_2$ " é bloqueado sob tensão nula (ZVS) e esta etapa se finda. A seguir tornam-se a se repetir as etapas de funcionamento.

#### 4.3- FORMAS DE ONDA E PLANO DE FASE

As formas de onda principais para a estrutura em

análise, estão representadas na figura 4.10.

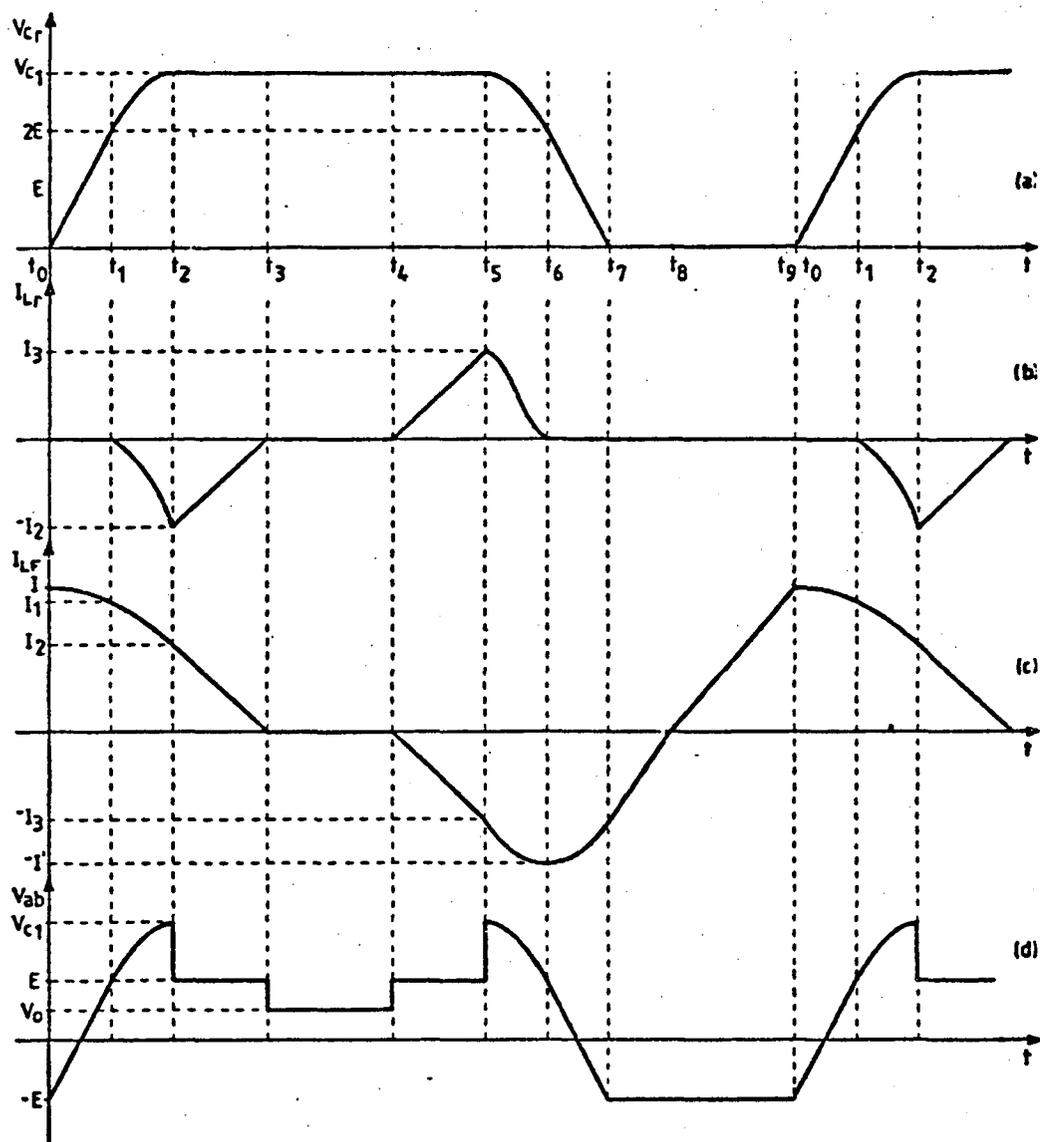


FIGURA 4.10- Formas de onda:

- (a) Tensão no capacitor ressonante  $\rightarrow V_{Cr}(t)$ ;
- (b) Corrente na indutância ressonante  $\rightarrow i_{Lr}(t)$ ;
- (c) Corrente na indutância de filtragem  $\rightarrow i_{Lf}(t)$ ;
- (d) Tensão entre os pontos "a" e "b"  $\rightarrow V_{ab}(t)$ .

O plano de fase para esta estrutura, representado na figura 4.11, é formado pela tensão no capacitor ressonante " $V_{Cr}(t)$ " e pela corrente no indutor ressonante " $i_{Lr}(t)$ ". No plano de fase estão representados os valores que estas grandezas apresentam em cada etapa de funcionamento.

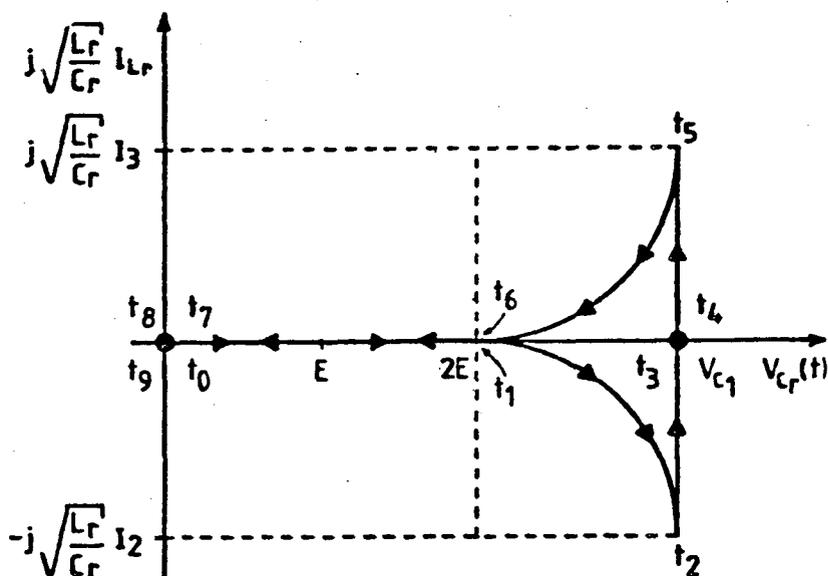


FIGURA 4.11- Plano de fase.

#### 4.4- ESTUDO DA COMUTAÇÃO NOS TRANSISTORES

##### 4.4.1- COMUTAÇÃO DO TRANSISTOR "T2"-(ZVS)

A comutação deste transistor não é uma comutação crítica. Isto porque ele é habilitado enquanto o diodo antiparalelo está em condução, e portanto ocorre sempre sob tensão e corrente nula. Com

isto a entrada em condução do transistor "T2" é não dissipativa. Enquanto o transistor "T2" estiver em condução, a tensão no capacitor ressonante é nula. No bloqueio, a corrente é instantaneamente desviada dele, para o capacitor ressonante e portanto o bloqueio do transistor "T2" ocorre sob tensão nula e, é também não dissipativo.

#### 4.4.2- COMUTAÇÃO DO TRANSISTOR "T3" - (ZCS)

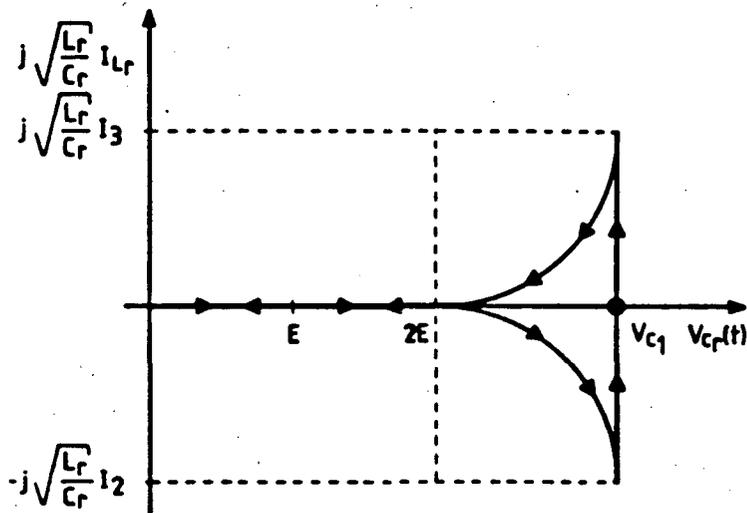
A comutação deste transistor também não é crítica. Quando o transistor "T3" é habilitado a conduzir o transistor "T1" está em condução. Com isto a corrente " $i_{Lr}(t)$ " começa a ser desviada de "T1" para "T3", progressivamente e portanto a entrada em condução de "T3" ocorre sem perdas. O bloqueio de "T3" ocorre somente após a tensão no capacitor "Cr" ter se anulado e a corrente " $i_{Lr}(t)$ " ser desviada de "T3" para "D2". Portanto, tanto o bloqueio como a entrada em condução de "T3" são não dissipativos.

#### 4.4.3- COMUTAÇÃO DO TRANSISTOR "T1" - (ZCS)

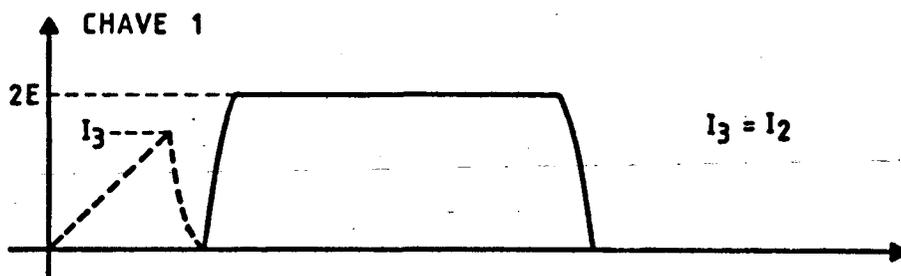
A comutação do transistor "T1" é bastante complexa, e deve ser analisada com cuidado. Para explicação do processo de comutação desta chave, todos os semicondutores são considerados ideais, isto é, sem perdas.

Seja o plano de fase mostrado na figura 4.12.a. O semi-ciclo negativo da evolução da corrente " $i_{Lr}(t)$ ", ocorre através do diodo "D1", e o semi-ciclo positivo da evolução ocorre através do transistor "T1". Algumas considerações podem ser feitas, a respeito deste plano de fase. Para que haja comutação não dissipativa no transistor

"T1", o mesmo não poderá conduzir uma corrente, cujo pico ( $I_3$ ) seja "MAIOR" que o pico da corrente conduzida pelo diodo "D1" ( $I_2$ ). Isto porque os raios dos semi-ciclos positivo e negativo da corrente são os mesmos, se " $I_3 > I_2$ " o semi-ciclo positivo da corrente evolui acima do eixo da tensão, não anulando a corrente em nenhum instante.



(a)



(b)

FIGURA 4.12- (a) Plano de fase para " $I_3 = I_2$ ";

(b) Corrente e tensão no transistor "T1".

Portanto, para que haja comutação "NÃO DISSIPATIVA" no transistor "T<sub>1</sub>", a seguinte relação deve ser respeitada:

$$I_3 \leq I_2 \quad (4.1)$$

A condição imposta na equação (4.1) para que a comutação seja não dissipativa faz com que a corrente no indutor de filtragem " $i_{Lf}(t)$ " seja desequilibrada.

O plano de fase da figura 4.12.a, representa o que ocorre no limite da comutação não dissipativa, isto é, " $I_3 = I_2$ ". Na figura 4.12.b é mostrada as formas de onda de tensão e corrente no transistor "T<sub>1</sub>" para esta condição.

Na figura 4.13.a, é representado o plano de fase em que a comutação ocorre para a seguinte condição:

$$I_3 < I_2 \quad (4.2)$$

Com a estrutura funcionando de acordo com a figura 4.13.a, a comutação do transistor "T<sub>1</sub>" ocorre sem perdas, uma vez que a corrente no mesmo se extingue e inverte de sentido passando a ser conduzida pelo diodo "D<sub>1</sub>", até que a mesma se anule. Na figura 4.13.b é mostrada a forma de onda da tensão e corrente em "T<sub>1</sub>" para esta condição. Nesta figura aparece também a evolução da corrente no diodo "D<sub>1</sub>" (corrente negativa).

Na figura 4.14.a, está representada a situação em que o transistor "T<sub>1</sub>" comuta com dissipação. Isto ocorre quando " $I_3 > I_2$ ". Esta situação é desfavorável para o transistor "T<sub>1</sub>", pois sua comutação ocorre com perdas, podendo ser destrutiva para o mesmo. A comutação do transistor "T<sub>1</sub>" para esta condição é mostrada na figura 4.14.b.

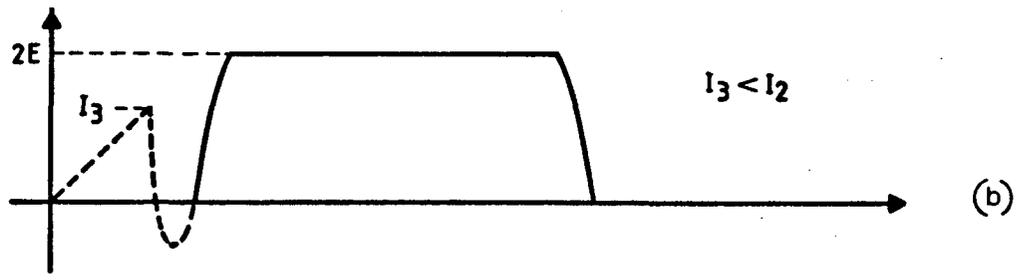
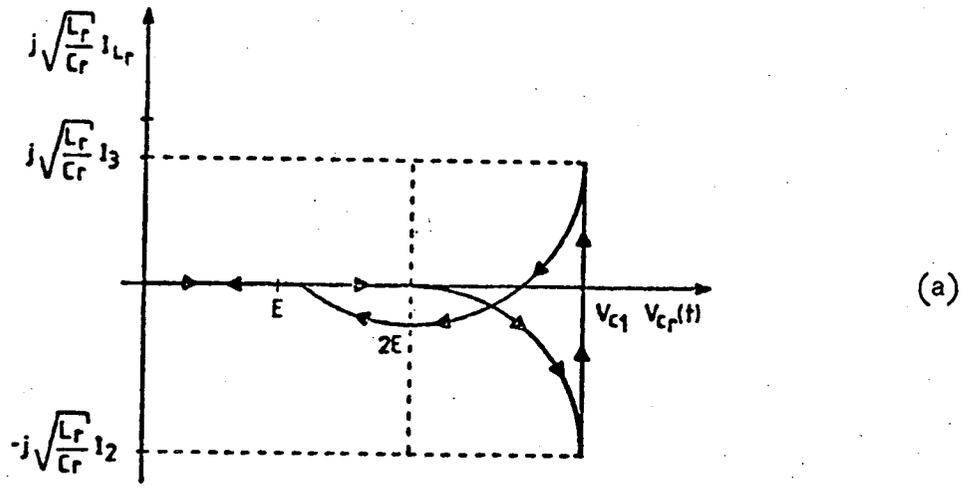


FIGURA 4.13- (a) Plano de fase para " $I_3 < I_2$ ";  
 (b) Tensão e corrente no transistor "T1".

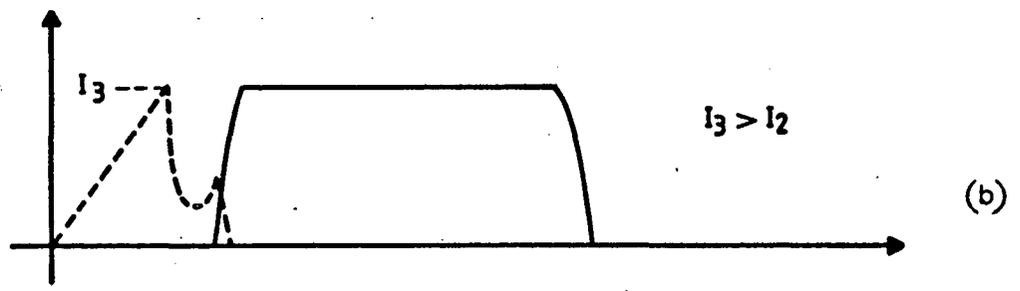
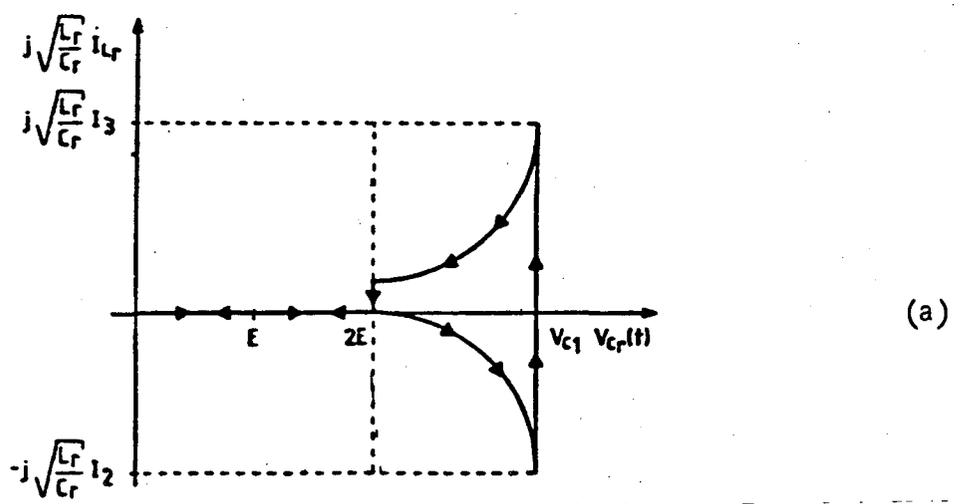


FIGURA 4.14- (a) Plano de fase para " $I_3 > I_2$ ";  
 (b) Tensão e corrente no transistor "T1".

Na análise da comutação dos transistores, estes foram considerados ideais. Mas, na prática utilizam-se como chaves os "Mosfet's" de potência. Estes componentes apresentam quando em condução, como modelo equivalente, uma resistência ("R<sub>ds on</sub>"). Portanto sempre que houver corrente circulando pelo mesmo haverá perdas em condução, que serão maiores que as existentes no diodo. Com isto, no plano de fase mostrado na figura 4.12.a ( $I_3 = I_2$ ), a comutação do transistor "T1" torna-se dissipativa já que o semi-ciclo positivo ocorre com maiores perdas. Isto é mostrado na figura 4.15.

Este detalhe envolve dados práticos, pois a resistência de condução dos "Mosfet's", varia de um componente para outro. O ponto ótimo de operação da estrutura que garante a comutação não dissipativa deve ser obtido na bancada, buscando-se ajustar os tempos de condução do transistor "T1" e do transistor "T2".

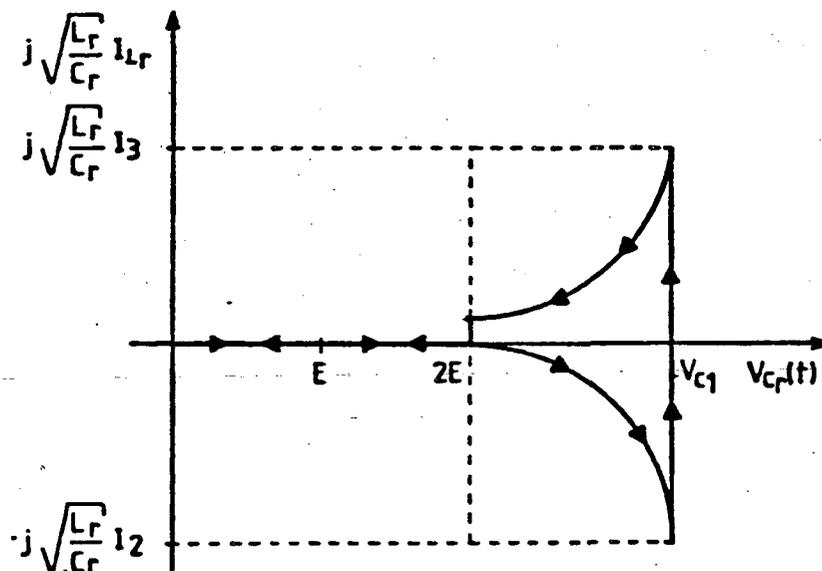


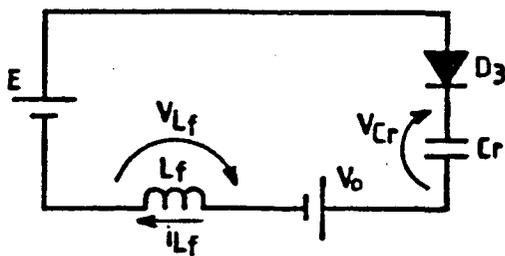
FIGURA 4.15- Plano de fase para " $I_3 = I_2$ ", com componentes reais.

#### 4.5- ANÁLISE MATEMÁTICA

Para a análise matemática das etapas de funcionamento, a carga (capacitor "Cr" e resistor "Rl" ) é considerada como uma fonte de tensão "Vo" e os componentes como sendo ideais.

##### 4.5.1- 1ª ETAPA (to,t1) - CARGA LINEAR DE "Cr"

Na figura 4.16 é mostrado o circuito da 1ª etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais das grandezas.



VAL. INICIAIS
$V_{Cr} = 0$
$i_{Lr} = I$
$i_{Lf} = I$

(4.3)

FIGURA 4.16- 1ª etapa de funcionamento (to,t1).

As equações que representam esta etapa de funcionamento, estão representadas em (4.4), (4.5) e (4.6).

$$V_{Cr}(t) = (E - V_0) - (E - V_0) \cdot \cos \omega t + \frac{1}{\sqrt{p}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I \cdot \sin \omega t \quad (4.4)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot i_{Lr}(t) = (E - V_0) \cdot \sqrt{p} \cdot \sin \omega t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I \cdot \cos \omega t \quad (4.5)$$

$$\Delta T_1 = \frac{1}{W_1} \cdot \text{SEN}^{-1} \left( \frac{4 \cdot q \cdot \sqrt{p}}{(\alpha + \alpha_1) \cdot q + (\alpha - \alpha_1)} \right) \quad (4.6)$$

Nas equações acima, tem-se que :

$$q = \frac{V_o}{E} \quad (4.7)$$

$$p = \frac{L_r}{L_f} \quad (4.8)$$

$$W_1 = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_r}} \quad (4.9)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{I}{E} \quad (4.10)$$

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{I_1}{E} \quad (4.11)$$

#### 4.5.2- 2ª ETAPA (t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub>) - 1ª ETAPA RESSONANTE

Na figura 4.17 está representado o circuito da 2ª etapa de funcionamento e também os valores iniciais das grandezas envolvidas.

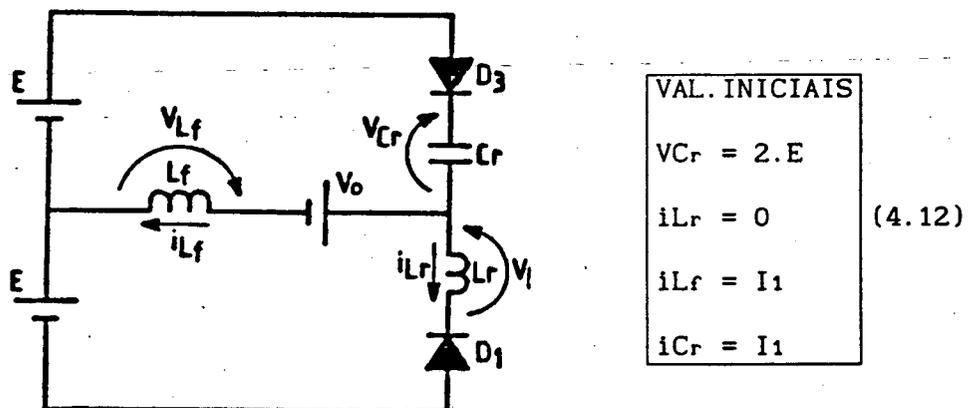


FIGURA 4.17- 2ª Etapa de funcionamento (t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub>).

Nas expressões (4.13), (4.14), (4.15), e (4.16) estão representadas as equações que definem esta etapa de funcionamento.

$$V_{Cr}(t) = \left( \frac{2 \cdot E + (E - V_o) \cdot p}{(1+p)} \right) + \left( \frac{p \cdot (E + V_o)}{(1+p)} \right) \cdot \cos W_1 t + \left( \frac{1}{\sqrt{(1+p)}} \right) \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I_1 \cdot \text{SEN } W_1 t \quad (4.13)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{-I_1}{(1+p)} \cdot (1 - \cos W_1 t) + \frac{(E + V_o) \cdot W_1 \cdot t}{L_r \cdot W_1 \cdot (1+p)} - \frac{(E + V_o)}{L_r \cdot W_1 \cdot (1+p)} \cdot \text{SEN } W_1 t \quad (4.14)$$

$$i_{Ll}(t) = I_1 - \frac{(E + V_o)}{L_r \cdot W_1} \cdot \text{SEN } W_1 t - \frac{I_1 \cdot p \cdot (1 - \cos W_1 t)}{(1+p)} - \frac{(E + V_o) \cdot W_1 \cdot t}{L_r \cdot W_1 \cdot (1+p)} + \frac{(E + V_o)}{L_r \cdot W_1 \cdot (1+p)} \cdot \text{SEN } W_1 t \quad (4.15)$$

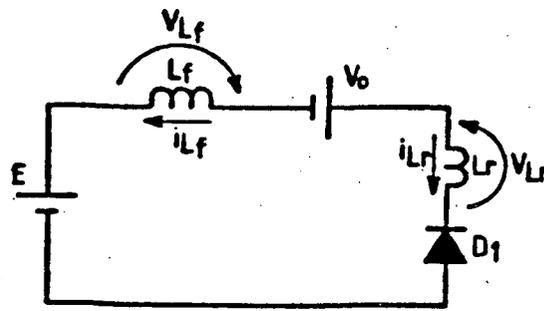
$$\Delta T_2 = \frac{1}{W_1} \cdot \text{TAN}^{-1} \left( \frac{L_r \cdot W_1 \cdot I_1}{(E + V_o)} \right) \quad (4.16)$$

Onde :  $W_1 = \sqrt{W_o^2 + W_i^2} \quad (4.16.a)$

$$W_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (4.16.b)$$

#### 4.5.3- 3ª ETAPA (t<sub>2</sub>; t<sub>3</sub>) -DESCARGA LINEAR DE "L<sub>r</sub>" E "L<sub>l</sub>"

Na figura 4.18 está representado o circuito equivalente a 3ª etapa de funcionamento e também os valores iniciais das grandezas envolvidas.



VAL. INICIAIS
$i_{L_f} = I_2$
$i_{L_r} = -I_2$

FIGURA 4.18- 3ª Etapa de funcionamento ( $t_2, t_3$ ).

Abaixo, nas expressões (4.17), (4.18) e (4.19), estão representadas as equações que definem esta etapa de funcionamento.

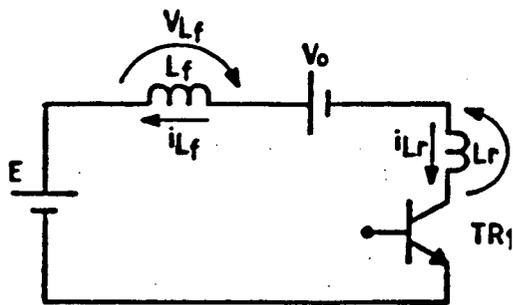
$$i_{L_r}(t) = -I_2 + \frac{(E+V_o)}{(L_f+L_r)} \cdot t \quad (4.17)$$

$$i_{L_f}(t) = I_2 - \frac{(E+V_o)}{(L_f+L_r)} \cdot t \quad (4.18)$$

$$\Delta T_3 = \frac{(L_f+L_r)}{(E+V_o)} \cdot I_2 \quad (4.19)$$

#### 4.5.4- 5ª ETAPA ( $t_4, t_5$ ) - CARGA LINEAR DE "Lr" E "Lf"

O circuito equivalente a esta etapa de funcionamento, está representado na figura 4.19, bem como os valores iniciais das grandezas envolvidas.



VAL. INICIAIS
$i_{L_f} = 0$
$i_{L_r} = 0$

FIGURA 4.19- 5ª Etapa de funcionamento ( $t_4, t_5$ ).

Abaixo, nas expressões (4.20), (4.21) e (4.22), estão representadas as equações que definem esta etapa de funcionamento.

$$i_{L_r}(t) = \frac{(E - V_o)}{(L_f + L_r)} \cdot t \quad (4.20)$$

$$i_{L_f}(t) = - \frac{(E - V_o)}{(L_f + L_r)} \cdot t \quad (4.21)$$

$$\Delta T_5 = \frac{(L_f + L_r)}{(E - V_o)} \cdot I_3 \quad (4.22)$$

#### 4.5.5- 6ª ETAPA ( $t_5, t_6$ ) - 2ª ETAPA RESSONANTE

Na figura 4.20, está representado o circuito equivalente a esta etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais das grandezas envolvidas.

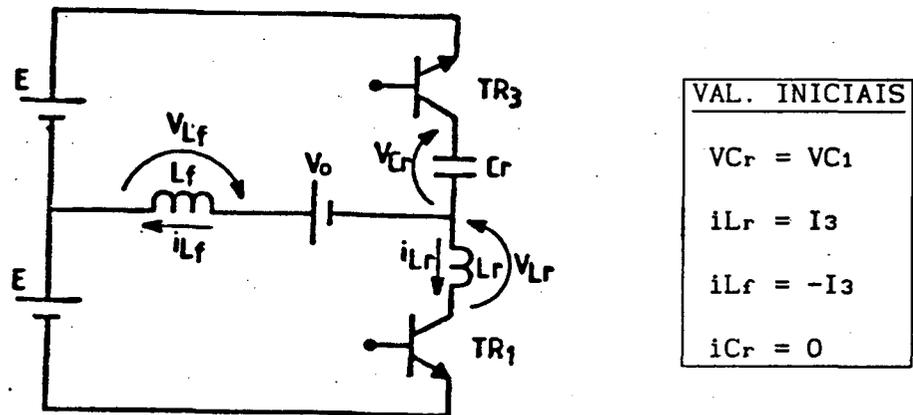


FIGURA 4.20- 6ª Etapa de funcionamento ( $t_5, t_6$ ).

Abaixo, nas expressões (4.23), (4.24), (4.25) e (4.26), estão representadas as equações que definem esta etapa de funcionamento.

$$V_{Cr}(t) = \left( \frac{2 \cdot E + (E + V_o) \cdot p}{(1+p)} \right) \cdot (1 - \cos W_{10}t) + V_{C1} \cdot \cos W_{10}t \quad (4.23)$$

$$i_{Lr}(t) = I_3 + \frac{(2 \cdot E - V_{C1})}{L_r \cdot W_{10}} \cdot \text{SEN } W_{10}t + \frac{(E - V_o) \cdot W_{10}t}{W_{10} \cdot (L_f + L_r)} - \frac{(E - V_o)}{W_{10} \cdot (L_f + L_r)} \cdot \text{SEN } W_{10}t \quad (4.24)$$

$$i_{Lf}(t) = -I_3 + \frac{(E + V_o - V_{C1})}{L_f \cdot W_{10}} \cdot \text{SEN } W_{10}t - \frac{(E - V_o) \cdot W_{10}t}{W_{10} \cdot (L_f + L_r)} + \frac{(E - V_o)}{W_{10} \cdot (L_f + L_r)} \cdot \text{SEN } W_{10}t \quad (4.25)$$

$$\Delta T_6 = \frac{1}{W_{10}} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{(E - V_o) \cdot p}{(V_{C1} - 2 \cdot E) + (V_{C1} - E - V_o) \cdot p} \right) \quad (4.26)$$

4.5.6- 7ª ETAPA (t6, t7) - DESCARGA LINEAR DE "Cr"

Na figura 4.21, está representado o circuito equivalente desta etapa, bem como os valores iniciais das grandezas envolvidas.

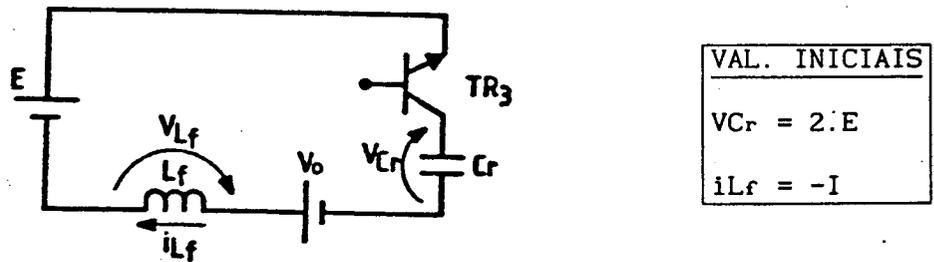


FIGURA 4.21- 7ª etapa de funcionamento (t6, t7).

Abaixo, nas expressões (4.27), (4.28) e (4.29), estão representadas as equações que definem esta etapa de funcionamento.

$$V_{Cr}(t) = (E+V_o) + (E-V_o) \cdot \cos \omega_1 t - \frac{1}{\sqrt{p}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I \cdot \text{SEN } \omega_1 t \quad (4.27)$$

$$i_{L_f}(t) = -\sqrt{p} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot (E-V_o) \cdot \text{SEN } \omega_1 t - I \cdot \text{COS } \omega_1 t \quad (4.28)$$

$$\Delta T_7 = \frac{1}{\omega_1} \cdot \text{SEN}^{-1} \left( \frac{2 \cdot q \cdot (1+q) \cdot \sqrt{p}}{(\alpha+\alpha_1) \cdot q + (\alpha-\alpha_1)} \right) \quad (4.29)$$

4.5.7- 8ª ETAPA (t7,t8) - INVERSÃO LINEAR DE "iL<sub>f</sub>(t)"

O circuito equivalente a esta etapa de funcionamento, está representado na figura 4.22, bem como os valores iniciais das grandezas envolvidas.

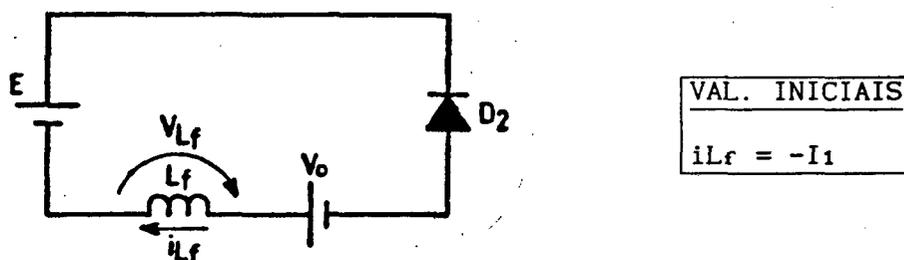


FIGURA 4.22- 8ª Etapa de funcionamento (t7,t8).

Abaixo, nas expressões (4.30) e (4.31), estão representadas as equações que definem esta etapa de funcionamento.

$$iL_f(t) = -I_1 + \frac{(E+V_o)}{L_f} \cdot t \quad (4.30)$$

$$\Delta T_8 = \frac{I_1 \cdot L_f}{(E+V_o)} \quad (4.31)$$

4.5.8- 9ª ETAPA (t8,t9)-CRESCIMENTO LINEAR DE "iL<sub>f</sub>(t)"

Na figura 4.23, está representado o circuito equivalente a 9ª etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais das grandezas envolvidas.

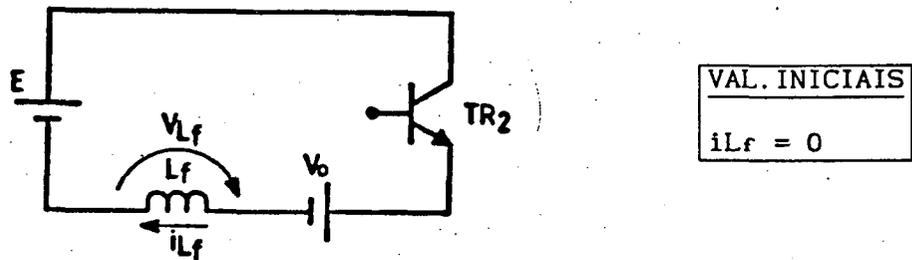


FIGURA 4.23- 9<sup>a</sup> Etapa de funcionamento (t<sub>8</sub>, t<sub>9</sub>).

As equações que representam esta etapa de funcionamento, são mostradas nas expressões (4.32) e (4.33).

$$i_{L_f}(t) = \frac{(E - V_o)}{L_f} \cdot t \quad (4.32)$$

$$\Delta T_9 = \frac{I \cdot L_f}{(E - V_o)} \quad (4.33)$$

#### 4.5.9- DETERMINAÇÃO DA EXPRESSÃO DA CORRENTE "I<sub>1</sub>"

Para determinação de uma expressão que permita a obtenção da corrente "I<sub>1</sub>", utiliza-se como artifício um plano de fase que relacione a corrente no indutor de filtragem "i<sub>L<sub>f</sub></sub>(t)" e a tensão no capacitor ressonante "V<sub>C<sub>r</sub></sub>(t)", para a 1<sup>a</sup> etapa de funcionamento. Este plano de fase, está representado na figura 4.24.

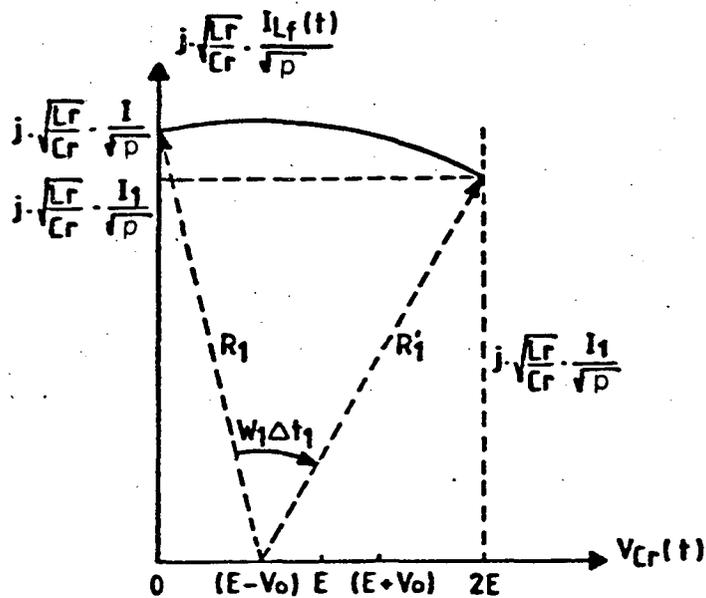


FIGURA 4.24- Plano de fase ( $iLr \cdot V_{Cr}$ ) para a 1ª etapa ( $t_0, t_1$ ).

Através de relações trigonométricas envolvendo os raios "R1" e "R1'", mostrados na figura 4.24, é possível obter a expressão (4.34) que define o valor da corrente "I1" parametrizada.

$$\alpha_1 = \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot q \cdot p} \quad (4.34)$$

#### 4.6- DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS IMPORTANTES PARA PROJETO

Quando da realização de um projeto de uma estrutura, é necessário que se conheça os valores de tensão e corrente a que são submetidos os semicondutores para suas especificações. O objetivo deste item é determinar estes parâmetros para escolha dos componentes.

#### 4.6.1- PARÂMETROS PARA O TRANSISTOR "T1"

##### 4.6.1.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão, a que o transistor "T1" é submetido é de aproximadamente duas vezes a tensão da fonte de entrada. Isto está mostrado na expressão (4.35).

$$V_{T1 \text{ MAX}} = 2.E \quad (4.35)$$

##### 4.6.1.2- CORRENTE MÉDIA

O transistor "T1", conduz durante a "5ª" e a "6ª" etapas. As equações que definem as correntes para estas etapas, são (4.20) e (4.24). A corrente média no transistor "T1", é mostrada em (4.36).

$$\frac{I_{T1 \text{ MD}}}{E} = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \frac{(1-q) \cdot (\Delta T_5^2 + \Delta T_6^2)}{2 \cdot L_f \cdot (1+p)} + \frac{I_3 \cdot \Delta T_6}{E} + \left( \frac{(1-q)}{W_{10}^2 \cdot L_f \cdot (1+p)} - \frac{(2 - \sqrt{VC_1})}{L_r \cdot W_{10}^2} \right) \cdot \cos W_{10} \Delta T_6 \right\}$$

(4.36)

$$\text{Onde : } \sqrt{VC_1} = \frac{VC_1}{E} \quad (4.37)$$

##### 4.6.1.3- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz no transistor "T1" é obtida pelas expressões (4.38), (4.39), (4.40), (4.41) e (4.42).

$$IT_1 \text{ EF} = \frac{1}{T} \cdot \left( \int_0^{\Delta T_5} I_{Lr}^2(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta T_6} A^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta T_6} 2 \cdot A \cdot B \cdot dt + \int_0^{\Delta T_6} B^2 dt \right)$$

(4.38)

Onde :

$$\int_0^{\Delta T_5} I_{Lr}^2(t) \cdot dt = \frac{(E-V_0)^2 \cdot \Delta T_5^3}{3 \cdot (L_r + L_f)^2}$$

(4.39)

$$\int_0^{\Delta T_6} A^2 \cdot dt = I_3^2 \cdot \Delta T_6 + \frac{I_3 \cdot (E-V_0) \cdot \Delta T_6^2}{(L_r + L_f)} + \frac{(E-V_0)^2 \cdot \Delta T_6^3}{3 \cdot (L_r + L_f)^2}$$

(4.40)

$$\int_0^{\Delta T_6} 2 \cdot A \cdot B \cdot dt = \left( \frac{2 \cdot I_3 \cdot (E-V_0)}{W_{10}^2 \cdot (L_r + L_f)} - \frac{2 \cdot I_3 \cdot (2 \cdot E - VC_1)}{L_r \cdot W_{10}^2} + \frac{2 \cdot (E-V_0)^2 \cdot \Delta T_6}{W_{10}^2 \cdot (L_r + L_f)^2} - \frac{2 \cdot (E-V_0) \cdot (2 \cdot E - VC_1) \cdot \Delta T_6}{W_{10}^2 \cdot L_r \cdot (L_r + L_f)} \right) \cdot \text{COS } W_{10} \Delta T_6 + \left( \frac{2 \cdot (E-V_0) \cdot (2 \cdot E - VC_1)}{L_r \cdot W_{10}^3 \cdot (L_r + L_f)} - \frac{2 \cdot (E-V_0)^2}{W_{10}^3 \cdot (L_r + L_f)^2} \right) \cdot \text{SEN } W_{10} \Delta T_6$$

(4.41)

$$\int_0^{\Delta T_6} B^2 \cdot dt = \left( \frac{(2 \cdot E - VC_1)^2}{L_r^2 \cdot W_{10}^2} - \frac{2 \cdot (2 \cdot E - VC_1) \cdot (E-V_0)}{L_r \cdot W_{10}^2 \cdot (L_r + L_f)} + \frac{(E-V_0)^2}{W_{10}^2 \cdot (L_r + L_f)^2} \right) \cdot \left( \frac{\Delta T_6}{2} - \frac{\text{SEN } 2 \cdot W_{10} \Delta T_6}{4 \cdot W_{10}} \right)$$

(4.42)

Nas expressões definidas acima, as variáveis "A" e "B" são partes da expressão da corrente para a 6ª etapa, conforme mostrado

abaixo.

$$I_{Lr}^2(\Delta T_6) = (A + B)^2 = A^2 + 2.A.B + B^2 \quad (4.43)$$

Onde :

$$A = I_3 + \frac{(E-V_0)}{(L_r+L_f)} \cdot t \quad (4.44)$$

$$B = \left( \frac{(2.E-VC_1)}{L_r.W_{10}} - \frac{(E-V_0)}{W_{10} \cdot (L_r+L_f)} \right) \cdot \text{SEN } W_{10}t \quad (4.45)$$

#### 4.6.2- PARÂMETROS PARA O TRANSISTOR "T2"

##### 4.6.2.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão aplicada no transistor "T2" é igual a máxima tensão presente no capacitor ressonante. Isto é mostrado na expressão (4.46).

$$\boxed{V_{T2 \text{ MAX}} = VC_1} \quad (4.46)$$

##### 4.6.2.2- CORRENTE MÉDIA

O transistor "T2", conduz durante a 9ª etapa. A equação que representa a corrente nesta etapa é mostrada em (4.32). A corrente média no transistor "T2" é mostrada em (4.47).

$$\boxed{I_{T2 \text{ MED}} = \frac{L_f \cdot I^2}{2 \cdot T \cdot (E-V_0)}} \quad (4.47)$$

#### 4.6.2.3- CORRENTE EFICAZ

A equação que define a corrente eficaz no transistor "T2" é mostrada em (4.48).

$$I_{T2 \text{ EF}} = \sqrt{\frac{I^3 \cdot L_f}{3 \cdot T \cdot (E - V_0)}} \quad (4.48)$$

#### 4.6.3- PARÂMETROS PARA O TRANSISTOR "T3"

##### 4.6.3.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão aplicada no transistor "T3" é dada pela expressão (4.49).

$$V_{T3 \text{ MED}} = V_{C1} - 2 \cdot E \quad (4.49)$$

##### 4.6.3.2- CORRENTE MÉDIA

O transistor "T3" conduz durante a 6<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> etapas. As equações que definem as correntes no transistor "T3" nestas etapas, são derivadas das equações das tensões no capacitor ressonante, mostradas nas expressões (4.23) e (4.27).

$$\frac{I_{T3 \text{ MED}}}{E} = \frac{1}{T} \cdot \left( \frac{\sqrt{V_{C1}} \cdot C_r \cdot (1+p) - 2 \cdot C_r - (1+q) \cdot p \cdot C_r}{(1+p)} \right) \cdot \text{COS } W_{10} \Delta T_6 + \frac{(1-q) \cdot C_r}{T} \cdot \text{COS } W_1 \Delta T_7 - \frac{C_r \cdot \alpha}{T \cdot \sqrt{p}} \cdot \text{SEN } W_1 \Delta T_7 \quad (4.50)$$

#### 4.6.3.3- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz no transistor "T3" é dada pela expressão (4.51).

$$I_{T3 \text{ EF}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta T_6} I_{Cr}^2(\Delta T_6) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta T_7} I_{Cr}^2(\Delta T_7) \cdot dt} \quad (4.51)$$

Substituindo as expressões das correntes no capacitor ressonante para a 6<sup>a</sup> e para a 7<sup>a</sup> etapas na expressão (4.51), obtém-se a expressão (4.52)

$$I_{T3 \text{ EF}} = \left( \frac{1}{T} \cdot \left\{ \frac{A^2 \cdot \Delta T_6}{2} - \frac{A^2}{4 \cdot W_{10}} \cdot \text{SEN } 2 \cdot W_{10} \Delta T_6 + \frac{(B^2 + C^2) \cdot \Delta T_7}{2} + \frac{(C^2 - B^2)}{4 \cdot W_1} \cdot \text{SEN } 2 \cdot W_1 \cdot \Delta T_7 + \frac{B \cdot C}{W_1} \cdot \text{SEN}^2 W_1 \cdot \Delta T_7 \right\} \right)^{0,5} \quad (4.52)$$

Onde:

$$A = \left\{ \frac{2 \cdot E + (E + V_0) \cdot p - VC_1 \cdot (1 + p)}{(1 + p)} \right\} \cdot Cr \cdot W_{10} \quad (4.53)$$

$$B = - (E - V_0) \cdot Cr \cdot W_1 \quad (4.54)$$

$$C = - \frac{Cr \cdot W_1}{\sqrt{p}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{Cr}} \cdot I \quad (4.55)$$

#### 4.6.4- PARÂMETROS PARA O DIODO "D1"

##### 4.6.4.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão que está submetido o diodo "D1", é mostrada na expressão (4.56).

$$\boxed{VD_1 \text{ MAX} = 2.E} \quad (4.56)$$

##### 4.6.4.2- CORRENTE MÉDIA

O diodo "D1" conduz durante a 2ª e a 3ª etapas. As equações (4.14) e (4.17) definem as correntes durante estas duas etapas respectivamente. A expressão que define a corrente média no diodo "D1" é mostrada em (4.57).

$$\boxed{ID_1 \text{ MED} = \frac{1}{T} \cdot \left( \frac{-I_1}{(1+p)} \cdot \Delta T_2 + \frac{I_1}{(1+p) \cdot W_{10}} \cdot \text{SEN } W_{10} \Delta T_2 + \frac{(E+V_0) \cdot \Delta T_2^2}{2 \cdot L_f \cdot (1+p)} + \frac{(E+V_0)}{L_f \cdot W_{10}^2 \cdot (1+p)} \cdot \text{COS } W_{10} \Delta T_2 - I_2 \cdot \Delta T_3 + \frac{(E+V_0) \cdot \Delta T_3^2}{2 \cdot (L_f + L_r)} \right)}$$

(4.57)

##### 4.6.4.3- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz no diodo "D1", é dada pela expressão (4.58), mostrada a seguir.

$$ID1_{EF} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left( \int_0^{\Delta T_2} C^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta T_2} D^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta T_2} 2 \cdot C \cdot D \cdot dt + \int_0^{\Delta T_3} ILr^2(\Delta T_3) \cdot dt \right)}$$

(4.58)

Onde :

$$\int_0^{\Delta T_2} C^2 \cdot dt = \frac{I_1^2}{4 \cdot W_{10} \cdot (1+p)^2} \cdot \left( 6 \cdot W_{10} \cdot \Delta T_2 - 8 \cdot \text{SEN } W_{10} \Delta T_2 + \text{SEN } 2W_{10} \Delta T_2 \right)$$

(4.59)

$$\int_0^{\Delta T_2} D^2 \cdot dt = \frac{(E+V_0)^2}{L_f^2 \cdot W_{10}^3 \cdot (1+p)^2} \cdot \left( \frac{W_{10}^3 \cdot \Delta T_2^3}{3} + \frac{W_{10} \cdot \Delta T_2}{2} - 2 \cdot \text{SEN } W_{10} \Delta T_2 - \right. \\ \left. - 2 \cdot W_{10} \cdot \Delta T_2 \cdot \text{COS } W_{10} \Delta T_2 - \frac{\text{SEN } 2W_{10} \Delta T_2}{4} \right)$$

(4.60)

$$\int_0^{\Delta T_2} 2 \cdot C \cdot D \cdot dt = \frac{-I_1 \cdot (E+V_0)}{L_f \cdot W_{10}^2 \cdot (1+p)^2} \cdot \left( W_{10} \cdot \Delta T_2 - \text{SEN } W_{10} \Delta T_2 \right)^2$$

(4.61)

$$\int_0^{\Delta T_3} ILr^2(\Delta T_3) \cdot dt = I_2^2 \cdot \Delta T_3 - \frac{I_2 \cdot (E+V_0) \cdot \Delta T_3^2}{(L_f+L_r)} + \frac{(E+V_0)^2 \cdot \Delta T_3^3}{3 \cdot (L_f+L_r)^2}$$

(4.62)

Nas expressões definidas acima, as variáveis "C" e "D" são partes da expressão da corrente "ILr(t)" para a 2ª etapa de funcionamento, conforme mostrado abaixo.

$$A = - \frac{I_1}{(1+p)} \cdot \left( 1 - \text{COS } W_{10} \cdot t \right)$$

$$B = \frac{(E+V_0)}{L_f \cdot W_{10} \cdot (1+p)} \cdot \left( W_{10} \cdot t - \text{SEN } W_{10} \cdot t \right)$$

#### 4.6.5- PARÂMETROS PARA O DIODO "D2"

##### 4.6.5.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão presente no diodo "D2" é igual a máxima tensão no capacitor ressonante. A mesma está definida em (4.63).

$$\boxed{VD2 \text{ MAX} = VC1} \quad (4.63)$$

##### 4.6.5.2- CORRENTE MÉDIA

O diodo "D2" participa do funcionamento desta estrutura na 8ª etapa. A corrente média para a mesmo, é definida em (4.64).

$$\boxed{ID2 \text{ MED} = \frac{1}{T} \cdot \left( -I1 \cdot \Delta T8 + \frac{(E+V0) \cdot \Delta T8^2}{2 \cdot Lf} \right)} \quad (4.64)$$

##### 4.6.5.3- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz que circula pelo diodo "D2" é definida em (4.65).

$$\boxed{ID2 \text{ EF} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left( I1^2 \cdot \Delta T8 - \frac{I1 \cdot (E+V0) \cdot \Delta T8}{Lf} + \frac{(E+V0)^2 \cdot \Delta T8^3}{3 \cdot Lf^2} \right)}} \quad (4.65)$$

#### 4.6.6- PARÂMETROS PARA O DIODO "D3"

##### 4.6.6.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão presente no diodo "D3", é dada pela

expressão (4.66).

$$VD_3 \text{ MAX} = VC_1 - 2.E$$

(4.66)

#### 4.6.6.2- CORRENTE MÉDIA

O diodo "D3" conduz durante a 1ª e 2ª etapas. A expressão da corrente média é mostrada em (4.67).

$$ID_3 \text{ MED} = \frac{1}{T} \cdot \left( \frac{-\sqrt{p}}{W_1} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot (E-V_o) \cdot \text{COS } W_1 \Delta T_1 + \frac{I}{W_1} \cdot \text{SEN } W_1 \Delta T_1 + \frac{p \cdot (E+V_o) \cdot C_r}{(1+p)} \cdot \text{COS } W_{1o} \Delta T_2 + \frac{C_r}{\sqrt{(1+p)}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I_1 \cdot \text{SEN } W_{1o} \Delta T_2 \right) \quad (4.67)$$

#### 4.6.6.3- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz no diodo "D3" é definida pelas expressões (4.68), (4.69) e (4.70), mostradas a seguir.

$$ID_3 \text{ EF} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left( \int_0^{\Delta T_1} IL_r^2(\Delta T_1) \cdot dt + \int_0^{\Delta T_2} IC_r^2(\Delta T_2) \cdot dt \right)} \quad (4.68)$$

Onde :

$$\int_0^{\Delta T_1} IL_r^2(\Delta T_1) \cdot dt = \left( [\sqrt{p} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot (E-V_o)]^2 + I^2 \right) \cdot \frac{\Delta T_1}{2} - \left( [\sqrt{p} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot (E-V_o)]^2 - I^2 \right) \cdot \frac{\text{SEN } 2 \cdot W_1 \cdot \Delta T_1}{4 \cdot W_1} + I \cdot \sqrt{p} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot (E-V_o) \cdot \frac{\text{SEN } W_1 \Delta T_1}{W_1} \quad (4.69)$$

$$\int_0^{\Delta T_2} I_{Cr}^2 (\Delta T_2) . dt = \left( \left( \frac{p . (E+V_o) . Cr . W_{1o}}{(1+p)} \right)^2 + \left( \frac{Cr . W_{1o}}{\sqrt{1+p}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{Cr}} \cdot I_1 \right)^2 \right) \cdot \frac{\Delta T_2}{2} - \\
 - \left( \frac{p . (E+V_o) . Cr^2 . W_{1o}}{\sqrt{(1+p)^3}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{Cr}} \cdot I_1 \right) \cdot SEN^2 W_{1o} \Delta T_2 - \left( \left( \frac{p . (E+V_o) . Cr . W_{1o}}{(1+p)} \right)^2 - \right. \\
 \left. - \left( \frac{Cr . W_{1o}}{\sqrt{1+p}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{Cr}} \cdot I_1 \right)^2 \right) \cdot \frac{SEN^2 W_{1o} \Delta T_2}{4 . W_{1o}}$$

(4.70)

#### 4.7- METODOLOGIA PARA PROJETO

No capítulo "3" e também neste capítulo, foram feitos estudos abrangendo a característica de saída para as estruturas idealizadas, análise das etapas de funcionamento, estudo de comutação, análise matemática das etapas de funcionamento e determinação dos parâmetros para especificação dos transistores e diodos. De posse dos dados obtidos nestes estudos, é proposta uma metodologia de projeto para o conversor em questão, e portanto para as estruturas do grupo "A".

