

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

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR E-I QUASE-RESSONANTE

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA A UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA PA  
RA OBTENÇÃO DE GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

FAUSTO BASTOS LIBANO

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1988.

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR E-I QUASE-RESSONANTE

FAUSTO BASTOS LIBANO

DISSERTAÇÃO JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



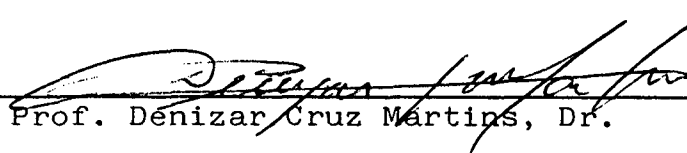
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Orientador



Prof. José Carlos Moreira Bermudez, Ph. D.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

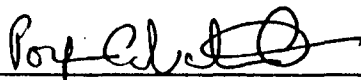
BANCA EXAMINADORA



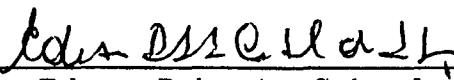
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Porfirio Cabaleiro Cortizo, Dr. Ing.



Prof. Edson Roberto Cabral da Silva, Dr. Ing.

Dedicó:

A minha esposa Fátima Rosane Pereira Libano e todos meus  
familiares.

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

- Ao Prof. Denizar Cruz Martins pela boa vontade, presteza e dedicação durante o desenvolvimento deste trabalho.
- Aos Professores Ivo Barbi e João Batista Vieira Júnior pela co-orientação.
- Ao Prof. Arnaldo José Perin pela amizade e apoio técnico.
- Aos Professores Denizar Cruz Martins, Edson Roberto Cabral da Silva, Ivo Barbi e Porfirio Cabaleiro Cortizo participantes da Banca Examinadora.
- Aos funcionários do GEPAE/LAMEP pela colaboração.
- A amiga Rosângela Márcia Livramento pelo profissional trabalho de datilografia.
- A PUC-RS e a CAPES pelo apoio financeiro.
- Especial aos meus colegas que muito colaborarão no desenvolvi - mento deste trabalho.



## SUMÁRIO

SIMBOLOGIA .....	1
RESUMO .....	vi
ABSTRACT .....	vii
INTRODUÇÃO GERAL .....	viii
CAPÍTULO 1 - ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR QUASE-RESSONANTE	
1.1 - CONVERSOR E-I SEM ISOLAMENTO .....	01
1.1.1 - Introdução .....	01
1.1.2 - Análise Qualitativa .....	02
a) Etapas de Funcionamento .....	02
b) Formas de Onda .....	05
c) Plano de Fases .....	06
1.1.3 - Análise Quantitativa .....	<del>07</del>
a) Modelo Matemático para as Diversas Etapas de funcionamento .....	<del>07</del>
b) Ganho Estático .....	14
c) Cálculo do $t_q$ .....	17
d) Curvas .....	18
1.2 - CONVERSOR E-I COM ISOLAMENTO .....	22
1.2.1 - Introdução .....	22
1.2.2 - Análise Qualitativa .....	23
a) Etapas de Funcionamento .....	23
b) Formas de Onda .....	26
1.2.3 - Análise Quantitativa .....	27
a) Modelo Matemático para as Diversas Etapas de Funcionamento .....	27
b) Ganho Estático .....	40

c) Cálculo do $t_q$ .....	44
d) Curvas .....	47
1.3 - CONCLUSÃO .....	50

## CAPÍTULO 2 - PROJETO DO CONVERSOR QUASE-RESSONANTE

2.1 - INTRODUÇÃO .....	51
2.2 - PROJETO DO CONVERSOR SEM ISOLAMENTO .....	52
2.2.1 - Elemento de Ressonância .....	52
a) Dimensionamento .....	52
b) Cálculo da Máxima Tensão e da Corrente Eficaz no capacitor de Ressonância .....	54
c) Especificação do Capacitor de Ressonância ...	56
d) Cálculo da Corrente Eficaz no Indutor de Res- sonância .....	57
e) Cálculo das Perdas no Indutor de Ressonância.	58
f) Cálculo da Variação de Temperatura no Indutor de Ressonância .....	61
2.2.2 - Transistor $T_1$ .....	64
a) Cálculo das Tensões e Correntes no Transistor $T_1$ .....	64
b) Cálculo das Perdas no MOSFET de Potência ....	65
c) Cálculo Térmico para o Transistor $T_1$ .....	67
2.2.3 - Diodo $D_2$ (Roda-Livre) .....	68
a) Cálculo das Tensões e Correntes no Diodo $D_2$ .	68
b) Cálculo Térmico para o Diodo $D_2$ .....	69
2.2.4 - Indutor de Filtragem .....	70
a) Cálculo do Indutor de Filtragem .....	70
b) Projeto do Indutor de Filtragem .....	72

2.2.5 - Capacitor de Filtragem .....	73
a) Cálculo do Capacitor de Filtragem .....	73
b) Especificação do Capacitor de Filtragem .....	75
2.3 - PROJETO DO CONVERSOR COM ISOLAMENTO .....	75
2.3.1 - Introdução .....	75
2.3.2 - Diodo $D_3$ .....	76
a) Cálculo das Tensões e Correntes no Diodo $D_3$ .....	76
b) Cálculo Térmico para o Diodo $D_3$ .....	77
2.3.3 - Transformador $T_1$ .....	78
a) Cálculo do Transformador .....	78
b) Projeto do Transformador .....	80
c) Cálculo das Perdas no Transformador .....	84
2.4 - CONCLUSÃO .....	85
CAPÍTULO 3 - VALIDAÇÕES POR SIMULAÇÃO	
3.1 - INTRODUÇÃO .....	87
3.2 - SIMULAÇÕES DO CONVERSOR SEM ISOLAMENTO .....	87
a) Operação nas Condições Nominais de Projeto .....	87
b) Operação com Variação na Tensão de Entrada .....	92
c) Operação com Variação de Carga .....	99
3.3 - SIMULAÇÕES DO CONVERSOR COM ISOLAMENTO .....	106
a) Operação nas Condições Nominais de Projeto .....	106
b) Operação com Variação na Tensão de Entrada .....	110
c) Operação com Variação na Carga .....	117
3.4 - COMPORTAMENTO TRANSITÓRIO EM MALHA ABERTA .....	124
3.5 - CONCLUSÃO .....	126