Nesta metodologia há algumas grandezas as quais são definidas como "Parâmetros de entrada do conversor" e que devem ser definidas pelo projetista.

O projeto é feito para a máxima razão cíclica possível de operação, isto é, o menor tempo de controle de defasamento "D" que garanta o funcionamento normal da estrutura. Nesta condição ocorre a máxima transferência de potência teórica para a carga. Idealmente "D" seria nulo. Este tempo mínimo para "D" é fixado pelo projetista em função dos componentes que o mesmo deseja trabalhar. Isto porque os tempos inerentes a entrada em condução e de bloqueio variam em função do tipo de

componente a ser usado.

Como em todo conversor meia ponte , o projeto da estrutura deve prever a existência de um capacitor de filtragem da componente "CC" de corrente, em série com a carga [16]. Esta componente contínua aparece devido a característica de funcionamento da estrutura, como também pela diferença dos tempos de comutação dos transistores.

Cabe ressaltar também que para estas estruturas, pode-se adotar os valores da frequência de chaveamento "F" e da frequência de ressonância "FR" independentes, pois não há nenhuma relação entre elas para ser obedecida. Porém é interessante que "FR" seja bastante elevada, pois quanto maior for "FR" menor é a influência dos elementos ressonantes ( $L_r$  e  $C_r$ ).

A metodologia proposta a seguir, é válida para todas as estruturas pertencentes as Famílias do Grupo "A".

#### 4.7.1- PROCEDIMENTOS PARA O PROJETO

O procedimento proposto para projeto desta estrutura consiste dos seguintes passos:

##### 1º PASSO:

Define-se os parâmetros de entrada do conversor, que são:

- Tensão de alimentação "E";
- Tensão de saída " $V_o$ ";
- Potência de saída " $P_o$ ";
- Frequência de chaveamento "F";
- Frequência de ressonância "FR".

2º PASSO:

Estipula-se um valor mínimo para o tempo de controle de defasamento (conforme mencionado no item 4.7), isto é, "D MIN";

3º PASSO:

Calcula-se o valor da corrente média na carga, como mostrado abaixo:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (4.71)$$

4º PASSO:

Calcula-se a corrente máxima de pico "I" que circula pela estrutura, através da equação (3.13).

$$I_{MAX} = \frac{2 \cdot I_o}{(1-D_{MIN})} \quad (4.72)$$

5º PASSO:

Calcula-se o valor do indutor de filtragem, dado pela expressão (3.14).

$$L_f = \frac{(1-D_{MIN})^2 \cdot E \cdot (1-q^2)}{8 \cdot F \cdot I_o} \quad (4.73)$$

6º PASSO:

Deve-se estipular a máxima tensão que se deseja no capacitor ressonante "Cr". Pelo plano de fase, mostrado na figura 4.11, sabe-se que:

$$VC_1 = 2 \cdot E + \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot I_2 \quad (4.74)$$

Como é sabido, que "I<sub>2</sub> < I<sub>MAX</sub>", adota-se na equação

(4.74) que " $I_2 = I_{MAX}$ ", como margem de segurança. Com o valor de " $VC_1$ ", tem-se:

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \frac{VC_1 - 2.E}{I_{MAX}} \quad (4.75)$$

7º PASSO:

Com os valores de " $Z$ " e " $FR$ " definidos, calcula-se os valores dos componentes ressonantes, isto é, " $L_r$ " e " $C_r$ " através das equações (4.76) e (4.77).

$$L_r = \frac{Z}{2.\Pi.FR} \quad (4.76)$$

$$C_r = \frac{1}{2.\Pi.FR.Z} \quad (4.77)$$

8º PASSO:

Para o cálculo do capacitor série de filtragem da componente " $CC$ ", são usadas "2" expressões, mostradas em (4.78) e (4.79). O valor a ser adotado será o de maior valor obtido.

$$C_s \geq \frac{4}{\Pi^2.F^2.L_f} \quad (4.78)$$

$$C_s \geq \frac{I_c}{2.F.\Delta V_c} \quad (4.79)$$

Onde :

$$0.1.(2.E) \geq \Delta V_c \geq 0.05.(2.E) \quad (4.80)$$

$$i_c = \frac{3.P_{OUT}}{E} \quad (4.81)$$

9º PASSO:

Calcula-se os valores máximos das correntes e tensões

que estarão submetidos os componentes através das equações já desenvolvidas e relatadas a seguir.

TRANSISTOR "T1": Tensão máxima - eq. (4.35)

Corrente média - eq. (4.36)

Corrente eficaz - eq. (4.38)

TRANSISTOR "T2": Tensão máxima - eq. (4.46)

Corrente média - eq. (4.47)

Corrente eficaz - eq. (4.48)

TRANSISTOR "T3": Tensão máxima - eq. (4.49)

Corrente média - eq. (4.50)

Corrente eficaz - eq. (4.52)

DIODO "D1": Tensão máxima - eq. (4.56)

Corrente média - eq. (4.57)

Corrente eficaz - eq. (4.58)

DIODO "D2": Tensão máxima - eq. (4.63)

Corrente média - eq. (4.64)

Corrente eficaz - eq. (4.65)

DIODO "D3": Tensão máxima - eq. (4.66)

Corrente máxima - eq. (4.67)

Corrente eficaz - eq. (4.68)

10<sup>o</sup> PASSO:

Calcula-se a duração dos pulsos de gatilho para os transistores como mostrado a seguir:

$$\text{TRANSISTOR "T1": } PT1 = \Delta T_5 + \Delta T_6 \quad (4.82)$$

$$\text{TRANSISTOR "T2": } PT_2 = \Delta T_9 + \frac{\Delta T_8}{2} \quad (4.83)$$

$$\text{TRANSISTOR "T3": } PT_3 = \Delta T_6 + \Delta T_7 + \frac{\Delta T_8}{2} \quad (4.84)$$

11<sup>o</sup> PASSO:

Após calculado a duração dos pulsos de gatilho, calcula-se agora o instante de disparo dos mesmos, já que estes tempos são utilizados nas simulações e na elaboração do protótipo. Define-se aqui como instante inicial, o disparo do transistor "T1".

$$\text{TRANSISTOR "T1": } DP_1 = 0 \quad (4.85)$$

$$\text{TRANSISTOR "T2": } DP_2 = \Delta T_5 + \Delta T_6 + \Delta T_7 + \frac{\Delta T_8}{2} \quad (4.86)$$

$$\text{TRANSISTOR "T3": } DP_3 = \Delta T_5 \quad (4.87)$$

#### 4.7.2- EXEMPLO DE PROJETO

Com a finalidade de exemplificar o procedimento adotado para projeto desta estrutura, bem como a verificação dos resultados obtidos através de simulação, é mostrado a seguir um projeto para a estrutura em análise.

1<sup>o</sup> PASSO:

Os parâmetros de entrada do conversor a serem adotados são os seguintes:

-Tensão de alimentação:  $E = 40 \text{ V};$

-Tensão de saída:  $V_o = 15 \text{ V};$

-Potência de saída:  $P_o = 60 \text{ W};$

-Frequência de chaveamento:  $F = 100 \text{ KHz};$

-Frequência de ressonância:  $F_R = 1 \text{ MHz}.$

2<sup>o</sup> PASSO:

O valor mínimo adotado para o tempo de controle de defasamento, será:

$$D_{\text{MIN}} = 0,2.$$

3<sup>o</sup> PASSO:

A corrente média na carga, será:

$$I_o = 4 \text{ A}.$$

4<sup>o</sup> PASSO:

A máxima corrente "I" que irá circular pela estrutura, é dada por:

$$I_{\text{MAX}} = 10 \text{ A}.$$

5<sup>o</sup> PASSO:

o valor do indutor de filtragem é dado por:

$$L_f = 6,875 \mu\text{H}.$$

6<sup>o</sup> PASSO:

Estipula-se que a máxima tensão sobre o capacitor ressonante "Cr" seja, " $V_{C1} = 130 \text{ V}$ ". Com isto, a impedância característica resulta:

$$Z = 5 .$$

### 7º PASSO:

Os valores teóricos para o capacitor ressonante " $C_r$ " e para o indutor ressonante " $L_r$ ", serão:

$$L_r = 0,7957 \mu\text{H}.$$

$$C_r = 31,83 \text{ nF}.$$

Como o valor do capacitor " $C_r$ ", não é comercial adota-se o valor comercial mais próximo, isto é: " $C_r = 33 \text{ nF}$ ". Para que a impedância característica se mantenha inalterada, deve-se calcular o novo valor da indutância ressonante " $L_r$ ".

$$L_r = 0,825 \mu\text{H}.$$

Com os valores de " $C_r$ " e " $L_r$ " definidos, deve-se calcular o novo valor da frequência de ressonância.

$$F_R = 964,6 \text{ KHz}.$$

### 8º PASSO:

Determinação do capacitor série de filtragem da componente " $CC$ " da corrente " $i_{Lr}(t)$ ". Foram obtidos os seguintes valores para este capacitor através das equações (4.78) e (4.79).

$$C_s \geq 5,9 \mu\text{F}.$$

$$C_s \geq 3,5 \mu\text{F}.$$

O valor comercial adotado será :  $C_s = 6,2 \mu\text{F}$ .

### 9º PASSO:

Os valores de tensão e correntes necessárias para

especificação dos transistores e diodos são definidos a seguir:

"T1": Tensão Máxima: 80 V  
Corrente Média: 1,256 A  
Corrente Eficaz: 2,861 A

"T2": Tensão Máxima: 130 V  
Corrente Média: 1,375 A  
Corrente Eficaz: 3,028 A

"T3": Tensão Máxima: 50 V  
Corrente Média: 0,19 A  
Corrente Eficaz: 1,91 A

"D1": Tensão Máxima: 80 V  
Corrente Média: 0,362 A  
Corrente Eficaz: 1,299 A

"D2": Tensão Máxima: 130 V  
Corrente Média: 0,553 A  
Corrente Eficaz: 1,86 A

"D3": Tensão Máxima: 50 V  
Corrente Média: 0,329 A  
Corrente Eficaz: 1,88 A

10<sup>o</sup> PASSO:

A seguir são definidas as durações dos pulsos de gatilho para os transistores será:

"T1":  $PT_1 = 2.79 \mu\text{SEG. ou } 100.44^\circ$ .

"T2":  $PT_2 = 2.75 \mu\text{SEG. ou } 99^\circ$ .

"T3":  $PT_3 = 0.519 \mu\text{SEG. ou } 18.72^\circ$ .

#### 11<sup>o</sup> PASSO:

Os instantes em que são habilitados os transistores, estão definidos a seguir:

"T1":  $DT_1 = 0 \mu\text{SEG. ou } 0^\circ$ .

"T2":  $DT_2 = 4.23 \mu\text{SEG. ou } 152.3^\circ$ .

"T3":  $DT_3 = 2.54 \mu\text{SEG. ou } 91.3^\circ$ .

#### 4.8- RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

No item anterior, foi proposta uma metodologia para projeto e mostrado um exemplo de projeto. Com os valores dos componentes obtidos neste projeto, é feita uma simulação, utilizando o software "SACEC" [39], para verificação do funcionamento da estrutura, considerando os componentes ideais. Esta simulação serve também para comprovar a validade desta análise.

A estrutura utilizada para esta simulação, é mostrada na figura 4.1. Os valores das resistências de condução e de bloqueio dos semicondutores são os valores padrões do software utilizado [39].

Os valores dos componentes utilizados nesta simulação são mostrados a seguir.

Fontes de alimentação :  $E_1 = 40 \text{ Volts};$

$E_2 = 40 \text{ Volts};$

Capacitores :

$C_r = 33 \eta\text{Farads};$

$C_f = 100 \mu\text{Farads};$

<u>Indutores</u> :	$L_r = 0,825 \mu\text{Henry};$
	$L_f = 6,875 \mu\text{Henry};$
<u>Carga</u> :	$R_L = 3.75 \text{ Ohms};$
<u>Freqüência</u> :	$F = 100 \text{ KHz};$
<u>Disparos das Chaves</u> :	$DT_1 = 0^\circ(\text{em graus});$
	$DT_2 = 133^\circ(\text{em graus});$
	$DT_3 = 80^\circ(\text{em graus});$
<u>Duração dos pulsos</u> :	$PT_1 = 88,5^\circ(\text{em graus});$
	$PT_2 = 114^\circ(\text{em graus});$
	$PT_3 = 30^\circ(\text{em graus});$

A seguir, na figura 4.25, são apresentadas as formas de onda para o conversor da figura 4.1, obtidas por simulação.

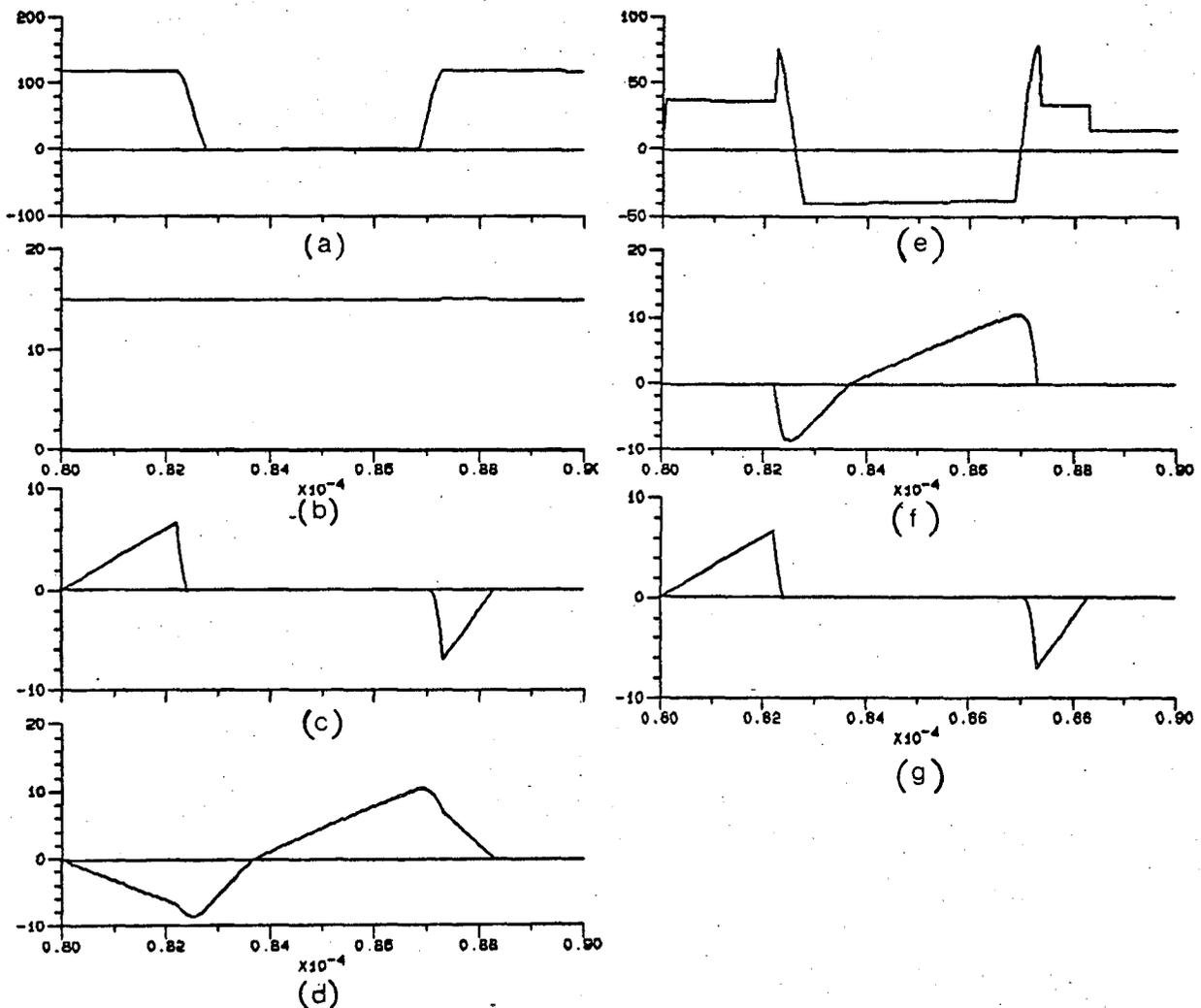


FIGURA 4.25-Formas de onda obtidas por simulação com componentes ideais:

(a) Tensão no capacitor ressonante; (b) Tensão no capacitor de saída; (c) Corrente no indutor ressonante; (d) Corrente no indutor de filtragem; (e) Tensão entre os pontos "a" e "b"; (f) Corrente na fonte "E1"; (g) Corrente na fonte "E2".

As formas de onda de tensão e corrente nos transistores estão representados na figura 4.26.

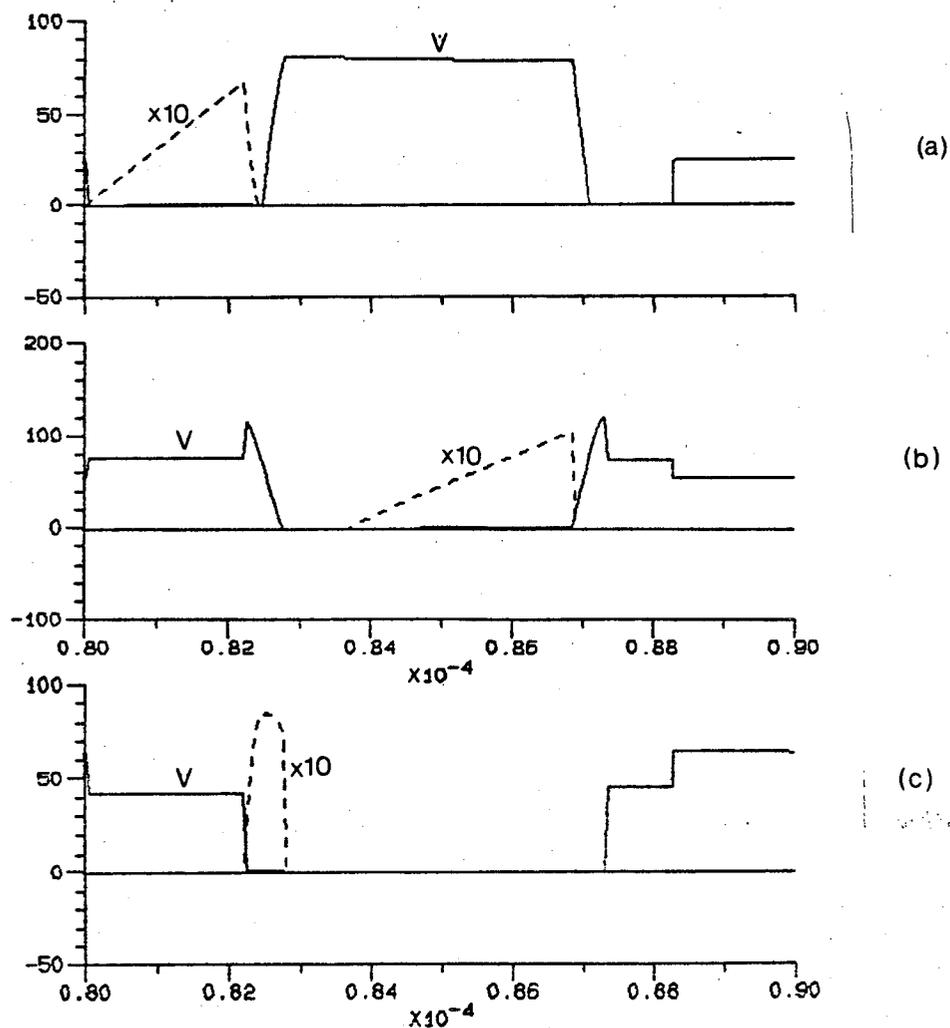


FIGURA 4.26-Formas de onda de tensão e corrente nos transistores, com componentes ideais.

- (a) Transistor "T1";
- (b) Transistor "T2";
- (c) Transistor "T3".

Os resultados desta simulação, considerando os componentes ideais, mostrados nas figuras 4.25 e 4.26, são plenamente satisfatórios e comprovam a análise matemática e a metodologia de projeto desenvolvidas neste capítulo. Na figura 4.26, fica evidenciado que as comutações nos "3" transistores são não dissipativas.

Na prática, tanto os transistores como os diodos, apresentam algumas não idealidades que não podem ser ignoradas. Os transistores a serem utilizados na montagem prática desta estrutura são do tipo "Mosfet IRF 740". Este componente quando em condução, é caracterizado por uma resistência ( $R_{DS\ ON}$ ), que na temperatura de operação, é da ordem de 1,5 OHM. Os diodos a serem utilizados são do tipo "MUR 1550", cujo circuito equivalente apresenta uma fonte de tensão de aproximadamente 1,3 Volts. Estas não idealidades foram introduzidas no circuito da figura 4.1, para observação dos seus efeitos no desempenho e no funcionamento da estrutura.

Na figura 4.27 e 4.28, são mostradas as formas de onda na estrutura e nas chaves, respectivamente.

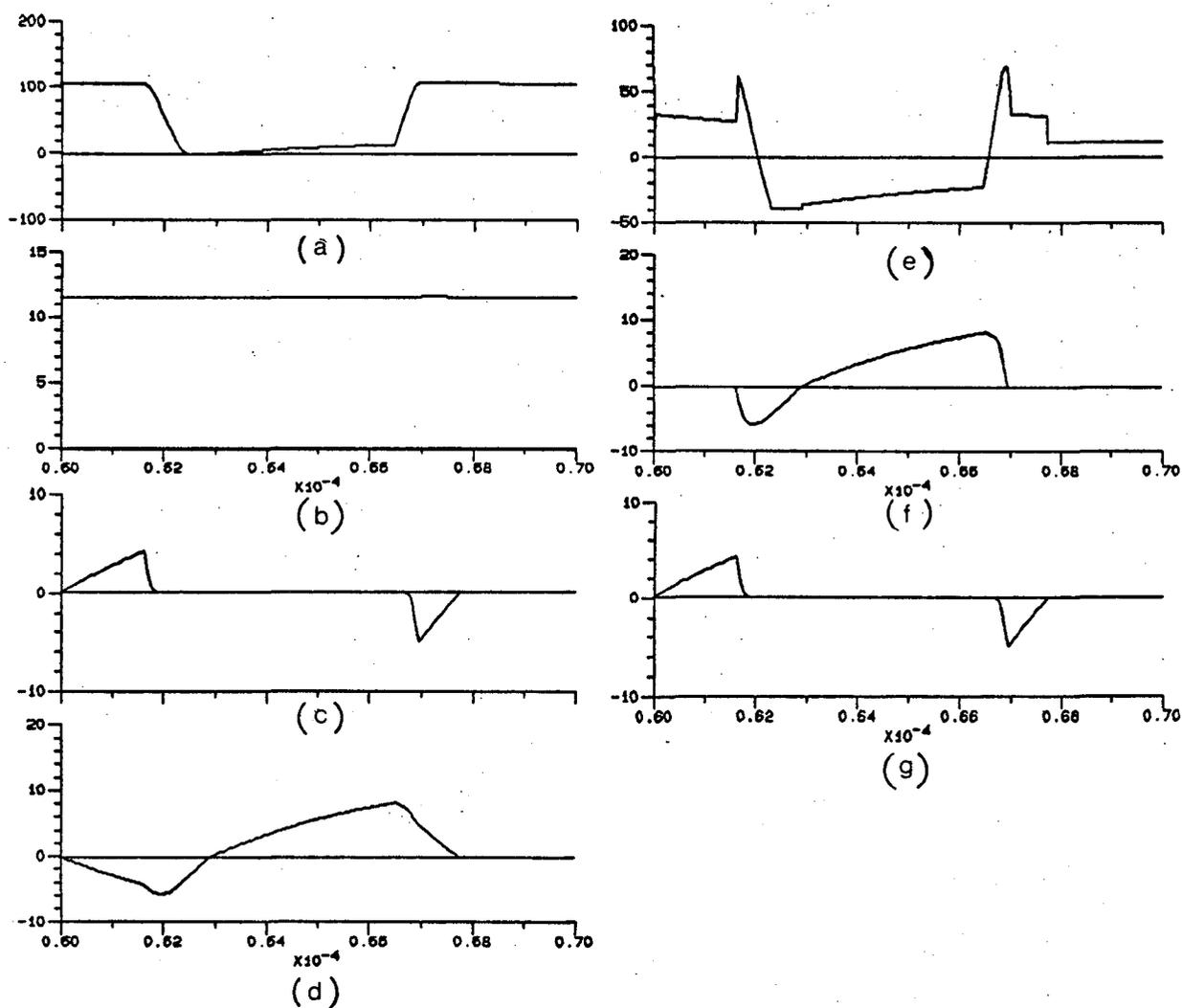


FIGURA 4.27-Formas de onda obtidas por simulação com componentes reais:

- (a) Tensão no capacitor ressonante;
- (b) Tensão no capacitor de saída;
- (c) Corrente no indutor ressonante;
- (d) Corrente no indutor de filtragem;
- (e) Tensão entre os pontos "a" e "b";
- (f) Corrente na fonte "E1";
- (g) Corrente na fonte "E2".

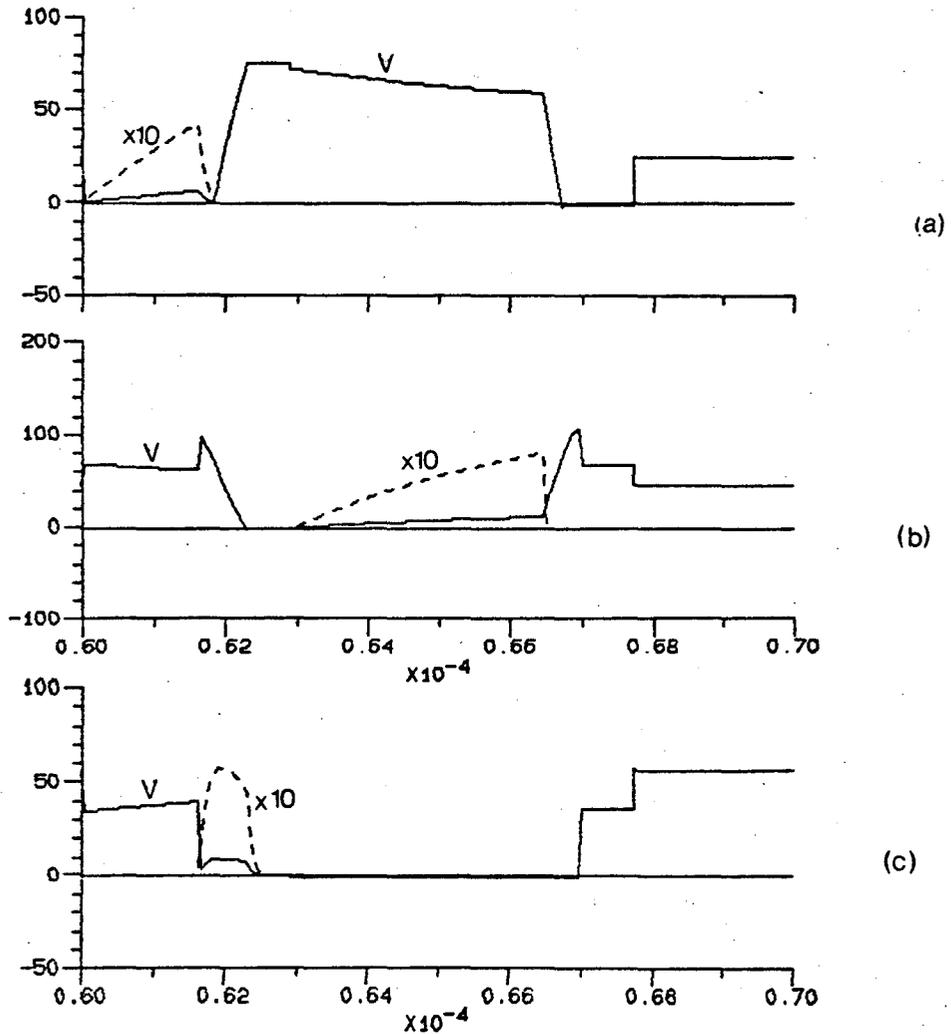


FIGURA 4.28-Formas de onda de tensão e corrente nos transistores, com componentes reais:  
 (a) Transistor "T1";  
 (b) Transistor "T2";  
 (c) Transistor "T3".

Como pode ser observado, nas figuras 4.27 e 4.28, a introdução das não idealidades dos componentes na simulação, ocasionam perdas nos semicondutores fazendo com que o rendimento da estrutura diminua. Estas não idealidades não podem ser evitadas, mas podem ser minimizadas com o uso de componentes que apresentem valores reduzidos para as mesmas (Por exemplo, "Mosfet" com resistência de condução baixa).

Cabe ressaltar que embora a introdução de não idealidades prejudiquem o desempenho global da estrutura, as comutações das chaves continuam sendo não dissipativas.

#### 4.9- RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após comprovados os resultados teóricos e a metodologia de projeto proposta para esta estrutura através de simulação, é mostrado a seguir, a implementação de um protótipo para verificação na prática dos resultados obtidos. Para implementação deste protótipo foi utilizado o projeto desenvolvido no item 4.7.

##### 4.9.1- CIRCUITO DE GERAÇÃO DOS PULSOS

Este circuito foi implementado com a finalidade de gerar os pulsos de comando para as "3" chaves principais, sem a preocupação da implementação de um circuito de controle para a estrutura, uma vez que o objetivo desta montagem é verificar o princípio de funcionamento da estrutura e comprovar as comutações não dissipativas. O circuito de geração de pulsos implementado é mostrado na figura 4.29. Os sinais de comando gerados neste circuito, são mostrados na figura 4.30.

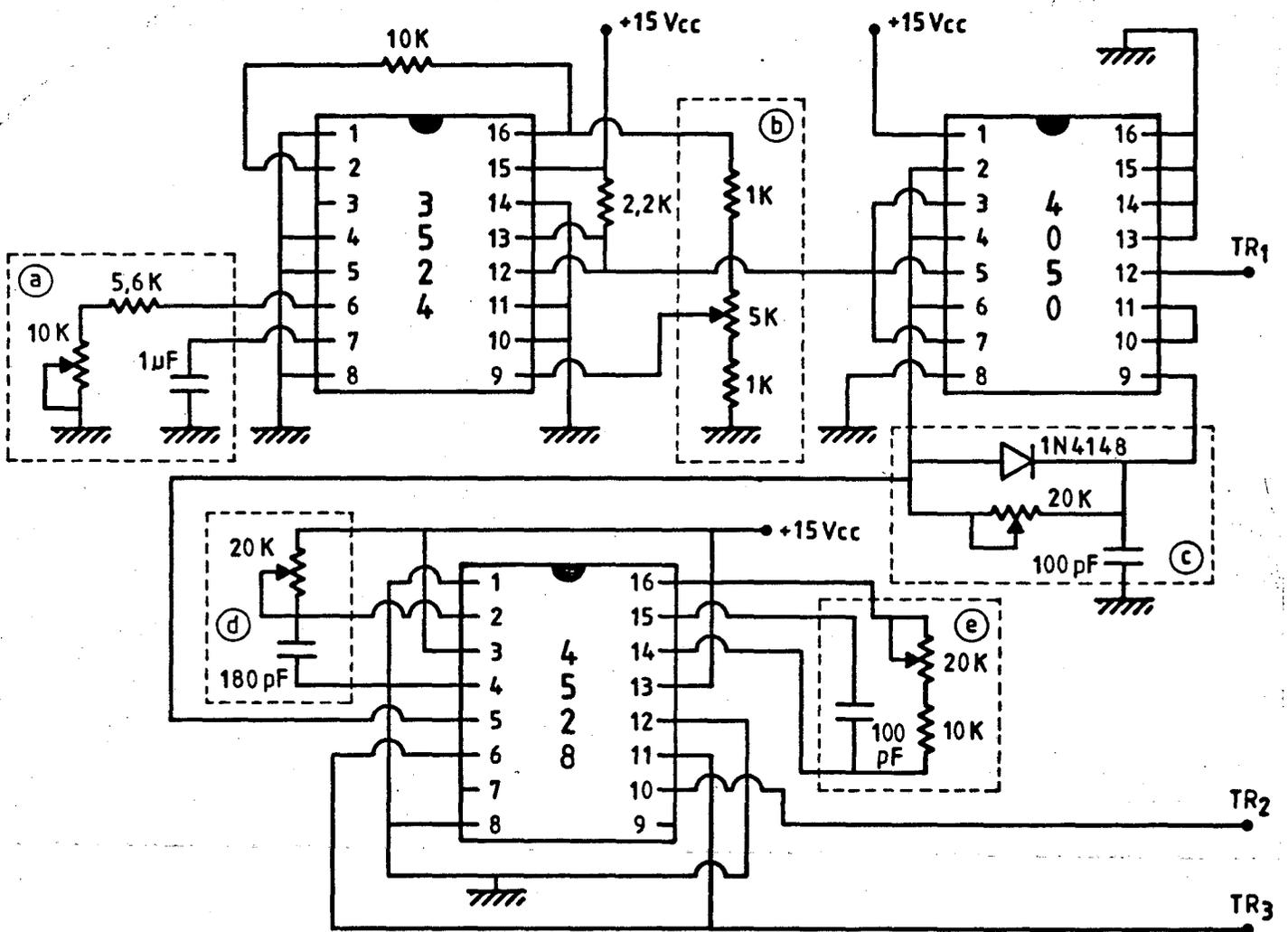


FIGURA 4.29- Circuito de geração de pulsos.

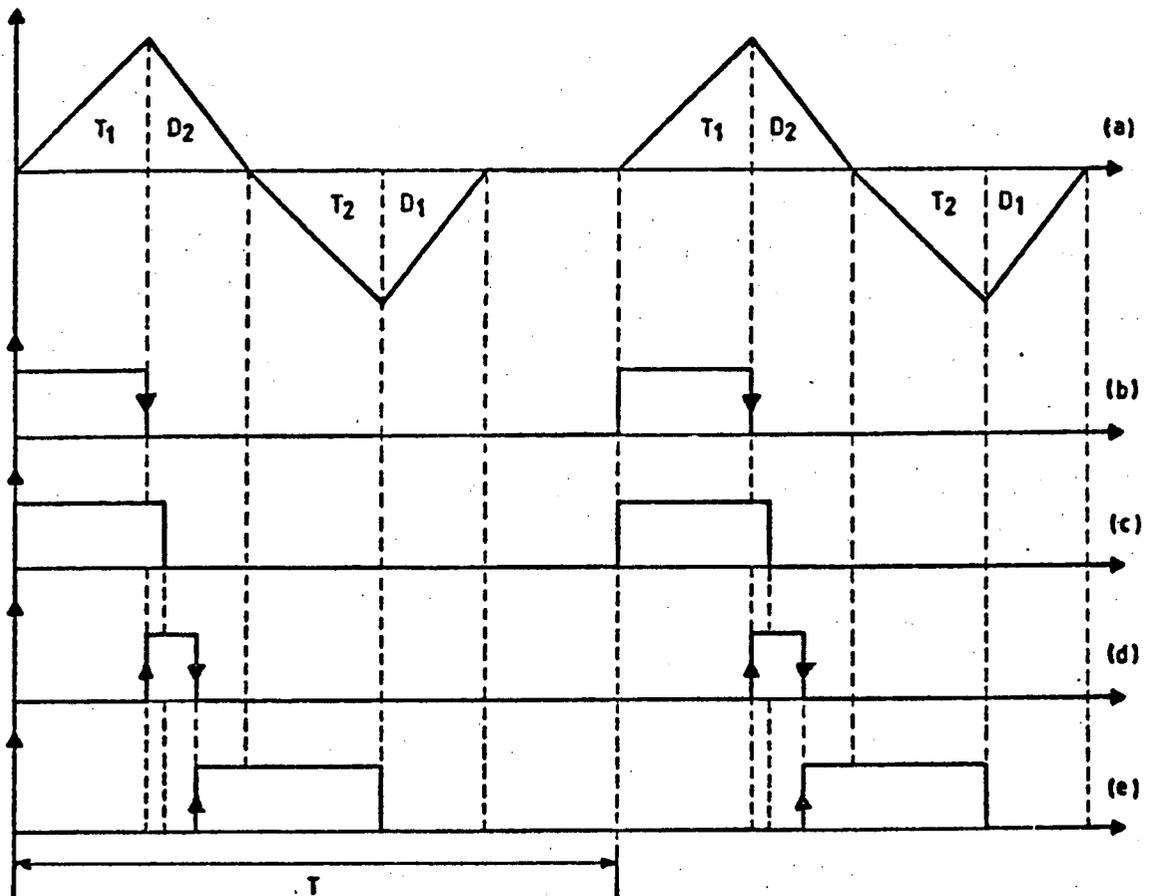


FIGURA 4.30- Formas de onda do circuito de geração dos pulsos:

- (a) Corrente " $i_L(t)$ " idealizada;
- (b) Pinos (13,12) do CI 3524 ;
- (c) Pino (12) do CI 4050 ("gate" de "S1") ;
- (d) Pino (6) do CI 4528 ("gate" de "S3") ;
- (e) Pino (10) do CI 4528 ("gate" de "S2").

O princípio de operação do circuito de comando é descrito a seguir.

Na figura 4.30b, observa-se o pulso gerado na saída do CI 3524. A frequência deste pulso é dada pelo capacitor, conectado ao pino "7", e pelos resistores, conectados ao pino "6" (circuito tracejado "a"). A largura deste pulso é dada pelo divisor resistivo localizado nos pinos "16", "9" e a terra (circuito tracejado "b"). Este sinal após

passar pelos circuitos não inversores do CI 4050 é desviado para dois pontos. No primeiro ele passa por um circuito atrasador (circuito tracejado "C") e por duas portas não inversoras gerando o sinal da figura 4.30c. Este sinal é aplicado ao circuito de ataque de "Gate" da chave "T1". No segundo, o sinal é aplicado no pino 5 do CI 4528, que é a entrada de um multivibrador monoestável sensível a transição negativa. Após passar pelo circuito "RxCx1" (circuito tracejado "d"), o qual determina a largura do sinal do pino "6", o mesmo é aplicado ao circuito de ataque de "Gate" da chave "T3". Este sinal do pino "6" do CI 4528 é aplicado ao pino "11" do mesmo CI, que é a entrada de outro multivibrador monoestável, também sensível a descida. Após este sinal passar pelo circuito "CxRx2" (circuito tracejado "e"), o qual determina a largura do sinal do pino "10", o mesmo é aplicado ao circuito de ataque de "Gate" da chave "T2".

#### 4.9.2- CIRCUITO DE ATAQUE DE "GATE"

O circuito de ataque de "gate" implementado, é mostrado na figura 4.31.

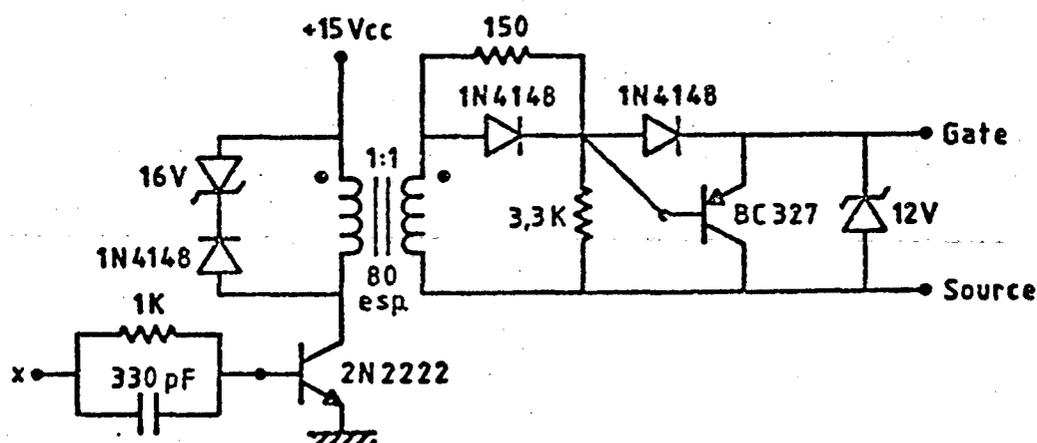


FIGURA 4.31- Circuito de ataque de "Gate".

O princípio de operação deste circuito é descrito a seguir .

Os pulsos gerados no circuito da figura 4.29 são aplicados na base do transistor "2N2222", fazendo com que este entre em condução. Devido a polaridade do transformador de isolamento este sinal é aplicado, através do enrolamento secundário, no "gate" da chave. Quando o pulso gerado pelo circuito da figura 4.29 for nulo , o transistor "2N2222" é bloqueado e o transistor "BC327" entra em condução , desabilitando o chave.

#### 4.9.3- CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito de potência implementado é mostrado na figura 4.32. Os valores dos componentes utilizados são baseados no projeto feito no item 4.7, e estão representados a seguir:

$E_1, E_2 = 38 \text{ V.}$	$L_f = 7 \mu\text{H.}$	$C_f = 100\mu\text{F.}$
$C_r = 33 \text{ nF.}$	$L_r = 0,8 \mu\text{H}$	$R_L = 3,3 \text{ OHM}$
$C_s = 6,2 \mu\text{F.}$		
DIODOS : MUR 1520 (MOTOROLA).		
TRANSISTORES : IRF 740 (INTERNATIONAL RETIFIER).		

Os diodos D1, D2, D3, D4, D5 e D6, são utilizados para anular os diodos intrínsecos em antiparalelo do "Mosfet IRF 740", que são

excessivamente lentos.