## CAPÍTULO 4 - CIRCUITO DE COMANDO E ESTUDO DA ESTABILIDADE

4.1 - INTRODUÇÃO .....	127
4.2 - COMANDO DO CONVERSOR .....	127
4.3 - REPRESENTAÇÃO DO CONVERSOR .....	131
4.4 - CRITÉRIO PARA ESTABILIDADE .....	136
4.5 - PROJETO DO CIRCUITO DE COMPENSAÇÃO .....	138
4.6 - CONCLUSÃO .....	142

## CAPÍTULO 5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 - INTRODUÇÃO .....	146
5.2 - FUNCIONAMENTO EM MALHA ABERTA .....	146
5.3 - FUNCIONAMENTO EM MALHA FECHADA .....	157
5.4 - CONCLUSÃO .....	158

CONCLUSÃO GERAL .....	159
-----------------------	-----

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	160
----------------------------------	-----

SIMBOLOGIA

$A_C$	- Área da janela do núcleo
$A_e$	- Área da perna central do núcleo
$A_S$	- Área de convecção de calor do núcleo
$B_{max}$	- Densidade de fluxo máxima
$C_{dg}$	- Capacitância dreno-gate
$C_{ds}$	- Capacitância dreno-source
$C_f$	- Capacitor de filtragem
$C_{gs}$	- Capacitância gate-source
$C_R$	- Capacitor de ressonância
$D$	- Diâmetro do condutor
$\delta$	- Razão cíclica
$\Delta I$	- Ripple de corrente no indutor de filtragem
$\Delta V_o$	- Ripple da tensão de saída
$\Delta T$	- Variação
$\Delta t$	- Tempo de duração de uma etapa de funcionamento
$E$	- Tensão de entrada
$E_{DS}$	- Tensão dreno-source
$f$	- Frequência de chaveamento
$F_c$	- Frequência de corte
$f_o$	- Frequência de ressonância
$I$	- Corrente de carga
$i_{CR}$	- Corrente no capacitor de ressonância
$I_D$	- Corrente de dreno

$I_{ef}$	- Corrente eficaz
$I_{LR}$	- Corrente no indutor de ressonância
$I_m$	- Corrente de magnetização
$I_{med}$	- Corrente média
$I_P$	- Corrente primária
$I_S$	- Corrente secundária
$J$	- Densidade de corrente
$K$	- Constante de proporcionalidade
$L$	- Indutância
$L_C$	- Comprimento médio por espira
$L_e$	- Comprimento médio do núcleo
$L_f$	- Indutor de filtragem
$L_g$	- Entreferro
$L_m$	- Indutor magnetizante do transformador
$L_R$	- Indutor de ressonância
$N$	- Número de espiras
$n$	- Relação de transformação do transformador
$N_p$	- Número de espiras do primário
$N_S$	- Número de espiras do secundário
$P$	- Potência
$p$	- profundidade de penetração da corrente
$P_c$	- Perdas em comutação
$P_{CH}$	- Perdas de chaveamento
$P_{Cu}$	- Perdas no cobre

$P_G$	- Perdas no gate
$P_{GT}$	- Perdas totais do comando de gate
$P_{in}$	- Potência entregue pela fonte E
$P_N$	- Perdas no núcleo
$P_o$	- Potência de saída
$P_{off}$	- Perdas em bloqueio
$P_T$	- Perdas totais
$P_V$	- Perdas no núcleo por unidade de volume
$R_G$	- Carga armazenada nas capacitâncias de gate
$\gamma$	- Raio do condutor
$R$	- Resistor
$R_C$	- Resistor de carga
$R_{DS(ON)}$	- Resistência dreno-source em condução
$R_f$	- Resistência em condução
$R_G$	- Resistência interna de gate
$R_L$	- Resistência por unidade de comprimento
$R_{SE}$	- Resistência Série Equivalente do capacitor
$R_{\theta CD}$	- Resistência térmica cápsula-dissipador
$R_{\theta DA}$	- Resistência térmica dissipador-ambiente
$R_{\theta JA}$	- Resistência térmica junção-ambiente
$R_{\theta JC}$	- Resistência térmica junção-cápsula
$R_{\theta T}$	- Resistência térmica do núcleo do transformador
$\rho$	- Resistividade
$T$	- Período de chaveamento

$T_A$	- Temperatura ambiente
$T_{amb}$	- Temperatura ambiente
$T_c$	- Temperatura da cápsula
$T_d$	- Temperatura do dissipador
$t_d(off)$	- Tempo de retardo no bloqueio
$t_d(on)$	- Tempo de retardo na entrada em condução
$t_f$	- Tempo de descida
$T_J$	- Tempo de junção
$T_o$	- período da frequência de ressonância
$T_{off}$	- tempo de chave bloqueada
$t_r$	- tempo de subida
$t_{g\delta}$	- Fator de perdas no capacitor
$t_q$	- tempo destinado ao bloqueio do transistor
$V_{CONT}$	- tensão de controle
$V_{CR}$	- tensão no capacitor de ressonância
$V_{CR(ON) med}$	- tensão média no período de chave ligada
$V_e$	- Volume do núcleo
$V_{DS}$	- Tensão Dreno-Source
$V_{GS}$	- Tensão Gate-Source
$V_{Lf}$	- Tensão no indutor de filtragem
$V_o$	- Tensão de saída
$V_p$	- Tensão no primário do transformador
$V_{ref}$	- Tensão de referência
$V_{REV}$	- Tensão reversa no bloqueio



- $V_S$  - tensão no secundário do transformador
- $V(TO)$  - Força eletromotriz em condução
- $\mu$  - Permeabilidade do material
- $\mu_0$  - Permeabilidade do vácuo
- $\mu_r$  - Permeabilidade relativa
- $\omega_0$  - Velocidade angular de ressonância

## RESUMO

O presente trabalho consiste no estudo e realização de um conversor quase-ressonante, tensão-corrente (E-I), abaixador.

O estudo deste tipo de conversor é particularmente interessante devido ao fato de operar com comutação não dissipativa. Isto possibilita trabalhar com frequências mais elevadas que nos conversores convencionais, reduzindo sensivelmente o peso e o volume da estrutura.

São apresentados um estudo analítico do conversor com e sem transformador de isolamento, um exemplo de projeto, validações por simulações, descrição do circuito de comando, estudo para funcionamento em malha fechada e resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo.

ABSTRACT

This work consists of the study of a buck, voltage-current (E-I), Quasi-Resonant-Converter.

The study of this type of converter is particularly interesting due to the fact that it works with non-dissipative commutation. It allows the converter to work with higher frequencies than the used in conventional converters. Thus, the weight and volume of the structure are significantly reduced.

An analytical study of this Quasi-Resonant-Converter, with and without isolating transformer, a designing example, validations through simulations, drive circuit description, a study for working under closed-loop, and experimental results obtained from a breadboard, are presented.

## INTRODUÇÃO GERAL

Com a necessidade cada vez maior de miniaturização , nos últimos tempos, busca-se conversores cada vez mais compactos. A maneira mais simples de se reduzir o tamanho dos componentes dos conversores é pela elevação de sua frequência de chaveamento. Porém , com esta elevação, nos conversores convencionais (PWM), as perdas pelo chaveamento abrupto também se elevam até tornarem-se proibitivas, impossibilitando assim uma maior elevação na frequência de chaveamento e conseqüentemente uma maior miniaturização.

Isto foi contornado até recentemente buscando-se o desenvolvimento de componentes mais rápidos, por exemplo os MOSFET's de potência, porém, este caminho não possibilitou a miniaturização desejada.

Para conseguir suplantar as dificuldades das perdas na comutação foi introduzida a comutação não dissipativa.

Com este conceito de comutação não dissipativa, surgiram varios tipos de conversores, por exemplo: conversores ressonantes, conversores quase-ressonantes, conversores pseudo-ressonantes [23], conversores com barramento DC-ressonantes etc.

Os conversores quase-ressonantes foram inicialmente concebidos por Lee e Liu [22], como sendo os conversores que possuem quatro etapas de funcionamento por período, sendo apenas uma destas etapas ressonante. Nesta etapa ressonante, o conceito de chave ressonante é introduzido e implementado sobre a forma de chaveamento com corrente zero (ZCS) [22] ou chaveamento com tensão zero (ZVS) [22]. Pela aplicação direta das chaves ressonantes nos conversores PWM a família dos conversores quase-ressonantes (QRC's) foi descoberta. Esta nova família de conversores dentre as centenas de variações topológicas propostas na literatura podem ser vistas como um híbrido dos conversores PWM e os conversores ressonantes convencionais.

Eles utilizam o princípio de armazenamento de energia em indutores e capacitores e transferem potência de uma maneira similar aos conversores PWM. Contudo, um circuito LC esta sempre em conjugão com a chave de potência de modo a possibilitar o chaveamento com corrente ou tensão nula, não sendo usados somente para modelar tensão e corrente mas, também para armazenar e transferir energia da entrada para a saída.

De uma maneira geral os conversores quase-ressonantes (QRC's) são regulados somente com o uso da técnica de modulação em frequência (FM).

A família dos conversores quase-ressonantes (QRC's) pode ser dividida em duas classes, uma classe referida aos QRC's chaveados com corrente zero (ZCS-QRC's) empregando o conceito de chaveamento com corrente zero e a outra referida aos QRC's chaveados com tensão zero (ZVS-QRC'S) empregando o conceito de chaveamento com tensão zero.

Os ZCS-QRC's e ZVS-QRC's podem ser subdivididos em duas categorias: modo de operação em onda-completa (full-wave-FW) e modo de operação de meia onda (half-wave-HW) permitindo o chaveamento de corrente bidirecional ou unidirecional respectivamente.

Como vantagens do QRC's sobre os conversores conven-cionais pode-se citar: a operação em frequência muito elevada, que possibilita uma maior compactação, como trabalham com comutação não dissipativa possuem um rendimento mais elevado, produzem menor poluição harmônica devido a variação de tensões e correntes de forma quase senoidais e pelo mesmo motivo tem menor irradiação eletro-magnética.

Apresentam como desvantagens uma maior dificuldade no projeto, devido a complexidade do equacionamento, dificuldade no projeto de filtros porque o controle da potência fornecida é feito pela variação da frequência de chaveamento bem como cuidados

no controle uma vez que o ciclo de funcionamento ressonante não pode ser interrompido.

Tem-se como propósitos principais neste trabalho o estudo analítico e a realização de um conversor quase-ressonante , tensão-corrente (E-I), abaixador, ZCS, com objetivo de adquirir tecnologia no estudo, projeto e implementação deste tipo de conversor.

O capítulo 1 apresenta um estudo analítico do conversor proposto com e sem transformador de isolamento.

No segundo capítulo foi desenvolvido um exemplo de projeto, a princípio sem isolamento e após proposto um critério de projeto para possibilitar a inclusão de um transformador na configuração inicial.

No terceiro capítulo estão apresentadas simulações utilizando os valores conseguidos no projeto.

Tem-se no quarto capítulo a descrição do circuito de comando utilizado, sendo apresentado um estudo para funcionamento em malha fechada.

No quinto e último capítulo apresenta-se os resultados experimentais provenientes da implementação prática de um protótipo realizado a partir do projeto executado no segundo capítulo.