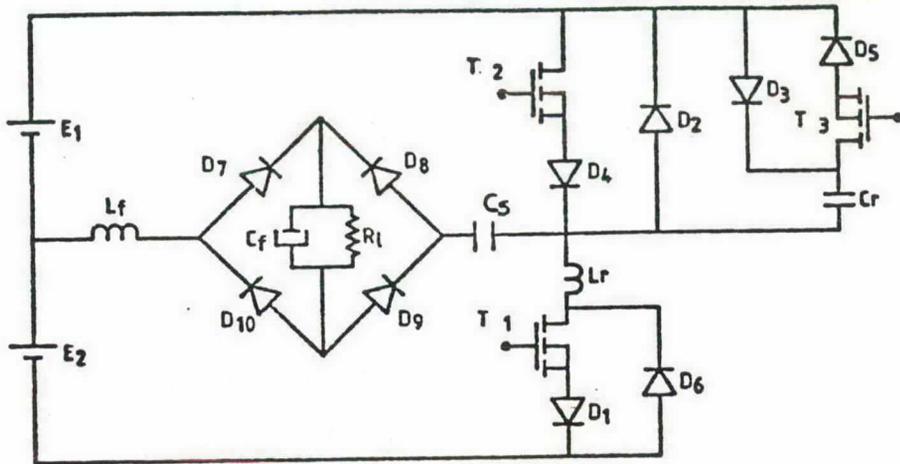
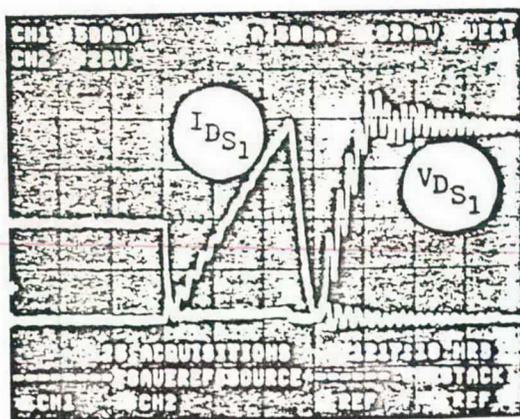


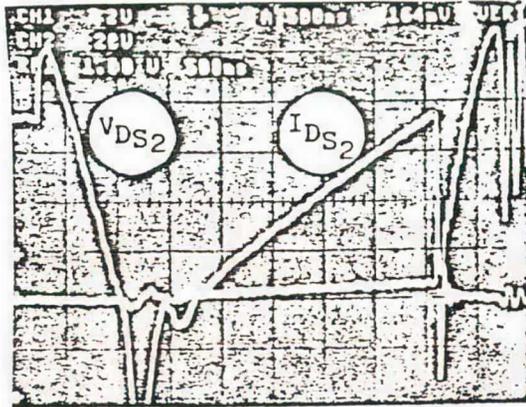
FIGURA 4.32 - Circuito de potência implementado.

Nas figuras 4.33, 4.34, 4.35, 4.36 e 4.37, são mostradas as formas de onda obtidas na implementação da estrutura em análise.



1 A/Div.  
20 V/Div.  
500 ns/Div.

FIGURA 4.33- Corrente e tensão no "Mosfet T1".

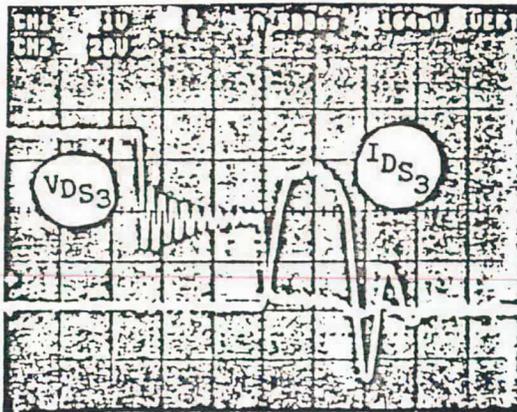


2 A/Div.

20 V/Div.

500  $\eta$ seg./Div.

FIGURA 4.34- Corrente e tensão no "Mosfet T2".

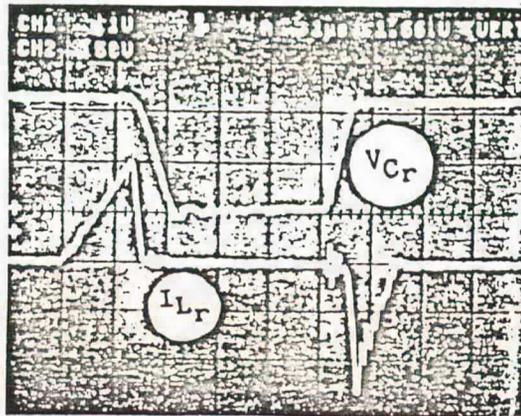


2 A/Div.

20 V/Div.

500  $\eta$ seg./Div.

FIGURA 4.35- Corrente e tensão no "Mosfet T3".

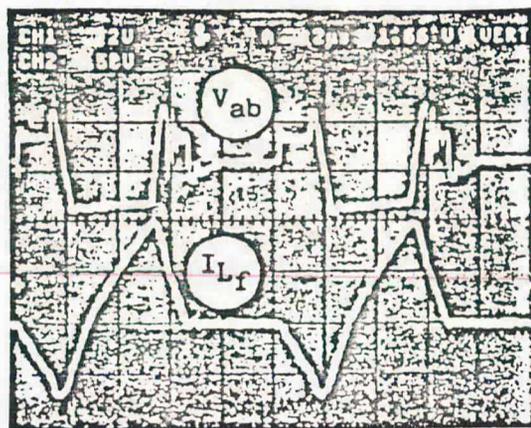


2 A/Div.

50 V/Div.

1  $\mu$ seg./Div.

FIGURA 4.36- Tensão no capacitor ressonante " $V_{Cr}(t)$ "  
Corrente no indutor ressonante " $i_{Lr}(t)$ ".



4 A/Div.

50 V/Div>

2  $\mu$ seg>/Div.

FIGURA 4.37-Tensão entre os pontos "a" e "b" " $V_{ab}(t)$ "  
Corrente no indutor de filtragem " $i_{Lf}(t)$ ".

Nas figuras 4.33, 4.34, e 4.35, vê-se que as comutações das chaves são claramente não dissipativas. Estes resultados confirmam as análises feitas neste capítulo, como também as simulações realizadas.

Na figura 4.37, é possível observar o desequilíbrio existente na corrente do indutor de filtragem. A causa deste desequilíbrio (ver item 4.4.3), se deve ao fato que para garantir a comutação não dissipativa para o "Mosfet T<sub>1</sub>", o diodo em anti-paralelo com ele ("D<sub>1</sub>") deve conduzir uma corrente cujo pico, seja maior que o pico da corrente conduzida pelo "Mosfet". Para que isto seja possível, é necessário que o tempo de condução da chave "T<sub>1</sub>", seja menor que o tempo de condução da chave "T<sub>2</sub>". Como em todos os conversores meia-ponte existe a necessidade de um capacitor em série com a carga, para filtragem da componente "CC" devido a diferença dos tempos de comutação das chaves, este problema é amenizado. A diferença entre os picos da corrente no Mosfet "T<sub>1</sub>" e no diodo "D<sub>1</sub>", pode ser observado na forma de onda da corrente no indutor ressonante, mostrado na figura 4.36.

#### 4.10- CONCLUSÕES:

Neste capítulo foram estudadas as estruturas pertencentes ao grupo "A". Quando do começo deste estudo foi observado que todas as estruturas de Famílias que pertençam ao mesmo grupo, possuem o comportamento idêntico. Portanto, possuem as mesmas etapas de funcionamento, mesma metodologia de projeto, mesma análise matemática, etc... As diferenças existentes entre as Famílias são as tensões a que estão submetidos os componentes e os tempos de controle de defasamento.

Escolheu-se para representar este grupo, uma estrutura pertencente a família "4".

Para esta estrutura foi feita a análise das etapas de funcionamento, estudo da comutação, análise matemática e apresentação de uma metodologia de projeto.

Com o objetivo de comprovar a validade deste estudo, foi feito um exemplo de projeto para ser usado em simulações e em montagens práticas. Tanto as simulações como os resultados práticos, mostraram-se coerentes. A diferença entre a simulação com componentes ideais e os resultados práticos se concentra na corrente do indutor ressonante. Conforme mencionado no item 4.4.3, devido a resistência de condução dos *Mosfet's*, o tempo de condução da chave "T<sub>1</sub>" deve ser menor que o valor teórico obtido para garantir a comutação "ZCS". Se comparadas as figuras 4.27.c com 4.36, e 4.27.d com 4.37, isto fica evidenciado. Os resultados de simulações e os resultados práticos comprovaram os estudos feitos.

A metodologia de projeto proposta, mostrou-se ser bastante simples, porém com resultados plenamente satisfatórios.

Na implementação prática não houve preocupação quanto a elaboração de uma malha de realimentação no circuito de controle. Isto porque o objetivo desta implementação é apenas comprovar o funcionamento das estruturas e sua viabilidade prática do ponto de vista das comutações.

Imagina-se que a operação em malha fechada das estruturas "PWM" assimétricas seja bem mais complexa do que para as estruturas "PWM" simétricas. Isto porque a entrada em condução do transistor "T<sub>2</sub>", no caso de "PWM" assimétrico, vai depender da anulação da corrente em "D<sub>2</sub>" e isto depende dos valores de corrente envolvidos. Já

para o caso do "PWM" simétrico, as chaves principais entram em condução sempre no mesmo ponto.

Se for respeitada a condição que " $I_3$ " seja menor que " $I_2$ ", não existe limitações quanto a mínima ou a máxima potência de operação para as estruturas do grupo "A". Quanto maior for a frequência de ressonância " $F_R$ ", menor será a influência e a participação de " $L_r$ " e " $C_r$ " no circuito.

Entre as características das estruturas pertencentes ao grupo "A", pode-se citar:

- Operação em frequência constante;
- Modulação por Largura de pulso;
- A comutação não dissipativa é assegurada para qualquer carga;
- Não existe limitações quanto a potência mínima e máxima que podem ser fornecidas pelas estruturas;
- Embora a corrente de carga seja desequilibrada, este problema é indiretamente solucionado pela utilização de um capacitor em série com " $L_r$ " conforme mencionado no item 4.7.1.

## CAPÍTULO 5

### ESTUDO DAS FAMÍLIAS DO GRUPO "B"

#### 5.1- INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os estudos realizados para as estruturas pertencentes ao Grupo "B". Estas estruturas apresentam a "RCC" modificada, isto é, sem o indutor ressonante "Lr". Conforme já foi mencionado em capítulos anteriores, basta que seja analisada apenas uma estrutura pertencente ao Grupo, pois a análise das demais é idêntica.

As estruturas pertencentes a este grupo, apresentam as duas chaves principais, comutando sob tensão nula (ZVS).

A estrutura escolhida para ser analisada neste Grupo é pertencente a Família "7" e possui o capacitor ressonante e a chave auxiliar em paralelo com a carga. A escolha desta estrutura foi aleatória. Para esta estrutura são apresentadas a análise de funcionamento, estudo da comutação, análise matemática, metodologia para projeto proposta, exemplo de projeto, resultados de simulação e resultados experimentais.

#### 5.2- PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Na figura 5.1, é mostrada a estrutura escolhida para ser analisada no Grupo "B". Esta estrutura apresenta o capacitor ressonante "Cr" e chave auxiliar (bidirecional em tensão e corrente) em paralelo com a carga.

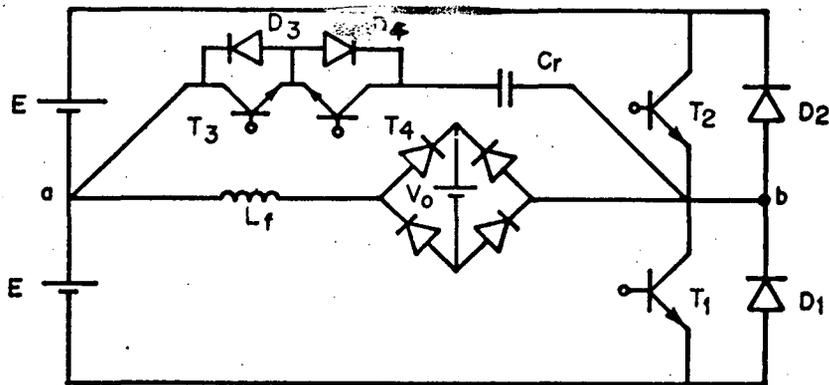
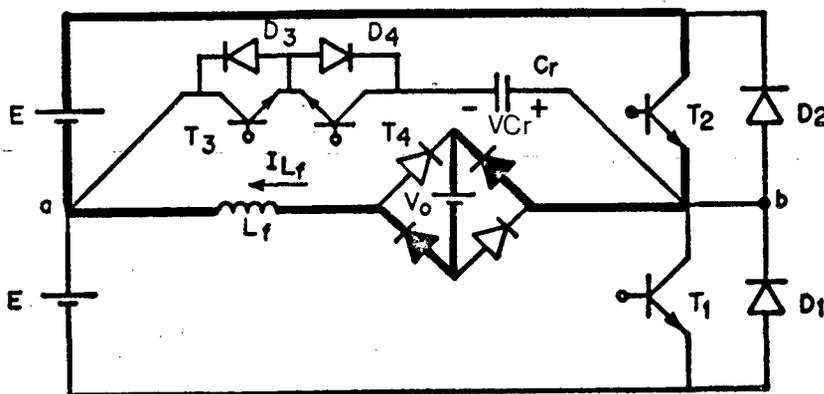


FIGURA 5.1- Estrutura pertencente ao Grupo "B", Família "7".

A seguir são descritas as etapas de funcionamento para a estrutura da figura 5.1.

5.2.1- 1ª ETAPA ( $t_0, t_1$ )-CRESCIMENTO LINEAR DE " $i_{L_f}(t)$ "

Na figura 5.2, é mostrado o circuito equivalente para a 1ª etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais e finais das tensões e correntes envolvidas.



VAL INICIAIS
$V_{Cr} = E$
$i_{L_f} = 0$
VAL. FINAIS
$V_{Cr} = E$
$i_{L_f} = I$

FIGURA 5.2- 1ª etapa de funcionamento ( $t_0, t_1$ ).

Considera-se como instante inicial de funcionamento a entrada em condução do transistor "T2". O capacitor "Cr" apresenta-se carregado com tensão igual a da fonte de alimentação. A corrente cresce linearmente no indutor de filtragem através de "T2". Durante esta etapa o transistor "T3" é habilitado. Esta etapa se finda quando o transistor "T2" é bloqueado. Esta comutação ocorre sob tensão nula, uma vez que o capacitor encontra-se carregado com a tensão igual a da fonte de alimentação. A corrente " $i_{L_f}(t)$ " no final desta etapa é igual a "I".

### 5.2.2- 2ª ETAPA ( $t_1, t_2$ ) - INVERSÃO DA TENSÃO " $V_{Cr}(t)$ "

O circuito equivalente para a 2ª etapa de funcionamento é mostrado na figura 5.3, bem como os valores iniciais e finais das grandezas envolvidas.

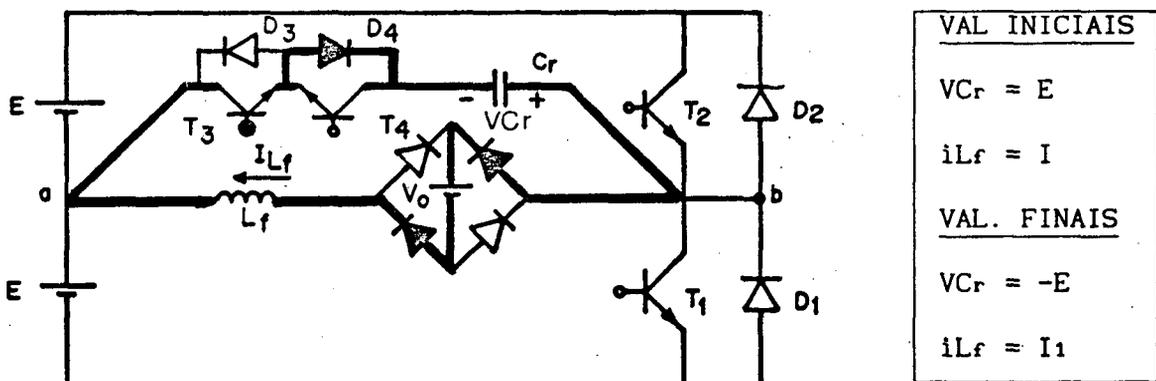


FIGURA 5.3- 2ª etapa de funcionamento ( $t_1, t_2$ ).

Quando o transistor "T2" é bloqueado na etapa anterior, a corrente " $i_{L_f}(t)$ " é instantaneamente desviada para o

capacitor ressonante " $C_r$ " através do transistor " $T_3$ " e do diodo " $D_4$ ". A corrente " $i_{L_f}(t)$ " decresce enquanto a tensão " $V_{C_r}(t)$ " no capacitor " $C_r$ " se inverte. Quando a tensão no capacitor " $C_r$ " for igual " $-E$ " o diodo " $D_1$ " é polarizado diretamente, e esta etapa se finda. O capacitor fica carregado com tensão " $-E$ " e a corrente " $i_{L_f}(t)$ " no final desta etapa é " $I_1$ ".

### 5.2.3- 3ª ETAPA ( $t_2, t_3$ ) -DECRÉSCIMO LINEAR DE " $i_{L_f}(t)$ "

A 3ª etapa de funcionamento está representada na figura 5.4, bem como os valores das grandezas no início e no final desta etapa.

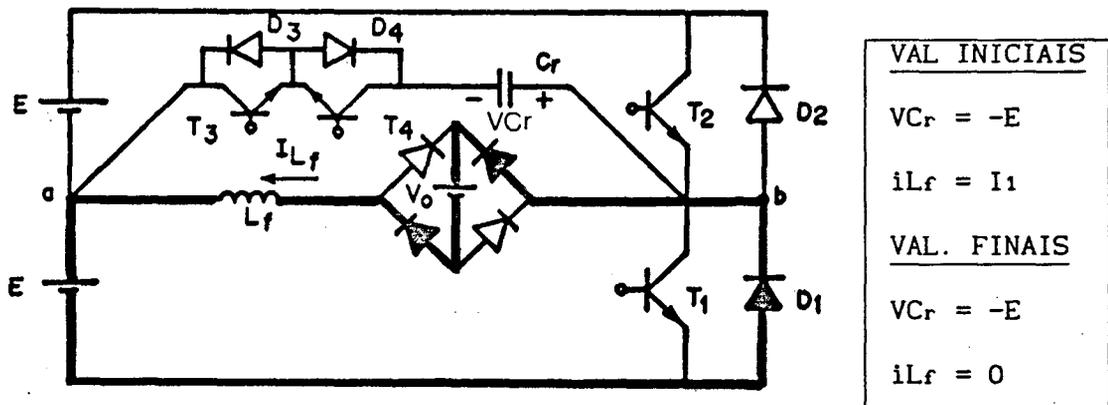


FIGURA 5.4- 3ª etapa de funcionamento ( $t_2, t_3$ ).

Quando o diodo " $D_1$ " é polarizado diretamente, ele assume a corrente " $i_{L_f}(t)$ " e o transistor " $T_3$ " é bloqueado. Durante esta etapa a corrente " $i_{L_f}(t)$ ", decresce através do diodo " $D_1$ " até se anular. Quando a mesma for nula, esta etapa é concluída.

### 5.2.3- 4ª ETAPA ( $t_3, t_4$ )- CONTROLE DE DEFASAMENTO "Dx"

Esta etapa é chamada de etapa de controle de defasamento "Dx". Durante a mesma, a estrutura está desativada e não há transferência de potência entre a fonte e carga.

### 5.2.5- 5ª ETAPA ( $t_4, t_5$ )-CRESCIMENTO LINEAR DE " $i_{L_f}(t)$ "

O circuito mostrado na figura 5.5 representa a 5ª etapa de funcionamento. São mostrados também os valores finais e iniciais das tensões e correntes envolvidas.

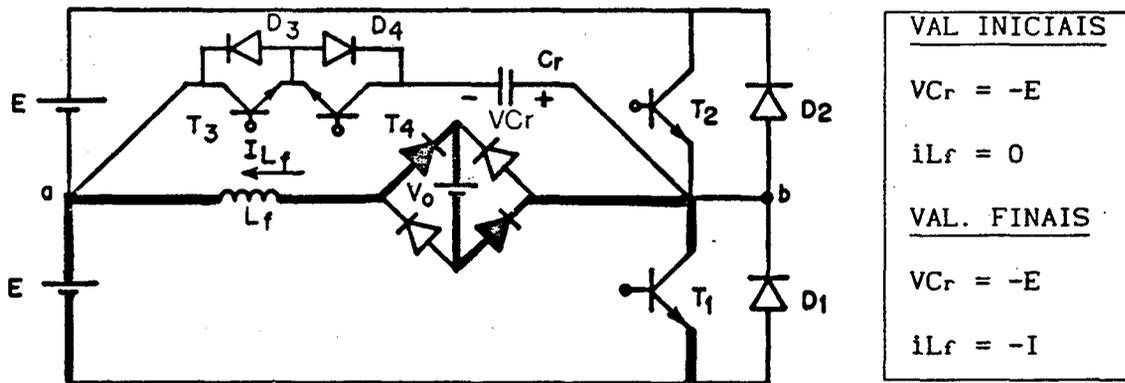


FIGURA 5.5- 5ª etapa de funcionamento ( $t_4, t_5$ ).

Quando o transistor "T1" é habilitado a conduzir a corrente " $i_{L_f}(t)$ " volta a fluir novamente. Durante esta etapa o transistor "T4" é habilitado. Quando a corrente " $i_{L_f}(t)$ " for igual a "-I" o transistor "T1" é bloqueado, e esta etapa está concluída. O transistor "T1" é bloqueado sob tensão nula, uma vez que o capacitor estava carregado com "-E".

### 5.2.6- 6ª ETAPA ( $t_5, t_6$ )- INVERSÃO DA TENSÃO " $V_{Cr}(t)$ "

A 6ª etapa de funcionamento está representada na figura 5.6, bem como os valores finais e iniciais das grandezas envolvidas.

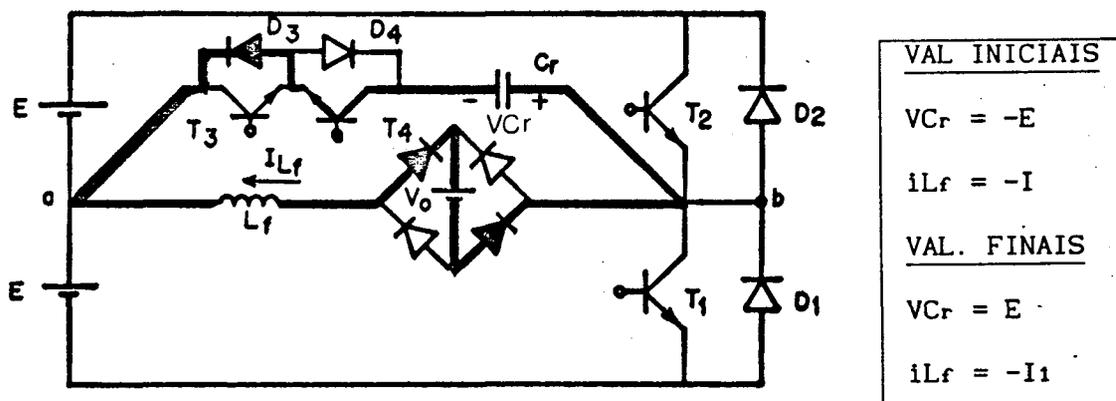


FIGURA 5.6- Etapa de funcionamento ( $t_5, t_6$ ).

Quando o transistor " $T_1$ " é bloqueado na etapa anterior, a corrente " $i_{Lf}(t)$ " é instantaneamente desviada para o capacitor " $C_r$ " através do transistor " $T_4$ " que já estava habilitado. Enquanto a tensão " $V_{Cr}(t)$ " evolui de " $-E$ " até " $+E$ ", a corrente " $i_{Lf}(t)$ " decresce de " $-I$ " até " $-I_1$ ". Quando " $V_{Cr}(t)$ " for igual a " $+E$ " o diodo " $D_2$ " fica polarizado diretamente e assume a corrente " $i_{Lf}(t)$ ".

### 5.2.7- 7ª ETAPA ( $t_6, t_7$ ) -DECRÉSCIMO LINEAR DE " $i_{Lf}(t)$ "

O circuito equivalente a 7ª etapa de funcionamento, está representada na figura 5.7. São mostrados também os valores finais e iniciais das grandezas envolvidas.

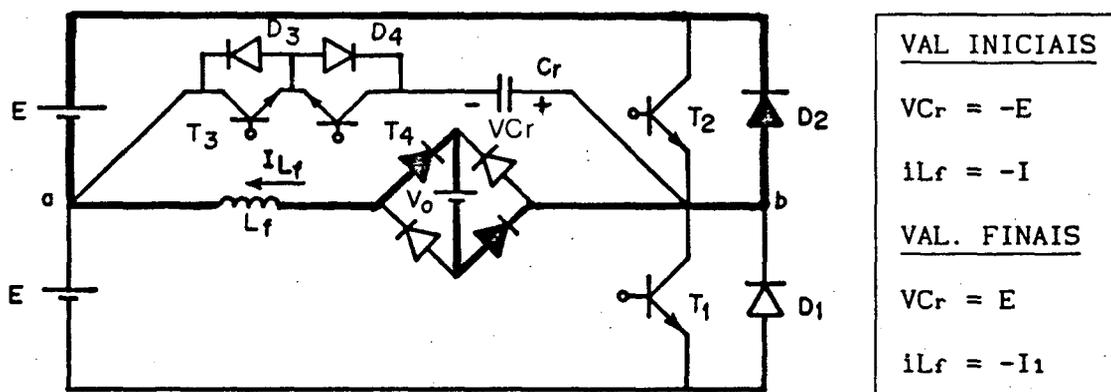


FIGURA 5.7- 7ª etapa de funcionamento ( $t_6, t_7$ ).

A 7ª etapa tem início quando o diodo "D2" fica polarizado diretamente e assume a corrente " $i_{Lf}(t)$ ". O capacitor "Cr" encontra-se carregado com tensão igual a "+E". A corrente " $i_{Lf}(t)$ " durante esta etapa decresce até zero, e quando atinge este valor esta etapa está concluída.

#### 5.2.8- 8ª ETAPA ( $t_7, t_8$ ) - CONTROLE DE DEFASAMENTO "Dy"

Esta etapa é chamada de controle de defasamento "Dy". Durante a mesma, todos os semicondutores estão desativados e não há transferência de potência. Após esta etapa o transistor "T2" é habilitado novamente e as etapas de funcionamento se repetem.

### 5.3- FORMAS DE ONDA E PLANO DE FASE

As formas de onda principais, para esta estrutura, são mostradas na figura 5.8.

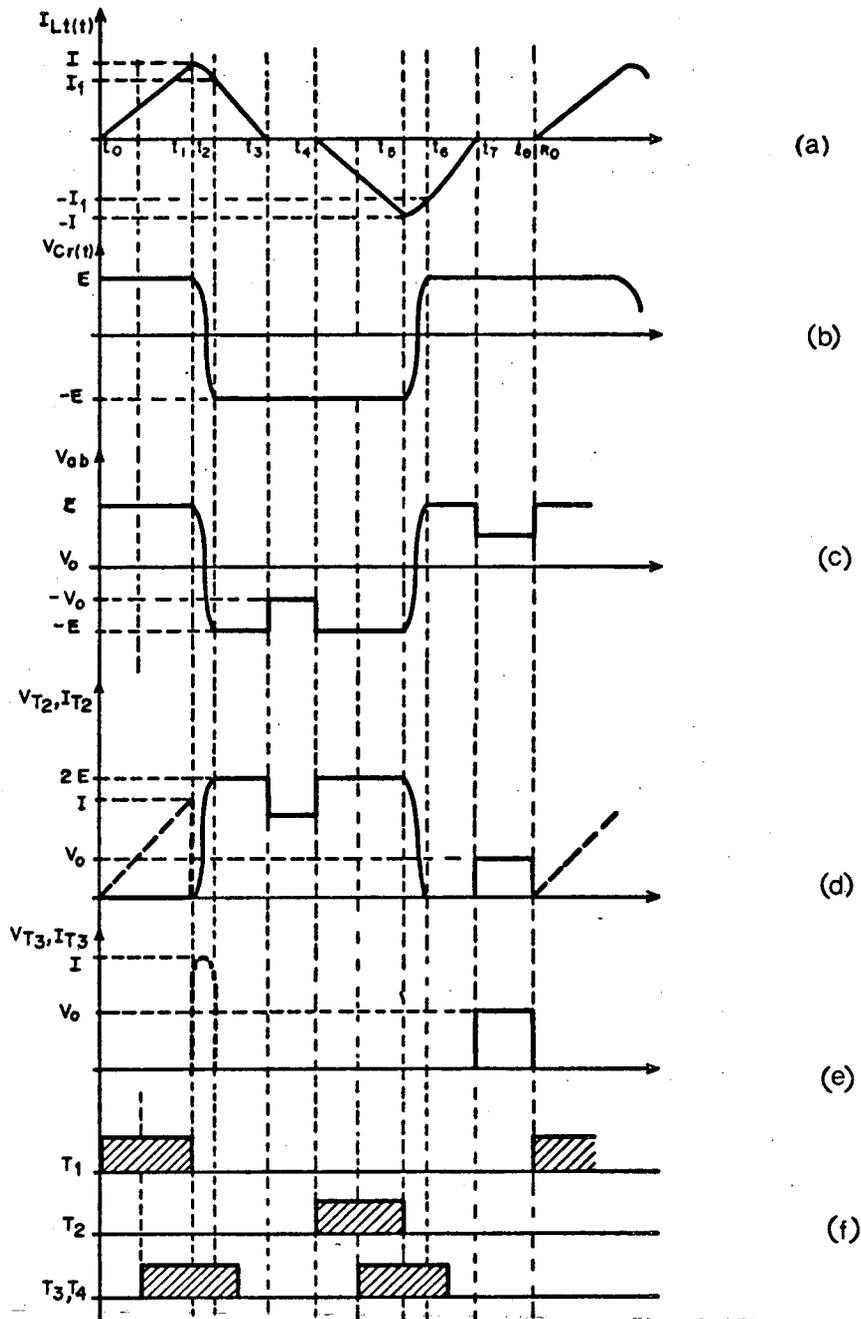


FIGURA 5.8- Formas de onda para a estrutura em análise:

- (a) Corrente no indutor de filtragem " $i_{Lr}(t)$ ";
- (b) Tensão no capacitor ressonante " $V_{Cr}(t)$ ";
- (c) Tensão " $V_{ab}(t)$ ";
- (d) Tensão e corrente no transistor "T2";
- (e) Tensão e corrente no transistor "T3";
- (f) Sinais de comando das chaves.

O plano de fase desta estrutura é formado pela evolução da tensão no capacitor ressonante e pela evolução da corrente no indutor de filtragem. No plano de fase estão representados os valores que as grandezas (" $V_{Cr}(t)$ " e " $i_{Lf}(t)$ ") apresentam em cada etapa de funcionamento. Este plano de fase está representado na figura 5.9. Através das equações que definem os módulos dos raios " $R_1$ " e " $R_1'$ ", é possível afirmar que:

$$\alpha_1 = \sqrt{\alpha^2 - 2.q} \quad (5.1)$$

Onde:

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I_1}{E}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I}{E}$$

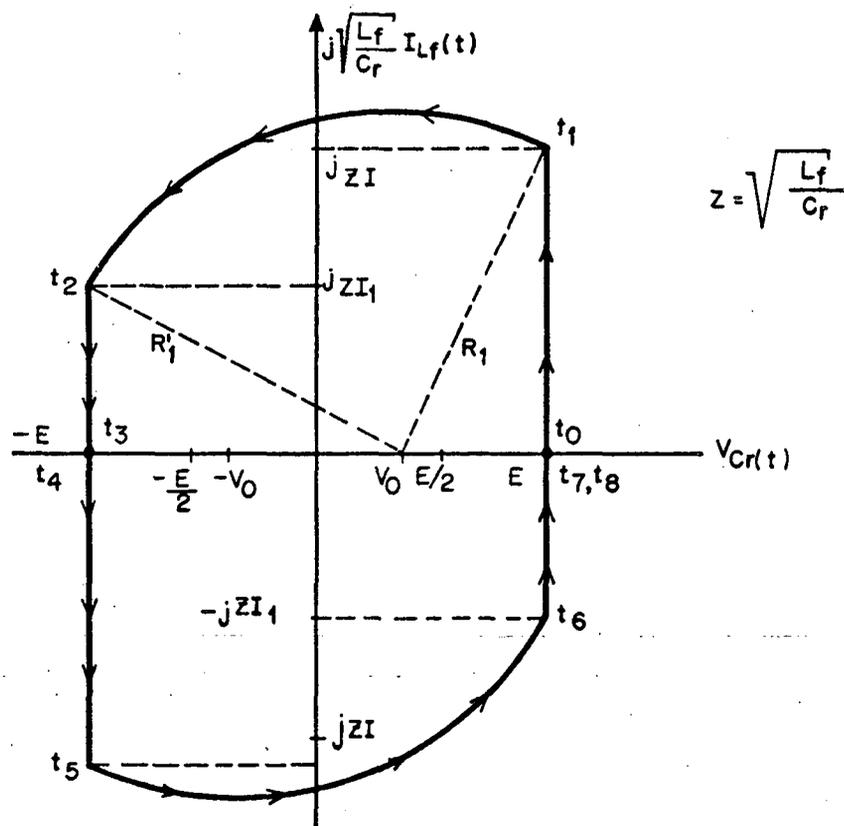


FIGURA 5.9- Plano de fase.

#### 5.4- ESTUDO DA COMUTAÇÃO NOS TRANSISTORES

O princípio pelo qual são obtidas as comutações sob tensão nula para as chaves principais é bastante simples. Basta que seja garantido que o capacitor ressonante " $C_r$ " esteja sempre carregado com "+E" (para comutação da chave " $T_2$ ") ou "-E" (para comutação da chave " $T_1$ "), durante o bloqueio das chaves principais. Consegue-se isto se " $\alpha_1 \geq 0$ ". As chaves auxiliares comutam sob tensão e corrente nula. As etapas de funcionamento descritas no subitem 5.2 são para a condição em que " $\alpha_1 > 0$ ". Esta condição é chamada de condição normal de funcionamento. Pelo plano de fase da figura 5.10, observa-se que as chaves principais são bloqueadas quando a tensão sobre o capacitor " $C_r$ " é igual a tensão de alimentação e a corrente  $I_1 > 0$ , possibilitando a comutação "ZVS".

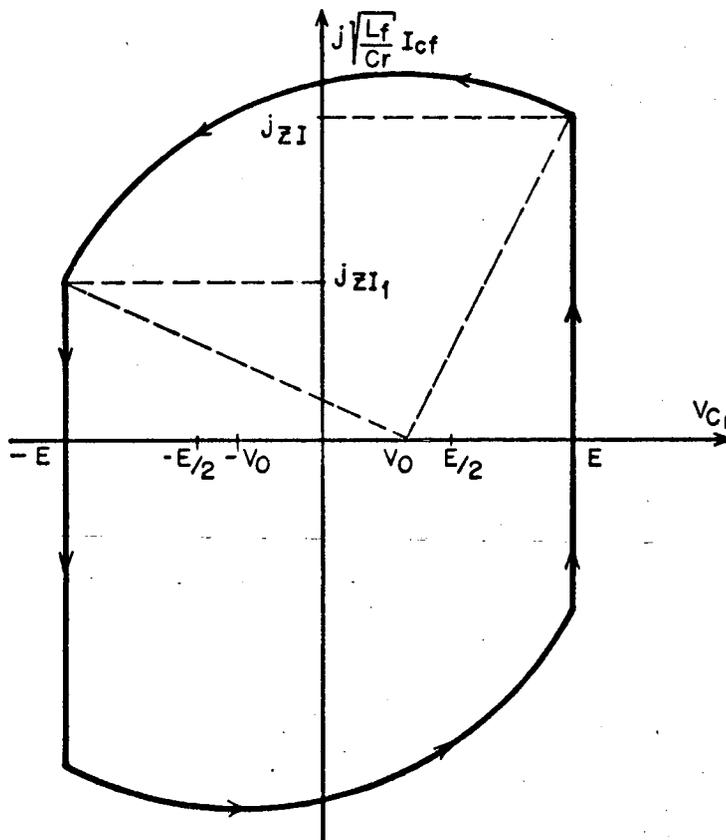


FIGURA 5.10- Plano de fase para " $\alpha_1 > 0$ " ( $\alpha > 2.\sqrt{q}$ ).

Na figura 5.11, é mostrada a condição limite de funcionamento normal, ou seja, a tensão no capacitor "Cr" atinge o valor da tensão de alimentação no instante em que a corrente "iLr(t)" se anula, e portanto " $\alpha_1=0$ ". Novamente as chaves principais são bloqueadas sob tensão nula, isto é, " $V_{Cr}(t) = E$ ". Quando ocorre esta situação, os diodos em antiparalelo com as chaves principais não entram em condução.

Para garantir que a estrutura opere na condição normal de funcionamento ( $\alpha_1 \geq 0$ ) é necessário que:

$$\alpha \geq 2 \cdot \sqrt{q} \quad (5.2)$$

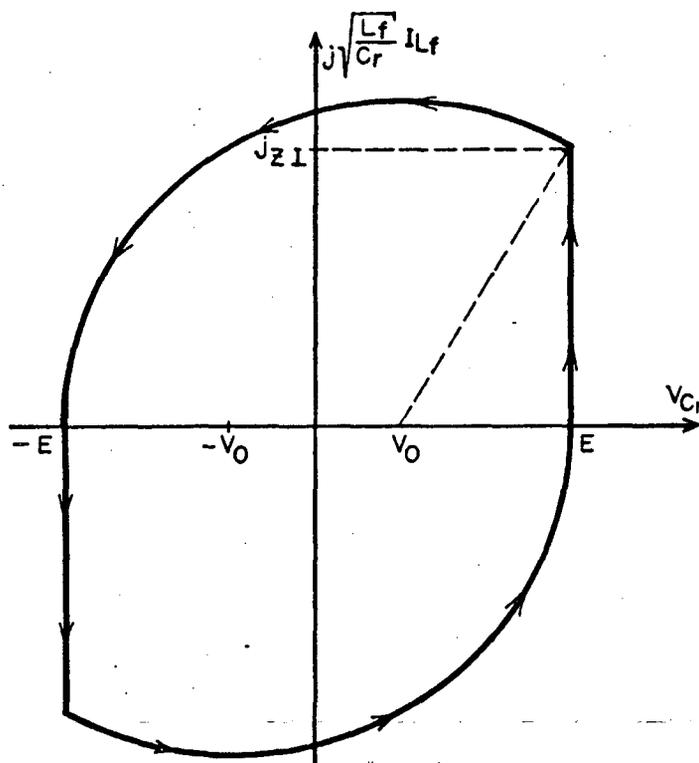


FIGURA 5.11- Plano de fase para " $\alpha_1=0$ " ( $\alpha = 2 \cdot \sqrt{q}$ ).

Na figura 5.12 é mostrada a condição em que " $\alpha < 2 \cdot \sqrt{q}$ ". Neste condição, a corrente "iLr(t)" se anula sem que a tensão no capacitor ressonante atinja o valor da tensão de alimentação, e portanto

" $V_{Cr}(t) < E$ ". Pela lógica do circuito de comando utilizado, após um certo tempo em que as chaves principais estejam habilitadas e conduzindo " $i_{Lr}(t)$ ", as chaves auxiliares são habilitadas. Quando isto ocorre o capacitor " $C_r$ " se carrega até a tensão de alimentação quase que instantaneamente, através das chaves auxiliares, da chave principal e da fonte de alimentação, sem se refletir na corrente do indutor de filtragem. O problema que este tipo de funcionamento causa, é uma sobrecorrente (" $\Delta I$ ") na chave principal e na auxiliar. Esta sobrecorrente " $\Delta I$ " é diretamente proporcional a diferença entre a tensão da fonte de alimentação e a tensão no capacitor " $C_r$ ", e inversamente proporcional a duas vezes a resistência de condução ( $R_{ds\ on}$ ) dos "Mosfet's", considerando que estes sejam os componentes utilizados. A etapa em que isto ocorre é mostrada na figura 5.13.

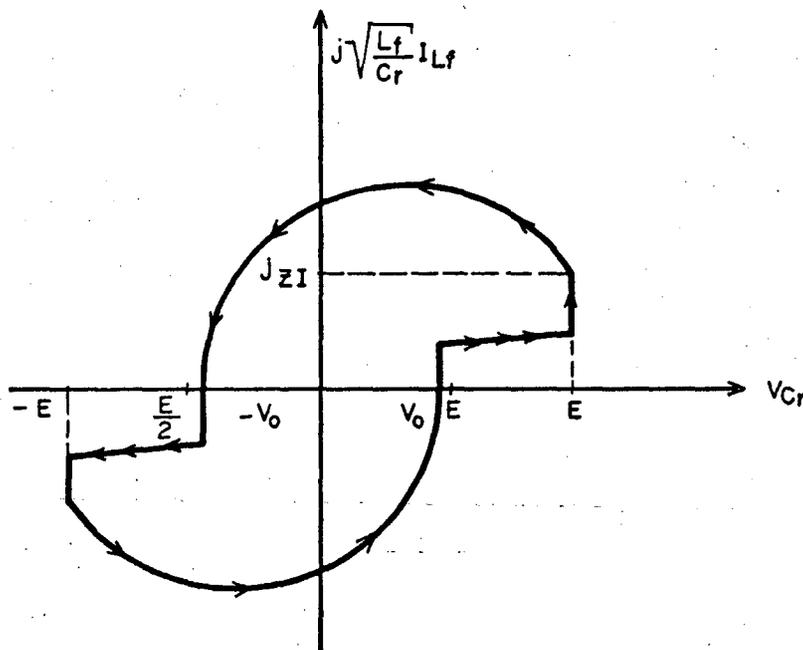


FIGURA 5.12- Plano de fase para " $\alpha < 2.\sqrt{q}$ ".

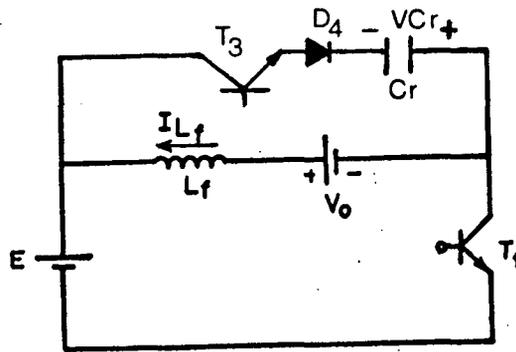


FIGURA 5.13- Circuito equivalente para " $\alpha < 2\sqrt{q}$ ".

A sobrecorrente " $\Delta I$ ", para " $V_o < E/2$ " é definida pela equação (5.3), mostrada a seguir.

$$\Delta I = \frac{(E - VC_r)}{2.R_{DS\ on}} \quad (5.3)$$

Pela expressão (5.3), deduz-se que quanto menor for a tensão no capacitor " $Cr$ " e a resistência de condução dos "*Mosfet's*" utilizados, maior será a sobre-corrente na chave.

Pela análise da comutação mostrada, conclui-se que existem dois compromissos a serem atingidos, que são:

-Se for desejado que a estrutura opere na condição normal de funcionamento, deve-se garantir que " $\alpha \geq 2\sqrt{q}$ ". Com isto existirá sempre uma limitação para a corrente mínima de pico no indutor de filtragem " $I$ " em função da tensão de saída, que garanta a operação normal;

-Se não for desejado que exista esta limitação na corrente mínima no indutor de filtragem, deve-se garantir que as chaves a serem utilizadas (*Mosfet's*) sejam capazes de conduzir esta sobrecorrente, sem perigo de destruição das mesmas.

Se a tensão de saída " $V_o$ ", for igual a metade da

tensão de entrada, a maior sobrecorrente ocorre para " $V_{Cr}(t) = 0$ " e portanto:

$$\Delta I = \frac{E}{2 \cdot R_{DS\ on}} \quad (5.4)$$

Se " $V_o > \frac{E}{2}$ ", os piores casos ocorrem para uma tensão " $V_{Cr}(t)$ " maior que zero e portanto devem ser acrescentadas da tensão de alimentação na equação (5.3). As maiores sobrecorrentes, ocorrem para a seguinte relação:

$$\Delta I = \frac{(E + V_{Cr})}{2 \cdot R_{DS\ on}} \quad (5.5)$$

### 5.5- ANÁLISE MATEMÁTICA

Na análise matemática, considerou-se a carga como sendo uma fonte de tensão " $V_o$ " e os componentes como sendo ideais.

#### 5.5.1- 1ª ETAPA ( $t_0, t_1$ )-CRESCIMENTO LINEAR DE " $i_{Lf}(t)$ "

Na figura 5.14, está representado o circuito equivalente para 1ª etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais das grandezas.

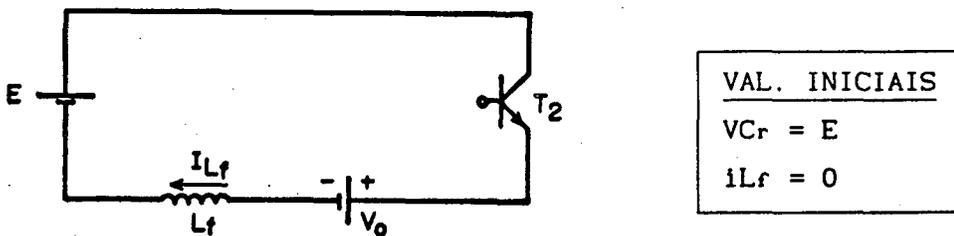


FIGURA 5.14- 1ª etapa de funcionamento ( $t_0, t_1$ ).

As equações que representam esta etapa de funcionamento, são mostradas a seguir.

$$i_{L_f}(t) = \frac{(E - V_o)}{L_f} \cdot t \quad (5.6)$$

$$\Delta T_1 = \frac{I \cdot L_f}{(E - V_o)} \quad (5.7)$$

### 5.5.2-2ª ETAPA (t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub>) - 1ª ETAPA RESSONANTE

Na figura 5.15, está representado o circuito equivalente para 2ª etapa de funcionamento e também os valores iniciais das grandezas envolvidas.

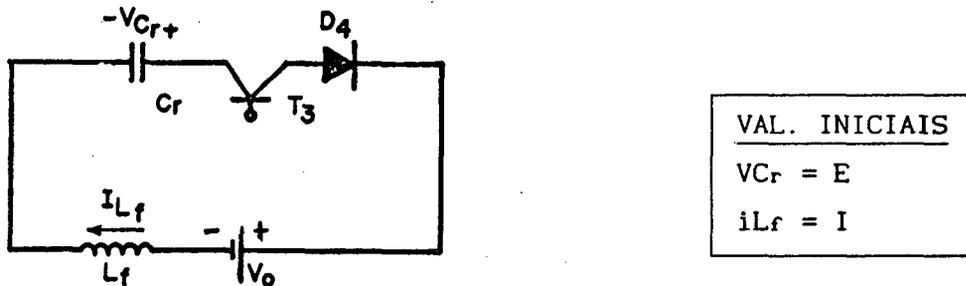


FIGURA 5.15- 2ª etapa de funcionamento (t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub>).

As expressões que definem esta etapa de funcionamento, são mostradas em (5.8), (5.9) e (5.10).

$$V_{Cr}(t) = V_o + (E - V_o) \cdot \cos \omega t - \frac{I}{C_r \cdot \omega} \cdot \sin \omega t \quad (5.8)$$

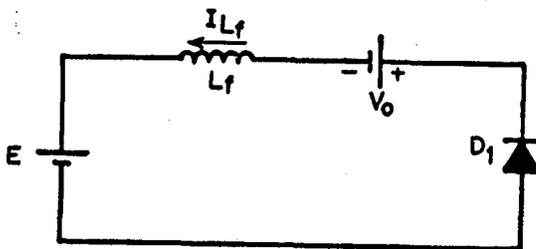
$$i_{L_f}(t) = (E - V_o) \cdot C_r \cdot \omega_1 \cdot \text{SEN } \omega_1 t + I_1 \cdot \text{COS } \omega_1 t \quad (5.9)$$

$$\Delta T_2 = \frac{1}{\omega_1} \cdot \text{SEN}^{-1} \left\{ \frac{4 \cdot q}{(\alpha + \alpha_1) \cdot q + (\alpha - \alpha_1)} \right\} \quad (5.10)$$

Onde:  $\alpha_1 = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I_1}{E}$  ;  $\alpha = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I}{E}$  ;  $q = \frac{V_o}{E}$  (5.11)

5.5.3- 3ª ETAPA (t<sub>2</sub>, t<sub>3</sub>) -DECRÉSCIMO LINEAR DE "i<sub>L<sub>f</sub></sub>(t)"

O circuito que representa a 3ª etapa, bem como os valores iniciais das grandezas envolvidas estão representados na figura 5.16.



VAL. INICIAIS
$V_{C_r} = -E$
$i_{L_f} = I_1$

FIGURA 5.16- 3ª etapa de funcionamento (t<sub>2</sub>, t<sub>3</sub>).