## CAPÍTULO 1

## ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR QUASE-RESSONANTE

1.1 - CONVERSOR E-I SEM ISOLAMENTO1.1.1 - Introdução

No projeto de conversores dc-dc, o esforço para se aumentar a frequência de operação, para reduzir peso, volume e custo de elementos magnéticos e filtros sempre foi dificultado pelo envelhecimento precoce da chave e pelas perdas no chaveamento. Para vencer estes obstáculos o conceito de quase ressonância foi proposto. Pela incorporação de um indutor adicional e um capacitor ao semicondutor de chaveamento, a propriedade de chaveamento com corrente zero pode ser conseguida.

Em nosso estudo o conversor quase-ressonante proposto é um conversor tensão-corrente abaixador com a característica de chaveamento com corrente zero.

Na figura 1.1 está representado o diagrama esquemático do conversor quase-ressonante.

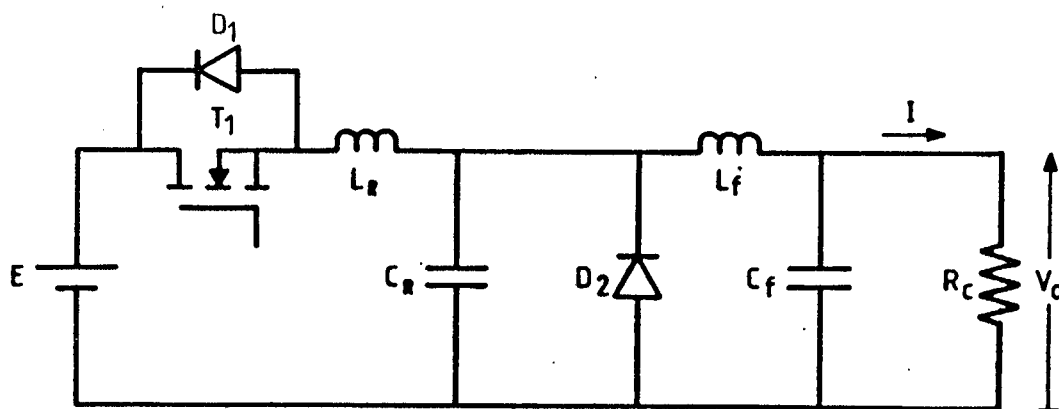


Fig. 1.1 - Conversor E-I quase-ressonante.

Para efeito de análise, a tensão  $E$  será considerada constante, a carga e seu filtro terão comportamento de fonte de corrente e todos componentes serão considerados ideais.

### 1.1.2 - Análise Qualitativa

#### a) Etapas de Funcionamento

##### Primeira Etapa

Primeira Etapa Linear ( $t_0, t_1$ ): Esta etapa tem início quando o transistor  $T_1$  é comandado para a condução e termina quando a corrente  $i_{LR}$  é igual a  $I$  (Fig. 1.2). Durante esta etapa a corrente no indutor cresce linearmente devido a colocação em série da Fonte de tensão  $E$ , supondo inicialmente a corrente de carga em roda-livre. Enquanto a corrente  $i_{LR}$  cresce linearmente a corrente no diodo  $D_2$  decresce linearmente conforme a equação  $i_{D2} = I - i_{LR}$ . Quando  $i_{LR} = I$  o diodo  $D_2$  é bloqueado. A equação de  $i_{LR}$  será  $i_{LR}(t) = E/LR t$

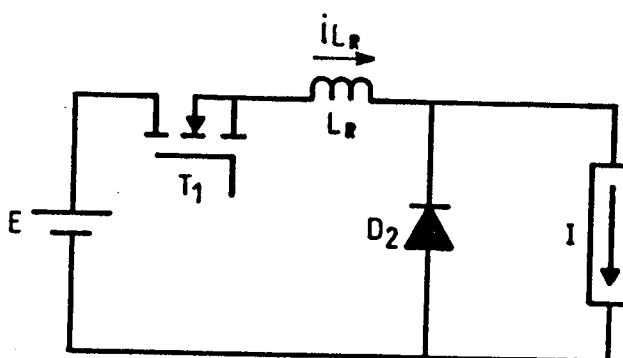


Fig. 1.2 - Entrada em condução de  $T_1$ .



### Segunda Etapa

Etapa ressonante ( $t_1, t_2$ ): Esta etapa tem início quando  $i_{LR} = I$  e se finda em  $i_{LR} = 0$  (figura 1.3). Durante esta etapa o circuito ressonante oscila. A corrente no indutor cresce, passa por um máximo, decresce, se anula, inverte de sentido, cresce, passa por um mínimo, decresce e se anula. Enquanto isso a tensão no capacitor de ressonância cresce, passa por um máximo e decresce não se anulando quando  $i_{LR} = 0$ . Durante esta etapa ocorre uma pequena devolução de energia para fonte, a energia esta acumulada no capacitor de ressonância.

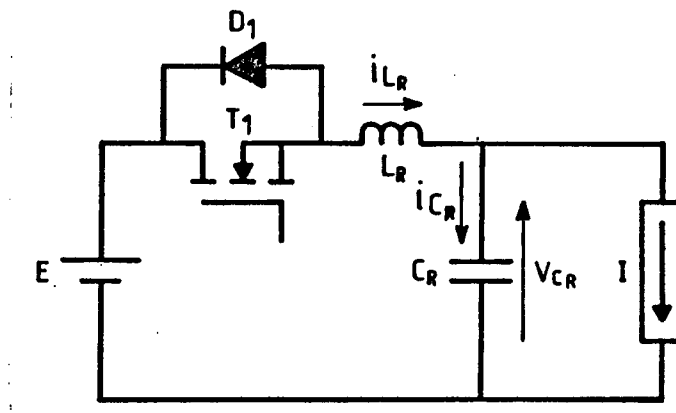


Fig. 1.3 - Segunda etapa de funcionamento.

Quando  $i_{LR}$  se anula o diodo  $D_1$  é bloqueado. As equações de  $i_{LR}$  e  $V_{CR}$  são as seguintes:

$$i_{LR}(t) = \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} E \sin \omega_0 t + I$$

$$V_{CR}(t) = E - E \cos \omega_0 t$$

### Terceira Etapa

**Segunda Etapa Linear ( $t_2, t_3$ ):** Esta etapa tem início quando  $i_{LR} = 0$  e se finda quando  $V_{CR} = 0$  (Figura 1.4). Durante esta etapa o capacitor se descarrega com corrente  $I$  constante.