As equações que definem esta etapa, são mostradas em (5.12) e (5.13).

$$i_{L_f}(t) = I_1 - \frac{(E + V_o)}{L_f} \cdot t \quad (5.12)$$

$$\Delta T_3 = \frac{I_1 \cdot L_f}{(E + V_o)} \quad (5.13)$$

#### 5.5.4. - 4ª ETAPA (t<sub>3</sub>, t<sub>4</sub>) - CONTROLE DE DEFASAMENTO "D<sub>x</sub>"

O tempo de controle de defasamento "D<sub>x</sub>" é um tempo com duração pré-definida. O mesmo é mostrado em (5.14).

$$\Delta T_4 = \Delta T_x \quad (5.14)$$

Onde :

$$D_x = \frac{\Delta T_x}{T} \quad (5.15)$$

#### 5.5.5. - 5ª ETAPA (t<sub>4</sub>, t<sub>5</sub>) - CRESCIMENTO LINEAR DE "i<sub>L<sub>f</sub></sub>(t)"

Na figura 5.17, está representado o circuito equivalente para a 5ª etapa de funcionamento.

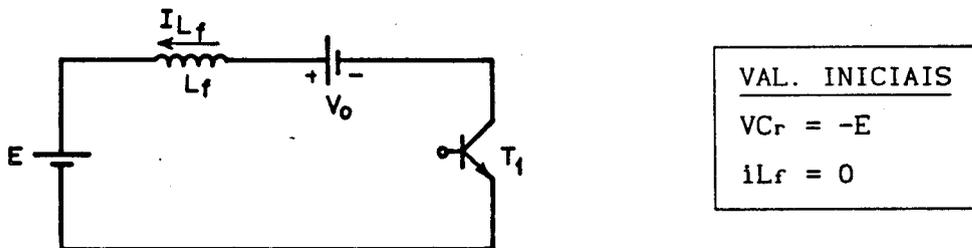


FIGURA 5.17- 5ª etapa de funcionamento (t<sub>4</sub>, t<sub>5</sub>).

As expressões que definem esta etapa de funcionamento, são mostradas em (5.16) e (5.17).

$$i_{L_f}(t) = - \frac{(E-V_o)}{L_f} \cdot t \quad (5.16)$$

$$\Delta T_5 = \frac{I \cdot L_f}{(E-V_o)} \quad (5.17)$$

5.5.6- 6ª ETAPA (t<sub>5</sub>, t<sub>6</sub>) - INVERSÃO DA TENSÃO "V<sub>Cr</sub>(t)"

Na figura 5.18, está representado o circuito equivalente para a 6ª etapa de funcionamento.

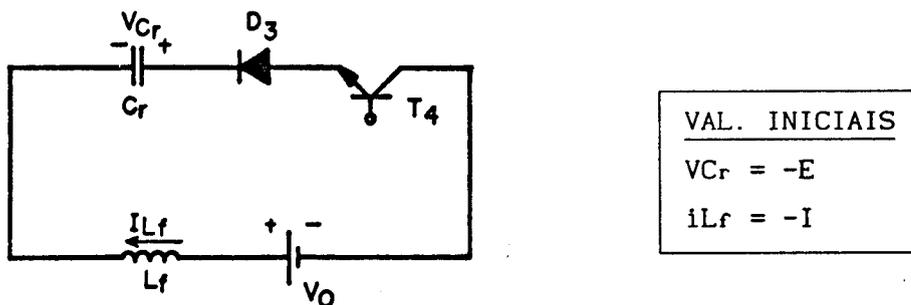


FIGURA 5.18- 6ª etapa de funcionamento (t<sub>5</sub>, t<sub>6</sub>).

As expressões que definem esta etapa são mostradas em (5.18), (5.19) e (5.20).

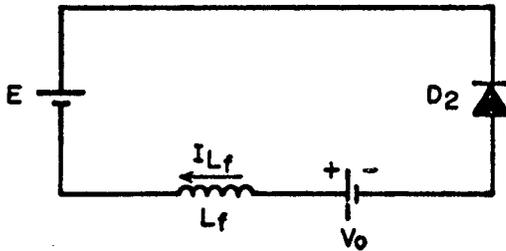
$$V_{Cr}(t) = -V_o - (E-V_o) \cdot \cos \omega_1 t + \frac{I}{C_r \cdot \omega_1} \cdot \sin \omega_1 t \quad (5.18)$$

$$i_{L_f}(t) = -(E-V_o) \cdot C_r \cdot \omega_1 \cdot \sin \omega_1 t - I \cdot \cos \omega_1 t \quad (5.19)$$

$$\Delta T_6 = \frac{1}{W_1} \cdot \text{SEN}^{-1} \left\{ \frac{4 \cdot q}{(\alpha + \alpha_1) \cdot q + (\alpha - \alpha_1)} \right\} \quad (5.20)$$

5.5.7- 7ª ETAPA (t6, t7) - DECRÉSCIMO LINEAR DE "iL<sub>f</sub>(t)"

Na figura 5.19, está representada a 7ª etapa de funcionamento.



VAL. INICIAIS
VC <sub>r</sub> = E
iL <sub>f</sub> = -I <sub>1</sub>

FIGURA 5.19- 7ª etapa de funcionamento (t6, t7).

As expressões que definem esta etapa, são mostradas em (5.21) e (5.22).

$$iL_f(t) = -I_1 + \frac{(E+V_o)}{L_f} \cdot t \quad (5.21)$$

$$\Delta T_7 = \frac{I_1 \cdot L_f}{(E+V_o)} \quad (5.22)$$

5.5.8- 8ª ETAPA (t7, t8) - CONTROLE DE DEFASAMENTO "D<sub>y</sub>"

O tempo de controle de defasamento "D<sub>y</sub>" é um tempo com

duração pré-definida. O mesmo é definido em (5.23).

$$\Delta T_s = \Delta T_y \quad (5.23)$$

Onde :

$$D_y = \frac{\Delta T_y}{T} \quad (5.24)$$

#### 5.5.9- DETERMINAÇÃO DA CORRENTE "I<sub>1</sub>"

O valor da corrente "I<sub>1</sub>" é determinado, através do plano de fase para esta estrutura, mostrado na figura 5.9. Através de relações trigonométricas que envolvam os raios "R<sub>1</sub>" e "R<sub>1</sub>'", é possível obter a expressão (5.1) que define o valor da corrente "I<sub>1</sub>" parametrizada. A equação (5.1) é mostrada a seguir novamente.

$$\alpha_1 = \sqrt{\alpha^2 - 4.q}$$

#### 5.5.10- DETERMINAÇÃO DO VALOR DO CAPACITOR "C<sub>r</sub>"

A determinação do valor do capacitor "C<sub>r</sub>", é obtido de maneira simplificada, porém com resultados satisfatórios.

Se for considerada idealizada a segunda etapa, durante a qual ocorre a inversão da tensão no capacitor "C<sub>r</sub>", a corrente "i<sub>Lf</sub>(t)" não varia. Seja o circuito da figura 5.20.

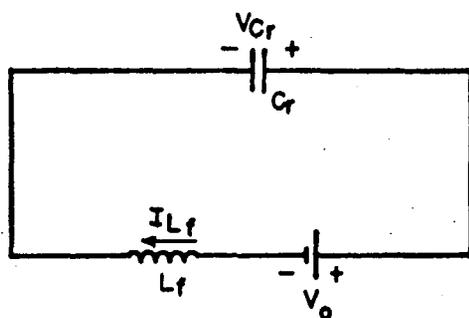


FIGURA 5.20- 2ª etapa de funcionamento.

A corrente " $i_{L_f}(t)$ " é dada pela expressão (5.25).

$$i_{L_f}(t) = C_r \cdot \frac{d [V_{C_r}(t)]}{dt} \quad (5.25)$$

Mas:

$$i_{L_f}(t) = I \quad (5.26)$$

$$\Delta V_{C_r}(t) = 2 \cdot E \quad (5.27)$$

Substituindo (5.26) e (5.27) em (5.25), resulta:

$$C_r = \frac{I \cdot \Delta T(C_r)}{2 \cdot E} \quad (5.28)$$

Onde :  $\Delta T(C_r) \Rightarrow$  Intervalo de tempo em que ocorre a inversão da tensão no capacitor " $C_r$ ".

Para determinação deste tempo, algumas considerações devem ser feitas, já que o valor do capacitor " $C_r$ " é função de " $\Delta T(C_r)$ ". Quanto menor for  $\Delta T(C_r)$ , menor será a interferência do capacitor ressonante no circuito. Um tempo muito grande implica em pouca transferência de potência para a carga. Um tempo muito pequeno, implica em uma inversão muito rápida da tensão no capacitor " $C_r$ " e isto prejudica a comutação não dissipativa, já que esta é uma função do tempo de inversão da tensão sobre " $C_r$ ". Após vários testes em laboratório, definiu-se que a duração desta etapa " $\Delta T(C_r)$ " fosse em torno 1,5 % do

período total de operação.

Com isto, tem-se:

$$C_r = \frac{1.0.015.T}{2.E} \quad (5.29)$$

#### 5.6- DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS IMPORTANTES PARA PROJETO

Para se projetar uma estrutura, é necessário que se conheça os valores de tensão e corrente a que estarão submetidos os semicondutores, para que os mesmos sejam especificados. A seguir, são mostradas as expressões que definem estes parâmetros.

##### 5.6.1- PARÂMETROS PARA OS TRANSISTORES "T1" E "T2"

###### 5.6.1.1- TENSÃO MÁXIMA

A tensão máxima a que os transistores "T1" e "T2", são submetidos é mostrada na equação (5.30).

$$V_{T1, T2 \text{ MAX}} = 2.E \quad (5.30)$$

###### 5.6.1.2- CORRENTE MÉDIA

A expressão (5.31), define a corrente média nos transistores "T1" e "T2".

$$IT_{1,T2} MD = \frac{I^2 \cdot L_f \cdot F}{2 \cdot E \cdot (1-q)} \quad (5.31)$$

#### 5.6.1.3- CORRENTE EFICAZ

A expressão (5.32), define a corrente eficaz a que são submetidos os transistores "T1" e "T2".

$$IT_{1,T2} EF = \sqrt{\frac{I^3 \cdot L_f \cdot F}{3 \cdot E \cdot (1-q)}} \quad (5.32)$$

#### 5.6.2 - PARÂMETROS PARA AS TRANSISTORES "T3" E "T4"

##### 5.6.2.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão a que são submetidos os transistores "T3" e "T4" é dada pela expressão (5.33).

$$VT_{3,T4} MAX = (E - V_o) \quad (5.33)$$

##### 5.6.2.2- CORRENTE MÉDIA

A corrente média nos transistores "T3", "T4", é obtida pela expressão (5.34).

$$IT_{3,T4} MD = (1-q) \cdot E \cdot F \cdot Cr \cdot (1 - \cos W_1 \Delta T_2) + \frac{I \cdot F}{W_1} \cdot \text{SEN } W_1 \Delta T_2 \quad (5.34)$$

### 5.6.2.3- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz nos transistores "T3" e "T4" é definida em (5.35).

$$I_{T3, T4 \text{ EF}} = \left( \frac{1}{I} \cdot \left\{ \left\{ (E-V_0)^2 \cdot C_r^2 \cdot W_1^2 + I^2 \right\} \cdot \frac{\Delta T_2}{2} + \left\{ \frac{-(E-V_0)^2 \cdot C_r^2 \cdot W_1^2 + I^2}{4 \cdot W_1} \right\} \cdot \text{SEN } 2W_1 \Delta T_2 + \right. \right. \\ \left. \left. + (E-V_0) \cdot C_r \cdot I \cdot \text{SEN}^2 W_1 \Delta T_2 \right\} \right)^{0,5} \quad (5.35)$$

### 5.6.3- PARÂMETROS PARA OS DIODOS "D1", "D2"

#### 5.6.3.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão a que são submetidos os diodos "D1" e "D2" é definida em (5.36).

$$V_{D1, D2 \text{ MAX}} = 2 \cdot E \quad (5.36)$$

#### 5.6.3.2- CORRENTE MÉDIA

A corrente média nos diodos "D1" e "D2" é definida pela expressão (5.37), mostrada a seguir.

$$I_{D1, D2 \text{ MD}} = \frac{I_1^2 \cdot F \cdot L_f}{2 \cdot (E + V_o)} \quad (5.37)$$

#### 5.6.3.2- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz, nos diodos "D1" e "D2" é definida pela expressão (5.38), mostrada abaixo.

$$I_{D1, D2 \text{ EF}} = \sqrt{\frac{I_1^3 \cdot F \cdot L_f}{3 \cdot (E + V_o)}} \quad (5.38)$$

#### 5.6.4- PARÂMETROS PARA OS DIODOS "D3", "D4"

##### 5.6.4.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão a que são submetidos os diodos "D3" e "D4" é dada pela expressão (5.39).

$$V_{D3, D4 \text{ MAX}} = (E - V_o) \quad (5.39)$$

##### 5.6.4.2- CORRENTE MÉDIA

Os diodos "D3" e "D4" são submetidos a uma corrente média, definida pela expressão (5.40).

$$ID_{3,D4 MD} = (1-q) \cdot E \cdot F \cdot Cr \cdot (1 - \cos W_1 \Delta T_2) + \frac{I \cdot F}{W_1} \cdot \text{SEN } W_1 \Delta T_2 \quad (5.40)$$

#### 5.6.4.3- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz nos diodos "D3" e "D4" é definida pela expressão (5.41).

$$ID_{3,D4 EF} = \left[ \frac{1}{T} \left\{ \left\{ (E-V_0)^2 \cdot Cr^2 \cdot W_1^2 + I^2 \right\} \cdot \frac{\Delta T_2}{2} + \left\{ \frac{-(E-V_0)^2 \cdot Cr^2 \cdot W_1^2 + I^2}{4 \cdot W_1} \right\} \cdot \text{SEN } 2W_1 \Delta T_2 + (E-V_0) \cdot Cr \cdot I \cdot \text{SEN}^2 W_1 \Delta T_2 \right\} \right]^{0,5}$$

(5.41)

#### 5.7- METODOLOGIA PARA PROJETO

Neste capítulo, foram feitos estudos abrangendo a análise das etapas de funcionamento, estudo da comutação, análise matemática e determinação dos parâmetros para especificação dos transistores e diodos.

A metodologia proposta para o projeto destes conversores é baseada nas análises feitas neste capítulo e no capítulo "3", e é similar a desenvolvida para as estruturas do Grupo "A".

Nesta metodologia há algumas grandezas as quais são definidas como "PARÂMETROS DE ENTRADA DO CONVERSOR" e que são fornecidas

pelo projetista.

O projeto é feito para a maior razão cíclica " $D_1$ " possível de operação, isto é, o menor tempo de controle de defasamento " $D$ " que garanta o funcionamento normal da estrutura. Deve-se ter em mente, conforme foi mencionado no capítulo "3", que o tempo total de defasamento " $D$ ", é igual a soma dos tempos " $D_x$ " mais " $D_y$ ". No caso da estrutura apresentada, ambos são não nulos e iguais. Este tempo mínimo para " $D$ " é fixado pelo projetista em função dos semicondutores que o mesmo deseja trabalhar. Isto porque os tempos inerentes a entrada em condução e de bloqueio dos semicondutores, variam em função do tipo a ser utilizado. No projeto é usado o tempo mínimo de " $D$ ", pois é neste ponto que existe a máxima transferência de potência teórica para a carga. Idealmente este tempo seria nulo.

Conforme já foi mencionado no item 4.7, em todo conversor meia ponte, o projeto da estrutura deve prever a existência de um capacitor de filtragem da componente "CC" de corrente, em série com a carga. Esta componente contínua existe principalmente, devido a diferença dos tempos de comutação dos transistores.

#### 5.7.1- PROCEDIMENTO PARA PROJETO

O procedimento proposto para projeto desta estrutura, consiste dos seguintes passos:

##### 1º PASSO:

Define-se para os parâmetros de entrada do conversor, os quais são:

- Tensão de alimentação " $E$ ";
- Tensão de saída " $V_o$ ";

- Potência de saída "Po";
- Frequência de chaveamento "F".

2º PASSO:

Estipula-se um valor mínimo para os tempos de controle de defasamento, isto é, "D<sub>MIN</sub>". No caso:

$$D_{MIN} = D_{X \text{ MIN}} + D_{Y \text{ MIN}} \quad (5.42)$$

3º PASSO:

Determina-se o valor da corrente média na carga.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (5.43)$$

4º PASSO:

Determina-se a corrente máxima de pico "I", que deve circular pela estrutura, através da equação (3.13).

$$I_{MAX} = \frac{2 \cdot I_o}{(1 - D_{MIN})} \quad (5.44)$$

5º PASSO:

Determina-se o valor do capacitor "Cr", o qual é dado pela equação (5.29).

$$C_r = \frac{I_{MAX} \cdot 0.015 \cdot T}{2 \cdot E} \quad (5.45)$$

6º PASSO:

Determinação do valor do indutor de filtragem, dado pela expressão (3.14).

$$L_f = \frac{(1-D_{MIN})^2 \cdot E \cdot (1-q^2)}{8 \cdot F \cdot I_o} \quad (5.46)$$

7º PASSO:

Determinação do valor da corrente "I<sub>1</sub>", pela expressão (5.1). Para o conversor operar corretamente deve-se garantir que " $\alpha \geq 2 \cdot \sqrt{q}$ ".

$$\alpha_1 = \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot q} \quad (5.47)$$

Onde:

$$q = \frac{V_o}{E} \quad (5.48)$$

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I_1}{E} \quad (5.49)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I}{E} \quad (5.50)$$

8º PASSO:

Para o cálculo do capacitor série de filtragem da componente "CC", são utilizadas 2 expressões, mostradas em (5.51) e (5.52). O valor a ser utilizado deve ser o maior valor obtido pelas expressões.

$$C_s \geq \frac{4}{\pi^2 \cdot F^2 \cdot L_f} \quad (5.51)$$

$$C_s \geq \frac{I_c}{2 \cdot F \cdot \Delta V_c} \quad (5.52)$$

Onde :  $0,1 \cdot (2 \cdot E) \geq \Delta V_c \geq 0,05 \cdot (2 \cdot E) \quad (5.53)$

$$I_c = \frac{3 \cdot P_{out}}{2 \cdot E} \quad (5.54)$$

9º PASSO:

Calcula-se os valores máximos das correntes e tensões a que são submetidos os componentes através das equações já desenvolvidas e relatadas a seguir:

TRANSISTORES "T1", "T2" - Tensão máxima - eq. (5.30)

Corrente média - eq. (5.31)

Corrente eficaz - eq. (5.32)

TRANSISTORES "T3", "T4" - Tensão máxima - eq. (5.33)

Corrente média - eq. (5.34)

Corrente eficaz - eq. (5.35)

DIODOS "D1", "D2" - Tensão Máxima - eq. (5.36)

Corrente média - eq. (5.37)

Corrente eficaz - eq. (5.38)

DIODOS "D3", "D4" - Tensão máxima - eq. (5.39)

Corrente média - eq. (5.40)

Corrente eficaz - eq. (5.41)

10º PASSO:

Calcula-se a duração dos pulsos de gatilho para os transistores, como mostrado a seguir.

TRANSISTOR "T1":  $P_{T1} = \Delta T_s$  (5.55)

$$\text{TRANSISTOR "T2": } PT_2 = \Delta T_1 \quad (5.56)$$

$$\text{TRANSISTOR "T3": } PT_3 = \frac{\Delta T_1}{3} + \Delta T_2 + \frac{\Delta T_3}{3} \quad (5.57)$$

$$\text{TRANSISTOR "T4": } PT_4 = \frac{\Delta T_5}{3} + \Delta T_6 + \frac{\Delta T_7}{3} \quad (5.58)$$

### 11<sup>o</sup> PASSO:

Após calculado a duração dos pulsos de gatilho, calcula-se o instante de disparo dos transistores, para serem usados nas simulações. Define-se como instante inicial de funcionamento da estrutura o disparo do transistor "T2".

$$\text{TRANSISTOR "T2": } TD T_2 = 0^0 \quad (5.59)$$

$$\text{TRANSISTOR "T1": } TD T_1 = 180^0 \quad (5.60)$$

$$\text{TRANSISTOR "T3": } TD T_3 = \frac{2 \cdot \Delta T_1}{3} \quad (5.61)$$

$$\text{TRANSISTOR "T4": } TD T_4 = 180^0 + \frac{2 \cdot \Delta T_5}{3} \quad (5.62)$$

### 5.7.2- EXEMPLO DE PROJETO

Com a finalidade de exemplificar o procedimento proposto para projeto das estruturas do Grupo "B", bem como a verificação dos resultados obtidos é mostrado a seguir um projeto para a estrutura analisada.

### 1<sup>o</sup> PASSO:

Os parâmetros de entrada do conversor a serem adotados, são os seguintes:

Tensão de alimentação :  $E = 150 \text{ V};$   
Tensão de saída :  $V_o = 80 \text{ V};$   
Potência de saída:  $P_o = 500 \text{ W};$   
Frequência de chaveamento :  $F = 100 \text{ KHz}.$

2<sup>o</sup> PASSO:

O valor mínimo adotado para o tempo de defasamento,

será:

$$D_{\text{MIN}} = 0,1 \Rightarrow \Delta T_x = \Delta T_y = 0,5 \mu\text{SEG}.$$

3<sup>o</sup> PASSO:

A corrente média na carga será:

$$I_o = 6,25 \text{ A}.$$

4<sup>o</sup> PASSO:

A máxima corrente "I" que deve circular pela estrutura, é dada por:

$$I_{\text{MAX}} = 14 \text{ A}.$$

5<sup>o</sup> PASSO:

O valor do capacitor "C<sub>r</sub>" é dado por:

$$C_r = 7 \text{ nF}.$$

O valor comercial a ser adotado será:  $6,2 \text{ nF}.$

6<sup>o</sup> PASSO:

O valor do indutor de filtragem, é dado por:

$$L_f = 17 \mu\text{H}.$$

7º PASSO:

O valor da corrente "I<sub>1</sub>" é dado por:

$$\alpha_1 = 4,64 \quad \therefore I_1 = 13,3 \text{ A.}$$

8º PASSO:

A determinação do capacitor série de filtragem da componente "CC" da corrente, é dado por :

$$C_s \geq 2,9 \mu\text{F.}$$

$$C_s \geq 1 \mu\text{F.}$$

Deve-se adotar para o capacitor de filtragem da componente "CC", o valor comercial mais próximo do maior calculado, e portanto:

$$C_s = 3,3 \mu\text{F.}$$

9º PASSO:

Os valores de tensão e correntes necessários para a especificação dos transistores e diodos são definidos a seguir:

"T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>" : Tensão máxima: 300 V.

Corrente média: 2,36 A.

Corrente eficaz: 4,69 A.

"T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub>" : Tensão Máxima: 70 V.

Corrente média: 0,19 A.

Corrente eficaz: 1,62 A.

"D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>" : Tensão máxima: 300 V.

Corrente média: 1,96 A.

Corrente eficaz: 2,4 A.

"D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub>" : Tensão máxima: 70 V.

Corrente média: 0,19 A.

Corrente eficaz: 1,62 A.

10<sup>o</sup> PASSO:

A duração dos pulsos de gatilho, para os transistores será:

T<sub>1</sub> : PT<sub>1</sub> = 122,4°;

T<sub>2</sub> : PT<sub>2</sub> = 122,4°;

T<sub>3</sub> : PT<sub>3</sub> = 56,88°;

T<sub>4</sub> : PT<sub>4</sub> = 56,88°.

11<sup>o</sup> PASSO:

Os instantes em que são habilitados os transistores estão definidos a seguir.

T<sub>1</sub> : 180°;

T<sub>2</sub> : 0°;

T<sub>3</sub> : 81,3°;

T<sub>4</sub> : 261,3°.

5.8- RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

De posse dos valores dos componentes obtidos no exemplo de projeto mostrado no item anterior, é feita uma simulação para verificação do funcionamento da estrutura, considerando os componentes ideais. Esta simulação serve também para comprovar a validade da análise realizada. A estrutura utilizada nesta simulação é mostrada na figura 5.21.

Na figura 5.22, são apresentadas as formas de onda para o conversor da figura 5.21, obtidas por simulação.

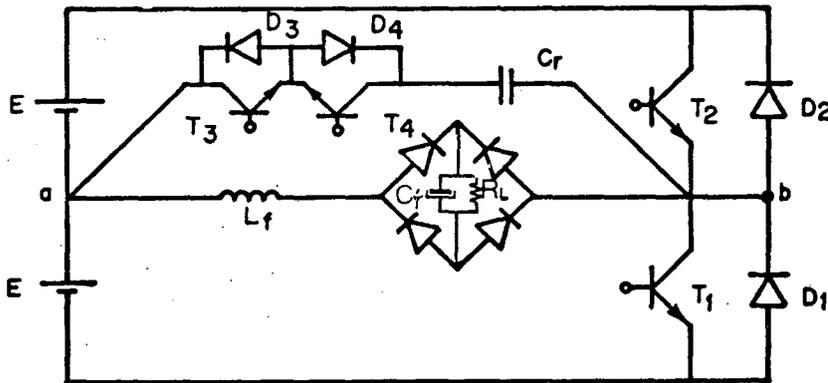


FIGURA 5.21- Estrutura utilizada para simulação.

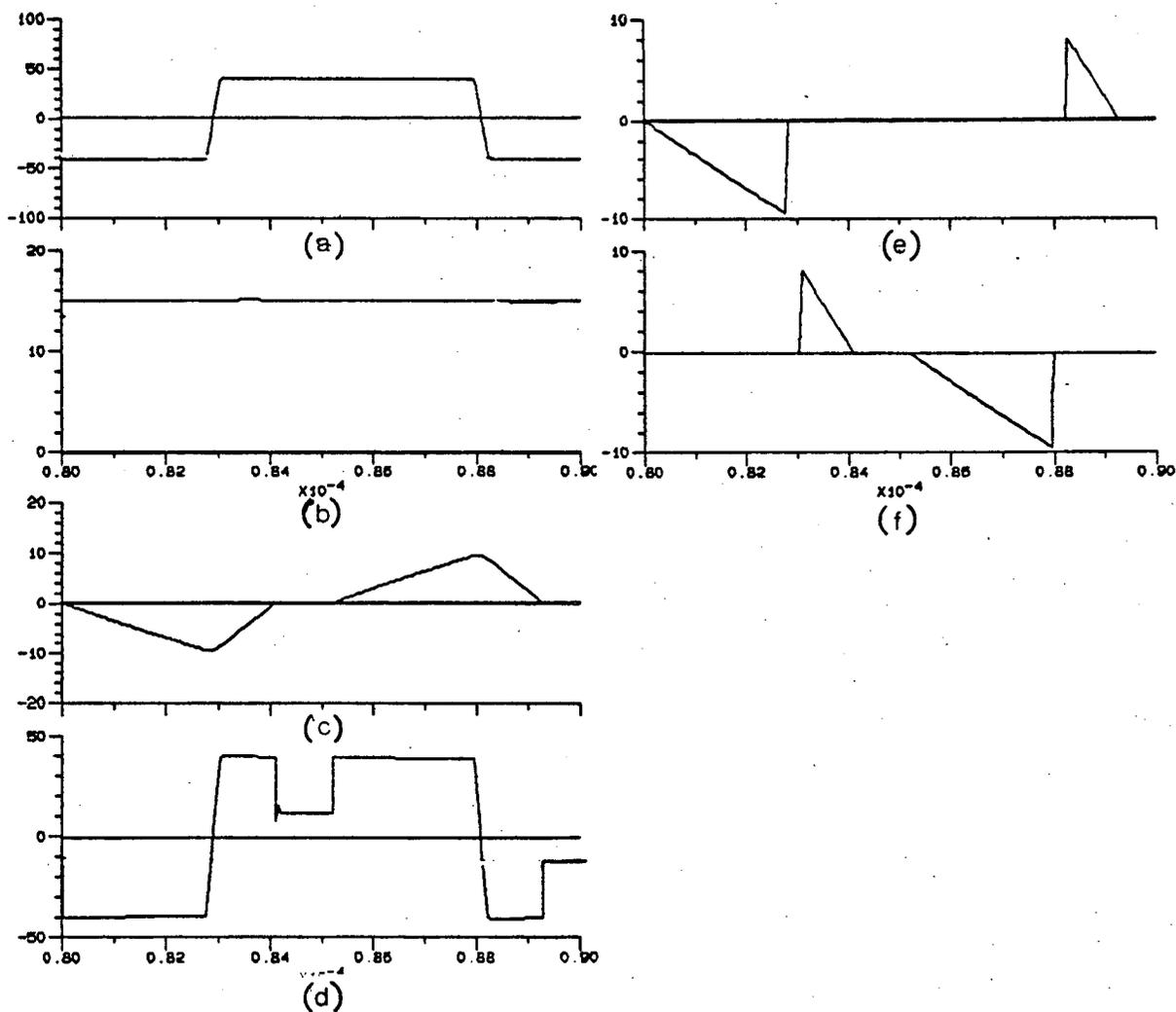


FIGURA 5.22- Formas de Onda obtidas por simulação:

- (a) Tensão no capacitor ressonante "VCr";
- (b) Tensão no capacitor de saída;
- (c) Corrente no indutor de filtragem "iLf(t)";
- (d) Tensão entre os pontos "a" "b" "Vab(t)";
- (e) Corrente na fonte "E1";
- (f) corrente na fonte "E2";

As formas de onda de tensão e corrente nos transistores estão representadas na figura 5.23.

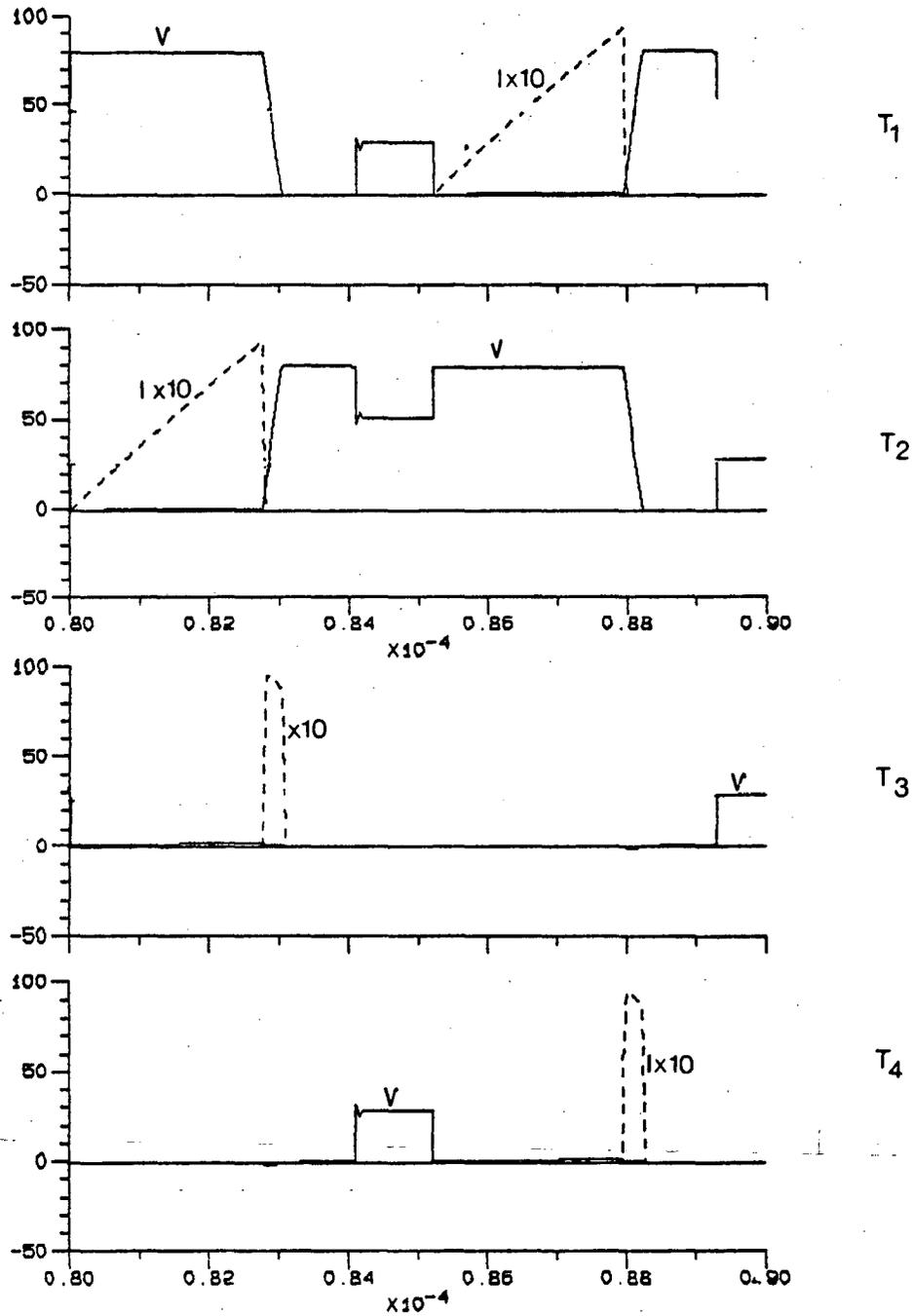


FIGURA 5.23- Formas de onda de tensão e corrente nos transistores.

Os resultados de simulação mostrados, confirmam o estudo realizado e a metodologia de projeto proposta neste capítulo. As comutações das chaves principais e auxiliares, mostradas na figura 5.23, comprovam que as mesmas são não dissipativas.

A simulação mostrada, considera os componentes ideais. A introdução das não idealidades embora diminua o rendimento da estrutura, praticamente não interfere na comutação das chaves.

### 5.9- RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após comprovados os resultados teóricos e a metodologia de projeto proposta, através de simulação, é mostrado a seguir a implementação de um protótipo para verificação na prática dos resultados obtidos. Para implementação deste protótipo foi utilizado o projeto desenvolvido no item 5.7.

#### 5.9.1- CIRCUITO DE GERAÇÃO DOS PULSOS

A concepção deste circuito tem como finalidade a geração dos sinais de comando da estrutura para as "4" chaves, sem a preocupação da implementação de um circuito de controle para a estrutura, já que o objetivo desta implementação é analisar o princípio de funcionamento da estrutura e confirmar as comutações não dissipativas na prática. O circuito de comando implementado é mostrado na figura 5.24.

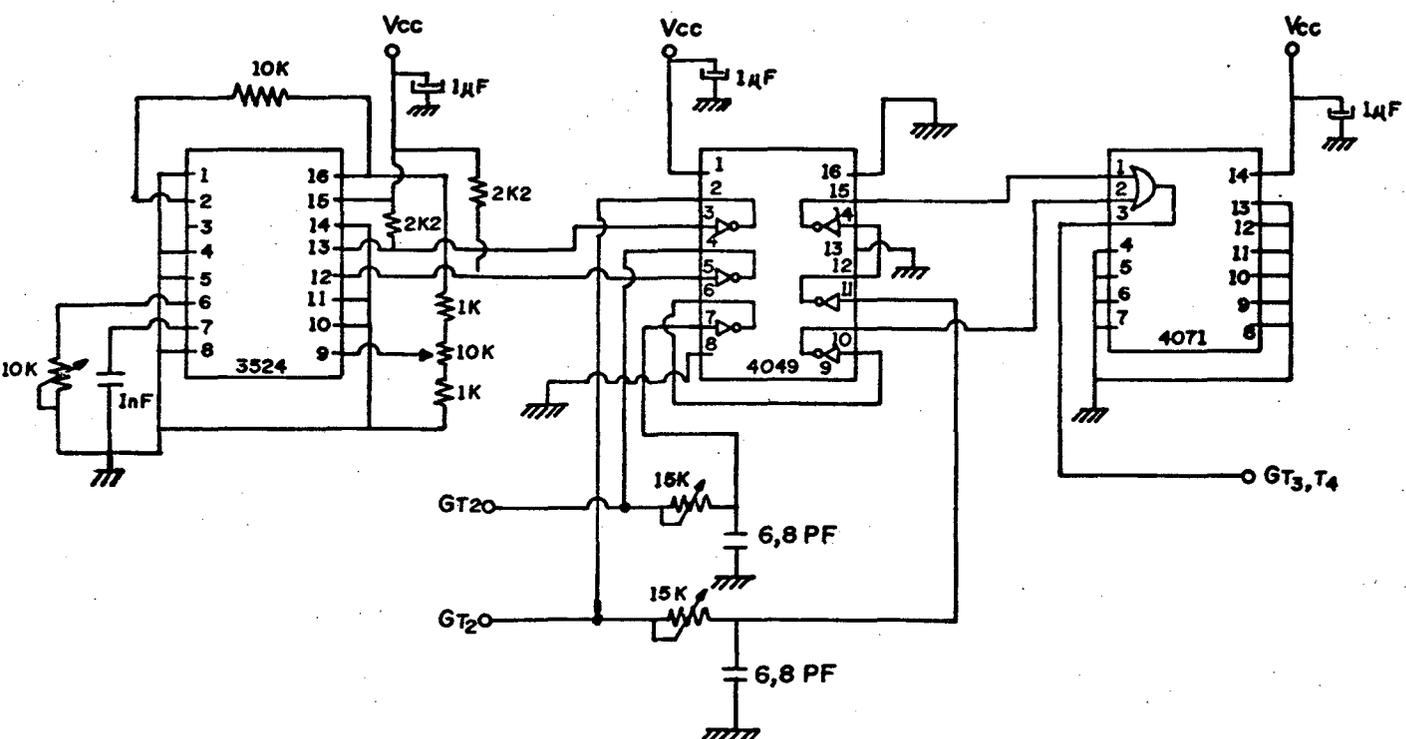


FIGURA 5.24- Circuito de comando.

As formas de onda para este circuito de comando são mostradas na figura 5.25.

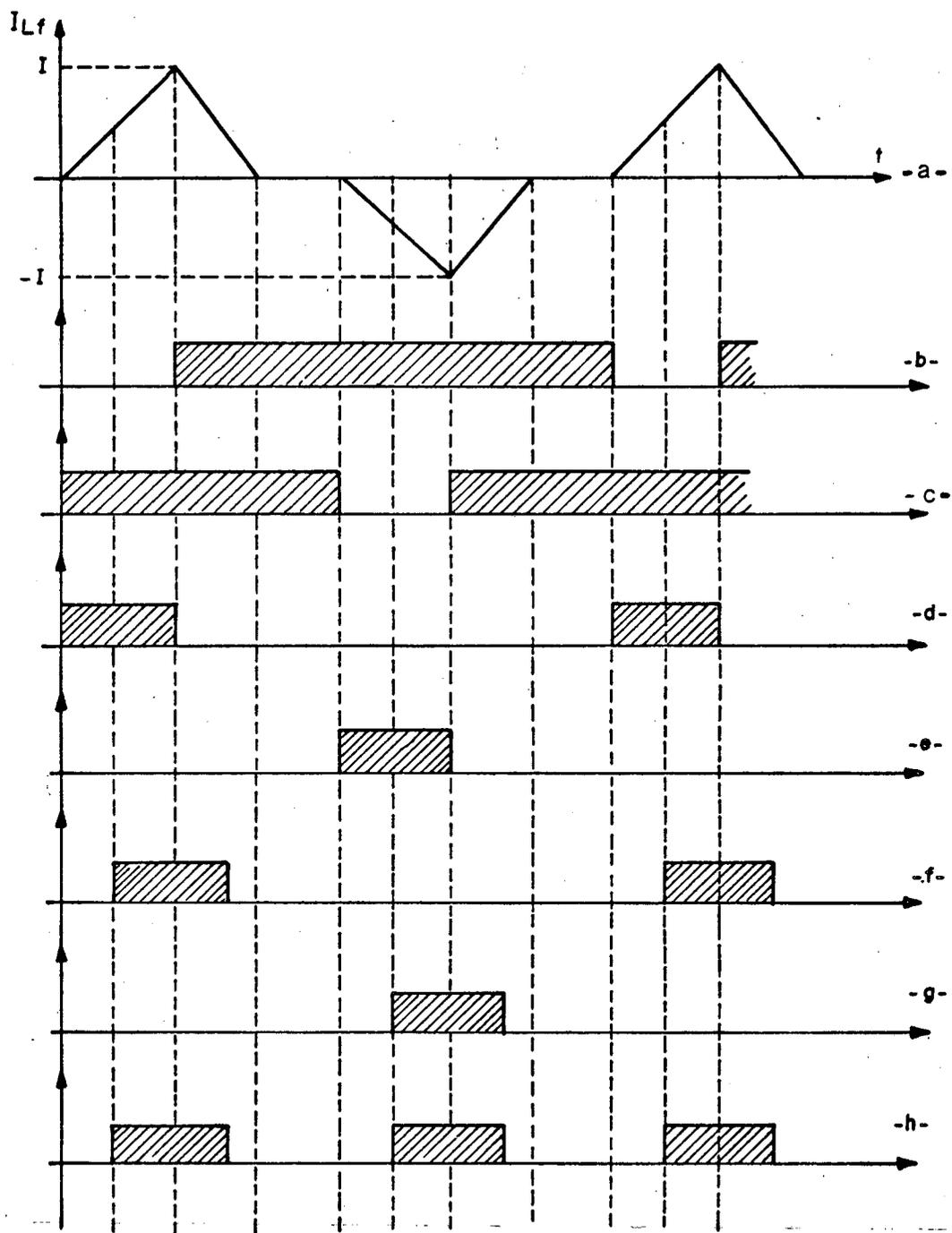


FIGURA 5.25-Formas de onda do circuito de comando:

(a) Corrente " $I_L f$ " idealizada; (b) Pino "13" do "CI 3524"; (c) Pino "12" do "CI 3524"; (d) Pino "2" do "CI 4049" (gate de " $T_2$ "); (e) Pino "5" do "CI 4049" (gate de " $T_1$ "); (f) Circuito atrasador de "(d)"; (g) Circuito atrasador de "(c)"; (h) Pino "3" do "CI 4071" (gate " $T_3, T_4$ ").

O princípio de operação deste circuito é descrito a seguir.

Na figura 5.25.b e 5.25.c, observa-se os pulsos gerados na saída do "CI 3524". Como estes pulsos são o inverso dos pulsos desejados, utiliza-se um "CI 4049" (portas inversoras) para invertê-los. Os mesmos são mostrados nas figuras 5.25.d e 5.25.e. Estes dois pulsos habilitam as chaves principais "T1" e "T2". Para obtenção dos sinais de comando das chaves auxiliares, atrasa-se através de um circuito "RC", os sinais das chaves principais. Após faz-se com que os sinais atrasados atinjam níveis lógicos, passando-os por duas portas inversoras, cada um. Estes dois sinais atrasados passam por uma porta "OU" (CI 4071) e geram o sinal para habilitar as chaves auxiliares "T3" e "T4".

#### 5.9.2- CIRCUITO DE ATAQUE DE GATE

O circuito de ataque de Gate implementado é o mesmo mostrado na figura 4.31. O princípio de funcionamento do mesmo é descrito no item 4.9.2.

#### 5.9.3- CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito de potência implementado é mostrado na figura 5.26. Os valores dos componentes utilizados são baseados no projeto feito no item 5.7.2 e estão representados a seguir.

$E_1, E_2 = 150 \text{ V.}$	$L_f = 19 \mu\text{H.}$	$C_f = 10 \mu\text{F.}$
$R_L = 13 \text{ OHM}$	$C_s = 3,3 \mu\text{F.}$	$C_r = 6,2 \text{ nF.}$
DIODOS : MUR 3020 TP (MOTOROLA)		
TRANSISTORES : BUZ 210 (SIEMENS)		

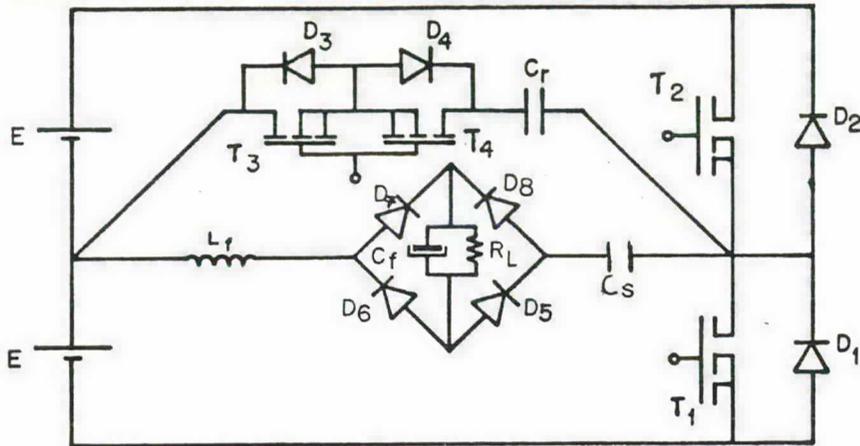
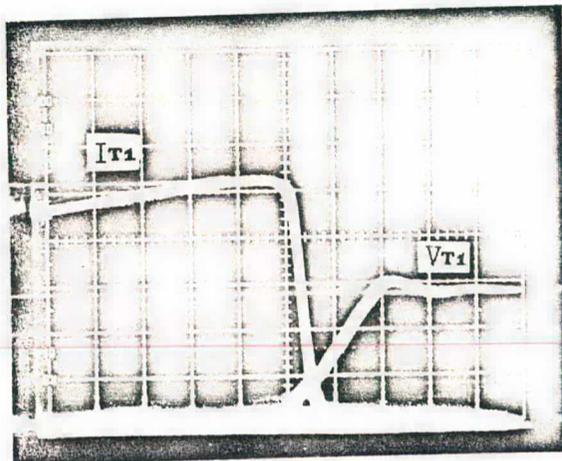


FIGURA 5.26- Circuito de potência implementado.

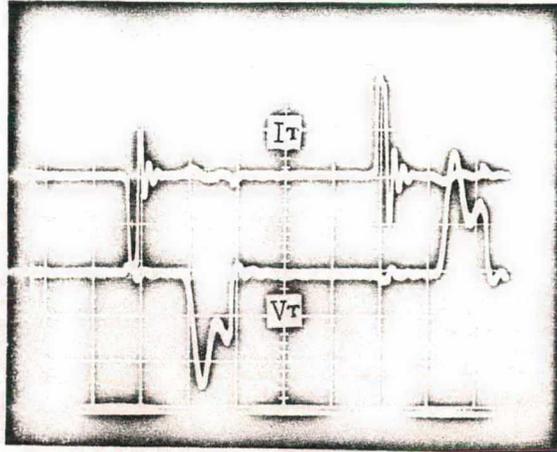
Nas figuras 5.27, 5.28 e 5.29, estão representados as formas de onda obtidas da implementação da estrutura em análise.



2 A/ DIV.  
 100 V/ DIV.  
 100  $\eta$ SEG./DIV.

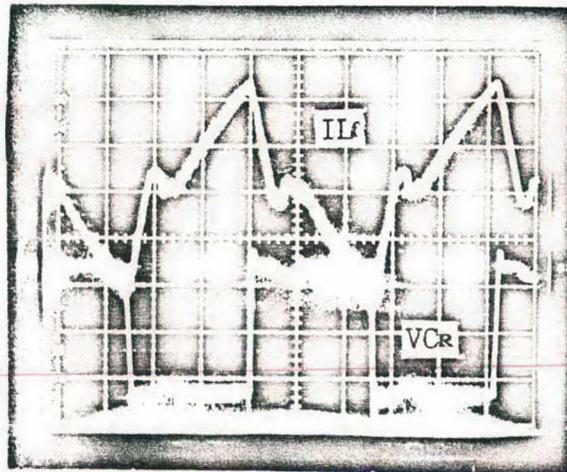
FIGURA 5.27- Corrente e tensão na chave "T1".

OBS: As formas de onda para a chave "T2", são idênticas as da chave "T1".



5 A/DIV.  
 100 V/DIV.  
 1  $\mu$ SEG./DIV.

FIGURA 5.28- Tensões e correntes nas chaves auxiliares "T3" e "T4".



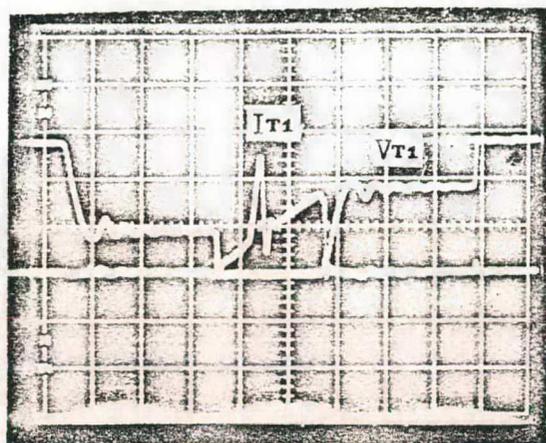
5 A/DIV.  
 100 V/DIV.  
 2  $\mu$ SEG./DIV.

FIGURA 5.29-Tensão no capacitor ressonante "Cr" e corrente no indutor de filtragem "Lf".

Na figura 5.27, observa-se que a comutação das chaves principais é praticamente nula. Na figura 5.28, vê-se que as

chaves auxiliares, comutam sob tensão e corrente nula.

A seguir, nas figuras 5.30 e 5.31 são mostradas as comutações das chaves principais e auxiliares, respectivamente, para o caso de " $\alpha < 2\sqrt{q}$ ". Isto foi relatado no estudo de comutação feito no item 5.4.

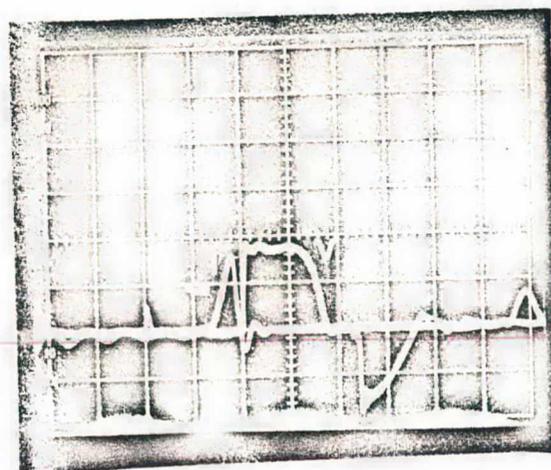


2 A/DIV.

100 V/DIV.

1  $\mu$ SEG./DIV.

FIGURA 5.30-Tensão e corrente na chave principal, para " $\alpha < 2\sqrt{q}$ ".



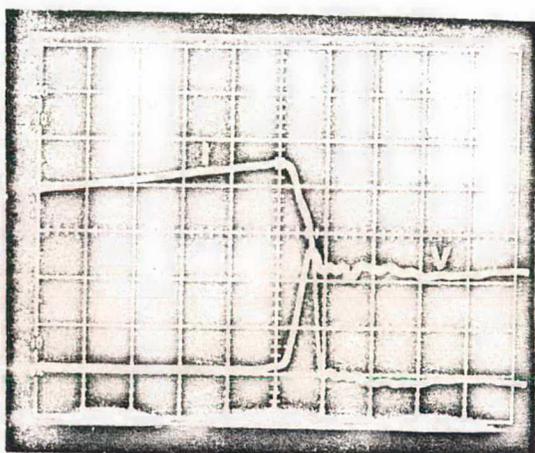
2 A/DIV.

50 V/DIV.

0,5  $\mu$ SEG./DIV.

FIGURA 5.31- Tensão e corrente nas chaves auxiliares para " $\alpha < 2\sqrt{q}$ ".

Na figura 5.32, é mostrada a comutação das chaves principais, para a estrutura operando sem capacitor ressonante e sem as chaves auxiliares. Vê-se que a comutação torna-se extremamente dissipativa. Comparando as figuras 5.27 e 5.32, fica evidenciada a vantagem da estrutura proposta em relação ao conversor com comutação convencional.



2 A/DIV.

100 V/DIV.

100  $\eta$ SEG./DIV.

FIGURA 5.32- Tensão e corrente na chave "T1" para estrutura sem capacitor "Cr" e Chaves "T3", "T4".

A seguir nas figuras 5.33 e 5.34, são mostrados os ábacos para a característica de saída e do rendimento respectivamente, obtidos através de medições efetuadas na montagem prática.

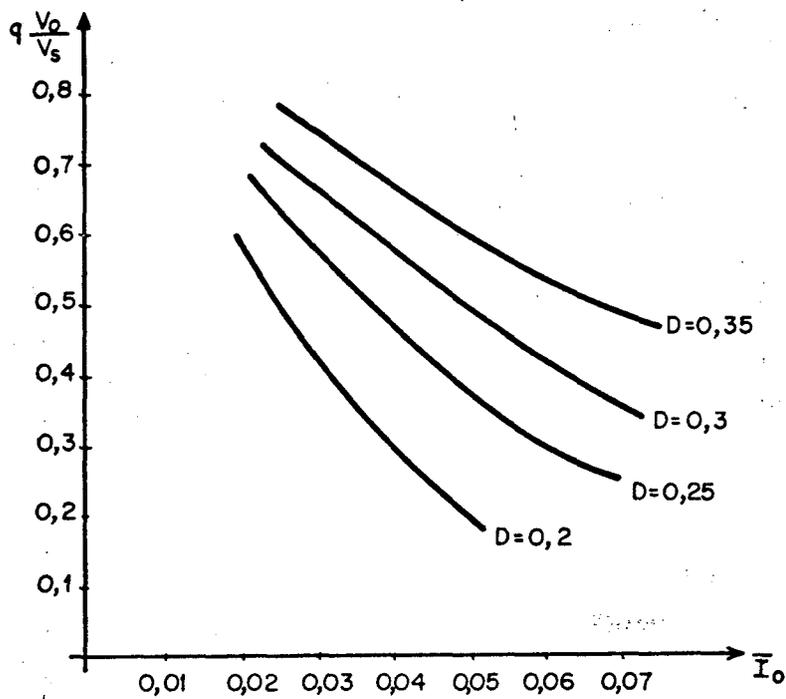


FIGURA 5.33- Característica de saída ( $q * \bar{I}_o$ ).

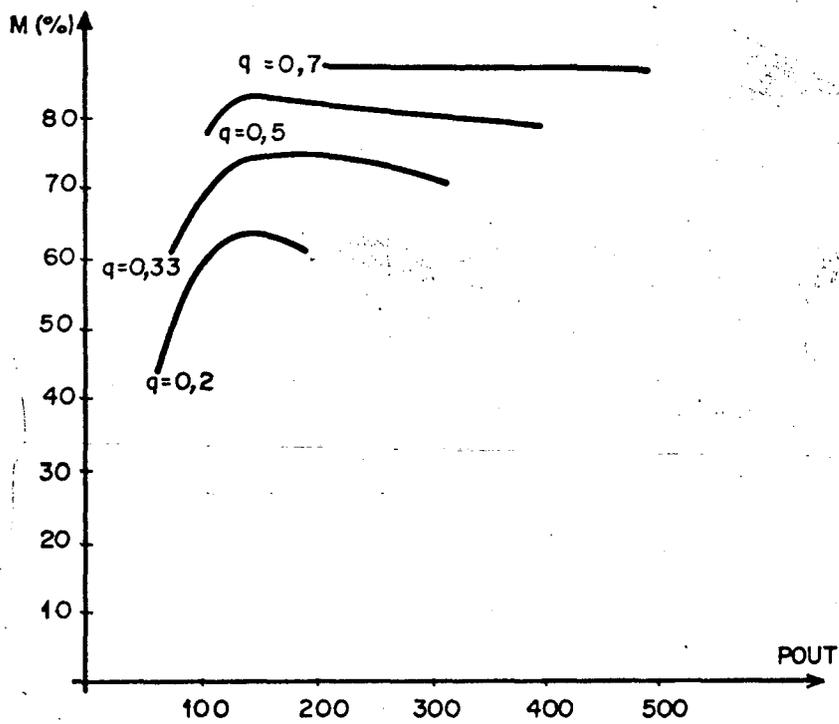


FIGURA 5.34- Rendimento da estrutura ( $\eta * P_{out}$ ).

## 5.10- CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o estudo das estruturas do Grupo "B". Conforme já foi mencionado, todas as estruturas de um mesmo grupo, operam de forma semelhante. Basta que uma das estruturas pertencentes ao Grupo seja analisada para que as demais fiquem compreendidas. Para a estrutura escolhida, foi feita a análise das etapas de funcionamento, estudo da comutação, análise matemática e a proposição de uma metodologia para projeto. Com o objetivo de verificar a validade deste estudo, foi feito um exemplo de projeto para ser usado em simulações e em montagem prática.

Pelos estudos teóricos verificou-se que as estruturas deste grupo, apresentam limitação na corrente mínima de carga, para operação normal. A operação da estrutura com corrente de carga abaixo da mínima, faz com que surjam sobrecorrentes nas chaves principais, embora a comutação não dissipativa fique preservada em função da lógica de comando utilizada. Se estas sobrecorrentes forem previstas quando do dimensionamento das chaves, a limitação da corrente mínima de funcionamento passa a ser um fator secundário.

A metodologia de projeto proposta, mostrou-se bastante simples, e foi utilizada para as simulações e na montagem prática. Tanto a simulação apresentada, como os resultados de laboratório confirmam os estudos feitos e também evidenciam as comutações não dissipativas. Embora a simulação desconsidere as não idealidades inerentes a estrutura, seus resultados são muito semelhantes aos resultados obtidos na montagem prática.

A estrutura implementada é comandada de maneira semelhante ao conversor meia-ponte convencional, possibilitando o uso de

circuitos integrados "PWM" convencionais (EX:CI 3524, CI 3525, etc).

A característica de saída obtida experimentalmente confirma que as simplificações adotadas no capítulo "3" não comprometem os estudos realizados. O rendimento da estrutura, mostrado na figura 5.34, demonstra que as maiores perdas ocorrem durante a condução dos semicondutores.

Entre as características que as estruturas pertencentes a este grupo apresentam, pode-se citar:

- Operação com frequência fixa;
- Modulados por largura de pulso;
- Não existe limitação quanto a potência máxima;
- Apresentam comutações não dissipativas.

## CAPÍTULO 6

### ESTUDO DAS FAMÍLIAS DO GRUPO "C"

#### 6.1- INTRODUÇÃO

Deste grupo fazem parte, quatro Famílias de estruturas. Duas são obtidas do Grupo "A" e duas são obtidas do Grupo "B". As estruturas pertencentes a este Grupo não possuem chave auxiliar, e portanto os tempos " $\Delta T_x$ " e " $\Delta T_y$ " definidos no capítulo "3" são nulos. Em função disto o controle do fluxo de potência entre a fonte e a carga ocorre pela variação da frequência de chaveamento.

As Famílias "9" e "11", derivadas do Grupo "B", possuem somente capacitor ressonante " $C_r$ ", e operam dentro do previsto com comutações praticamente não dissipativas.

As Famílias "10" e "12", derivadas do Grupo "A", possuem capacitor ressonante " $C_r$ " e indutor ressonante " $L_r$ ", e não operam de acordo com o princípio utilizado para obtenção das comutações não dissipativas. Para estas Famílias é mostrada a estrutura estudada e a sua simulação, a qual confirma os efeitos da não interrupção do ciclo ressonante da tensão no capacitor " $C_r$ ".

Para as Famílias "9" e "11" é mostrada a análise de funcionamento, análise matemática, metodologia de projeto proposta, exemplo de projeto e resultado de simulações.

## 6.2- FAMÍLIAS "10" E "12"

Na figura 6.1, é mostrada a estrutura utilizada para simulação. Os valores dos componentes utilizados, como também os tempos de disparo e bloqueio dos transistores são mostrados a seguir.

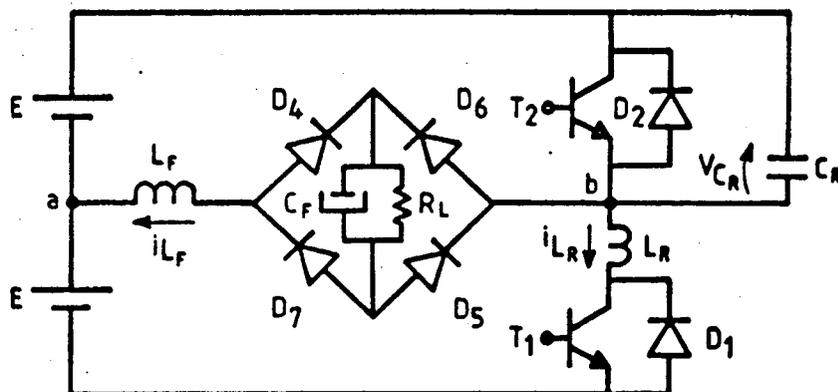


FIGURA 6.1- Estrutura pertencente ao Grupo "C", Família "12".

Fontes de alimentação :  $E_1 = 40$  Volts;

$E_2 = 40$  Volts;

$V_0 = 15$  Volts;

Capacitores :

$C_r = 6$   $\eta$ Farads;

$C_f = 100$   $\mu$ Farads;

Indutores :

$L_r = 0,8$   $\mu$ Henry;

$L_f = 7$   $\mu$ Henry;

Carga :

$R_L = 3,75$  Ohms;

Frequência :

$F = 100$  KHz;

Disparos das Chaves :  $DT_2 = 0^\circ$  (em graus);  
 $DT_1 = 180^\circ$  (em graus);

Duração dos pulsos :  $PT_2 = 135^\circ$  (em graus);  
 $PT_1 = 135^\circ$  (em graus);

Nas figuras 6.2 e 6.3 são mostradas as formas de onda obtidas na simulação.

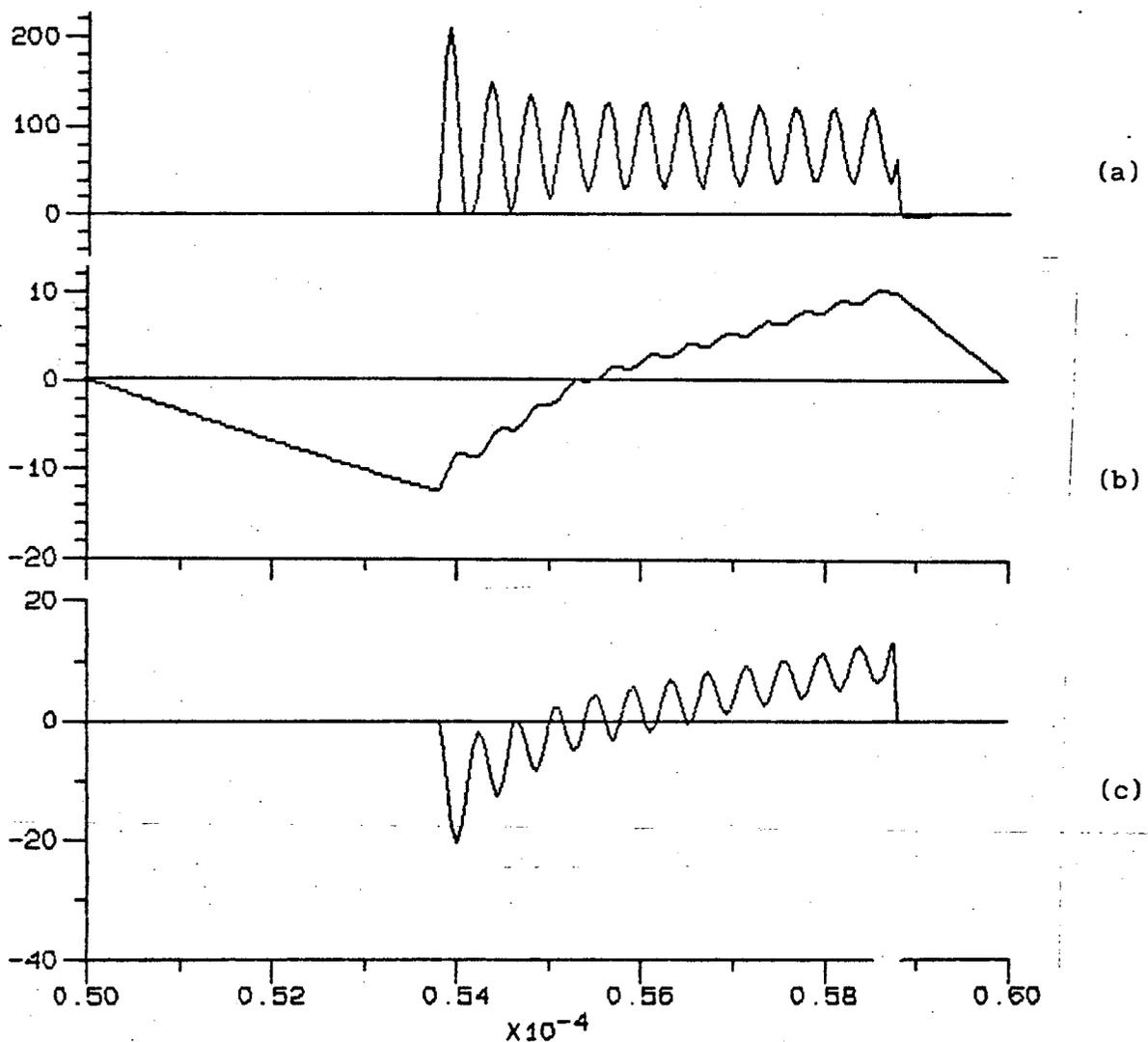


FIGURA 6.2 - Formas de Onda :

- (a) Tensão no capacitor ressonante " $V_{Cr}(t)$ ";
- (b) Corrente no indutor ressonante " $i_{Lr}(t)$ ";
- (c) Corrente no indutor de filtragem " $i_{Lr}(t)$ ".

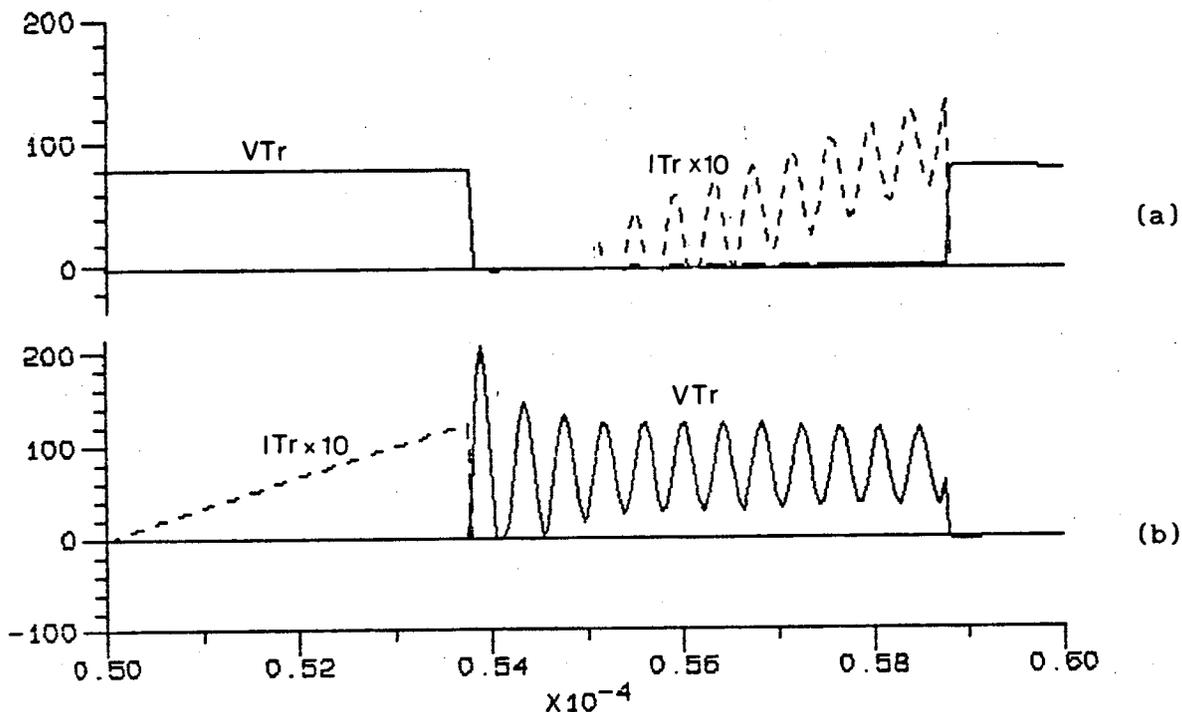


FIGURA 6.3- Tensão e corrente nas chaves: (a) Transistor "T1";  
(b) Transistor "T2".

A comutação do transistor "T2", representada na figura 6.3.b, mostra que a comutação "ZVS" desta chave fica preservada, embora a tensão no capacitor seja oscilatória.

Durante a condução do diodo "D1" e também do transistor "T1" (ambos em série com "Lr") ocorre uma oscilação contínua entre o indutor ressonante "Lr" e o capacitor ressonante "Cr", já que não existe uma chave em série com "Cr", que permita a interrupção do ciclo da tensão "VCr". A oscilação contínua e crescente na corrente "iLr", impede que a comutação no transistor "T1" ocorra sob corrente nula, conforme é mostrado na figura 6.3.a. Devido ao passo de cálculo utilizado nas simulações, as sobretensões existentes o bloqueio da chave "T1" não são visualizadas. Embora as Famílias "10" e "12" existam topologicamente, o

princípio de obtenção das comutações não dissipativas é perdido, o que desaconselha o uso destas estruturas.

### 6.3- FAMÍLIAS "9" E "11"

#### 6.3.1- PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Na figura 6.4, é mostrada a estrutura escolhida para ser analisada no Grupo "C". Esta estrutura pertence a Família "9".

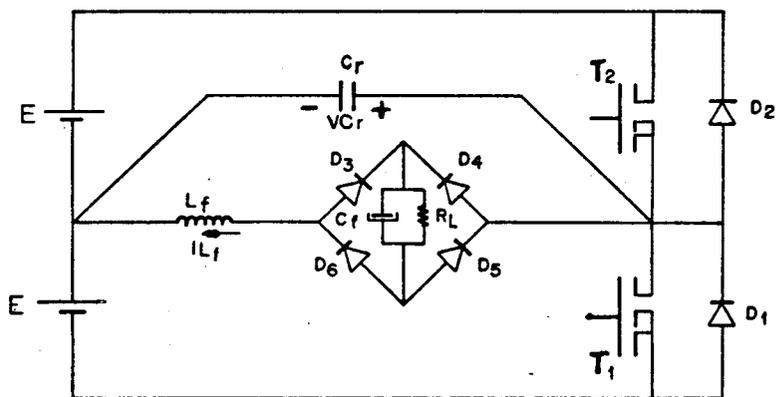


FIGURA 6.4- Estrutura pertencente ao Grupo "C", Família "9".

A seguir são descritas as etapas de funcionamento para a estrutura da figura 6.4.

#### 6.3.1.1- 1ª ETAPA( $t_0, t_1$ )-CRESCIMENTO LINEAR DE " $i_{Lr}(t)$ "

Na figura 6.5, está representada a 1ª etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais e finais das grandezas envolvidas.

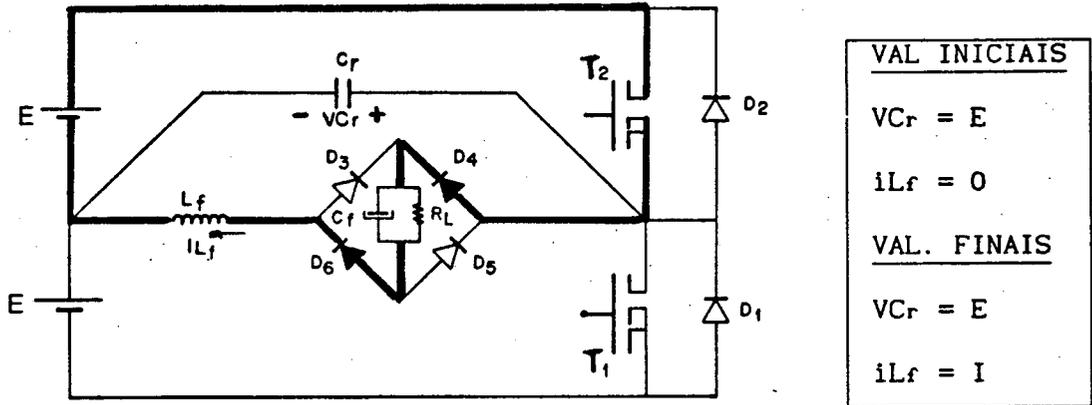


FIGURA 6.5- 1ª etapa de funcionamento ( $t_0, t_1$ ).

Considera-se como instante inicial de funcionamento a entrada em condução do transistor "T2". O capacitor "Cr" apresenta-se carregado com a mesma tensão da fonte de alimentação. A corrente cresce linearmente no indutor de filtragem através de "T2". Esta etapa se finda quando o transistor "T2" é bloqueado, sob tensão nula, uma vez que o capacitor encontra-se carregado com a tensão igual a "E". A corrente " $i_{Lf}(t)$ " no final desta etapa é igual a "I".

6.3.1.2- 2ª ETAPA ( $t_1, t_2$ ) - INVERSÃO DA TENSÃO " $V_{Cr}(t)$ "

A 2ª etapa de funcionamento é mostrada na figura 6.6.

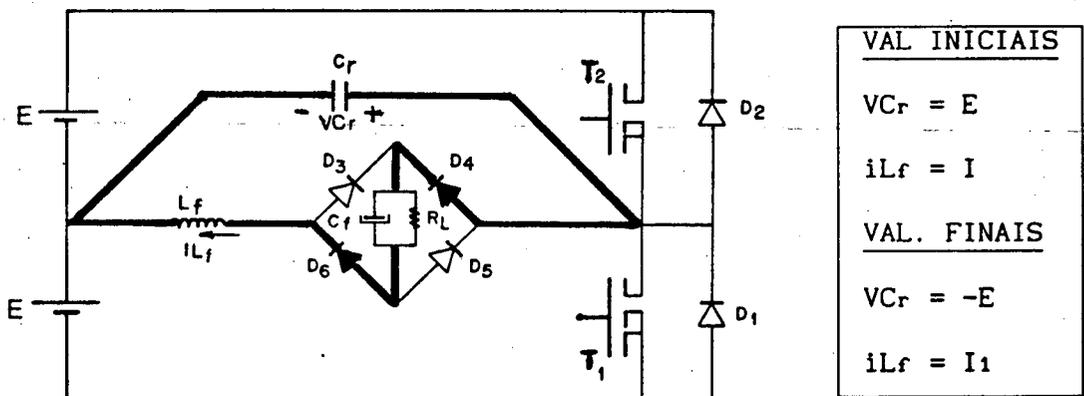


FIGURA 6.6- 2ª etapa de funcionamento ( $t_1, t_2$ ).

Quando o transistor "T<sub>2</sub>" é bloqueado na etapa anterior, a corrente " $i_{L_f}(t)$ " é instantaneamente desviada para o capacitor ressonante "C<sub>r</sub>". A corrente " $i_{L_f}(t)$ " decresce enquanto a tensão " $V_{C_r}(t)$ " no capacitor "C<sub>r</sub>" inverte seu valor de "E" para "-E". Quando a tensão no capacitor "C<sub>r</sub>" for igual "-E" o diodo "D<sub>1</sub>" é polarizado diretamente, e esta etapa se finda. O capacitor fica carregado com tensão "-E" e a corrente " $i_{L_f}(t)$ " no final desta etapa é "I<sub>1</sub>".

### 6.3.1.3- 3ª ETAPA(t<sub>2</sub>,t<sub>3</sub>) -DECRÉSCIMO LINEAR DE " $i_{L_f}(t)$ "

A 3ª etapa de funcionamento está representada na figura 6.7.

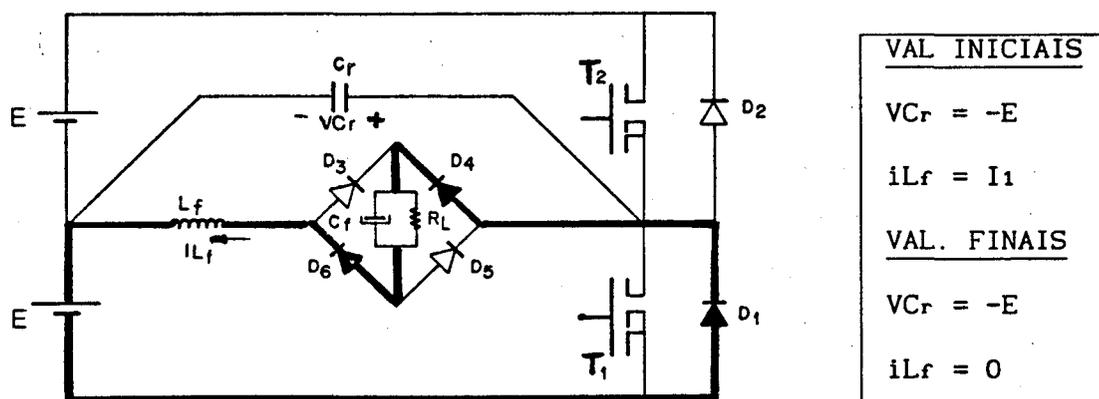


FIGURA 6.7- 3ª etapa de funcionamento (t<sub>2</sub>,t<sub>3</sub>).

Quando o diodo "D<sub>1</sub>" é polarizado diretamente, ele assume a corrente " $i_{L_f}(t)$ ". Durante esta etapa a corrente " $i_{L_f}(t)$ ", decresce através do diodo "D<sub>1</sub>" até se anular. Durante esta etapa o transistor "T<sub>1</sub>" é habilitado.

6.3.1.4- 4ª ETAPA(t<sub>3</sub>,t<sub>4</sub>)-CRESCIMENTO LINEAR DE "i<sub>Lr</sub>(t)"

A 4ª etapa de funcionamento, está representada na figura 6.8.

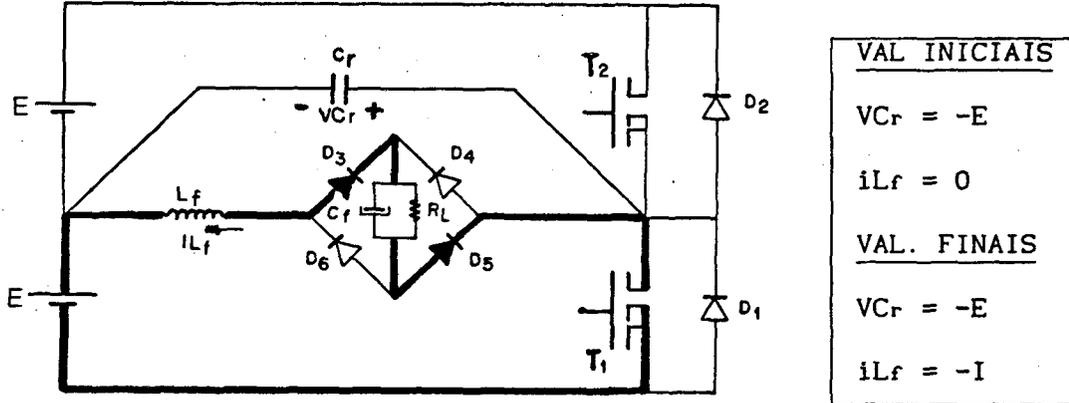


FIGURA 6.8- 4ª etapa de funcionamento (t<sub>3</sub>,t<sub>4</sub>).

Quando a corrente no indutor "Lr" se anula na etapa anterior ela é desviada para o transistor "T1" que já estava habilitado a conduzir e a corrente volta a fluir novamente. Quando a corrente "i<sub>Lr</sub>(t)" for igual a "-I" o transistor "T1" é bloqueado, e esta etapa é concluída. O transistor "T1" é bloqueado sob tensão nula, uma vez que o capacitor estava carregado com tensão "-E".

6.3.1.5- 5ª ETAPA (t<sub>4</sub>,t<sub>5</sub>)- INVERSÃO DA TENSÃO "V<sub>Cr</sub>(t)"

A 5ª etapa de funcionamento está representada na figura 6.9.

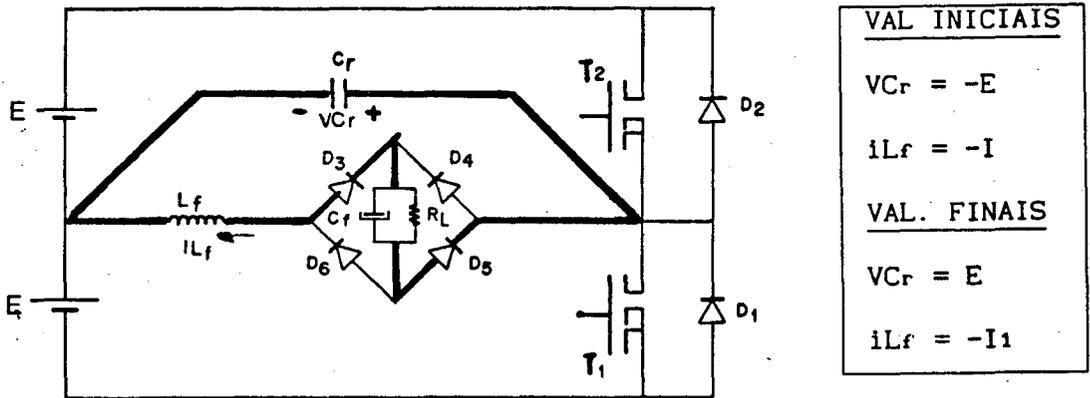


FIGURA 6.9- 5ª Etapa de funcionamento ( $t_4, t_5$ ).

Quando o transistor "T1" é bloqueado na etapa anterior, a corrente " $i_{Lf}(t)$ " é instantaneamente desviada para o capacitor "Cr". Enquanto a tensão " $V_{Cr}(t)$ " evolui de "-E" até "+E", a corrente " $i_{Lf}(t)$ " decresce de "-I" até "-I1". Quando " $V_{Cr}(t)$ " for igual a "+E" o diodo "D2" fica polarizado diretamente e assume a corrente " $i_{Lf}(t)$ ".

### 6.3.1.6- 6ª ETAPA ( $t_5, t_6$ )-DECRÉSCIMO LINEAR DE " $i_{Lf}(t)$ "

A 6ª etapa de funcionamento, está representada na figura 6.10.

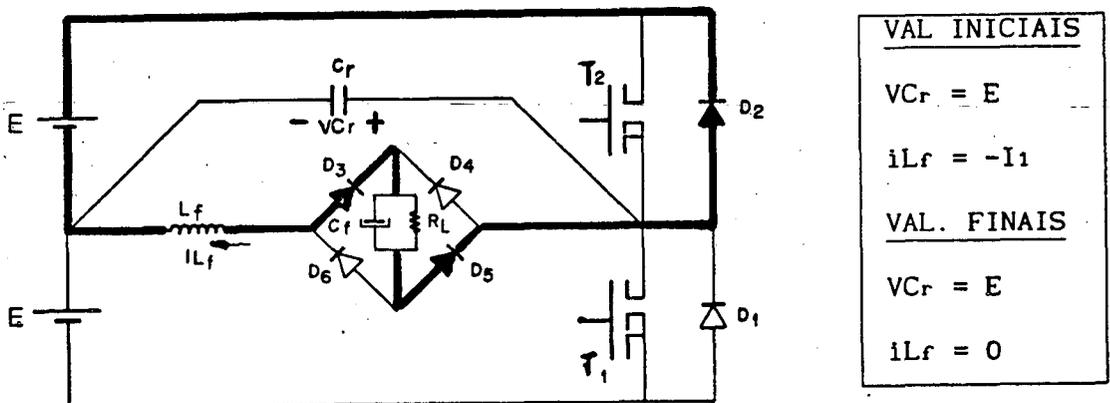


FIGURA 6.10- 6ª etapa de funcionamento ( $t_5, t_6$ ).

A 6ª etapa tem início quando o diodo "D2" fica polarizado diretamente e assume a corrente " $i_{Lr}(t)$ ". O capacitor "Cr" encontra-se carregado com tensão igual a "+E". A corrente " $i_{Lr}(t)$ " durante esta etapa decresce até zero e quando atinge este valor esta etapa está concluída. Durante esta etapa o transistor "T2" é habilitado. A seguir tornam-se a repetir as etapas de funcionamento.

#### 6.4- FORMAS DE ONDA E PLANO DE FASE

As formas de onda principais, para esta estrutura, são mostradas na figura 6.11.

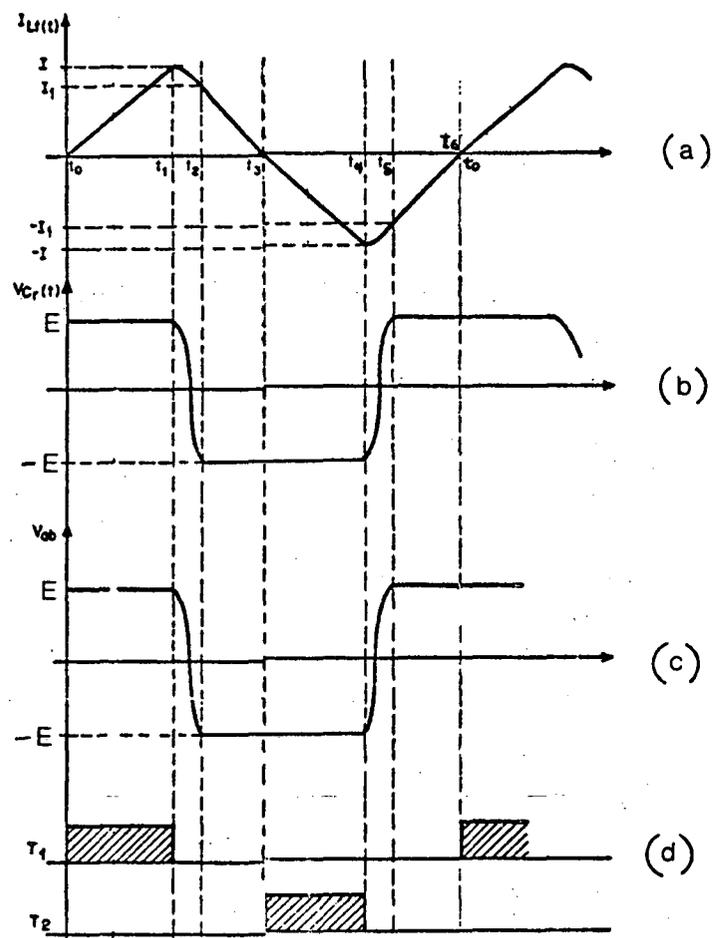


FIGURA 6.11-Formas de onda para a estrutura em análise:

- (a) Corrente na indutância de filtragem " $i_{Lr}(t)$ ";
- (b) Tensão no capacitor ressonante " $V_{Cr}(t)$ ";
- (c) Tensão " $V_{ab}(t)$ ";
- (d) Sinais de comando das chaves.



$$\alpha \geq 2\sqrt{q}$$

(6.1)

Se " $\alpha < 2\sqrt{q}$ ", a corrente " $i_{Lf}(t)$ " se extingue sem que a tensão no capacitor ressonante atinja o valor da tensão de alimentação (" $V_{Cr} < E$ "), durante a sua inversão. Quando isto ocorre o capacitor " $C_r$ " se carrega instantaneamente até a tensão da fonte, através da próxima chave principal que entra em condução e da fonte de alimentação, sem se refletir na corrente do indutor de filtragem. O problema que este tipo de funcionamento causa, é uma sobrecorrente (" $\Delta I$ ") na chave principal, na entrada em condução, fazendo com que a mesma seja dissipativa. Esta sobrecorrente " $\Delta I$ " é diretamente proporcional a diferença entre a tensão da fonte de alimentação e a tensão no capacitor " $C_r$ " no final da etapa oscilante, e inversamente proporcional a resistência de condução ( $R_{DS\ on}$ ) dos "*Mosfet's*", considerando que estas sejam as chaves a serem utilizadas. A sobrecorrente " $\Delta I$ " para " $V_o < E/2$ ", é definida pela equação 5.2, mostrada abaixo.

$$\Delta I = \frac{(E - V_{Cr})}{2 \cdot R_{DS\ on}}$$

(6.2)

Pela expressão (6.2), deduz-se que quanto menor for a tensão no capacitor " $C_r$ " e a resistência de condução dos "*Mosfet's*" utilizados, maior será a sobrecorrente nas chaves.

Se a tensão de saída " $V_o$ ", for igual a metade da tensão de entrada, a maior sobrecorrente ocorrerá para " $V_{Cr} = 0$ " e portanto:

$$\Delta I = \frac{E}{2 \cdot R_{DS\ on}}$$

(6.3)

Se a tensão "V<sub>o</sub>" de saída for maior que a metade de tensão de entrada, os piores casos para cada "q" ocorrem para uma tensão "V<sub>Cr</sub>" maior que zero e portanto devem ser acrescentadas da tensão de alimentação na equação (6.2). As maiores sobrecorrentes, ocorrem para a seguinte relação:

$$\Delta I = \frac{(E + V_{Cr})}{2 \cdot R_{DS\ on}} \quad (6.4)$$

### 6.6- ANÁLISE MATEMÁTICA

Na análise matemática, considerou-se a carga como sendo uma fonte de tensão "V<sub>o</sub>" e os componentes como sendo ideais.

#### 6.6.1- 1ª ETAPA(t<sub>0</sub>,t<sub>1</sub>)- CRESCIMENTO LINEAR DE "i<sub>Lf</sub>(t)"

Na figura 6.13, está representado o circuito da 1ª etapa de funcionamento, bem como os valores iniciais das grandezas.

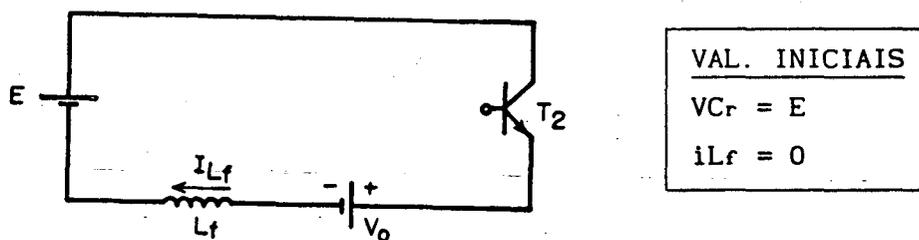


FIGURA 6.13- 1ª etapa de funcionamento (t<sub>0</sub>,t<sub>1</sub>).

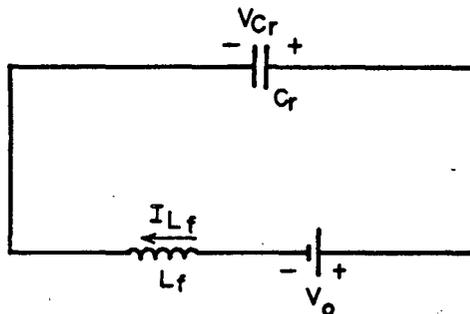
As equações que representam esta etapa de funcionamento, estão representada nas expressões (6.5) e (6.6).

$$i_{L_f}(t) = \frac{(E - V_o)}{L_f} \cdot t \quad (6.5)$$

$$\Delta T_1 = \frac{I \cdot L_f}{(E - V_o)} \quad (6.6)$$

### 6.6.2-2ª ETAPA (t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub>) - 1ª ETAPA RESSONANTE

Na figura 6.14, está representado o circuito da 2ª etapa de funcionamento e também os valores iniciais das grandezas envolvidas.



VAL. INICIAIS

$$V_{C_r} = E$$

$$i_{L_f} = I$$

FIGURA 6.14- 2ª etapa de funcionamento (t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub>).

As expressões que definem esta etapa de funcionamento, são mostradas em (6.7), (6.8) e (6.9).

$$V_{C_r}(t) = V_o + (E - V_o) \cdot \cos \omega t - \frac{I}{C_r \cdot \omega} \cdot \sin \omega t \quad (6.7)$$

$$i_{L_f}(t) = (E - V_0) \cdot C_r \cdot \omega_1 \cdot \text{SEN } \omega_1 t + I \cdot \text{COS } \omega_1 t \quad (6.8)$$

$$\Delta T_2 = \frac{1}{\omega_1} \cdot \text{SEN}^{-1} \left\{ \frac{4 \cdot q}{(\alpha + \alpha_1) \cdot q + (\alpha - \alpha_1)} \right\} \quad (6.9)$$

Onde:  $\alpha_1 = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I_1}{E}$  ;  $\alpha = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I}{E}$  ;  $q = \frac{V_0}{E}$  (6.10)

### 6.6.3- 3ª ETAPA ( $t_2, t_3$ ) - DECRÉSCIMO LINEAR DE " $i_{L_f}(t)$ "

O circuito representativo da 3ª etapa, bem como os valores iniciais das grandezas envolvidas estão representados na figura 6.15.

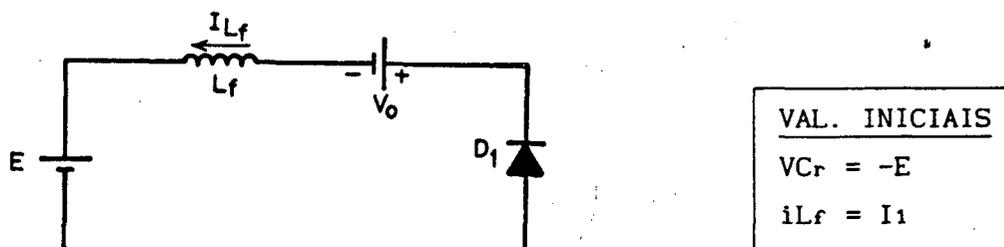


FIGURA 6.15- 3ª etapa de funcionamento ( $t_2, t_3$ ).

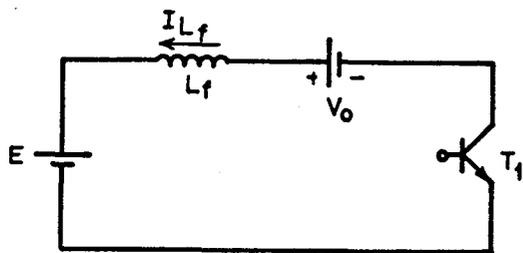
As equações que definem esta etapa, são mostradas em (6.11) e (6.12).

$$i_{L_f}(t) = I_1 - \frac{(E+V_o)}{L_f} \cdot t \quad (6.11)$$

$$\Delta T_3 = \frac{I_1 \cdot L_f}{(E+V_o)} \quad (6.12)$$

6.6.4. -4ª ETAPA (t3,t4)-CRESCIMENTO LINEAR DE "iL<sub>f</sub>(t)"

Na figura 6.16, está representado o circuito equivalente para a 4ª etapa de funcionamento.



VAL. INICIAIS
V <sub>C<sub>r</sub></sub> = -E
i <sub>L<sub>f</sub></sub> = 0

FIGURA 6.16- 4ª etapa de funcionamento (t3,t4).

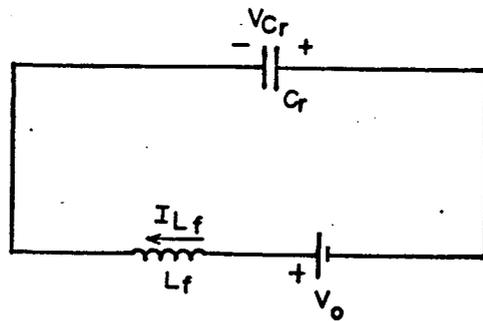
As expressões que definem esta etapa de funcionamento, são mostradas em (6.13) e (6.14).

$$i_{L_f}(t) = - \frac{(E-V_o)}{L_f} \cdot t \quad (6.13)$$

$$\Delta T_5 = \frac{I \cdot L_f}{(E-V_o)} \quad (6.14)$$

6.6.5- 5ª ETAPA (t4, t5) - INVERSÃO DA TENSÃO "V<sub>Cr</sub>(t)"

Na figura 6.17, está representado o circuito equivalente da 5ª etapa de funcionamento.



VAL. INICIAIS
V <sub>Cr</sub> = -E
i <sub>Lf</sub> = -I

FIGURA 6.17- 5ª etapa de funcionamento (t4, t5).

As expressões que definem esta etapa são mostradas em (6.15), (6.16) e (6.17).

$$V_{Cr}(t) = -V_o - (E - V_o) \cdot \cos \omega_1 t + \frac{I}{C_r \cdot \omega_1} \cdot \sin \omega_1 t \quad (6.15)$$

$$i_{Lf}(t) = -(E - V_o) \cdot C_r \cdot \omega_1 \cdot \sin \omega_1 t - I \cdot \cos \omega_1 t \quad (6.16)$$

$$\Delta T_6 = \frac{1}{\omega_1} \cdot \text{SEN}^{-1} \left\{ \frac{4 \cdot q}{(\alpha + \alpha_1) \cdot q + (\alpha - \alpha_1)} \right\} \quad (6.17)$$

### 6.6.6- 6ª ETAPA ( $t_5, t_6$ )-DECRÉSCIMO LINEAR DE " $i_{L_f}(t)$ "

Na figura 6.18, está representada a 6ª etapa de funcionamento.

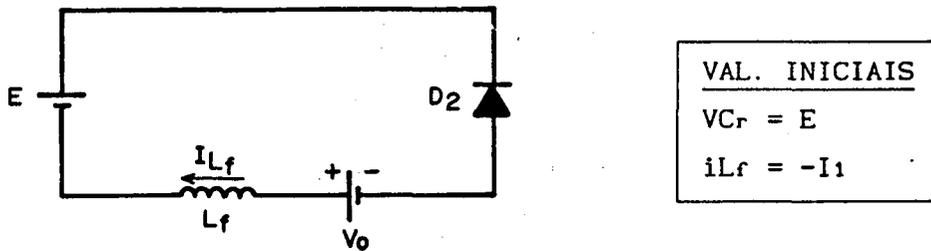


FIGURA 6.18- 6ª etapa de funcionamento ( $t_5, t_6$ ).