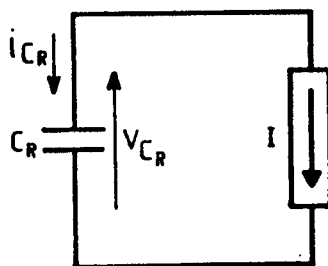


Fig. 1.4 - 3ª etapa de funcionamento.

### Quarta Etapa

**Etapa de Roda Livre ( $t_3, t_0$ ):** Esta etapa tem início quando  $V_{CR} = 0$  e se finda quando o transistor  $T_1$  é comandado para condução (Figura 1.5), dando início a primeira etapa. Durante esta etapa o diodo  $D_2$  conduz a corrente  $I$  da fonte de corrente, e a fonte de tensão  $E$  encontra-se aberta.

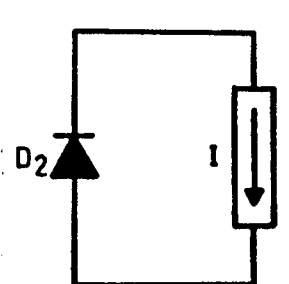


Fig. 1.5 - 4ª etapa de funcionamento.

## b) Formas de Onda

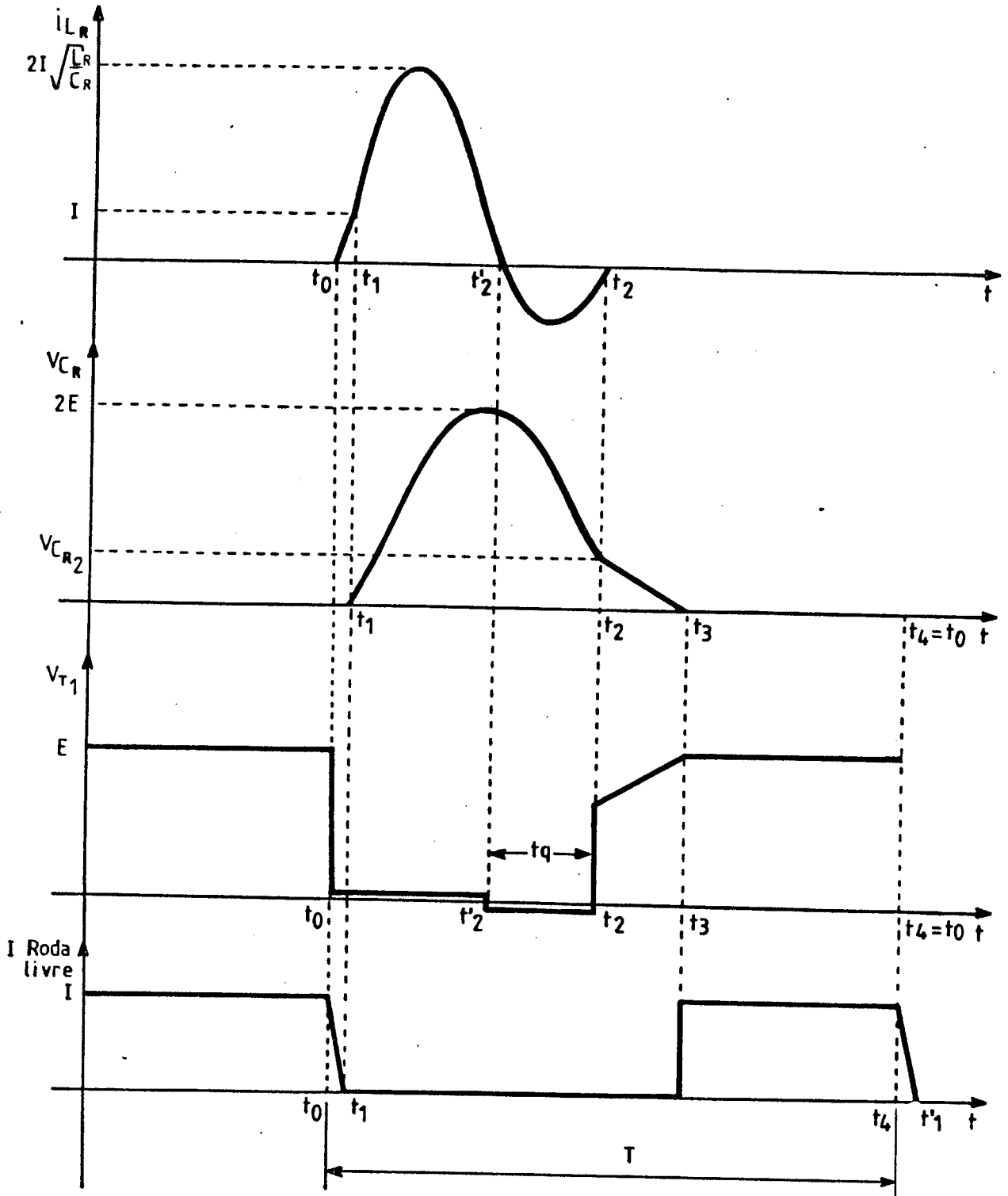


Fig. 1.6 - Principais formas de onda.