As expressões que definem esta etapa, são mostradas em (6.18) e (6.19).

$$i_{L_f}(t) = -I_1 + \frac{(E+V_o)}{L_f} \cdot t \quad (6.18)$$

$$\Delta T_7 = \frac{I_1 \cdot L_f}{(E+V_o)} \quad (6.19)$$

### 6.6.7- DETERMINAÇÃO DA CORRENTE " $I_1$ "

O valor da corrente " $I_1$ ", é determinado, através do plano de fase para esta estrutura, mostrado na figura 6.12. Através de relações trigonométricas que envolvam os raios " $R_1$ " e " $R_1'$ ", é possível obter a expressão (6.20) que define o valor da corrente " $I_1$ " parametrizada.

$$\alpha_1 = \sqrt{\alpha^2 - 4.q} \quad (6.20)$$

## 6.7- DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS IMPORTANTES PARA PROJETO

Quando da realização de um projeto de uma estrutura, é necessário que se conheça os valores de tensão e corrente a que estarão submetidos os semicondutores para que os mesmos sejam especificados. A seguir, são mostradas as expressões que definem estes parâmetros.

### 6.7.1- PARÂMETROS PARA OS TRANSISTORES "T1" E "T2"

#### 6.7.1.1- TENSÃO MÁXIMA

A tensão máxima a que os transistores "T1" e "T2", são submetidos é mostrada na equação (6.21).

$$V_{T1, T2 \text{ MAX}} = 2.E \quad (6.21)$$

#### 6.7.1.2- CORRENTE MÉDIA

A expressão (6.22), define a corrente média nos transistores "T1" e "T2".

$$I_{T1, T2 \text{ MD}} = \frac{I^2 . Lr . F}{2.E . (1-q)} \quad (6.22)$$

### 6.7.1.3- CORRENTE EFICAZ

A expressão (6.23), define a corrente eficaz a que são submetidos os transistores "T1" e "T2".

$$I_{T1, T2 \text{ EF}} = \sqrt{\frac{I^3 \cdot L_f \cdot F}{3 \cdot E \cdot (1-q)}} \quad (6.23)$$

### 6.7.2- PARÂMETROS PARA OS DIODOS "D1", "D2"

#### 6.7.2.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão a que são submetidos os diodos "D1" e "D2" é definida em (6.24).

$$V_{D1, D2 \text{ MAX}} = 2 \cdot E \quad (6.24)$$

#### 6.7.2.2- CORRENTE MÉDIA

A corrente média a que são submetidos os diodos "D1" e "D2" é mostrada na expressão (6.25).

$$I_{D1, D2 \text{ MD}} = \frac{I_1^2 \cdot F \cdot L_f}{2 \cdot (E + V_o)} \quad (6.25)$$

### 6.7.3.2- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz, a que são submetidos os diodos "D1" e "D2" é mostrada na expressão (6.26).

$$I_{D1, D2 \text{ EF}} = \sqrt{\frac{I_1^3 \cdot F \cdot L_f}{3 \cdot (E + V_o)}} \quad (6.26)$$

### 6.8- METODOLOGIA PARA PROJETO

A metodologia proposta é feita para as estruturas pertencentes as Famílias "9" e "11". Nestas Famílias, o controle de potência entre a fonte e a carga, é obtido pela variação da frequência de chaveamento. A definição dos componentes deve obedecer alguns requisitos, como por exemplo:

- Deve-se garantir que para a MÁXIMA frequência de operação, o intervalo de duração da inversão da tensão no capacitor ressonante, seja capaz de permitir uma comutação praticamente não dissipativa para as chaves;

- Deve-se garantir que para a MÁXIMA frequência de operação, o valor da corrente mínima em "Lr" seja capaz de inverter a tensão no capacitor "Cr";

- Deve-se garantir que para a MÍNIMA frequência de operação, o valor da potência na carga "Po" seja igual ao valor nominal.

Esta metodologia é baseada nas análises desenvolvidas no capítulo "3" e neste capítulo. Nela, há algumas grandezas definidas como " Parâmetros de Entrada do Conversor" e que devem ser fornecidos pelo projetista.

Conforme já foi mencionado no item 4.7, em todo conversor meia ponte, o projeto deve prever a existência de um capacitor de filtragem da componente "CC" de corrente, em série com a carga. Esta componente continua existe devido as diferenças dos tempos de comutação inerentes aos transistores.

#### 6.8.1- PROCEDIMENTO PARA PROJETO

O procedimento proposto para projeto desta estrutura, consiste nos seguintes passos:

- 1º PASSO :

Define-se como sendo os parâmetros de entrada do conversor as seguintes grandezas:

- Tensão de Alimentação "E";
- Tensão de Saída "Vo";
- Potência de Saída "Po";
- Frequência de Ressonância "FR".

- 2º PASSO :

Estipula-se um valor para a mínima relação entre a frequência de ressonância "FR" e a frequência de chaveamento "F":

$$\left( \frac{F}{FR} \right)_{\text{MIN.}} = \gamma \text{ MIN}$$

E com isto:

$$F \text{ MIN} = \gamma \text{ MIN} \cdot FR$$

- 3º PASSO :

Determina-se o valor da corrente média nominal na carga. Esta corrente será o máximo valor que a mesma pode assumir:

$$I_o \text{ NOM} = I_o \text{ MAX} = \frac{P_o}{V_o}$$

A corrente de pico máxima no indutor de filtragem "L<sub>f</sub>" é dada por :

$$I \text{ MAX} = 2 \cdot I_o \text{ MAX}$$

- 4º PASSO :

Calcula-se o valor do indutor de filtragem "L<sub>f</sub>", dado por :

$$L_f = \frac{E \cdot (1 - q^2) \cdot T \text{ MAX}}{4 \cdot I \text{ MAX}}$$

- 5º PASSO :

Com "L<sub>f</sub>" e "F<sub>R</sub>", calcula-se o valor de "C<sub>r</sub>":

$$C_r = \frac{1}{4 \cdot \Pi^2 \cdot F_R^2 \cdot L_f}$$

Com isto, tem-se que:

$$Z = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}}$$

- 6º PASSO :

Para garantir que o capacitor "C<sub>r</sub>" inverta sua tensão totalmente, é necessário que:

$$\alpha \text{ MIN} > 2.\sqrt{q}$$

Onde:

$$\alpha \text{ MIN} = 2.\alpha 0 \text{ MIN}$$

Após calculado o valor de " $2.\sqrt{q}$ ", adota-se um valor maior que este para " $\alpha \text{ MIN}$ ".

- 7º PASSO :

Com o valor de " $\alpha 0 \text{ MIN}$ " definido no passo anterior, tem-se que:

$$\left( \frac{F}{FR} \right)_{\text{MAX}} = \gamma \text{ MAX} = \frac{\Pi.(1-q^2)}{4.\alpha 0 \text{ MIN}}$$

E portanto:

$$F \text{ MAX} = \gamma \text{ MAX}.FR$$

- 8º PASSO :

Calcula-se a duração da etapa em que ocorre a inversão da tensão no capacitor, para a máxima e para a mínima frequência de operação. O caso crítico ocorre para a frequência mínima de operação. Para este caso deve-se garantir que a duração desta etapa seja em torno de 1,5 % do período máximo. Este valor praticamente garante que as comutações sejam não dissipativas (ver item 5.5.10).

$$\Delta TC_r \text{ MAX} (\%) = \frac{Cr.2.E.100}{T_{\text{MIN}} . I_{\text{MIN}}}$$

$$\Delta TC_r \text{ MIN} (\%) = \frac{Cr.2.E.100}{T_{\text{MAX}} . I_{\text{MAX}}}$$

Se, " $\Delta TC_r \text{ MIN} (\%) < 1,5 \%$ ", deve-se estipular um novo

valor para " $\gamma$  MIN", e repetir os passos de cálculo.

- 9<sup>o</sup> PASSO :

Para o cálculo do capacitor série de filtragem da componente "CC" da corrente, são utilizadas duas expressões que são mostradas a seguir. O valor a ser utilizado deve ser o maior valor obtido.

$$C_s = \frac{4}{\pi^2 \cdot F_{MIN}^2 \cdot L_f}$$

$$C_s = \frac{I_c}{2 \cdot F_{MIN} \cdot \Delta V_c}$$

Onde:

$$0,1 \cdot (2.E) \geq \Delta V_c \geq 0,05 \cdot (2.E)$$

$$I_c = \frac{3 \cdot P_{out}}{2 \cdot E}$$

- 10<sup>o</sup> PASSO :

Calcula-se os valores máximos das correntes e tensões a que estarão submetidos os componentes. Estes valores ocorrem para a frequência mínima de operação.

TRANSISTORES "T<sub>1</sub>", "T<sub>2</sub>": - Tensão máxima....eq. (6.21)

- Corrente média...eq. (6.22)

- Corrente eficaz...eq. (6.23)

DIODOS "D<sub>1</sub>", "D<sub>2</sub>" : - Tensão máxima....eq. (6.24)

- Corrente média...eq. (6.25)

- Corrente eficaz...eq. (6.26)

### 6.8.2- EXEMPLO DE PROJETO

Com a finalidade de exemplificar a metodologia proposta para projeto, e também para verificação dos estudos realizados através de simulação, é mostrado a seguir um exemplo de projeto para a estrutura em análise.

#### -1º PASSO :

Os parâmetros de entrada do conversor a serem adotados, são os seguintes:

Tensão de Alimentação:  $E = 150 \text{ V};$

Tensão de saída:  $V_o = 48 \text{ V};$

Potência de saída:  $P_o = 500 \text{ W};$

Frequência de ressonância:  $f = 1 \text{ MHz}.$

#### 2º PASSO:

O valor adotado para a mínima relação de Frequências será:

$$\left( \frac{F}{F_R} \right)_{\text{MIN}} = \gamma_{\text{MIN}} = 0,2$$

Com isto :  $F_{\text{MIN}} = 200 \text{ KHz}.$

$T_{\text{MAX}} = 5 \mu\text{seg}.$

#### 3º PASSO:

A máxima corrente média na carga e máxima corrente de pico no indutor de filtragem "Lr", serão:

$$I_{0 \text{ MAX}} = \frac{P_0}{V_0} = \frac{500 \text{ W}}{48 \text{ V}} = 10,41 \text{ A.}$$

$$I \text{ MAX} = 20,83 \text{ A.}$$

4<sup>o</sup> PASSO:

O valor do indutor de filtragem "L<sub>f</sub>" é dado por:

$$L_f = 8,08 \mu\text{H.}$$

5<sup>o</sup> PASSO:

O valor do Capacitor "C<sub>r</sub>", é dado por:

$$C_r = 3,13 \text{ nF.}$$

com isto tem-se :

$$Z = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} = 50,76 \Omega$$

6<sup>o</sup> PASSO:

O valor calculado para a corrente " $\alpha \text{ min}$ " é dado por:

$$\alpha \text{ min} > 2 \cdot \sqrt{q} > 1,13;$$

Adota-se o seguinte valor :  $\alpha \text{ min} = 2$ , e portanto

tem-se :  $\alpha_0 \text{ min} = 1$ .

7<sup>o</sup> PASSO:

A máxima relação entre as frequências é dada por :

$$\left( \frac{F}{F_R} \right)_{\text{MAX}} = \gamma \text{ MAX} = 0,705$$

Com isto tem-se:  $F \text{ MAX} = 705 \text{ KHz.}$

$$T \text{ MIN} = 1,42 \mu\text{seg.}$$

- 8º PASSO :

A percentagem dos intervalos de tempo em que ocorre a inversão da tensão no capacitor ressonante para a mínima e para a máxima frequência de operação é dada por:

$$\Delta T_{Cr \text{ MAX}} (\%) = 11,1 \%$$

$$\Delta T_{Cr \text{ MIN}} (\%) = 0,9 \%$$

Como " $\Delta T_{Cr \text{ MIN}} (\%) < 1,5 \%$ ", deve-se adotar um novo valor para " $\gamma \text{ MIN}$ ", e repetir os passos de cálculo.

2º PASSO:

O novo valor adotado para a mínima relação de Frequências será:

$$\left( \frac{F}{F_R} \right)_{\text{MIN}} = \gamma \text{ MIN} = 0,26$$

Com isto :  $F \text{ MIN} = 260 \text{ KHz.}$

$$T \text{ MAX} = 3,846 \mu\text{seg.}$$

3º PASSO:

A máxima corrente média na carga e máxima corrente de pico no indutor de filtragem " $L_f$ ", serão:

$$I_{o \text{ MAX}} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{500 \text{ W}}{48 \text{ V}} = 10,41 \text{ A.}$$

$$I \text{ MAX} = 20,83 \text{ A.}$$

4º PASSO:

O valor do indutor de filtragem " $L_f$ " é dado por:

$$L_f = 6,21 \mu\text{H.}$$

5º PASSO:

O valor do Capacitor "Cr", é dado por:

$$C_r = 4,07 \text{ } \eta\text{F.}$$

com isto tem-se :  $Z = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} = 39,06 \text{ } \Omega$

6º PASSO:

O valor calculado para a corrente " $\alpha_{\text{min}}$ " é dado por:

$$\alpha_{\text{min}} > 2 \cdot \sqrt{q} > 1,13;$$

Adota-se o seguinte valor :  $\alpha_{\text{min}} = 2$ , e portanto

tem-se :  $\alpha_{0 \text{ min}} = 1$ .

7º PASSO:

A máxima relação entre as freqüências é dada por :

$$\left( \frac{F}{F_R} \right)_{\text{MAX}} = \gamma_{\text{MAX}} = 0,705$$

Com isto tem-se:  $F_{\text{MAX}} = 705 \text{ KHz.}$

$$T_{\text{MIN}} = 1,42 \text{ } \mu\text{seg.}$$

- 8º PASSO :

A percentagem dos intervalos de tempo em que ocorre a inversão da tensão no capacitor ressonante para a mínima e para a máxima freqüência de operação é dada por:

$$\Delta T_{C_r \text{ MAX}} (\%) = 11,2 \%$$

$$\Delta T_{C_r \text{ MIN}} (\%) = 1,52 \%$$

Estes novos valores são satisfatórios e portanto o projeto pode ser concluído.

- 9<sup>o</sup> PASSO :

Como este projeto será utilizado apenas para a obtenção de resultados através de simulações, este passo será suprimido.

10<sup>o</sup> PASSO:

Os valores de tensão e correntes necessários para a especificação dos transistores e diodos são definidos a seguir:

- "T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>" : Tensão máxima: 300 V.  
Corrente média: 3,43 A.  
Corrente eficaz: 6,9 A.
- "D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>" : Tensão máxima: 300 V.  
Corrente média: 1,06 A.  
Corrente eficaz: 3,37 A.

## 6.9- RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

De posse dos valores dos componentes obtidos no exemplo de projeto mostrado no item anterior, são feitas duas simulações para verificação do funcionamento da estrutura; Uma para a frequência mínima e outra para a frequência máxima de operação, considerando os componentes ideais. Estas simulações servem também para comprovar a validade da análise feita para esta estrutura.

A estrutura utilizada nesta simulação é mostrada na figura 6.19.

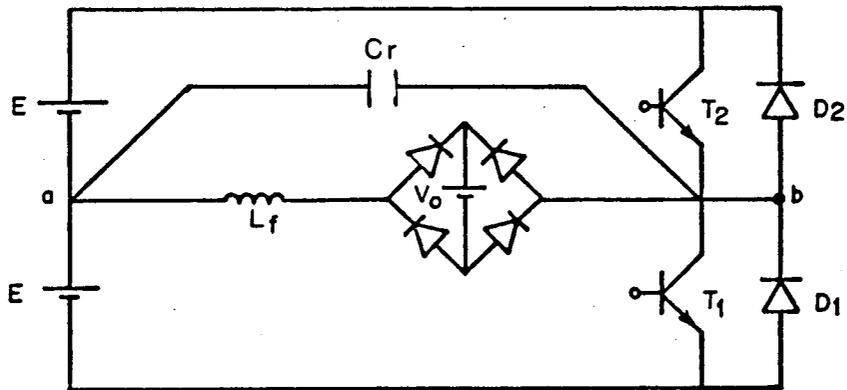
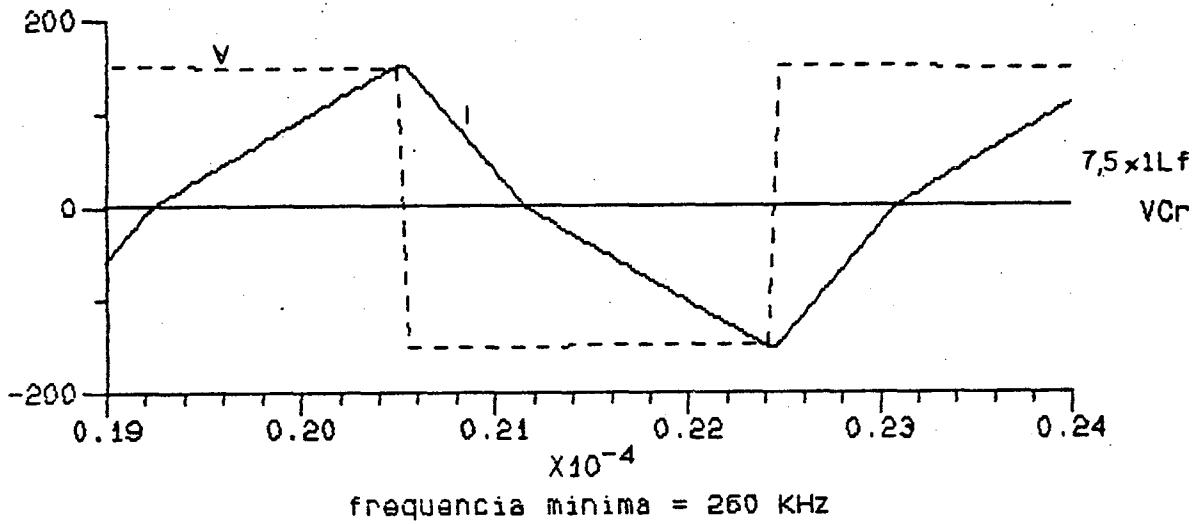
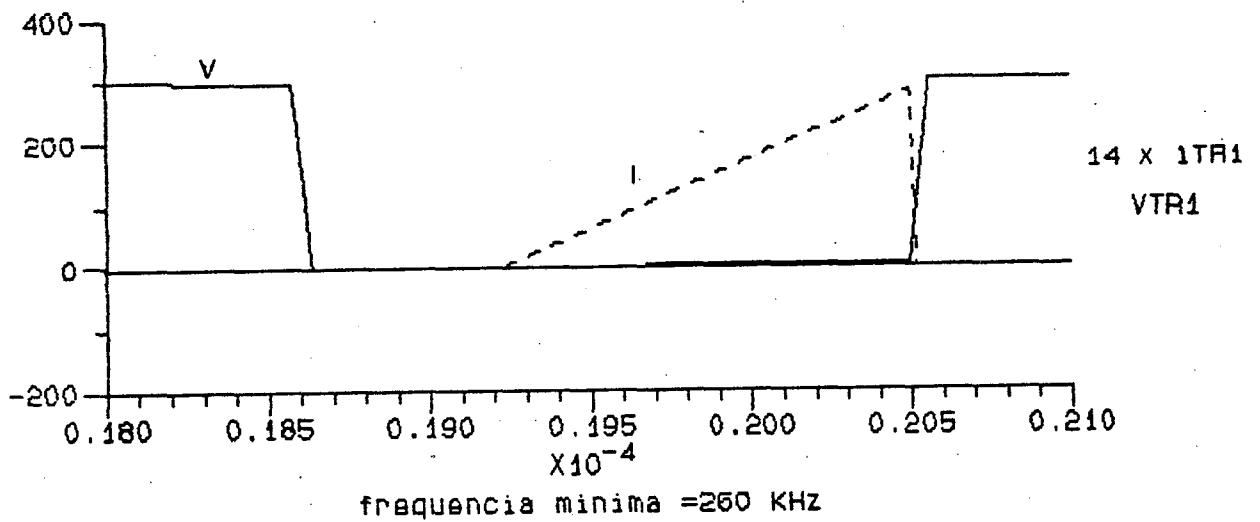


FIGURA 6.19- Estrutura utilizada para simulação.

Nas figuras 6.20 e 6.21 são apresentadas as formas de onda para o conversor da figura 6.19, obtidas por simulação, para a frequência mínima de operação e para a frequência máxima de operação, respectivamente.

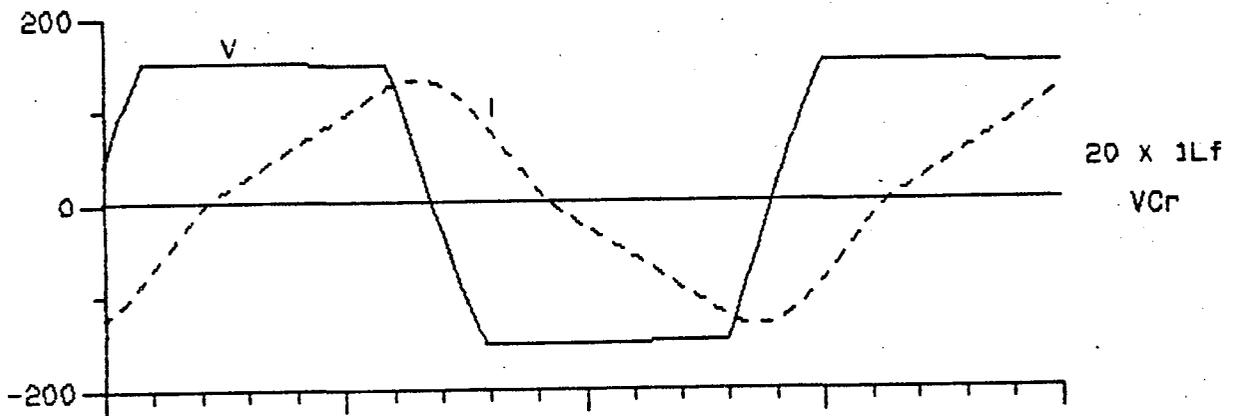


(a)

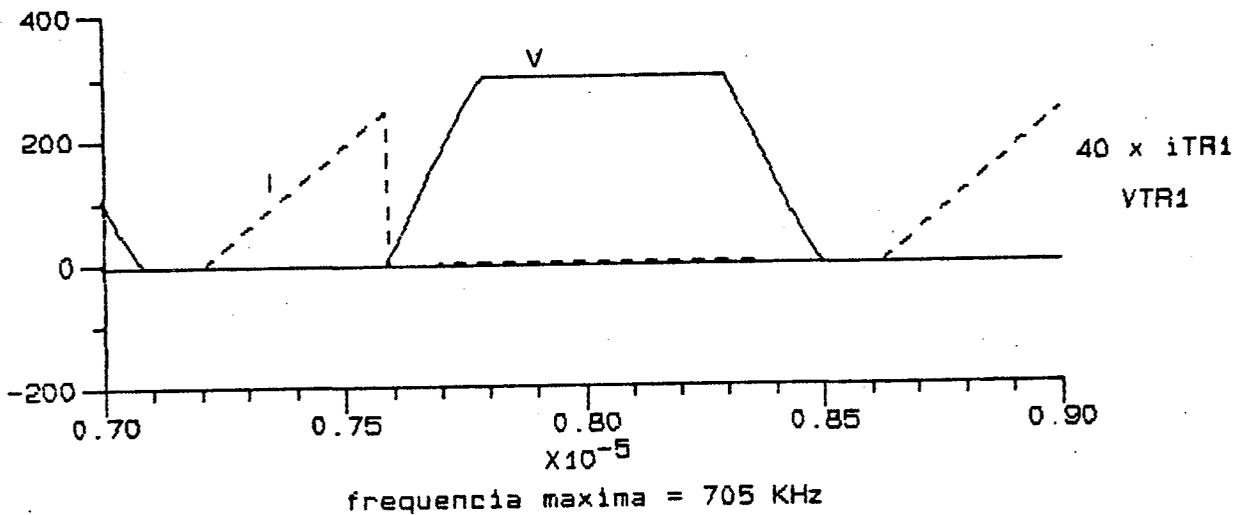


(b)

FIGURA 6.20 - Formas de onda para a mínima frequência de operação:  
 (a) Tensão no capacitor "Cr" e corrente no indutor "Lf";  
 (b) Tensão e corrente nas chaves.



(a)



(b)

FIGURA 6.21 - Formas de onda para a máxima frequência de operação:  
 (a) Tensão no capacitor " $C_r$ " e corrente no indutor " $L_f$ ";  
 (b) Tensão e corrente nas chaves.

Os resultados de simulação mostrados, confirmam os estudos feitos neste capítulo e também no capítulo "3". A metodologia proposta para projeto mostrou-se bastante simples e confiável. As comutações nos transistores principais, mostradas nas figuras 6.20.b e 6.21.b, são praticamente não dissipativas, obedecendo as imposições feitas no projeto.

As simulações mostradas, consideram os componentes ideais. A introdução das não idealidades embora diminua o rendimento da estrutura, praticamente não interfere na comutação dos transistores.

#### 6.10- CONCLUSÕES

Neste capítulo são estudadas as estruturas "FM", pertencentes ao Grupo "C". As estruturas pertencentes as Famílias "10" e "12" ( que possuem capacitor ressonante e indutor ressonante) embora existam topologicamente, apresentam comutações dissipativas para o transistor que estiver em série com o indutor ressonante "Lr". Isto é mostrado no item 6.2 e praticamente inviabiliza o uso destas estruturas.

Para as estruturas pertencentes as Famílias "9" e "11" foram feitos estudos abrangendo o funcionamento, a comutação, a análise matemática das etapas de funcionamento e também foi proposta uma metodologia para projeto.

A comutação não dissipativa para as estruturas destas duas Famílias, está ligada a duração da etapa em que ocorre a inversão da tensão no capacitor "Cr". Após várias simulações concluiu-se que esta inversão da tensão " $V_{Cr}(t)$ ", deva ser para o pior caso (frequência de chaveamento máxima) em torno de "1,5 %" do período de operação. Esta condição limita a frequência máxima de operação da estrutura.

As comutações não dissipativas também estão ligadas a

mínima corrente de pico no indutor de filtragem "Lr", que garanta a total inversão da tensão no capacitor "Cr" ( de "E" para "-E" ou vice-versa). O valor da corrente mínima é dada por : " $\alpha_{MIN} > 2\sqrt{q}$ ". Esta condição limita a máxima frequência de chaveamento.

Utilizando-se a metodologia de projeto proposta, dimensionou-se os componentes para que através de simulações fosse possível confirmar os estudos feitos, e também confirmar as comutações não dissipativas para a mínima e para a máxima frequência de operação. Conforme pode ser observado nas figuras 6.20 e 6.21, as comutações mantiveram-se não dissipativas.

Entre as características que as estruturas pertencentes as Famílias "9" e "11" apresentam, pode-se citar:

- Operação com frequência variável;
- Não existe limitação quanto a potência máxima;
- Apresentam as comutações do tipo "ZVS";
- Apresentam limitação quanto a mínima corrente que circula pela estrutura ,para garantir a comutação não dissipativa.

## CAPÍTULO 7

### ESTUDO DA INFLUÊNCIA DO TRANSFORMADOR DE ISOLAMENTO SOBRE A COMUTAÇÃO E A TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA

#### 7.1- INTRODUÇÃO

Este capítulo visa apresentar, os estudos realizados sobre a influência do transformador de isolamento, quando este é requerido pela carga. Escolheu-se para este estudo a mesma estrutura analisada no grupo "B", para permitir uma comparação entre as estruturas isoladas e não isoladas.

Conforme pôde ser verificado no capítulo "3", a indutância de magnetização "L<sub>M</sub>" do transformador exerce uma influência acentuada sobre a transferência de potência para a carga. Como é desejado que o transformador transfira a maior quantidade possível de potência para a carga, a indutância magnetizante "L<sub>M</sub>" deve ser muito maior que a indutância de filtragem "L<sub>f</sub>". Nas análises feitas as indutâncias de dispersão do transformador são desprezadas.

Neste capítulo são apresentadas a análise de funcionamento, análise matemática, projeto do transformador, metodologia de projeto proposta, exemplo de projeto e resultados experimentais.

As análises feitas neste capítulo consideram "L<sub>M</sub>" muito maior que "L<sub>f</sub>", podendo ser desconsiderada.

## 7.2- PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Na figura 7.1.a, é mostrada a estrutura do Grupo "B", com transformador de isolamento, escolhida para que seja estudado a influência deste sobre a comutação e também sobre o desempenho da estrutura. Se o transformador for substituído pelo seu modelo equivalente simplificado, o mesmo pode ser representado como na figura 7.1.b.

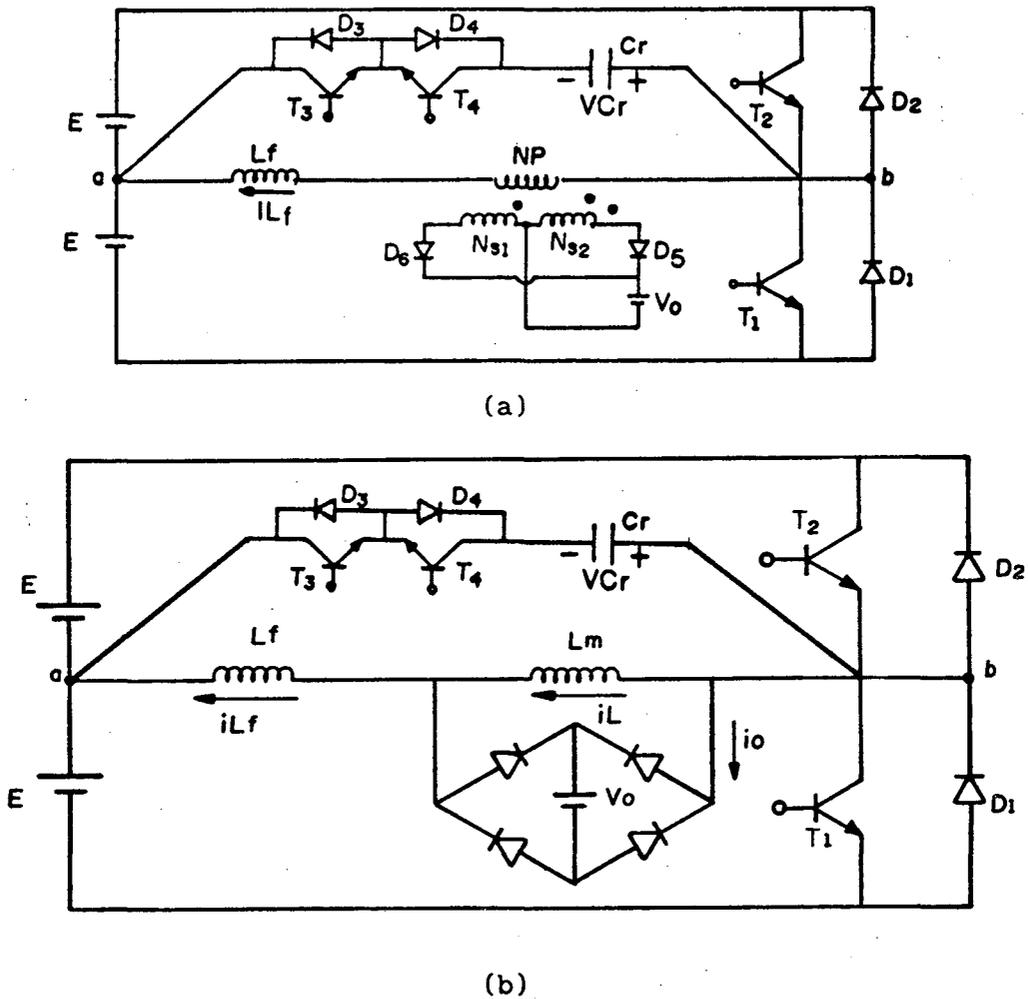


FIGURA 7.1 : (a) Estrutura isolada pertencente ao Grupo "B", Família "7";

(b) Estrutura com o modelo equivalente do transformador.

A seguir são mostradas as etapas de funcionamento da estrutura e também a descrição de cada uma.

### 7.2.1- 1ª ETAPA ( $t_0, t_1$ )-CRESCIMENTO LINEAR DE " $i_{L_f}(t)$ "

Na figura 7.2, está representada a 1ª etapa de funcionamento da estrutura, bem como os valores iniciais e finais das grandezas envolvidas.

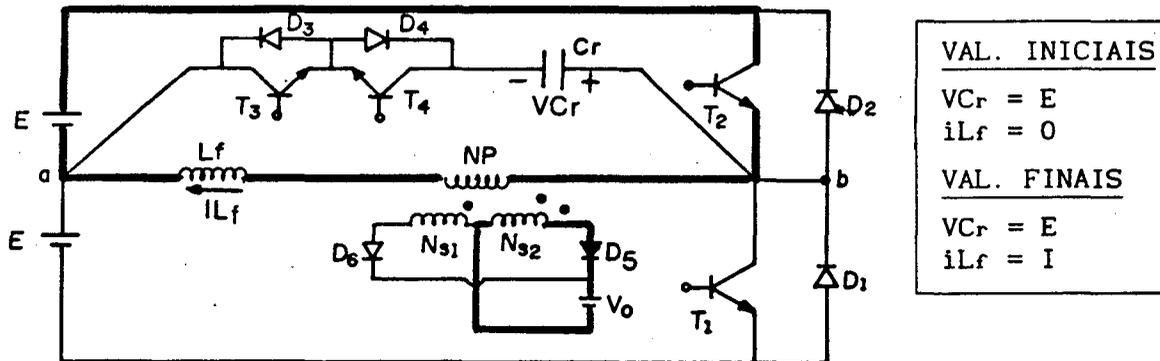


FIGURA 7.2- 1ª Etapa de funcionamento ( $t_0, t_1$ )

Como instante inicial de funcionamento, considera-se o disparo do transistor "T2". O capacitor "Cr" encontra-se carregado com tensão igual a da fonte de alimentação "E". A corrente " $i_{L_f}(t)$ " cresce linearmente até "I". A corrente primária é transferida para o secundário através do enrolamento "Ns2" e do diodo "D5". Durante esta etapa o transistor "T3" é habilitado. Quando o transistor "T2" é bloqueado, esta etapa se finda.

### 7.2.2- 2ª ETAPA ( $t_1, t_2$ ) - INVERSÃO DA TENSÃO " $V_{Cr}(t)$ "

A 2ª etapa de funcionamento é mostrada na figura 7.3.

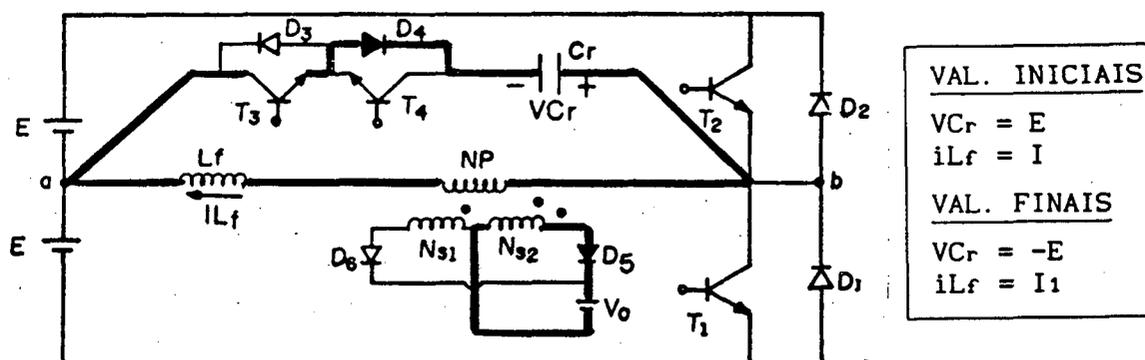


FIGURA 7.3- 2ª Etapa de funcionamento ( $t_1, t_2$ ).

No instante em que o transistor "T2" é bloqueado, a corrente " $i_{Lf}(t)$ " é instantaneamente desviada para o capacitor ressonante "Cr", através do transistor "T3" e do diodo "D4". A corrente " $i_{Lf}(t)$ " decresce enquanto a tensão " $V_{Cr}(t)$ " no capacitor "Cr" se inverte. Quando a tensão " $V_{Cr}(t)$ " for igual a "-E", o diodo "D1" é polarizado diretamente e esta etapa é concluída. O capacitor fica carregado com tensão "-E" e o valor da corrente " $i_{Lf}(t)$ " no final desta etapa é " $I_1$ ".

### 7.2.3- 3ª ETAPA ( $t_2, t_3$ ) -DECRÉSCIMO LINEAR DE " $i_{Lf}(t)$ "

A 3ª etapa de funcionamento está representada na figura 7.4.

Quando o diodo "D1" se polariza diretamente, ele assume a corrente " $i_{Lf}(t)$ " e o transistor "T3" é bloqueado. Durante esta etapa a corrente " $i_{Lf}(t)$ ", decresce através do diodo "D1" até se anular. Quando isto ocorre, esta etapa está concluída.

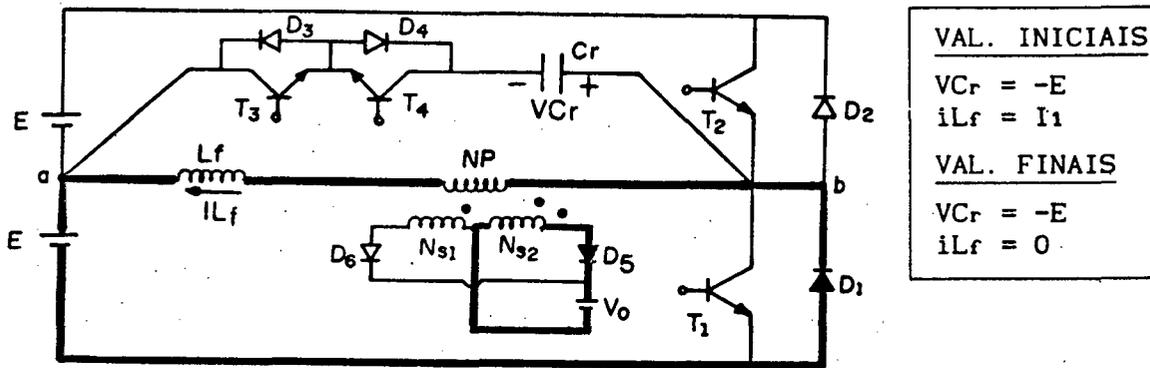


FIGURA 7.4- 3ª etapa de funcionamento ( $t_2, t_3$ ).

7.2.4- 4ª ETAPA ( $t_3, t_4$ ) - CONTROLE DE DEFASAMENTO "Dx"

Esta etapa é chamada de controle de defasamento "Dx". Durante a mesma, a estrutura está desativada e não há transferência de potência.

7.2.5- 5ª etapa ( $t_4, t_5$ )-CRESCIMENTO LINEAR DE " $i_{Lf}(t)$ "

A 5ª etapa de funcionamento, está representada na figura 7.5.

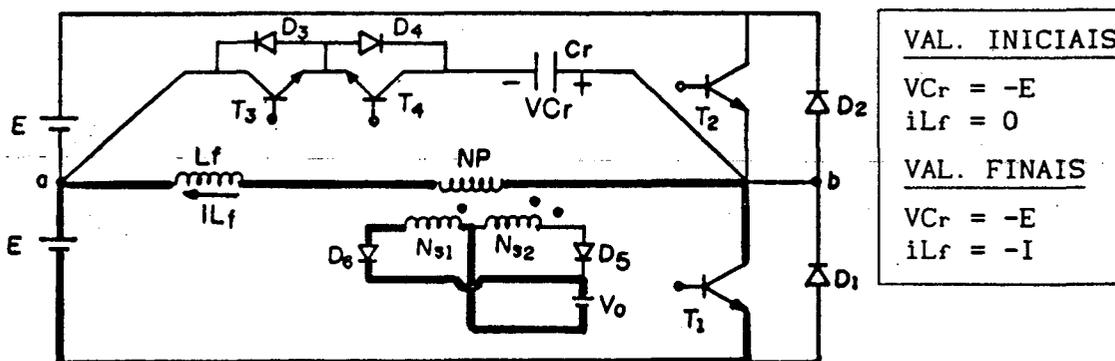


FIGURA 7.5- 5ª Etapa de funcionamento ( $t_4, t_5$ ).

Quando o transistor "T1" é habilitado, a corrente " $i_{L_f}(t)$ " começa a circular, fazendo com que haja transferência de potência para a carga através do transformador. Durante esta etapa o transistor "T4" é habilitado. Quando " $i_{L_f}(t) = -I$ " o transistor "T1" é bloqueado sob tensão nula, uma vez que o capacitor "Cr" está carregado com tensão igual a "-E".

### 7.2.6- 6ª ETAPA ( $t_5, t_6$ ) - INVERSÃO DA TENSÃO " $V_{Cr}(t)$ "

A 6ª etapa de funcionamento, está representada na figura 7.6.

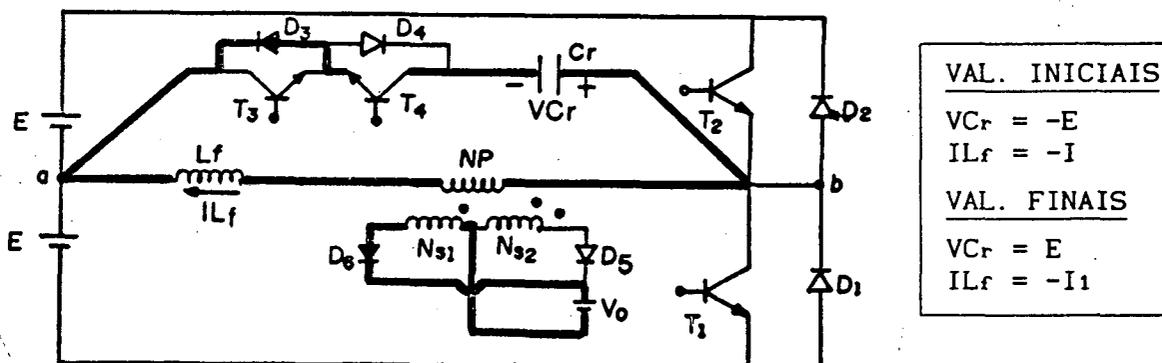


FIGURA 7.6- 6ª etapa de funcionamento ( $t_5, t_6$ ).

Quando o transistor "T1" é bloqueado na etapa anterior, a corrente " $i_{L_f}(t)$ " é instantaneamente desviada para o capacitor "Cr" através do transistor "T4", que estava habilitado. Enquanto a tensão " $V_{Cr}(t)$ " evolui de "-E" até "+E", a corrente " $i_{L_f}(t)$ " decresce de "-I" até "-I1". Quando " $V_{Cr}(t)$ " for igual a "+E", o diodo "D2" fica polarizado diretamente e assume a corrente " $i_{L_f}(t)$ ".

7.2.7- 7ª ETAPA ( $t_6, t_7$ )-DECRÉSCIMO LINEAR DE " $i_{Lf}(t)$ "

A 7ª etapa de funcionamento, está representada na figura 7.7.

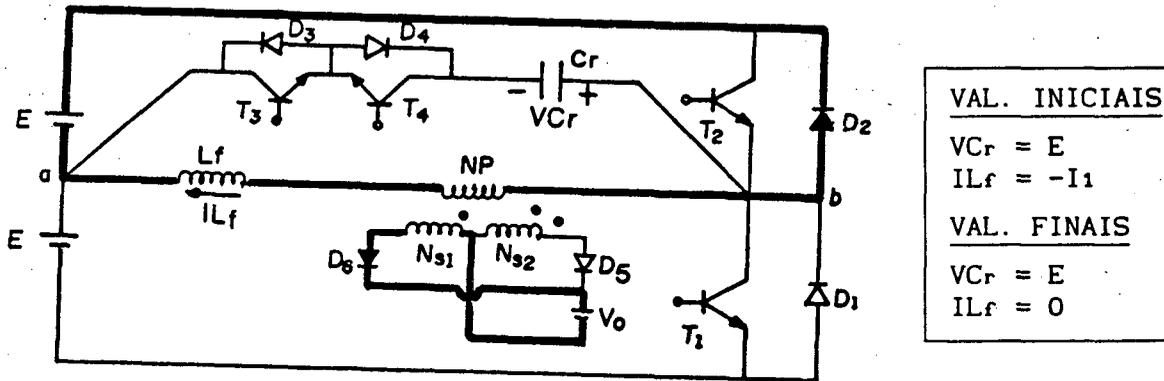


FIGURA 7.7- 7ª etapa de funcionamento ( $t_6, t_7$ )

A 7ª etapa tem início quando o diodo "D2" fica polarizado diretamente e assume a corrente " $i_{Lf}(t)$ ". O capacitor "Cr" encontra-se carregado com a tensão igual a "+E". A corrente " $i_{Lf}(t)$ " durante esta etapa decresce até zero e quando atinge este valor esta etapa é concluída.

7.2.8- 8ª ETAPA ( $t_7, t_8$ ) - CONTROLE DE DEFASAMENTO "Dy"

Esta etapa é chamada de controle de defasamento "Dy". Durante esta etapa, todos os semicondutores estão desativados e não há transferência de potência. Após esta etapa o transistor "T2" é habilitado novamente e as etapas de funcionamento se repetem.

### 7.3- FORMAS DE ONDA E PLANO DE FASE

As principais formas de onda, para esta estrutura são mostradas na figura 7.8. Pelas considerações feitas, a corrente magnetizante é considerada nula.

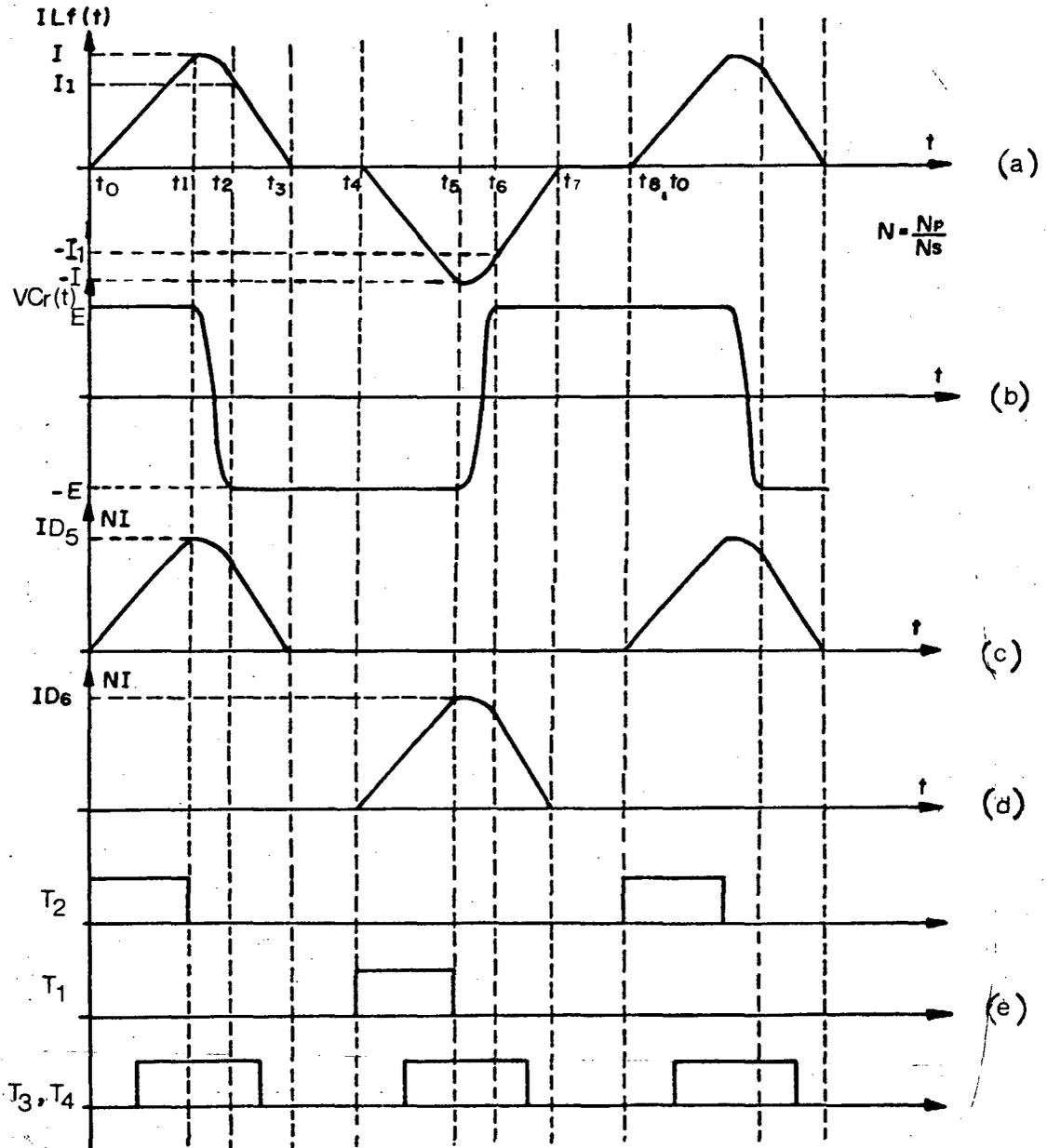


FIGURA 7.8- Formas de onda para a estrutura em análise:

- (a) Corrente " $i_{Lr}(t)$ ";
- (b) Tensão " $V_{Cr}(t)$ ";
- (c) Corrente no diodo secundário " $D_5$ ";
- (d) Corrente no diodo secundário " $D_6$ ";
- (e) Sinais de comando dos transistores.