## c) Plano de Fase

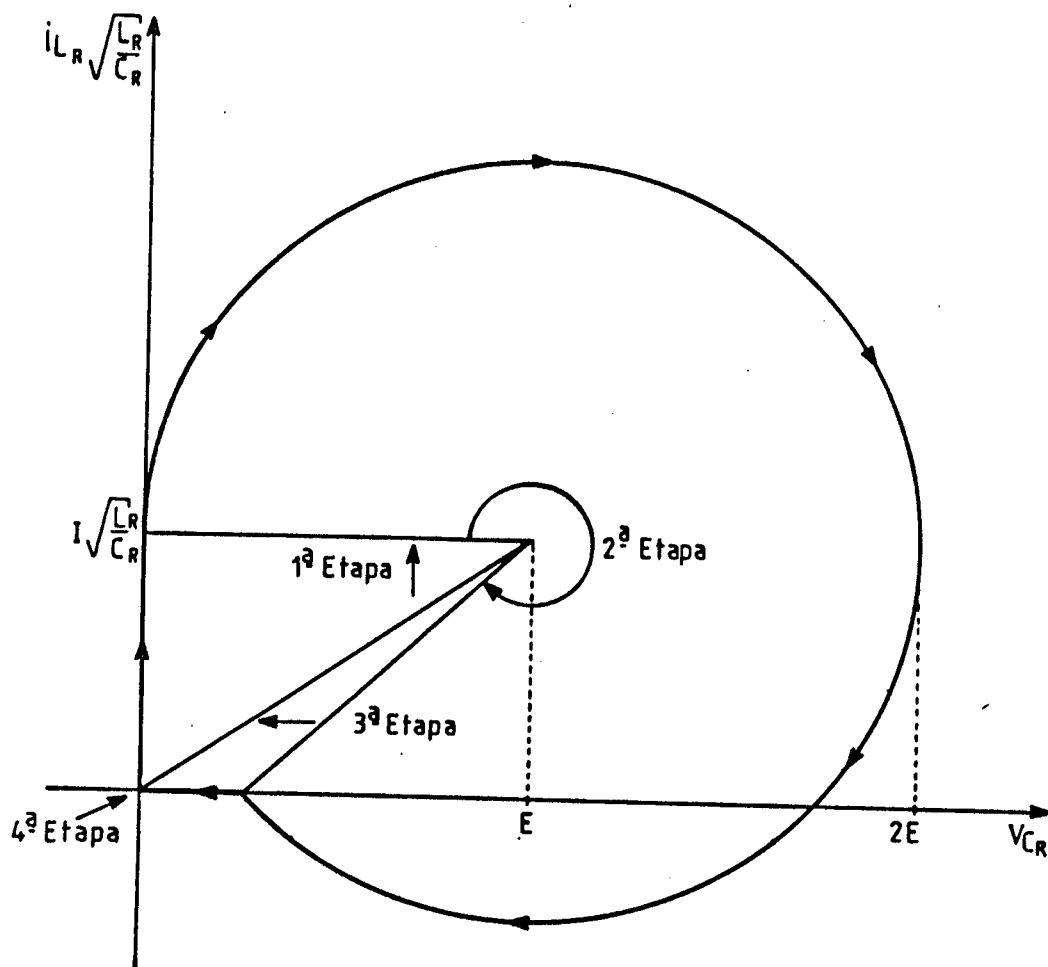


Fig. 1.7 - Plano de fase.

\* Para que ocorra comutação natural

$$I \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} < E,$$

o que significa dizer que a corrente circulante pelo indutor ressonante deve oscilar positivamente, chegar a zero e produzir uma pequena oscilação negativa, para que durante a oscilação negativa o transistor  $T_1$  seja desligado.

### 1.1.3 - Análise Quantitativa

#### a) Modelo Matemático para as Diversas Etapas de Funcionamento

##### Primeira Etapa

Primeira Etapa Linear ( $t_0, t_1$ )  $\Delta t_1$ :

$$E = L_R \frac{d i_{LR}}{dt} \quad (1.01)$$

$$\boxed{i_{LR}(t) = \frac{E}{L_R} t} \quad (1.02)$$

$$\text{Quando } i_{LR}(t) = I, t = \Delta t_1 \quad (1.03)$$

Aplicando (1.03) em (1.02)

$$\Delta t_1 = L_R \frac{I}{E} \quad (1.04)$$

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \omega_0 L_R \frac{I}{E} \quad (1.05)$$

$$\omega_0 L_R = \sqrt{\frac{L_R}{L_R C_R}} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (1.06)$$

Aplicando (1.06) em (1.05)

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \quad (1.07)$$

$$\text{Definindo } \alpha = \frac{I}{E} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (1.08)$$

Aplicando (1.08) em (1.07)

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (1.09)$$

### Segunda Etapa

Etapa ressonante ( $t_1, t_2$ )  $\Delta t_2$ :

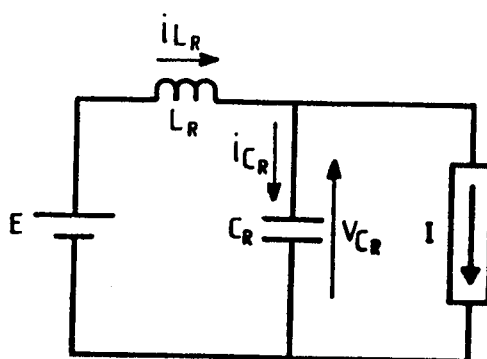


Fig. 1.8 - Etapa ressonante.

$$E = L_R \frac{d i_{L_R}}{dt} + V_{C_R} \quad (1.10)$$

$$i_{C_R} = C_R \frac{d V_{C_R}}{dt} \quad (1.11)$$

$$i_{L_R} = i_{C_R} + I \quad (1.12)$$

$$i_{C_R} = i_{L_R} - I \quad (1.13)$$

$$i_{LR} - I = C_R \frac{d V_{CR}}{dt} \quad (1.14)$$

Derivando (1.14), obtém-se:

$$\frac{d i_{LR}}{dt} = C_R \frac{d^2 i_{CR}}{dt^2} \quad (1.15)$$

Aplicando-se (1.15) em (1.10), obtém-se:

$$E = L_R C_R \frac{d^2 V_{CR}}{dt^2} + V_{CR} \quad (1.16)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (1.16)

$$\frac{E}{S} = L_R C_R (S^2 V_{CR}(S) - S V_{CR}(0) - V'_{CR}(0)) + V_{CR}(S) \quad (1.17)$$

$$V_{CR}(S) (L_R C_R S^2 + 1) = \frac{E}{S} + V_{CR}(0) S L_R C_R + V'_{CR}(0) L_R C_R \quad (1.18)$$

$$V_{CR}(S) \left( S^2 + \frac{1}{L_R C_R} \right) = \frac{E}{S L_R C_R} + V_{CR}(0) S + V'_{CR}(0) \quad (1.19)$$

sendo  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (1.20)$

Aplicando (1.20) em (1.19), obtem-se:

$$V_{CR}(S) = E \frac{\omega_0^2}{S(S^2 + \omega_0^2)} + V_{CR}(0) \frac{S}{(S^2 + \omega_0^2)} + V_{CR}(0) \frac{1}{S^2 + \omega_0^2} \quad (1.21)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace em (1.21)

$$V_{CR}(t) = E(1 - \cos \omega_0 t) + V_{CR}(0) \cos \omega_0 t + \frac{V_{CR}(0)}{\omega_0} \text{sen } \omega_0 t \quad (1.22)$$

De (1.14), tem-se

$$V_{CR}'(0) = \frac{i_{LR}(0) - I}{C_R} \quad (1.23)$$

Aplicando (1.23) em (1.22), obtém-se:

$$V_{CR}(t) = E - (E - V_{CR}(0)) \cos \omega_0 t + \left( \frac{i_{LR}(0) - I}{\omega_0 C_R} \right) \text{sen } \omega_0 t \quad (1.24)$$

sendo

$$\frac{1}{\omega_0 C_R} = \frac{\sqrt{L_R C_R}}{C_R} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (1.25)$$

tem-se

$$V_{CR}(t) = E - (E - V_{CR}(0)) \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} (i_{LR}(0) - I) \text{sen } \omega_0 t \quad (1.26)$$

Aplicando (1.26) em (1.14), obtém-se:

$$i_{LR} - I = \omega_0 C_R (E - V_{CR}(0)) \text{sen } \omega_0 t + \omega_0 C_R \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} (i_{LR}(0) - I) \cos \omega_0 t \quad (1.27)$$



Aplicando (1.25) em (1.27), obtém-se:

$$\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} i_{L_R}(t) = (E - V_{C_R}(0)) \operatorname{sen} \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} (i_{L_R}(0) - I) \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I \quad (1.28)$$

Para esta etapa de funcionamento

$$V_{C_R}(0) = 0 \quad (1.29)$$

$$i_{L_R}(0) = I \quad (1.30)$$

Substituindo (1.29) e (1.30) em (1.26) e (1.28),  
obtem-se:

$$V_{C_R}(t) = E - E \cos \omega_0 t \quad (1.31)$$

$$\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} i_{L_R}(t) = E \operatorname{sen} \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I \quad (1.32)$$

$$\text{Quando } i_{L_R}(t) = 0, t = \Delta t_2 \quad (1.33)$$

Aplicando (1.33) em (1.32), obtém-se:

$$0 = E \operatorname{sen} \omega_0 \Delta t_2 + \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I \quad (1.34)$$

$$\operatorname{sen} \omega_0 \Delta t_2 = -\sqrt{L_R/C_R} I/E \quad (1.35)$$

$$\omega_0 \Delta t_2 = \operatorname{sen}^{-1} \left( -\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \right) \quad (1.36)$$

Como o ângulo esta no quarto quadrante

$$\omega_0 \Delta t_2 = 2\pi + \text{sen}^{-1} \left( -\sqrt{\frac{L_R}{C_R} \frac{I}{E}} \right) \quad (1.37)$$

Como o seno é uma função impar

$$\omega_0 \Delta t_2 = 2\pi - \text{sen}^{-1} \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R} \frac{I}{E}} \right) \quad (1.38)$$

Aplicando (1.8) em (1.38), obtém-se:

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \{ 2\pi - \text{sen}^{-1} (\alpha) \} \quad (1.39)$$

### Terceira Etapa

Segunda Etapa Linear ( $t_2, t_3$ )  $\Delta t_3$ :

$$i_{C_R} = C_R \frac{d V_{C_R}}{dt} \quad (1.40)$$

$$i_{C_R} = - I \quad (1.41)$$

Aplicando (1.41) em (1.40), obtém-se:

$$V_{C_R}(t) = V_{C_{R2}} - \frac{I t}{C_R} \quad (1.42)$$

Fazendo na equação (1.31)  $t = \Delta t_2$ ,  $V_{C_R} = V_{C_{R2}}$ , então:

$$V_{C_{R2}} = E - E \cos \omega_0 \Delta t_2 \quad (1.43)$$

$$\cos \omega_0 \Delta t_2 = \sqrt{1 - \text{sen}^2 \omega_0 \Delta t_2} \quad (1.44)$$

Aplicando-se (1.35) em (1.44), obtém-se:

$$\cos \omega_0 \Delta t_2 = \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \right)^2} \quad (1.45)$$

Aplicando-se (1.45) em (1.43), obtém-se:

$$V_{C_{R2}} = E - E \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \right)^2} \quad (1.46)$$

Aplicando (1.46) em (1.42), obtém-se:

$$V_{C_R}(t) = E - E \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \right)^2 - \frac{I}{C_R} t} \quad (1.47)$$

$$\text{Quando } V_{C_R}(t) = 0, \quad t = \Delta t_3 \quad (1.48)$$

obtém-se:

$$0 = E - E \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \right)^2} - \frac{I}{C_R} \Delta t_3 \quad (1.49)$$

$$\Delta t_3 = \frac{C_R E}{I} - \frac{C_R E}{I} \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \right)^2} \quad (1.50)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \omega_0 C_R \frac{E}{I} - \omega_0 C_R \frac{E}{I} \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \right)^2} \right\} \quad (1.51)$$

Aplicando (1.25) em (1.51), obtém-se:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left[ \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{I} - \sqrt{\frac{C_R}{L_R} \left( \frac{E}{I} \right)^2 - 1} \right] \quad (1.52)$$

Aplicando (1.8) em (1.52) obtém-se:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \left[ \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right] \quad (1.53)$$

#### Quarta Etapa

**Etapa de Roda Livre** ( $t_3$ ,  $t_4$ )  $\Delta t_4$ :

Inicia quando  $V_{C_R} = 0$  em  $\Delta t_3$

Termina com o novo disparo do transistor  $T_1$  em  $\Delta t_4$ .