O plano de fase para esta estrutura é mostrado na figura 7.9. A tensão de saída "Vo", está referida ao primário do transformador, e portanto aparece como sendo "N.Vo".

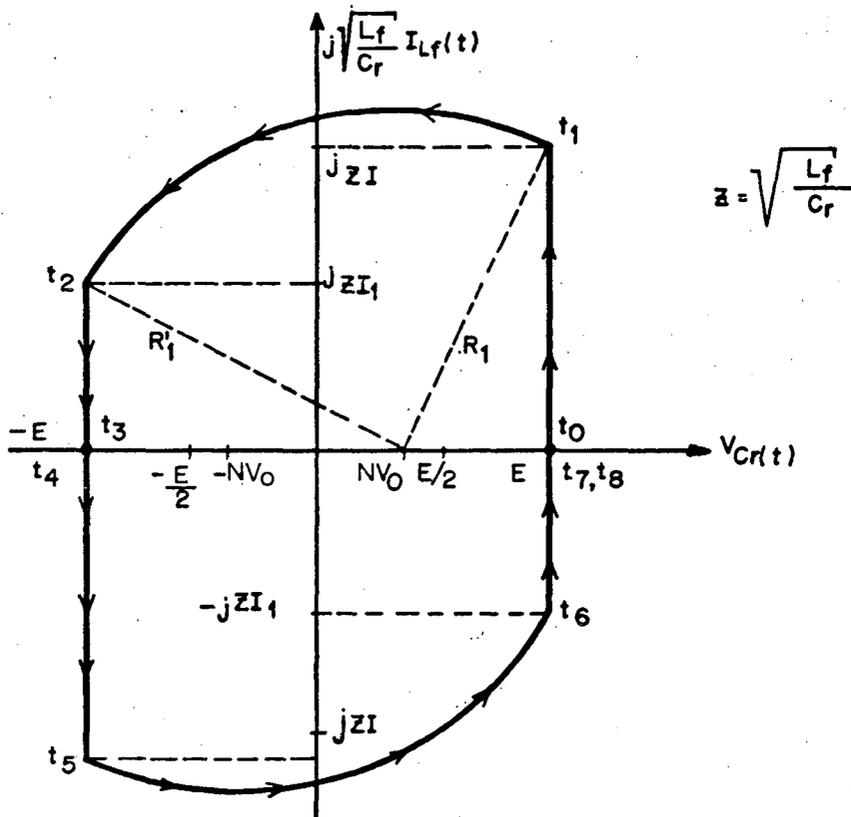


FIGURA 7.9- Plano de Fase.

#### 7.4- ESTUDO DA COMUTAÇÃO NOS TRANSISTORES

O estudo da comutação nos transistores é idêntico ao apresentado no item 5.4.

Se o transformador de isolamento da estrutura, mostrada na figura 7.1.a, for substituído pelo seu modelo equivalente simplificado a estrutura pode ser representado como mostrado na figura 7.1.b.

Pelas considerações feitas, as indutâncias de dispersão são desprezadas e a indutância de magnetização é muito grande

se comparada com " $L_f$ ", podendo ser ignorada. Por outro lado, todo o estudo da comutação dos transistores é feito em relação ao valor da corrente no indutor de filtragem " $L_f$ ", e esta é uma somatória da corrente de magnetização com a corrente transferida ao secundário. Portanto, o efeito que a indutância magnetizante pudesse causar estaria indiretamente sendo considerado.

Pelo que foi mencionado no parágrafo anterior, o estudo da comutação nos transistores para as estruturas isoladas é idêntico ao apresentado para as estruturas não isoladas. A diferença daquele para este, é que a tensão " $V_o$ " deve ser referida ao primário do transformador, resultando em " $N.V_o$ ". Pelo fato do estudo ser idêntico, o mesmo não será apresentado neste capítulo.

#### 7.5- ANÁLISE MATEMÁTICA

O equacionamento das etapas de funcionamento é feito, para determinação dos tempos envolvidos em cada etapa e também para dimensionamento dos semicondutores e componentes em geral.

Se o transformador é confeccionado para que seja o mais próximo do ideal, as não idealidades introduzidas pelo mesmo podem ser desconsideradas. Com isto o equacionamento desenvolvido para o conversor não isolado, é válido também para o isolado, com a diferença de que a tensão de saída " $V_o$ ", é agora " $N.V_o$ ", onde aparece a relação de espiras entre os enrolamentos primário e secundário. Isto está representado na figura 7.1.b. Para o transformador idealizado, as indutâncias de dispersão " $L_{d1}$ " e " $L_{d2}$ " são muito pequenas e podem ser desprezadas, e a indutância magnetizante é bastante grande sendo considerada como um circuito aberto.

7.5.1- 1ª ETAPA (t<sub>0</sub>, t<sub>1</sub>)-CRESCIMENTO LINEAR DE "i<sub>Lf</sub>(t)"

Na figura 7.10, é representado o circuito equivalente a 1ª etapa de funcionamento.

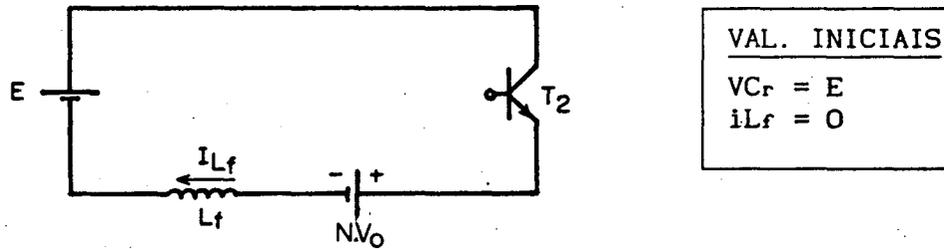


FIGURA 7.10- 1ª etapa de funcionamento (t<sub>0</sub>, t<sub>1</sub>).

Seja a seguinte relação de espiras, mostradas na equação (7.1).

$$N = \frac{N_p}{N_s} \quad (7.1)$$

onde:

"N" - Relação de transformação;

"N<sub>p</sub>" - Espiras primárias;

"N<sub>s</sub>" - Espiras secundárias.

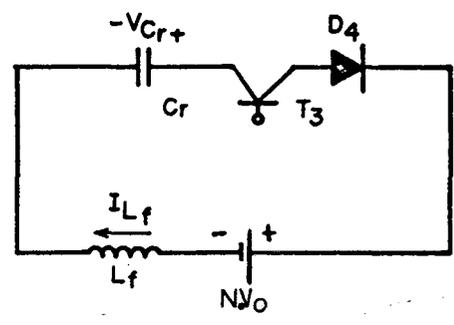
As equações que definem esta etapa são definidas em (7.2) e (7.3).

$$i_{L_f}(t) = \frac{(E - N \cdot V_o)}{L_f} \cdot t \quad (7.2)$$

$$\Delta T_1 = \frac{I \cdot L_f}{(E - N \cdot V_o)} \quad (7.3)$$

7.5.2- 2ª ETAPA (t1, t2) - 1ª ETAPA RESSONANTE

Na figura 7.11 é representado o circuito equivalente a 2ª etapa de funcionamento.



VAL. INICIAIS
$V_{Cr} = E$
$i_{Lf} = I$

FIGURA 7.11- 2ª etapa de funcionamento (t1, t2).

As equações que definem esta 2ª etapa de funcionamento, são mostradas em (7.4), (7.5) e (7.6).

$$V_{Cr}(t) = N \cdot V_o + (E - N \cdot V_o) \cdot \cos \omega t - \frac{I}{C_r \cdot \omega} \cdot \sin \omega t \quad (7.4)$$

$$i_{Lf}(t) = (E - N \cdot V_o) \cdot C_r \cdot \omega \cdot \sin \omega t + I \cdot \cos \omega t \quad (7.5)$$

$$\Delta T_2 = \frac{1}{W_1} \cdot \text{SEN}^{-1} \left\{ \frac{4 \cdot N \cdot q}{(\alpha + \alpha_1) N \cdot q + (\alpha - \alpha_1)} \right\} \quad (7.6)$$

Onde:

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I}{E} \quad ; \quad \alpha_1 = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I_1}{E} \quad ; \quad q = \frac{V_o}{E} \quad ; \quad W_1 = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_r}}$$

### 7.5.3- 3ª ETAPA (t<sub>2</sub>, t<sub>3</sub>)-DECRÉSCIMO LINEAR DE "i<sub>Lf</sub>(t)"

O circuito equivalente da 3ª etapa de funcionamento é mostrado na figura 7.12.

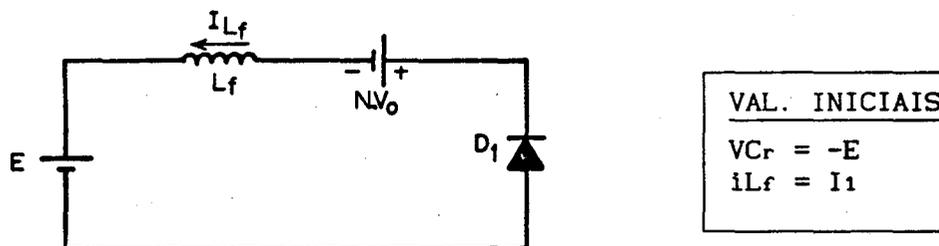


FIGURA 7.12- 3ª etapa de funcionamento (t<sub>2</sub>, t<sub>3</sub>).

As equações que representam esta etapa estão definidas em (7.7) e (7.8).

$$i_{L_f}(t) = I_1 - \frac{(E + N \cdot V_o)}{L_f} \cdot t \quad (7.7)$$

$$\Delta T_3 = \frac{I_1 \cdot L_f}{(E + N \cdot V_o)} \quad (7.8)$$

7.5.4- 4ª ETAPA (t<sub>3</sub>, t<sub>4</sub>) - CONTROLE DE DEFASAMENTO "D<sub>x</sub>"

O tempo de controle de defasamento "D<sub>x</sub>", é um tempo com duração pré-definida. O mesmo é mostrado em (7.9).

$$\Delta T_4 = \Delta T_x = \frac{\Delta T}{2} \quad (7.9)$$

Onde :

$$D_x = \frac{\Delta T_x}{T} \quad (7.10)$$

7.5.5- 5ª ETAPA (t<sub>4</sub>, t<sub>5</sub>)-CRESCIMENTO LINEAR DE "i<sub>Lf</sub>(t)"

Na figura 7.13, está mostrado o circuito equivalente a 5ª etapa de funcionamento.

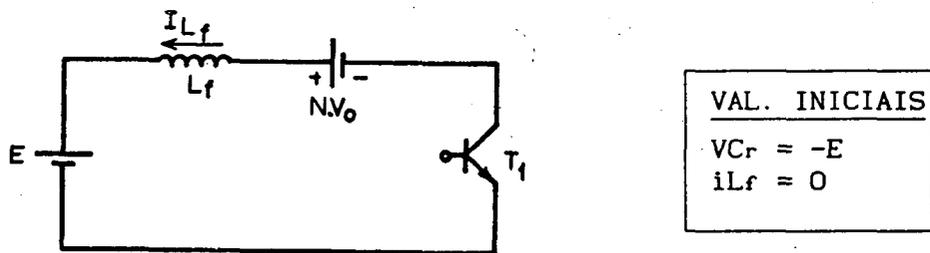


FIGURA 7.13- 5ª etapa de funcionamento (t<sub>4</sub>, t<sub>5</sub>).

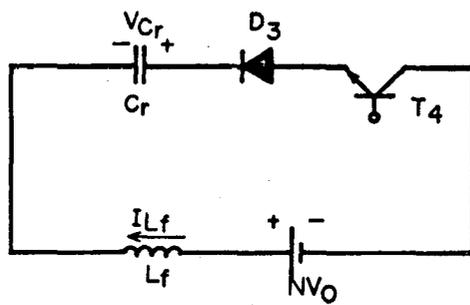
As equações que representam a 5ª etapa de funcionamento são mostradas em (7.11) e (7.12).

$$i_{L_f}(t) = - \frac{(E-N \cdot V_o)}{L_f} \cdot t \quad (7.11)$$

$$\Delta T_5 = \frac{I \cdot L_f}{(E-N \cdot V_o)} \quad (7.12)$$

### 7.5.6- 6ª ETAPA (t<sub>5</sub>, t<sub>6</sub>) - 2ª ETAPA RESSONANTE

O circuito equivalente a 6ª etapa de funcionamento, está representado na figura 7.14.



VAL. INICIAIS

$$V_{Cr} = -E$$

$$i_{L_f} = -I$$

FIGURA 7.14- 6ª etapa de funcionamento (t<sub>5</sub>, t<sub>6</sub>).

As equações que definem esta etapa são mostradas em (7.13), (7.14) e (7.15).

$$V_{Cr}(t) = -N \cdot V_o - (E-N \cdot V_o) \cdot \cos \omega_1 t + \frac{I}{C_r \cdot \omega_1} \cdot \sin \omega_1 t \quad (7.13)$$

$$i_{L_f}(t) = -(E - N \cdot V_o) \cdot C_r \cdot \omega_1 \cdot \text{SEN } \omega_1 t - I \cdot \text{COS } \omega_1 t \quad (7.14)$$

$$\Delta T_6 = \frac{1}{\omega_1} \cdot \text{SEN}^{-1} \left\{ \frac{4 \cdot N \cdot q}{(\alpha + \alpha_1) \cdot N \cdot q + (\alpha - \alpha_1)} \right\} \quad (7.15)$$

7.5.7- 7ª ETAPA ( $t_6, t_7$ )-DECRÉSCIMO LINEAR DE "i<sub>L<sub>f</sub></sub>(t)"

Na figura 7.15, está representada a 7ª etapa de funcionamento.

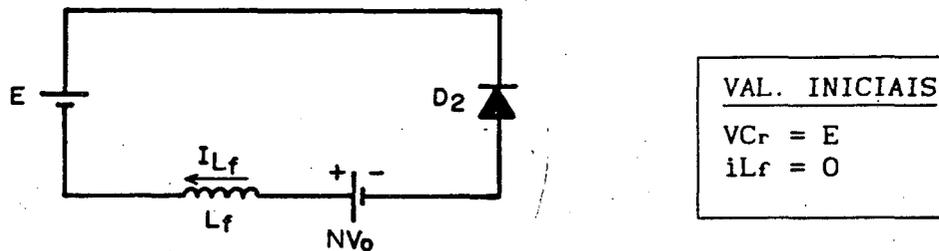


FIGURA 7.15- 7ª etapa de funcionamento ( $t_6, t_7$ ).

As equações que definem esta etapa são mostradas em (7.16) e (7.17).

$$i_{L_f}(t) = -I_1 + \frac{(E + N \cdot V_o)}{L_f} \cdot t \quad (7.16)$$

$$\Delta T_7 = \frac{I_1 \cdot L_f}{(E + N \cdot V_o)} \quad (7.17)$$

#### 7.5.8- 8ª ETAPA ( $t_7, t_8$ ) - CONTROLE DE DEFASAMENTO " $D_y$ "

O tempo de controle de defasamento " $D_y$ " é um tempo com duração pré-definida. O mesmo é mostrado em (7.18).

$$\Delta T_8 = \Delta T_y = \frac{\Delta T}{2} \quad (7.18)$$

Onde:

$$D_y = \frac{\Delta T_y}{T} \quad (7.19)$$

#### 7.5.9- DETERMINAÇÃO DA CORRENTE " $I_1$ "

O valor da corrente " $I_1$ ", é determinado, através do plano de fase, mostrado na figura 7.9. Com o uso de relações trigonométricas que envolvam os raios " $R_1$ " e " $R_1'$ ", é possível obter a expressão (7.20), que define o valor da corrente " $I_1$ " parametrizada.

$$\alpha_1 = \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot N \cdot q} \quad (7.20)$$

#### 7.5.10- DETERMINAÇÃO DO VALOR DO CAPACITOR DE COMUTAÇÃO "Cr"

A determinação do capacitor "Cr" é idêntica a determinação deste capacitor para as estruturas não isoladas, mostrada no item 5.5.10. Na equação (7.21), é definida a expressão que determina o valor de "Cr".

$$C_r = \frac{1.0.015.T}{2.E} \quad (7.21)$$

#### 7.6- DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS IMPORTANTES PARA PROJETO

Quando da realização de um projeto de uma estrutura, é necessário que se conheça os valores de tensão e corrente a que estarão submetidos os semicondutores para que os mesmos sejam especificados. A seguir, são mostradas as expressões que definem estes parâmetros.

##### 7.6.1- PARÂMETROS PARA OS TRANSISTORES "T1" E "T2"

###### 7.6.1.1- TENSÃO MÁXIMA

A tensão máxima que os transistores "T1" e "T2", são submetidos é mostrada na equação (7.22)

$$V_{T1, T2 \text{ MAX}} = 2.E \quad (7.22)$$

### 7.6.1.2- CORRENTE MÉDIA

A expressão (7.23), define a corrente média nos transistores "T1" e "T2".

$$I_{T1, T2 \text{ MD}} = \frac{I^2 \cdot L_f \cdot F}{2 \cdot E \cdot (1 - N \cdot q)} \quad (7.23)$$

### 7.6.1.3- CORRENTE EFICAZ

A expressão (7.24), define a corrente eficaz nos transistores "T1" e "T2".

$$I_{T1, T2 \text{ EF}} = \sqrt{\frac{I^3 \cdot L_f \cdot F}{3 \cdot E \cdot (1 - N \cdot q)}} \quad (7.24)$$

## 7.6.2- PARÂMETROS PARA OS TRANSISTORES "T3" e "T4"

### 7.6.2.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão a que são submetidos os transistores "T3", e "T4" é dada pela expressão (7.25).

$$V_{T3, T4 \text{ MAX}} = (E - N \cdot V_o) \quad (7.25)$$

### 7.6.2.2- CORRENTE MÉDIA

Os transistores "T3" e "T4" são submetidos a uma corrente média, cuja expressão é definida em (7.26).

$$I_{T3, T4 \text{ MD}} = (1-N.q).E.F.Cr. (1-\text{COS } W_1\Delta T_2) + \frac{I.F}{W_1} . \text{SEN } W_1\Delta T_2 \quad (7.26)$$

### 5.6.2.3- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz nos transistores "T3" e "T4" é definida em (7.27).

$$I_{T3, T4 \text{ EF}} = \left\{ \frac{1}{T} \cdot \left\{ \left\{ (E-N.V_0)^2.Cr^2.W_1^2 + I^2 \right\} \cdot \frac{\Delta T_2}{2} + \left\{ \frac{-(E-N.V_0)^2.Cr^2.W_1^2 + I^2}{4.W_1} \right\} \cdot \right. \right. \\ \left. \left. \cdot \text{SEN } 2W_1\Delta T_2 + (E-N.V_0).Cr.I. \text{SEN}^2 W_1\Delta T_2 \right\} \right\}^{0,5}$$

(7.27)

### 7.6.3- PARÂMETROS PARA OS DIODOS "D1", "D2"

#### 7.6.3.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão a que são submetidos os diodos "D1" e "D2" é definida em (7.28).

$$VD_{1,D2} \text{ MAX} = 2.E$$

(7.28)

#### 7.6.3.2- CORRENTE MÉDIA

A corrente média, a que são submetidos os diodos "D1" e "D2" é mostrada na expressão (7.29).

$$ID_{1,D2} \text{ MD} = \frac{I_1^2 \cdot F \cdot L_f}{2 \cdot (E + N \cdot V_o)}$$

(7.29)

#### 7.6.3.3- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz, a que são submetidos os diodos "D1", "D2" é mostrada na expressão (7.30).

$$ID_{1,D2} \text{ EF} = \sqrt{\frac{I_1^3 \cdot F \cdot L_f}{3 \cdot (E + N \cdot V_o)}}$$

(7.30)

### 7.6.4- PARÂMETROS PARA OS DIODOS "D3", "D4"

#### 7.6.4.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão a que são submetidos os diodos "D3" e

"D4" é dada pela expressão (7.31).

$$VD_{3,D4 \text{ MAX}} = (E - N.V_0) \quad (7.31)$$

#### 7.6.4.2- CORRENTE MÉDIA

Os diodos "D3" e "D4" são submetidos a uma corrente média, definida pela expressão (2.73).

$$ID_{3,D4 \text{ MD}} = (1-N.q).E.F.C_r.(1-\cos W_1\Delta T_2) + \frac{I.F}{W_1}.\text{SEN } W_1\Delta T_2 \quad (7.32)$$

#### 7.6.4.3- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz nos diodos "D3" e "D4" é definida pela expressão (7.33).

$$ID_{3,D4 \text{ EF}} = \left[ \frac{1}{T} \cdot \left\{ \left\{ (E-N.V_0)^2.C_r^2.W_1^2 + I^2 \right\} \cdot \frac{\Delta T_2}{2} + \left\{ \frac{-(E-N.V_0)^2.C_r^2.W_1^2 + I^2}{4.W_1} \right\} \cdot \left. \left. \text{SEN } 2W_1\Delta T_2 - (E-N.V_0).C_r.I.\text{SEN}^2 W_1\Delta T_2 \right\} \right\} \right]^{0,5}$$

(7.33)

## 7.6.5-PARÂMETROS PARA OS DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

### 7.6.5.1- TENSÃO MÁXIMA

A máxima tensão a que estes componentes são submetidos é dada pela expressão (7.34).

$$V_{D5, D6 \text{ MAX}} = V_o \quad (7.34)$$

### 7.6.5.2- CORRENTE MÉDIA

A corrente média nos diodos retificadores de saída é mostrada em (7.35).

$$I_{D5, D6 \text{ MED}} = \frac{L_f \cdot F}{2 \cdot E} \cdot \left( \frac{I^2}{(1-N \cdot q)} + \frac{I_1^2}{(1+N \cdot q)} \right) + (1-N \cdot q) \cdot E \cdot F \cdot Cr \cdot (1 - \cos W_1 \cdot \Delta t_2) + \frac{I \cdot F}{W_1} \cdot \text{SEN } W_1 \cdot \Delta t_2$$

(7.35)

### 7.6.5.3- CORRENTE EFICAZ

A corrente eficaz a que são submetidos os diodos retificadores de saída é mostrado em (7.36).

$$\begin{aligned}
 I_{D5, D6} \text{ EF} = & \left[ \frac{L_f \cdot F}{3 \cdot E} \cdot \left( \frac{I^3}{(1-N \cdot q)} + \frac{I_1^3}{(1+N \cdot q)} \right) + F \cdot \left\{ \left\{ (E-N \cdot V_0)^2 \cdot C_r^2 \cdot W_1^2 + I^2 \right\} \cdot \frac{\Delta T_2}{2} + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \left\{ \frac{-(E-N \cdot V_0)^2 \cdot C_r^2 \cdot W_1^2 + I^2}{4 \cdot W_1} \right\} \cdot \text{SEN } 2W_1 \Delta T_2 + (E-N \cdot V_0) \cdot C_r \cdot I \cdot \text{SEN}^2 W_1 \Delta T_2 \right\} \right]^{0,5}
 \end{aligned}$$

(7.36)

### 7.7- METODOLOGIA DE PROJETO

A metodologia desenvolvida para projeto dos conversores isolados é baseada nas análises feitas neste capítulo e nas análises desenvolvidas no capítulo "3", para as estruturas isoladas. Esta metodologia considera que o transformador deva ser, de tal forma que as não idealidades sejam mínimas. Isto é, as indutâncias de dispersão são praticamente nulas e a indutância magnetizante seja tão grande quanto possível.

Nesta metodologia há algumas grandezas as quais são definidas como "Parâmetros de entrada do conversor" e que são fornecidas pelo projetista.

O projeto é feito para a maior razão cíclica "D1" possível de operação, ou seja, o menor tempo de controle de defasamento "D" que garanta o funcionamento normal da estrutura. O tempo de controle de defasamento "D", é igual a soma dos tempos "Dx" e "Dy". Este tempo mínimo para "D" é fixado pelo projetista em função dos componentes que o mesmo deseja trabalhar, porque os tempos inerentes a entrada em condução e bloqueio dos transistores, variam em função do tipo a ser usado.

Conforme já foi mencionado no item 4.7, em todo

conversor meia ponte, o projeto da estrutura deve prever a existência de um capacitor de filtragem da componente "CC" de corrente, em série com a carga. Esta componente contínua aparece devido a diferença dos tempos de comutação dos transistores.

#### 7.7.1- PROCEDIMENTO PARA O PROJETO

O procedimento para projeto, desta estrutura, consiste dos seguintes passos:

##### 1º PASSO:

Define-se os parâmetros de entrada do conversor, que são:

- Tensão de alimentação "E";
- Tensão de saída "Vo";
- Potência de saída "Po";
- Frequência de chaveamento "F";
- Relação de transformação "N".

##### 2º PASSO:

Estipula-se um valor mínimo para os tempos de controle de defasamento, isto é, "D<sub>MIN</sub>". No caso:

$$D_{MIN} = D_X \text{ MIN} + D_Y \text{ MIN} \quad (7.37)$$

##### 3º PASSO:

Determina-se o valor da corrente média na carga.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (7.38)$$

#### 4º PASSO:

Determina-se a corrente máxima de pico "I" que circula pelo primário do transformador, através da equação (3.13).

$$I_{MAX} = \frac{2 \cdot I_o / N}{(1 - D_{MIN})} \quad (7.39)$$

#### 5º PASSO:

Determinação do valor do capacitor "Cr", o qual é dado pela equação (7.21).

$$C_r = \frac{I_{MAX} \cdot 0.015 \cdot T}{2 \cdot E} \quad (7.40)$$

#### 6º PASSO:

Determinação do valor do indutor de filtragem, dado pela expressão (3.14).

$$L_f = \frac{(1 - D_{MIN})^2 \cdot E \cdot (1 - N^2 \cdot q^2)}{8 \cdot f \cdot I_o / N} \quad (7.41)$$

#### 7º PASSO:

Determinação do valor da corrente "I1", pela expressão (7.42). Para o conversor operar corretamente deve-se garantir que " $\alpha \geq 2 \cdot \sqrt{N \cdot q}$ ".

$$\alpha_1 = \sqrt{\alpha^2 - 4 \cdot N \cdot q} \quad (7.42)$$

Onde:

$$N = \frac{N_p}{N_s} \quad (7.43)$$

$$q = \frac{V_o}{E} \quad (7.44)$$

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I_1}{E} \quad (7.45)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot \frac{I}{E} \quad (7.46)$$

### 8º PASSO:

Para o cálculo do capacitor série de filtragem da componente "CC", são usadas duas expressões, mostradas em (7.47) e (7.48). O valor a ser utilizado deve ser o maior valor obtido pelas expressões.

$$C_s \geq \frac{4}{\pi^2 \cdot F^2 \cdot L_f} \quad (7.47)$$

$$C_s \geq \frac{I_c}{2 \cdot F \cdot \Delta V_c} \quad (7.48)$$

$$\text{Onde :} \quad 0.1 \cdot (2 \cdot E) \geq \Delta V_c \geq 0.05 \cdot (2 \cdot E) \quad (7.49)$$

$$I_c = \frac{3 \cdot P_{out}}{2 \cdot E} \quad (7.50)$$

### 9º PASSO:

Calcula-se os valores máximos das correntes e tensões a que são submetidos os componentes através das equações já desenvolvidas e relatadas a seguir.

TRANSISTORES "T1", "T2"      Tensão máxima - eq. (7.22).

Corrente média - eq. (7.23).

Corrente eficaz - eq. (7.24)

TRANSISTORES "T3", "T4"      Tensão máxima - eq. (7.25).

Corrente média - eq. (7.26).

Corrente eficaz - eq. (7.27).

DIODOS "D1", "D2"      Tensão máxima - eq. (7.28).

Corrente média - eq.(7.29).

Corrente eficaz - eq.(7.30).

DIODOS "D3", "D4"

Tensão máxima - eq.(7.31).

Corrente média - eq.(7.32).

Corrente eficaz - eq.(7.33).

DIODOS "D5", "D6"

Tensão máxima - eq.(7.34).

Corrente média - eq.(7.35).

Corrente eficaz - eq.(7.36).

10<sup>o</sup> PASSO:

Calcula-se a duração dos pulsos de gatilho para os transistores como mostrados a seguir:

$$\text{TRANSISTOR "T1": } PT_1 = \Delta T_5 \quad (7.51)$$

$$\text{TRANSISTOR "T2": } PT_2 = \Delta T_1 \quad (7.52)$$

$$\text{TRANSISTOR "T3": } PT_3 = \frac{\Delta T_1}{3} + \Delta T_2 + \frac{\Delta T_3}{3} \quad (7.53)$$

$$\text{TRANSISTOR "T5": } PT_4 = \frac{\Delta T_5}{3} + \Delta T_6 + \frac{\Delta T_7}{3} \quad (7.54)$$

11<sup>o</sup> PASSO:

Após calculada a duração dos pulsos de gatilho, calcula-se agora o instante de disparo dos transistores. Como o instante inicial de disparo dos transistores são utilizados nas simulações e na elaboração do protótipo, define-se aqui como instante inicial, o disparo do transistor "T2".

$$\text{TRANSISTOR "T2" : } TD_{T_1} = 0^\circ \quad (7.55)$$

$$\text{TRANSISTOR "T}_1\text{" : TD T}_2 = 180^\circ \quad (7.56)$$

$$\text{TRANSISTOR "T}_3\text{" : TD T}_3 = \frac{2 \cdot \Delta T_1}{3} \quad (7.57)$$

$$\text{TRANSISTOR "T}_4\text{" : TD T}_4 = 180^\circ + \frac{2 \cdot \Delta T_5}{3} \quad (7.58)$$

12º PASSO:

Calcula-se agora o transformador [16]. O tipo de transformador a ser utilizado é mostrado na figura 7.17.

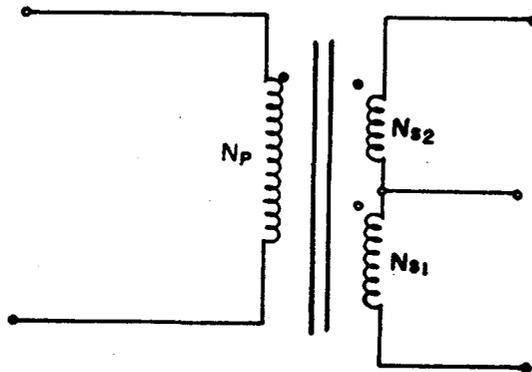


FIGURA 7.17- Estrutura do transformador.

Em função da falta de opções existentes no mercado nacional quanto aos materiais ferro-magnéticos, a definição dos núcleos de ferrite a serem utilizados se restringe apenas aos confeccionados com o material "IP-6" [16], [17].

Para projeto do transformador, é necessário que sejam conhecidas as grandezas relacionadas abaixo.

- Tensão de alimentação "E";

- Potência de saída "Po";
- Tensão de saída "Vo";
- Razão cíclica máxima "D<sub>1MAX</sub>";
- Corrente de pico no primário ;
- Corrente eficaz do primário ;
- Freqüência de chaveamento "F";
- Densidade de corrente " J " ( J = 450 A/cm<sup>2</sup> );
- Densidade de fluxo magnético " ΔB " (ΔB = 0.2);
- Kw = 0,4;
- Kp = 0,41;

O cálculo do núcleo de ferrite é dado pela expressão

(7.59).

$$A_E \cdot A_W = \frac{1.5 \cdot (P_{OUT}) \cdot 10^4}{K_P \cdot K_W \cdot J \cdot F \cdot \Delta B} \quad (7.59)$$

Com o valor de "A<sub>E</sub>.A<sub>W</sub> ", definido em (7.59), procura-se em catálogo de núcleos de Ferrite, um núcleo cujo "A<sub>E</sub>.A<sub>W</sub>" seja maior que o valor calculado acima.

Com o núcleo de Ferrite definido, calcula-se o n<sup>o</sup> de espiras primárias, definidas pela expressão (7.60).

$$N_P = \frac{E}{2 \cdot A_E \cdot \Delta B \cdot F} \quad (7.60)$$

Onde:

A<sub>E</sub> - fornecido pelo fabricante (cm<sup>2</sup>);

ΔB - valor máximo adotado para densidade de fluxo

magnético.

Calcula-se agora as espiras secundárias, pela expressão (7.61).

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{1.1(V_o + V_f \cdot D_1 \text{ MAX})}{E \cdot D_1 \text{ MAX}} \quad (7.61)$$

Onde:

"V<sub>o</sub>" - Tensão de saída;

"V<sub>f</sub>" - Tensão de condução dos diodos de saída;

"D<sub>1MAX</sub>" - Razão cíclica máxima.

Se o valor de "N<sub>s</sub>" for fracionário, deve-se adotar o primeiro valor inteiro superior ao valor fracionário calculado. Com isto devem ser recalculadas as espiras primárias, pela expressão (7.62).

$$N_p = N \cdot N_s \quad (7.62)$$

Deve ser recalculado também o valor da indução magnética para o novo valor das espiras primárias. Este novo valor tem que ser menor que o valor limite adotado.

Deve ser calculado a seguir a bitola do "fio" a ser utilizado nos enrolamentos. Quando a frequência de operação é elevada, a corrente que circula pelos enrolamentos do transformador, circula apenas na periferia dos condutores, devido ao efeito pelicular.

Quando a profundidade de penetração da corrente for menor que o raio do condutor especificado, deve-se associar condutores em paralelo. A equação que define a profundidade de penetração em função da frequência, para o cobre, é mostrada na expressão (7.63) [16].

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{F}} \quad (7.63)$$

Onde:

" $\Delta$ "  $\Rightarrow$  cm.

"F"  $\Rightarrow$  Hz.

O diâmetro do fio a ser utilizado, é definido em (7.64).

$$\varnothing \text{ FIO} \geq 2 \cdot \Delta \quad (7.64)$$

Uma vez definido o fio a ser utilizado, deve-se calcular agora o número de fios a serem utilizados por espiras, em função da corrente eficaz que irá circular pelo enrolamento. O cálculo do número de fios é mostrado na expressão (7.65).

$$N^{\circ} \text{ FIOS} = \frac{SP}{S_{\text{FIO}}} \quad (7.65)$$

Onde:

- " SP " : Seção total dos condutores.

- " S FIO " : Seção do fio a ser utilizado.

O valor de " SP " é dado pela expressão (7.66).

$$S_P = \frac{I_{EF}}{J_{SP}} \quad (7.66)$$

Onde:

- "I EF": Corrente eficaz que circula pelo enrolamento.
- "J SP": Densidade de corrente no enrolamento em função do núcleo utilizado.

O valor de " J SP " é dado pela expressão (7.67).

$$J_{SP} = J \cdot (A_E \cdot A_W)^{-0,125} \quad (7.67)$$

Onde:

- "J": Densidade de corrente adotada.
- "A E " e "A W " : Fornecido pelo fabricante do núcleo a ser utilizado.

Uma vez definidos todos os enrolamentos a serem utilizados, deve-se calcular a área de ocupação da janela do núcleo, pelos enrolamentos que compõe o transformador. Devido ao número de fios por espiras, existe muita área da janela do núcleo que é desperdiçada em função dos espaços vazios formados entre os fios. Com isto deve-se limitar a taxa de ocupação da janela do núcleo em torno de 30% a 35% no máximo, devido a transposição dos fios dos enrolamentos primário e secundário. A taxa de ocupação do núcleo é mostrada em (7.68).

$$\% \text{ OCUPAÇÃO} = \frac{(N_1 \cdot N_{FE1} \cdot S_{FI01} + N_2 \cdot N_{FE2} \cdot S_{FI02}) \cdot 100}{A_W} \quad (7.68)$$

Onde :

"N<sub>1</sub>" ⇒ Número de espiras primárias;

"N<sub>FE1</sub>" ⇒ Número de fios por espiras primárias;

"S<sub>FI01</sub>" ⇒ Seção do fio utilizado no enrolamento primário;

"N<sub>2</sub>" ⇒ Número de espiras secundárias;

"N<sub>FE2</sub>" ⇒ Número de fios por espiras secundárias;

"S<sub>FI02</sub>" ⇒ Seção do fio utilizado no enrolamento secundário.

Se a taxa de ocupação da janela for maior que o valor máximo permitido, deve-se adotar um novo núcleo, maior que o primeiro e recalcular todos os valores mostrados, a partir da expressão (7.59).

#### 7.7.2- EXEMPLO DE PROJETO

Com a finalidade de exemplificar o procedimento adotado para projeto desta estrutura, bem como a verificação do funcionamento desta estrutura, é feito um projeto mostrado a seguir.

##### 1<sup>o</sup> PASSO:

Os parâmetros de entrada do conversor são:

- Tensão de alimentação: "E = 150 V".
- Tensão de saída: "V<sub>o</sub> = 70 V".
- Potência de saída : "P<sub>o</sub> = 560 W".
- Frequência de chaveamento: "F = 100 KHz".
- Relação de transformação "N = 1" ( 1:1 ).

2º PASSO:

O valor adotado para o tempo mínimo de defasamento é de:

$$D_{\text{MIN}} = 0,1 \quad \therefore \quad D_x = D_y = 0,05$$

3º PASSO:

A corrente média na carga, será :

$$I_o = 8 \text{ A.}$$

4º PASSO:

A máxima corrente de pico que circula pelo primário do transformador é:

$$I_{\text{MAX}} = 17,8 \text{ A.}$$

5º PASSO:

O valor calculado para o capacitor ressonante "Cr" é :

$$C_r \cong 6 \text{ } \eta\text{F.}$$

O valor comercial a ser adotado será,  $C_r = 6,2 \text{ } \eta\text{F.}$

6º PASSO:

O valor calculado para o indutor de filtragem é:

$$L_f = 15 \text{ } \mu\text{H.}$$

7º PASSO:

O valor da corrente "I1" é:

$$I_1 = 17,3 \text{ A.}$$

8º PASSO:

A determinação do capacitor série de filtragem da componente "CC" é dada por:

$$C_s \geq 2,7 \mu F.$$

$$C_s \geq 1,17 \mu F.$$

O valor comercial a ser adotado será  $C_s = 3,3 \mu F$ .

9º PASSO:

Calcula-se os valores máximo das correntes e tensões a que estarão submetidos os semicondutores.

"T1, T2": Tensão máxima : 300 V.  
Corrente média : 2,9 A.  
Corrente eficaz : 5,93 A.

"T3, T4": Tensão máxima : 80 V.  
Corrente média : 0,3 A.  
Corrente eficaz : 1,73 A.

"D1, D2": Tensão máxima : 300 V.  
Corrente média : 2,8 A.  
Corrente eficaz : 5,68 A.

"D3, D4": Tensão máxima : 80 V.  
Corrente média : 0,3 A.  
Corrente eficaz : 1,73 A.

"D5, D6": Tensão máxima : 70 V.  
Corrente média : 6 A.  
Corrente eficaz : 13,34 A.

10<sup>o</sup> PASSO:

A duração dos pulsos de gatilho, para os transistores será:

"T1":  $PT_1 = 121,7^\circ$   
"T2":  $PT_2 = 121,7^\circ$   
"T3":  $PT_3 = 57^\circ$   
"T4":  $PT_4 = 57^\circ$

11<sup>o</sup> PASSO:

Os instantes em que os transistores são habilitados estão definidos a seguir.

"T1":  $TD = 0^\circ$   
"T2":  $TD = 181^\circ$   
"T3":  $TD = 81^\circ$   
"T4":  $TD = 261^\circ$

12<sup>o</sup> PASSO:

Para projeto deste transformador é necessário conhecer as seguintes grandezas:

$$E = 150 \text{ V} ; I_{\text{PICO PRIM.}} = 17,8 \text{ A} ; V_0 = 70 \text{ V} ; I_{\text{EF PRIM.}} = 10 \text{ A}$$

$$P_0 = 560 \text{ W} ; F = 100 \text{ KHz} ; D_1 \text{ MAX} = 0,36 ; J = 450 \text{ A cm}^2$$

$$k_w = 0,4 ; \Delta B = 0,3 ; k_p = 0,41$$

O cálculo do núcleo de ferrite é dado pela expressão (7.59).

$$A_E \cdot A_W = 3,794 \text{ cm}^2.$$

Através de catálogo de núcleos de ferrite [17], adota-se o seguinte núcleo:

$$E-42/15 \quad \therefore \quad A_E \cdot A_W = 4,7 \text{ cm}^4.$$

$$A_E = 181 \text{ mm}^2.$$

$$A_W = 157 \text{ mm}^2.$$

O número de espiras primárias é dado por:

$$N_P = 14 \text{ ESPIRAS.}$$

O número de espiras secundárias é dado por:

$$\frac{N_S}{N_P} = N = 1,43 \quad \Rightarrow \quad N_S = 20 \text{ ESPIRAS.}$$

A profundidade de penetração da corrente nos enrolamentos é dada por:

$$\Delta = 0,02372 \text{ cm}$$

Com isto o diâmetro do fio a ser utilizado, é dado por:

$$\varnothing \text{ FIO} \geq 0,0474 \text{ cm.}$$

O fio escolhido é " 25 AWG ", cujas características são as seguintes:

$$\varnothing = 0,048 \text{ cm.}$$

$$I_{EF} = 0,427 \text{ A.}$$

$$\text{Seção} = 0,159 \text{ mm}^2.$$

O valor da densidade de corrente no enrolamento em função do núcleo utilizado é dado por:

$$J_{SP} = 370 \text{ A/cm}^2$$

O valor da superfície total dos condutores é dado por:

$$SP = 0,027 \text{ cm}^2.$$

Com o valor de "Sp", calcula-se o número de fios por espiras, mostrado a seguir:

$$N^{\circ} \text{ Fios por espira} = 17 \text{ FIOS.}$$

Com o cálculo do número de fios por espira calcula-se a composição dos enrolamentos primários e secundários, mostrados a seguir:

PRIMÁRIO  $\Rightarrow$  14 espiras com 17 fios 25 AWG (cada).

SECUNDÁRIO  $\Rightarrow$  20 espiras com 17 fios 25AWG (cada).

A seguir é apresentado o valor calculado para a taxa de ocupação do núcleo.

$$\% \text{ OCUPAÇÃO} = 92 \%$$

Devido a taxa de ocupação ter ultrapassado o valor máximo admitido, deve-se adotar um núcleo com dimensões maiores e recalcular o transformador.

NOVO NÚCLEO ESCOLHIDO:

$$E-55/21 : A_E = 354 \text{ mm}^2.$$

$$A_W = 250 \text{ mm}^2.$$

$$A_E \cdot A_W = 8,85 \text{ cm}^4.$$

Cálculo das espiras primárias:

$$N_p = 7 \text{ ESPIRAS.}$$

Cálculo das espiras secundárias:

$$N_s = 10 \text{ ESPIRAS.}$$

O cálculo da profundidade de penetração, bem como do diâmetro do fio não é alterado, e portanto o fio dimensionado anteriormente também é válido neste novo projeto.

O valor da densidade de corrente no enrolamento em função do núcleo utilizado é dado por:

$$J_{SP} = 342 \text{ A/cm}^2.$$

O valor da superfície total dos condutores é dado por:

$$S_P = 0,029 \text{ cm}^2.$$

Com o valor de "SP", calcula-se o número de fios por espiras, mostrado a seguir:

$$N^{\circ} \text{ Fios por espira} = 18 \text{ FIOS.}$$

Com o número de fios por espiras, calcula-se a composição dos enrolamentos primários e secundários, mostrados a seguir:

PRIMÁRIO:  $\Rightarrow$  7 espiras com 18 fios, 25 AWG (cada).

SECUNDÁRIO:  $\Rightarrow$  10 espiras com 18 fios, 25 AWG (cada).

A seguir é apresentado o cálculo da taxa de ocupação do núcleo.

$$\% \text{ OCUPAÇÃO} = 31 \%$$

Portanto, este transformador poderá ser confeccionado.

O modelo do transformador a ser confeccionado é mostrado na figura 7.18.

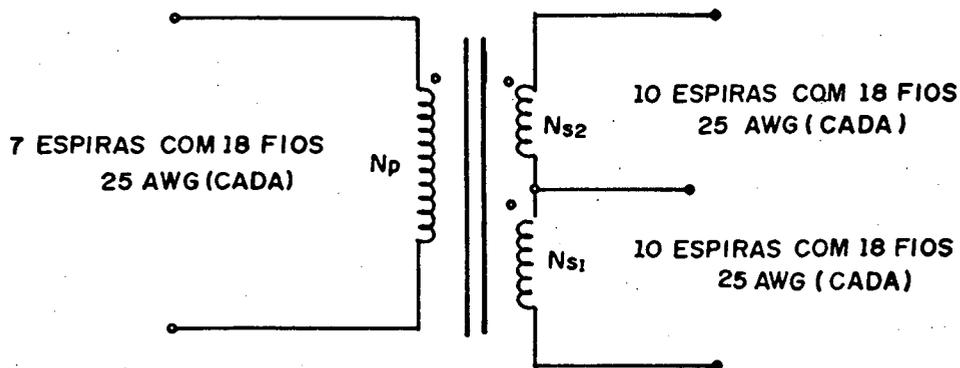


FIGURA 7.18- Modelo do transformador utilizado.

### 7.8- RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A estrutura implementada para verificação do funcionamento da estrutura isolada, é mostrada na figura 7.19. Embora na figura 7.19 os transistores mostrados são do tipo bipolares, na implementação foram utilizados "Mosfet's" de Potência. Da mesma forma a carga "Vo" foi implementada com um filtro capacitivo e uma carga resistiva.

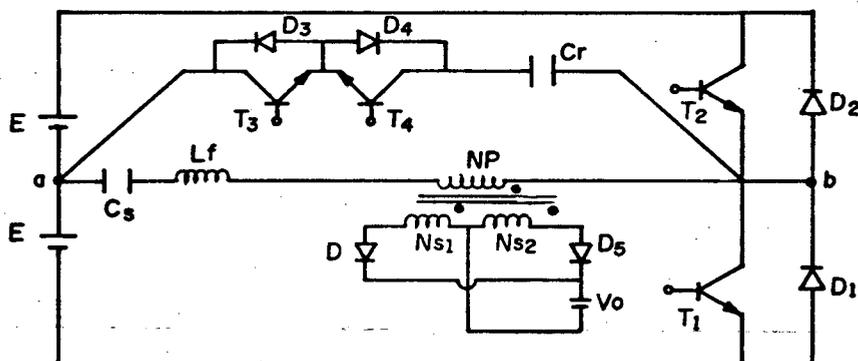


FIGURA 7.19- Estrutura implementada.

A estrutura implementada e mostrada na figura 7.19, possui os seguintes componentes.

$$E_1 = E_2 = 150 \text{ V.}$$

$$C_s = 3,3 \mu\text{F. (POLIPROPILENO).}$$

$$C_r = 6,2 \mu\text{F. (POLIPROPILENO)}$$

$$C_f = 100 \mu\text{F. (ELETROLÍTICO).}$$

$$L_f = 14 \mu\text{H.}$$

$$R_1 = 8,5 \Omega$$

TRANSISTORES : MOSFET'S BUZ 210 (SIEMENS).

DIODOS RETIFICADORES : MUR 3020PT(MOTOROLA).

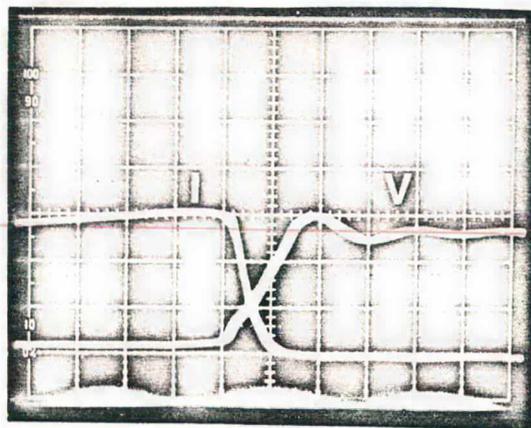
TRANSFORMADOR : RELAÇÃO DE ESPIRAS  $\Rightarrow$  1:1 ( $N_p = 7$  espiras)  
( $N_s = 10$  espiras)

NÚCLEO : E 55-11

As condições em que foram feitas as fotografias, mostradas a seguir, são as seguintes:

$$\left. \begin{array}{l} V_{IN} = 300 \text{ V} \\ I_{IN} = 2,2 \text{ A} \end{array} \right\} P_{IN} = 660 \text{ W.}$$
$$\left. \begin{array}{l} V_{OUT} = 68 \text{ V} \\ I_{OUT} = 8 \text{ A} \end{array} \right\} P_{OUT} = 544 \text{ W.}$$
$$\left. \begin{array}{l} P_{IN} = 660 \text{ W.} \\ P_{OUT} = 544 \text{ W.} \end{array} \right\} \eta = 82,5 \%$$

Nas figura (7.20), (7.21), (7.22),e (7.23) estão representadas as formas de onda obtidas da implementação da estrutura em análise.

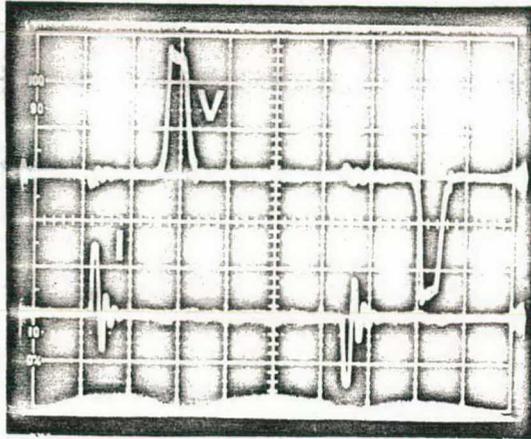


100 V/div.

5 A/div.

100  $\eta$ seg./div.

FIGURA 7.20- Tensão e corrente no MOSFET "T1".

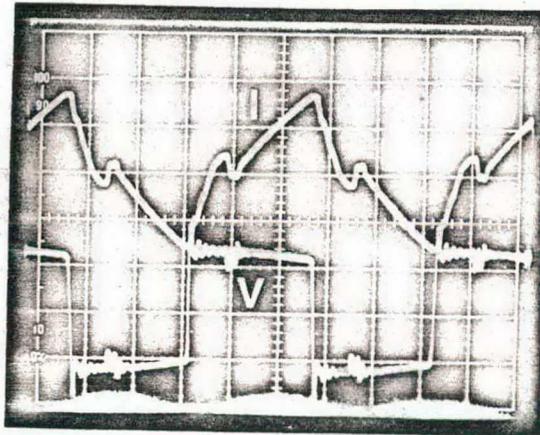


100 V/div.

10 A/div.

1  $\mu$ seg./div.

FIGURA 7.21- Tensão e corrente nas chaves auxiliares "T3" e "T4".

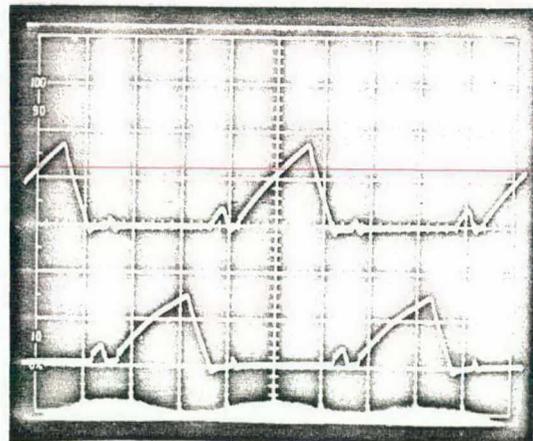


100 V/div.

10 A/div.

2  $\mu$ seg./div.>

FIGURA 7.22- Tensão no capacitor ressonante e corrente no indutor de filtragem.



10 A/div.

2  $\mu$ seg./div.

FIGURA 7.23- Corrente nos enrolamentos secundários.

Fica evidenciado através da figura 7.20 que a comutação nas chaves principais é praticamente não dissipativa. Pela figura 7.21, observa-se que as chaves auxiliares também possuem comutação não dissipativa.

A seguir são apresentados dois ábacos obtidos através da experimentação prática. Na figura 7.24, é mostrado um ábaco que representa a característica de saída ( $V_o * I_o$ ), da estrutura, para vários valores da razão cíclica "D<sub>1</sub>". Na figura 7.25 é mostrado o ábaco representativo do rendimento da estrutura em função da potência entregue a carga, para vários valores de "q" ( $q = \frac{V_o}{E}$ ).

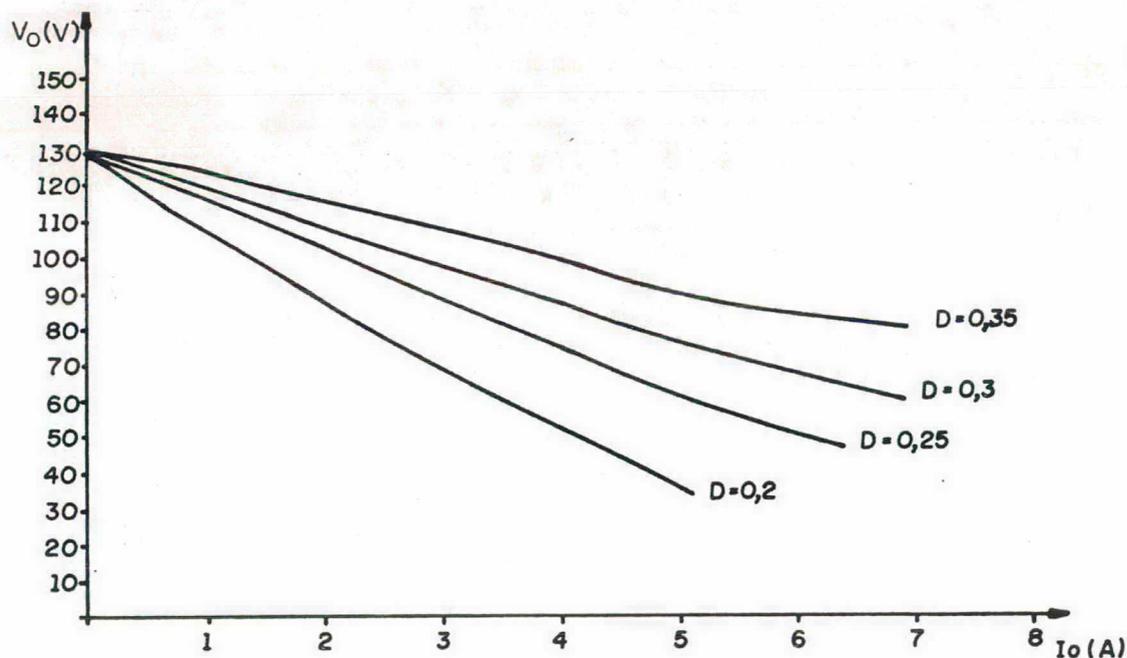


FIGURA 7.24- Característica de saída isolada.

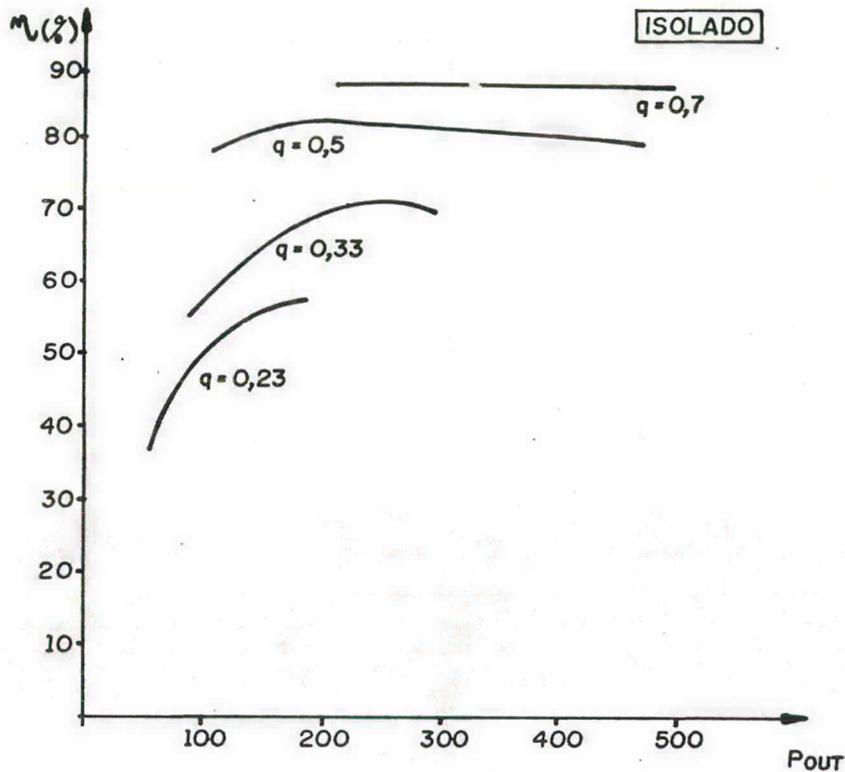


FIGURA 7.25- Rendimento da estrutura isolada.

Conforme era previsto, a introdução do transformador não interfere na comutação das chaves. O transformador confeccionado apresentou uma indutância magnetizante muito maior que a indutância de filtragem, fazendo com que o mesmo praticamente não prejudicasse a transfêrencia de potência para a carga. Os estudos feitos para estas condições são confirmados pelos resultados apresentados.

#### 7.9- PROJETO DE UMA ESTRUTURA ISOLADA COM 2 SAÍDAS

A estrutura isolada com 2 saídas a ser implementada é

mostrada na figura 7.26.

O objetivo desta implementação é observar, a operação das estruturas isoladas com mais de uma saída.

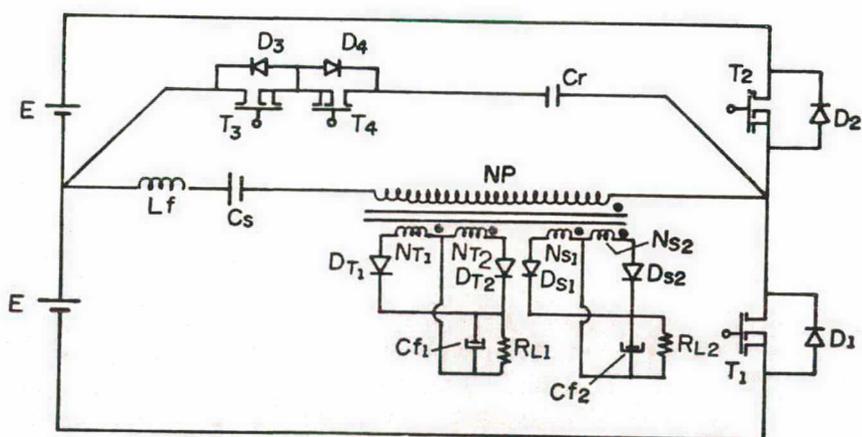


FIGURA 7.26- Estrutura isolada com 2 saídas.

As duas saídas deste transformador, são definidas a seguir.

SAÍDA 1: 12 V ; 20 A ;  $P_o = 240$  W

SAÍDA 2: 5 V ; 50 A ;  $P_o = 250$  W

Os componentes a serem implementados nesta estrutura são os mesmos utilizados na estrutura projetada no item 7.7.2. Apenas o transformador e os componentes no lado do secundário é que são novamente projetados.

### 7.9.1- PROJETO DO TRANSFORMADOR

A estrutura do transformador a ser projetada é mostrada na figura 7.27.

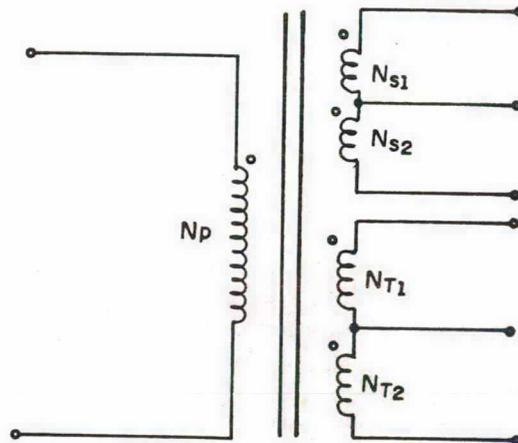


FIGURA 7.27- Estrutura do transformador para 2 saídas.

Os dados para projeto do transformador são os seguintes:

$E = 150 \text{ V}$	$V_{o1} = 5 \text{ V}$	$V_{o2} = 12 \text{ V}$	$P_{out} = 500 \text{ W}$
$I_{pico \text{ PRIM.}} = 15 \text{ A}$	$I_{EF \text{ PRIM.}} = 8 \text{ A}$	$F = 100 \text{ KHz}$	
$D1 \text{ MAX} = 0,35$	$J = 450 \text{ A/cm}^2$	$\Delta B = 0,2 \text{ Teslas}$	
$K_p = 0,41$	$K_w = 0,4$		

O cálculo do núcleo de ferrite é dado pela expressão  
(7.59).

$$A_E \cdot A_W = 5,08 \text{ cm}^4.$$

O núcleo de ferrite escolhido será:

$$\begin{aligned} E-55/21 \quad \Rightarrow \quad A_E &= 3,54 \text{ cm}^2. \\ A_W &= 2,50 \text{ cm}^2. \\ A_E \cdot A_W &= 8,85 \text{ cm}^4. \end{aligned}$$

O número de espiras primárias é dado por:

$$N_P = 11 \text{ ESPIRAS.}$$

O número de espiras secundárias (saída de 5 V) é dada por:

$$\frac{N_S}{N_P} = 0,1106 \quad \Rightarrow \quad N_S = 1,21 \text{ ESPIRAS.}$$

Como este valor é fracionário, adota-se como número de espiras secundárias "2 ESPIRAS". Com isto, recalcula-se o valor das espiras primárias.

$$N_P = \frac{N_S}{0,1106} \quad \therefore \quad N_P = 18 \text{ ESPIRAS.}$$

Deve-se agora recalcular o novo valor de " $\Delta B$ " em função das espiras primárias.

$$\Delta B = 0,12 \text{ TESLAS.}$$

Como este valor é menor que o valor limite adotado ( $\Delta B = 0,2 \text{ TESLAS}$ ) o projeto está correto.

O número de espiras terciárias (saída de 12 V) é dado

por:

$$\frac{N_T}{N_P} = \frac{1,1(V_o + V_F \cdot D_1 \text{ MAX})}{E \cdot D_1 \text{ MAX}} \quad \therefore \quad \frac{N_T}{N_P} = 0,25$$

Com isto tem-se:

$$N_T = 4,5 \text{ ESPIRAS.}$$

A profundidade de penetração da corrente nos enrolamentos é dada por:

$$\Delta = 0,02375 \text{ cm.}$$

Com isto o diâmetro do fio a ser utilizado, é dado por:

$$\varnothing \text{ FIO} \geq 2 \cdot \Delta \quad \therefore \quad \varnothing \text{ FIO} \geq 0,0474 \text{ cm.}$$

O fio escolhido é "25 AWG", cujas características são as seguintes:

$$\varnothing = 0,048 \text{ cm.}$$

$$I_{EF} = 0,427 \text{ A.}$$

$$\text{Seção} = 0,159 \text{ mm}^2.$$

O valor da densidade de corrente nos enrolamentos em função do núcleo utilizado é dado por:

$$J_{SP} = 342 \text{ A/cm}^2$$

O valor da superfície total dos condutores é dado por:

$$\text{PRIMÁRIO:} \quad S_P = 2,26 \text{ mm}^2.$$

$$\text{SECUNDÁRIO:} \quad S_P = 13,22 \text{ mm}^2.$$

TERCIÁRIO:  $S_p = 5,29 \text{ mm}^2$ .

Com os valores de "Sp", calcula-se o número de fios por espira, mostrado a seguir:

PRIMÁRIO: 14 FIOS POR ESPIRA.

SECUNDÁRIO: 83 FIOS POR ESPIRA.

TERCIÁRIO: 33 FIOS POR ESPIRA.

A taxa de ocupação do núcleo, será:

% OCUPAÇÃO = 56 %

Portanto este núcleo, não poderá ser usado.

Novo núcleo escolhido:

E-65/26 :  $A_E = 5,32 \text{ cm}^2$ .

$A_W = 3,70 \text{ cm}^2$ .

$A_E \cdot A_W = 19,68 \text{ cm}^4$ .

Cálculo das espiras primárias:

$N_p = 7$  ESPIRAS.

Cálculo da espiras secundárias:

$N_s = 0,77$  ESPIRAS.

Cálculo das espiras terciárias:

$N_t = 1,8$  ESPIRAS.

Para evitar o uso de espiras fracionárias, adota-se

para o enrolamento secundário:  $N_s = 1$  ESPIRA.

Com isto obtém-se:

$$N_P = 9 \text{ ESPIRAS.}$$

$$N_T = 2.5 \text{ ESPIRAS.}$$

Cálculo das seções dos condutores.

$$J = 310 \text{ A/cm}^2.$$

Cálculo do enrolamento primário

$$S_P = 2.58 \text{ mm}^2.$$

$$N^{\circ} \text{ DE FIOS} = 16 \text{ FIOS POR ESPIRA.}$$

Cálculo do enrolamento secundário:

$$S_P = 13,42 \text{ mm}^2.$$

$$N^{\circ} \text{ DE FIOS} = 80 \text{ FIOS POR ESPIRA.}$$

Cálculo do enrolamento terciário:

$$S_P = 5,88 \text{ mm}^2.$$

$$N^{\circ} \text{ DE FIOS} = 37 \text{ FIOS POR ESPIRA.}$$

A taxa de ocupação do núcleo será:

$$\% \text{ OCUPAÇÃO} = 21 \%.$$

Portanto este transformador poderá ser confeccionado.

O modelo do transformador a ser confeccionado é

mostrado na figura 7.28.

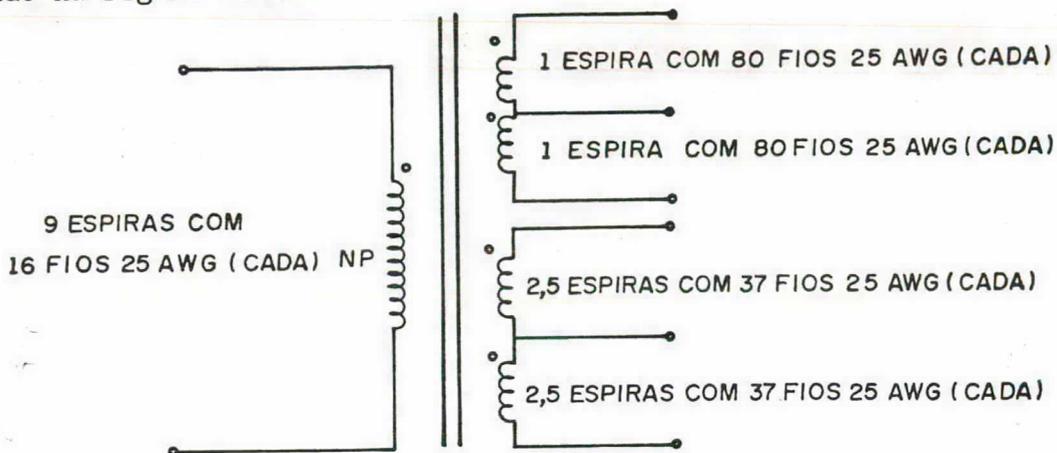


FIGURA 7.28- Modelo do transformador utilizado com "2" saídas.

OBSERVAÇÃO:

Na confecção do transformador não foi dada muita importância com relação a eliminação das indutâncias de dispersão e outras não idealidades, para observar a utilização destas grandezas em substituição do indutor de filtragem calculado.

7.9.2- CÁLCULO DO CAPACITOR DE SAÍDA

Seja a seguinte configuração do estágio de saída, mostrada na figura 7.29.

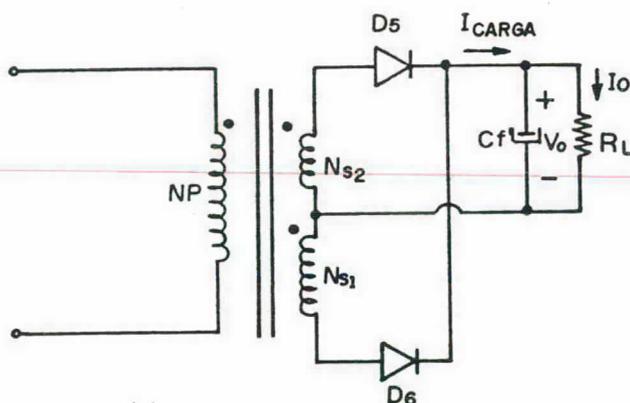


FIGURA 7.29- Estágio de saída da estrutura isolada.

As formas de onda idealizada para o estágio de saída, são mostradas na figura 7.30.

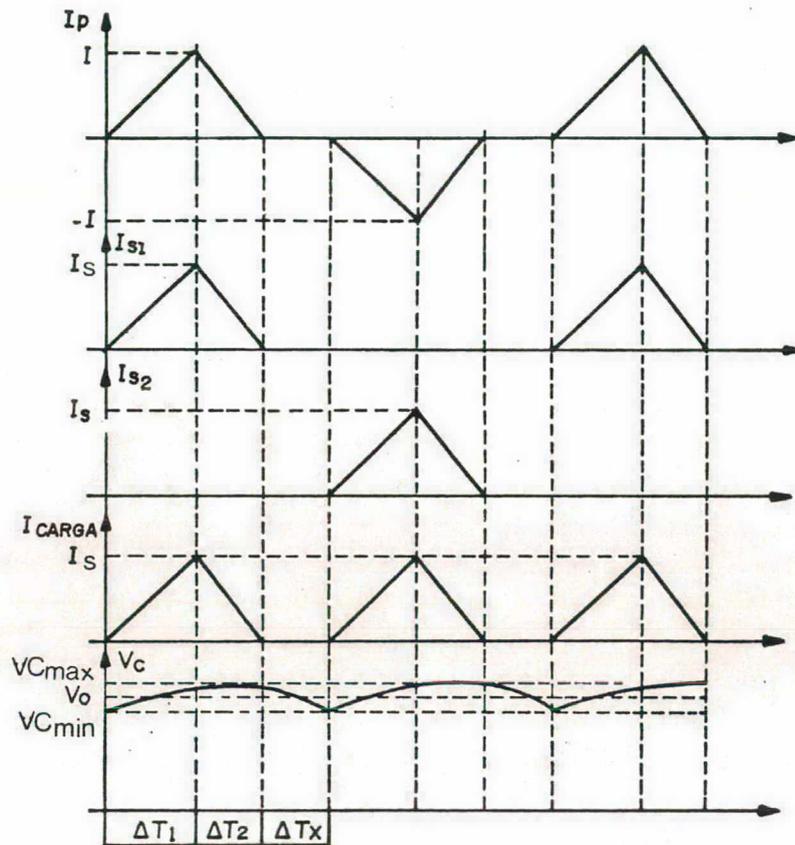


FIGURA 7.30- Formas de onda para o circuito da figura 7.29.

Seja a expressão (7.69), que determina a corrente no capacitor de saída.

$$i_{Cr}(t) = C_f \cdot \frac{d [VC_f(t)]}{dt} \quad (7.69)$$

Onde:

$$C_f = \frac{I_{Cr}(t) \cdot \Delta T}{\Delta VC_f(t)} \quad (7.70)$$

O intervalo de tempo em que ocorre a variação de " $\Delta VC_f$ " é dado pela expressão (7.71).

$$\Delta T = \Delta T_1 + \Delta T_2 \quad (7.71)$$

Onde:

" $\Delta T_1$ " - Tempo de condução das chaves principais.

" $\Delta T_2$ " - Tempo de decréscimo da corrente até se anular.

Através de observações práticas, pode-se concluir que:

$$\Delta T_2 = 0,5 \cdot \Delta T_1 \text{ MAX} \quad (7.72)$$

Com isto, tem-se:

$$\Delta T = 1,5 \cdot \Delta T_1 \text{ MAX} \quad \therefore \quad \Delta T = \frac{1,5 \cdot D_1 \text{ MAX}}{F} \quad (7.73)$$

Substituindo (7.73) em (7.70), tem-se:

$$C_f \geq \frac{I_o \cdot 1,5 \cdot D_1 \text{ MAX}}{F \cdot \Delta V_{Cf}(t)} \quad (7.74)$$

O cálculo do capacitor de saída, pelo critério da resistência série equivalente ("RSE") do mesmo é mostrado em (7.75).

$$RSE \leq \frac{\Delta V_{Cf}(t)}{I_s} \quad (7.75)$$

Onde:  $\Rightarrow$  " $I_s$ " - Corrente de pico secundário.

De posse do equacionamento desenvolvido acima,

resulta:

SAÍDA "5 V ; 50 A ":

Seja :  $I_o = 50 \text{ A.}$

$D_1 \text{ MAX} = 0,35.$

$\Delta V_{Cf} = 250 \text{ mV.}$

$F_c = 200 \text{ KHz.}$

OBSERVAÇÃO:

A frequência no capacitor é o dobro da frequência de chaveamento.

Pelo critério do capacitor, isto é, pela equação (7.74), tem-se:

$$C_r \geq 525 \mu\text{F}.$$

Pelo critério da resistência série equivalente do capacitor de saída resulta:

$$RSE \leq 0,002 \text{ OHM}$$

Através do catálogo do fabricante de capacitores para alta frequência ("HFC"), o que apresenta a menor "RSE" é de 2200  $\mu\text{F}$  (16 V), cuja "RSE = 0,06 OHM".

O capacitor disponível na época da montagem do protótipo que mais adequava-se era o seguinte:

$$1000 \mu\text{F} ( 16 \text{ V. } ) \Rightarrow RSE = 0,038 \text{ OHM}.$$

O valor da "RSE" foi obtido através de medição em aparelho de precisão.

O valor da "RSE" que o filtro capacitivo de saída deve apresentar é de "0,002 OHM". Portanto deve ser associados capacitores em paralelo, para que se obtenha-se este valor. Isto é mostrado a seguir.

$$\text{Número de capacitores em paralelo} = \frac{0,038}{0,002} = 19 \text{ CAPACITORES.}$$

O filtro de saída calculado acima, foi implementado com apenas "10" capacitores, uma vez que este não é um produto final, mas sim um protótipo para verificação do funcionamento da estrutura.

SAÍDA: 12 V ; 20 A:

Seja:  $I_o = 20 \text{ A.}$

$D_1 \text{ MAX} = 0,35.$

$\Delta V_{Cr} = 250 \text{ mV.}$

$F_c = 200 \text{ KHz.}$

Pelo critério do capacitor, isto é, pela equação (7.74), tem-se:

$C_f \geq 262 \mu\text{F.}$

Pelo critério da "RSE" do capacitor de saída, resulta:

$RSE \leq 0,0025 \text{ OHM}$

O capacitor "HFC" disponível no laboratório quando desta implementação era o seguinte:

$220 \mu\text{F} (40 \text{ V}) \Rightarrow RSE = 0,025 \text{ OHM.}$

O número de capacitores a se associado em paralelo é o seguinte:

$$\text{Número de capacitores em paralelo} = \frac{0,025}{0,0025} = 10 \text{ CAPACITORES}$$

### 7.9.3- RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A estrutura implementada é mostrada na figura 7.31. O indutor de filtragem foi suprimido, para ser utilizado em seu lugar as indutâncias de dispersão do transformador.

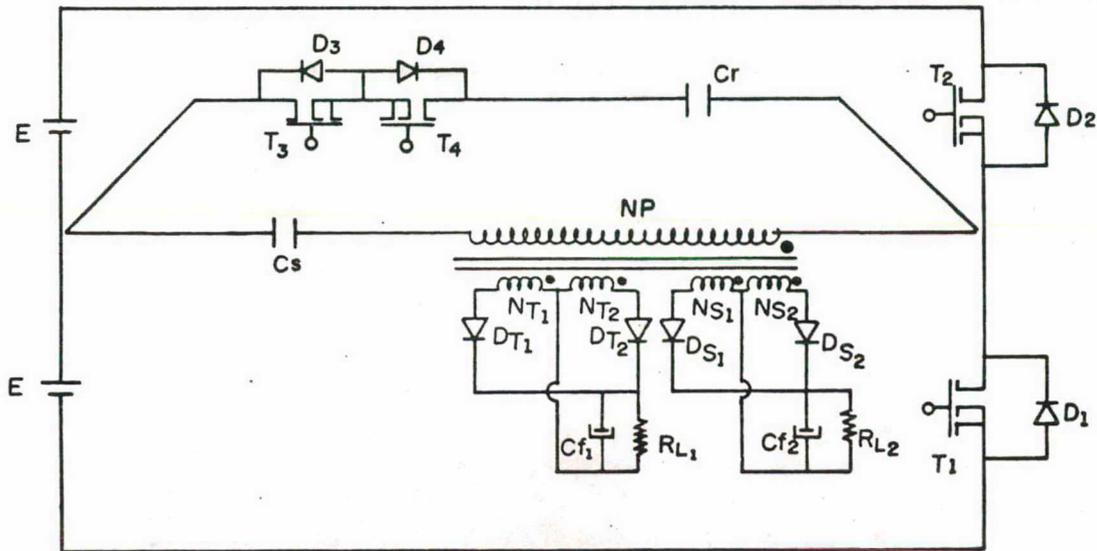


FIGURA 7.31- Estrutura implementada isolada com "2" saídas.

Os valores dos componentes utilizados são os seguintes:

$E_1, E_2 = 150 \text{ V}$	$C_s = 3,3 \mu\text{F. (POLIPROPILENO)}$
$C_r = 6,2 \text{ nF. (POLIPROPILENO)}$	$C_{f1} = 10 * 1000 \mu\text{F. (HFC)} \Rightarrow 16 \text{ V.}$
$C_{f2} = 10 * 220 \mu\text{F. (HFC)} \Rightarrow 40 \text{ V.}$	
DIODOS "Ds1", "Ds2", "Dt1", "Dt2" : MUR 5020 (MOTOROLA).	
TRANSISTORES : MOSFET'S BUZ 210 (SIEMENS).	

De posse desta estrutura, foram feitas uma série de fotografias que retratam o funcionamento da mesma.

As condições em que foram realizadas estas fotos são as seguintes:

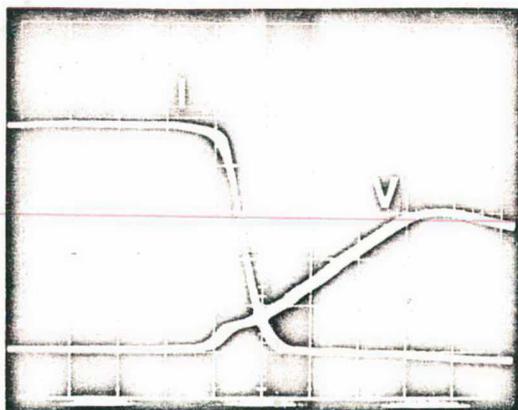
$$\left. \begin{array}{l} V_{IN} = 300 \text{ V} \\ I_{IN} = 1.85 \text{ A} \end{array} \right\} P_{IN} = 555 \text{ W.} \\
 \left. \begin{array}{l} V_{OUT 1} = 5 \text{ V} \\ I_{OUT 1} = 50 \text{ A} \end{array} \right\} P_{OUT 1} = 250 \text{ W.} \\
 \left. \begin{array}{l} V_{OUT 2} = 12 \text{ V} \\ I_{OUT 2} = 12 \text{ A} \end{array} \right\} P_{OUT 2} = 144 \text{ W}
 \end{array} \right\} \eta = 71 \%$$

Vários fatores contribuíram para a queda na potência transferida, como por exemplo:

- Altas correntes de saída, que causam perdas consideráveis nos diodos e também na filtro de saída;

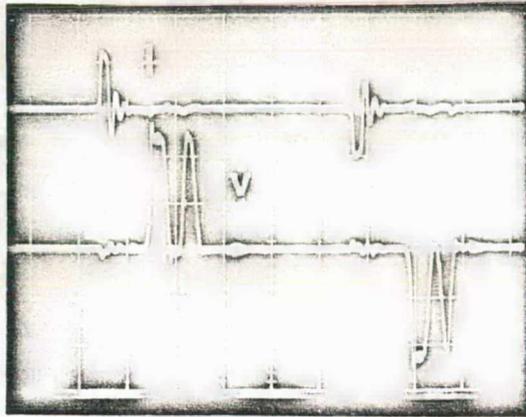
- Pouca importância dada a qualidade do transformador, já que um dos objetivos desta implementação, foi analisar a utilização da indutância de dispersão primária como indutor de filtragem.

A seguir são mostrados, nas figuras (7.32), (7.33), (7.34), (7.35), (7.36), (7.37) e (7.38) as fotografias realizadas com a estrutura.



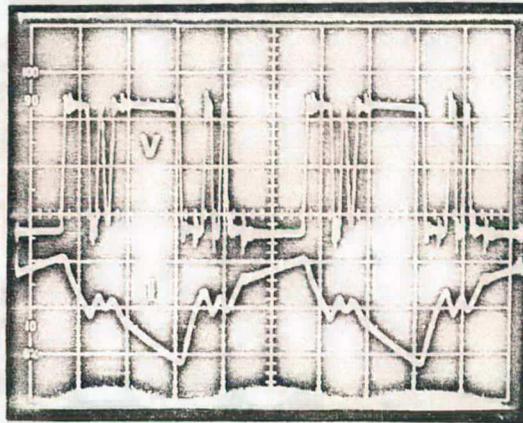
2 A/div.  
100 V/div.  
50 ns/div.

FIGURA 7.32- Tensão e corrente na chave "S1".



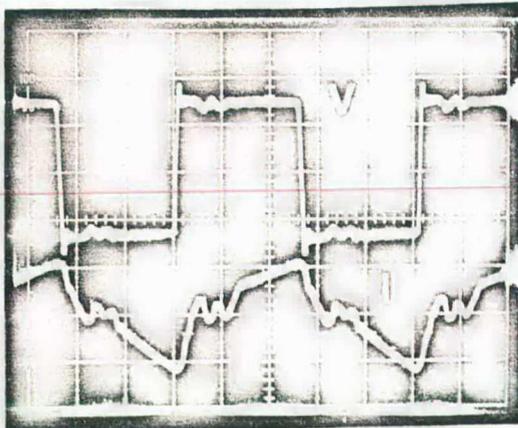
10 A/div.  
100 V/div.  
1  $\mu$ seg./div.

FIGURA 7.33- Tensão e corrente na chave "S3".



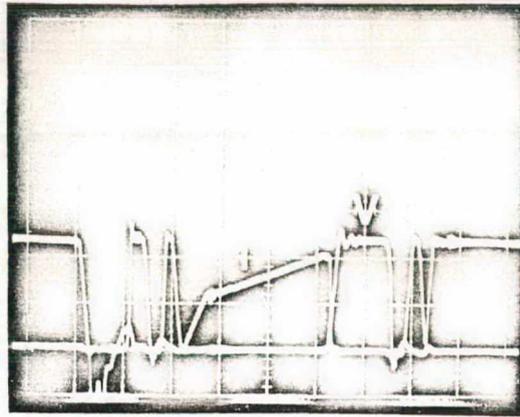
10 A/div.  
100 V/div.  
2  $\mu$ seg./div.

FIGURA 7.34- Corrente no primário do transformador e tensão "Vab".



10 A/div.  
100 V/div.  
2  $\mu$ seg./div.

FIGURA 7.35 - Corrente no primário do transformador e tensão no capacitor "Cr".

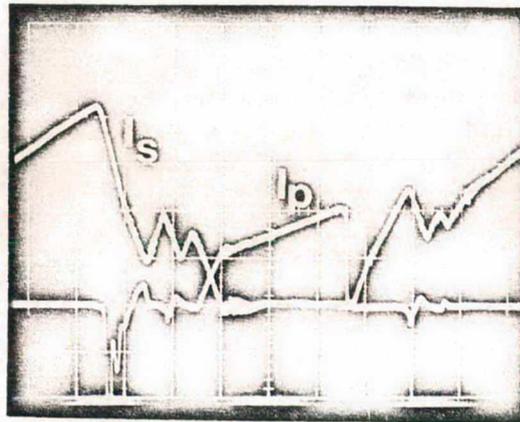


5 A/div.

100 V/div.

1 μseg./div.

FIGURA 7.36- Corrente e tensão na chave "T1".

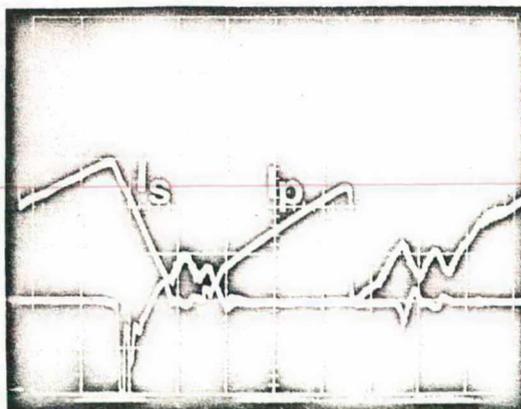


5 A/div.

20 A/div.

1 μseg./div.

FIGURA 7.37- Corrente na chave "T1" e corrente no diodo secundário (saída 5 V ;50 A)correspondente.



5 A/div.

20 A/div.

1 μseg./div.

FIGURA 7.38- Corrente na chave "T2" e corrente no diodo secundário (saída 5 V ;50 A)correspondente.

As comutações não dissipativas são confirmadas pelas figuras 7.32 e 7.33.

Nas figuras 7.34 e 7.35, observa-se que a corrente no primário do transformador é assimétrica. Isto é devido a pequenas diferenças nos enrolamentos dos secundários do transformador que causam correntes diferentes nos secundários de uma mesma saída. Isto pode ser observado nas figuras 7.37 e 7.38. Na figura 7.36, vê-se que embora a corrente na chave possua uma forma diferente do previsto, a comutação não dissipativa não é afetada.

#### 7.10- CONCLUSÕES

Este capítulo foi introduzido nesta tese, visando estudar se a introdução de um transformador de isolamento nas estruturas estudadas causaria interferência sobre as comutações e sobre o desempenho dos mesmos.

A introdução do transformador, provoca as seguintes alterações nas estruturas :

- Em série com o indutor de filtragem, tem-se a indutância de dispersão do enrolamento primário;

- Em série com a carga, tem-se a indutância de dispersão do enrolamento secundário

- Em paralelo com a carga e em série com a indutância de filtragem, tem-se a indutância magnetizante.

A comutação não dissipativa, para as chaves principais é função do valor do capacitor ressonante e da corrente de pico no indutor de filtragem. Como as indutâncias de dispersão e de magnetização do transformador estão em série com o indutor de filtragem, a introdução

do transformador , praticamente não interfere na comutação. Por outro lado a transfêrencia de potência do primário para o secundário é função quase que exclusiva do valor da indutância magnetizante. Quanto menor for seu valor, mais potência reativa circula pelo primário, sem ser transferida para o secundário.

Portanto, se por um lado a comutação não dissipativa não é afetada pela introdução de um transformador de isolamento, por outro lado o rendimento da estrutura é bastante afetado. Para que o transformador não interfira no rendimento, é necessário que a sua indutância magnetizante seja a maior possível, podendo ser considerada para análise como um circuito aberto.

A indutância de dispersão primária, quando não for minimizada, pode substituir a indutância de filtragem, conforme foi mostrado no item 7.9.

## CONCLUSÕES GERAIS

Como evidenciado ao longo dos capítulos precedentes, os principais objetivos desta tese foram: A concepção de novas topologias de conversores em ponte e em meia ponte que apresentassem a possibilidade de operação em altas frequências e altas potências; Operação em frequência fixa com modulação por largura de pulso; Desenvolver formulações matemáticas que permitissem estudar o funcionamento das estruturas; Estabelecer os limites para a obtenção das comutações não dissipativas; Implementação de algumas das estruturas geradas verificando suas operacionalidades. Objetivando atingir estes pontos, a tese foi organizada em sete capítulos cujas principais conclusões são sintetizadas a seguir.

(i) A partir do conceito da célula de comutação ressonante, foram geradas doze topologias de conversores, sendo seis em ponte completa e seis em meia ponte;

(ii) Em função do tipo de chave auxiliar a ser utilizada nas estruturas e da eliminação ou não do indutor ressonante na célula de comutação ressonante são obtidas cinquenta e quatro (54) topologias inéditas não isoladas. Se for requerido o isolamento, obtém-se um número igual de topologias isoladas;

(iii) Foram desenvolvidas formulações matemáticas para as estruturas idealizadas a serem utilizadas em projetos, que embora sejam simplificadas apresentam resultados plenamente satisfatórios;

(iv) A limitação de potência máxima se deve apenas em função dos componentes a serem utilizados;

(v) A operação em alta frequência é possível em

todas as estruturas;

(vi) Através dos ábacos mostrados tanto para as estruturas "PWM" e "FM" isoladas ou não isoladas é possível concluir que as estruturas apresentam uma proteção natural contra curto circuito na carga (isto é,  $q=0$ ). Para esta condição, a corrente de curto-circuito é função da razão cíclica para estruturas "PWM" ou da frequência de chaveamento para estruturas "FM".

(vii) A queda de eficiência das estruturas isoladas com a diminuição da indutância magnetizante é devido principalmente ao aumento da corrente reativa que circula pelo primário do transformador e que não é transferida ao secundário.

(viii) Comutação não dissipativa, para as chaves principais é função do valor do capacitor ressonante e da corrente de pico no indutor de filtragem. Como as indutâncias de dispersão e de magnetização, para as estruturas com transformador de isolamento estão em série com o indutor de filtragem, a introdução do transformador, praticamente não interfere na comutação. Por outro lado a transferência de potência do primário para o secundário é função quase que exclusiva do valor da indutância magnetizante. Quanto menor for seu valor, mais potência reativa circula pelo primário, sem ser transferida para o secundário.

(ix) Os elementos ressonantes utilizados para a obtenção das comutações não dissipativas, não são usados para estocar ou transferir potência para a carga, participando do funcionamento da estrutura somente durante a comutação das chaves;

(x) A chave auxiliar é de potência bastante inferior a potência das chaves principais;

(xi) Imagina-se que a operação em malha fechada das estruturas "PWM" assimétricas seja bem mais complexa do que para as estruturas "PWM" simétricas. Isto porque a entrada em condução do transistor "T2", no caso de "PWM" assimétrico, vai depender da anulação da corrente em "D2" e isto depende dos valores de corrente envolvidos. Já para o caso do "PWM" simétrico, as chaves principais entram em condução sempre no mesmo ponto.

(xii) Apresentam a possibilidade de transformador de isolamento com múltiplas saídas.

(xiii) Pelos estudos teóricos verificou-se que as estruturas do GRUPO "B", apresentam limitação na corrente mínima de carga, para operação normal. A operação da estrutura com corrente de carga abaixo da mínima, faz com que surjam sobrecorrentes nas chaves principais, embora a comutação não dissipativa fique preservada em função da lógica de comando utilizada. Se estas sobrecorrentes forem previstas quando do dimensionamento das chaves, a limitação da corrente mínima de funcionamento passa a ser um fator secundário.

Finalmente, cabe destacar que como seqüência aos resultados atingidos, merecem investigações futuras os seguintes aspectos:

- Realização de um protótipo em malha fechada, para verificação do comportamento global das estruturas;
- Verificação da possibilidade de operação com outras modulações;
- Investigar a possibilidade de operação com outros tipos de cargas.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] - 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.-
- [2] - BARBI, I.; MARTINS, D. C. - "Resonant-Mode Power Converters Developments: Recent Progress And Future Trends", 3<sup>o</sup> Seminário de Eletrônica de Potência, Chile, 1990.-
- [3] - LEE, F. C.- "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies", Proceedings on the IEEE, vol. 76, N<sup>o</sup> 4, abril 1988.-
- [4] - LEE, F. C. - "High-Frequency Quasi-Resonant and Multi-Resonant Converter Technologies", IEEE IECON'88, pp. 509-521, 1988.-
- [5] RAJASHEKARA, K. S.; VITHYATHIL, J.; RAJAGOPALAN, V. - "Protection and Switching-Aid Networks for Transistors Bridge Inverters", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. Ie-33,pp. 185-192, may 1986.-
- [6] VIEIRA JR., J. B. - "Conversores Quase-Ressonantes: Novas Topologias, Projetos e Análise, Tese de Doutorado, UFSC, Brasil, 1991.-
- [7] TABIZ, W. A.;LEE, F. C. - "Zero voltage switching Multi-Ressonant Technique - A Novel Approach to Improve Performace of High-Frequency Quasi-Resonant Converters", PESC'88, pp. 9-17.-
- [8] - NGO, K. D. T. - "Generalization of Resonant Switches and Quasi-Resonant DC-DC Converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 395-403, 1987.-
- [9] - 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.-

- [10]- LIU, H. K.; ORUGANTI, R. e LEE, F. C. - "Resonant Switches - Topologies and Characteristics", IEEE PESC'85, pp. 106-116, 1985.-
- [11]- 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.-
- [12]- 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.-
- [13]- 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.-
- [14]- HEY, H. L. - "Conversão de Potência em Altas Frequências, usando Célula de Comutação Ressonante, Operando em Frequência Constante", Memorial de Exame de Qualificação, UFSC, Publicações Internas, Dezembro 1989. -
- [15]- VIEIRA JÚNIOR, J. B. - "Conversores Quase-Ressonantes: Novas Topologias, Projeto e Análise", Memorial de Exame de Qualificação, UFSC, Publicações Internas, junho 1988.-
- [16]- BARBI, I. - "Curso de Projetos de Fontes Chaveadas", UFSC, Publicações Internas, Julho 1988.-
- [17]- "Catálogo de Núcleos de Ferrite", Publicações do Fabricante - Thornton Inpec Eletrônica S/A., 1988.-
- [18]- BEDFORD, B. D. e HOFT, R. G. - "Principle of Inverter Circuits", John Wiley & Sons Inc., New York, 1964.-

- [19]- BARBI, I. - "Notas de Aulas de Eletrônica de Potência II", UFSC, Publicações Internas, 1982.-
- [20]- BARBI, I. - "Notas de Aulas de Tópicos Avançados em Eletrônica de Potência - Conversores Quase-Ressonantes", UFSC, Publicações Internas, 1987.-
- [21]- BARBI, I. - "Notas de Aulas de Eletrônica de Potência III", UFSC, Publicações Internas, 1987.-
- [22]- BARBI, I. - "Notas de Aulas de Eletrônica de Potência IV", UFSC, Publicações Internas, 1987.-
- [23]- LIU, K. H. e LEE, F. C. - "Zero-Voltage Technique in DC-DC Converters", IEEE PESC'86, pp. 58-70, 1986.-
- [24]- 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.-
- [25]- 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.-
- [26]- LIU, H. K.; ORUGANTI, R. e LEE, F. C. - "Resonant Switches - Topologies and Characteristics", IEEE PESC'85, pp. 106-116, 1985.-
- [27]- DIVAN, D. M. - "The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion", IEEE IAS'86, pp. 648-656, 1986.-
- [28]- JOVANOVIĆ, M. M.; TABISZ, W. A.; LEE, F. C. - "Zero Voltage Switching Technique in High-Frequency Off-Line Converters", PESC'88, pp. 23-32.
- [29]- HENZE, C. P.; MARTIN, H. C.; PARSLEY, D. W. - "Zero Voltage Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse Width

- Modulation", PESC'88, pp. 33-40.
- [30]- KUWABARA, K.; CHIDA, J. , MIYACHINA, E. - "A Constant Frequency Series Resonant DC-DC Converter With PWM Controlled Output", PESC'88, pp. 563-566.
- [31]- NHO, E. C.; CHO, G. H. - "A New Zero-Voltage Zero Current Mixed Mode Switching DC-DC Converter With Low Device Stress", IECON'89, pp. 15-20.
- [32]- NHO, E. C.; CHO, G. H. - "A New High Performance Zero-Voltage Zero Current Mixed Mode Switching DC-DC Converter", PESC'89, pp. 902-908.
- [33]- JOVANOVIĆ, M. M.; LEE, F. C. - "Mode Analysis of Half-Bridge Zero Voltage Switched multi-Resonant Converters", PESC'89, pp. 253-261.
- [34]- BARBI, I.; HEY, H. L. - "Projeto de um Conversor Quase Ressonante em Ponte Completa, Utilizando Célula de comutação Não Dissipativa", II SEP, UFSC, 1989, pp. 46-52.
- [35]- HEY, H. L.; BARBI, I. - "Conversor DC-DC PWM em Meia Ponte com Chaveamento sob Tensão nula", III SEP, UFSC, 1990, pp. 27-33.
- [36]- BARBI, I.; HEY, H. L.; VIEIRA JR., J. B. - " A pulse Width Modulated Zero Voltage-Zero Current Switched Half-Bridge Quasi-Resonant Converter", IECON'89, pp. 42-47.
- [37]- HEY, H. L.; BARBI, I. - " A Half-Bridge Zero Voltage Switching Pulse Width Modulated Converter", APEC'91, pp. 140-145.
- [38]- HEY, H. L.; BARBI, I. - "A Family of Half-Bridge PWM Zero Voltage Switching Converter, Employing Switched Capacitor Snubber", ESPC'91.
- [39]- "Manual de Utilização do Programa de Simulação Automática de

Conversores Estáticos (SACEC)", UFSC, Publicações Internas,  
1986.

- [40]- DIVAN, D. M.; PATTERSON, O. D. - "Pseudo-Resonant Full-Bridge DC-DC Converter", PESC'87, pp.424-430.
- [41]- DIVAN, D. M.; et All - "Design Methodologies of Soft Switched Inverters", IEEE IAS'1987, pp. 626- 639.
- [42]- DIVAN, D. M.; SKIBINSKI, G. L. - "Zero Switching Loss Inverters for High Power Applications", IEEE IAS'1987, pp.627-634.