No intervalo de tempo  $\Delta t_4$  a corrente  $I$ , corrente de carga, circula pelo diodo  $D_2$ , diodo de roda-livre.

O tempo  $\Delta t_4$  pode ser obtido a partir da expressão seguinte:

$$\Delta t_4 = T - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) \quad (1.54)$$

onde  $T$  é o período de funcionamento do conversor (figura 1.6).

#### b) Ganho Estático

Potência entregue pela fonte  $E$

$$P_{in} = E I_{L_R med} \quad (1.55)$$

Potência absorvida pela carga

$$P_o = V_o I \quad (1.56)$$

$$\text{Fazendo } P_{in} = P_o \quad (1.57)$$

Aplicando (1.55) e (1.56) em (1.57), obtém-se:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{I L_{Rmed}}{I} \quad (1.58)$$

### Calculo de $I_{LRmed}$

$i_{LR}$  só é diferente de zero durante a primeira e segunda etapas

$$I_{LRmed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{LR}(t) dt \quad (1.59)$$

Aplicando (1.2) e (1.32) em (1.59), obtém-se:

$$I_{LRmed} = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\Delta t_1} \frac{E}{L_R} t dt + \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} E \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \omega_0 t dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt \right] \quad (1.60)$$

$$I_{LRmed} = \frac{1}{T} \left[ \frac{E}{2 L_R} t^2 \Big|_0^{\Delta t_1} - \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{\omega_0} \cos \omega_0 t \Big|_0^{\Delta t_2} + I t \Big|_0^{\Delta t_2} \right] \quad (1.61)$$

$$I_{LRmed} = \frac{1}{T} \left[ \frac{E}{2 L_R} \Delta t_1^2 - \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{\omega_0} (\cos \omega_0 \Delta t_2 - 1) + I \Delta t_2 \right] \quad (1.62)$$

Aplicando (1.9) (1.39) e (1.45) em (1.62), obtém-se:

$$I_{LRmed} = \frac{1}{T} \left[ \frac{E}{2 L_R \omega_0^2} \alpha^2 + \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{\omega_0} \left( 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{C_R}{L_R} \frac{E}{\omega_0} \right)^2} \right) + \frac{I}{\omega_0} (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) \right] \quad (1.63)$$

$$I_{LRmed} = \frac{I}{\omega_0 T} \left\{ \frac{E}{2 \omega_0 L_R I} \alpha^2 + \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{I} \left( 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{L_R I}{C_R E} \right)^2} \right) + (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) \right\} \quad (1.64)$$

Aplicando (1.6) em (1.64), obtém-se:

$$I_{LRmed} = \frac{I}{\omega_0 T} \left\{ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{I} \alpha^2 + \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{I} - \sqrt{\left( \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{I} \right)^2 - 1} + (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) \right\} \quad (1.65)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (1.66)$$

$$f = \frac{1}{T} \quad (1.67)$$

Aplicando (1.8), (1.66) e (1.67) em (1.65), obtém-se:

$$I_{LRmed} = \frac{I}{2\pi f_0} \left\{ \frac{1}{2} \alpha + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (1.68)$$

Aplicando (1.68) em (1.58), obtém-se:

$$\boxed{\frac{V_O}{E} = \frac{1}{2\pi f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} + 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\}} \quad (1.69)$$

Pelo plano de fase e pela equação (1.69) verifica-se que  $\alpha$  não pode assumir o valor maior que um. Como limite inferior  $\alpha$  pode assumir o valor zero, porém este valor, lembrando o significado de  $\alpha$ , não é um valor físico.

Cabe salientar que assumindo  $\alpha$  no intervalo entre zero e um estamos garantindo a comutação do transistor  $T_1$  com corrente zero.

c) Cálculo do  $t_q$

A partir das formas de onda, obtém-se:

$$t_q = \Delta t_2 - \Delta t'_2 \quad (1.70)$$

Da equação (1.32) tem-se:

$$\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} i_{LR}(t) = E \operatorname{sen} \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I \quad (1.71)$$

$$\text{Quando } i_{LR}(t) = 0, \quad t = \Delta t'_2 \quad (1.72)$$

Aplicando (1.72) em (1.71), obtém-se:

$$0 = E \operatorname{sen} \omega_0 \Delta t'_2 + \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} I \quad (1.73)$$

$$\operatorname{sen} \omega_0 \Delta t'_2 = - \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \quad (1.74)$$

$$\omega_0 \Delta t'_2 = \operatorname{sen}^{-1} \left( - \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \right) \quad (1.75)$$

Como  $\omega_0 \Delta t'_2$  está no terceiro quadrante

$$\omega_0 \Delta t'_2 = \pi - \operatorname{sen}^{-1} \left( - \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \right) \quad (1.76)$$

Como o seno é uma função ímpar:

$$\Delta t'_2 = \frac{1}{\omega_0} \left( \pi + \operatorname{sen}^{-1} \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \right) \right) \quad (1.77)$$

Substituindo (1.39) e (1.77) em (1.70), obtém-se:

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} \left\{ 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) - \pi - \text{sen}^{-1}(\alpha) \right\} \quad (1.78)$$

$$\boxed{\omega_0 t_q = \pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha)} \quad (1.79)$$

A partir de (1.79), tem-se:

$$t_q = \frac{1}{\omega_0} (\pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha)) \quad (1.80)$$

Aplicando (1.20) em (1.80), obtém-se:

$$\frac{I t_q}{E C_R} = (\pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha)) \frac{\sqrt{L_R C_R} I}{E C_R} \quad (1.81)$$

$$\frac{I t_q}{E C_R} = (\pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha)) \frac{\sqrt{L_R} \sqrt{C_R} I}{E \sqrt{C_R} \sqrt{C_R}} \quad (1.82)$$

$$\frac{I t_q}{E C_R} = (\pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha)) \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \quad (1.83)$$

Aplicando (1.8) em (1.83), obtém-se:

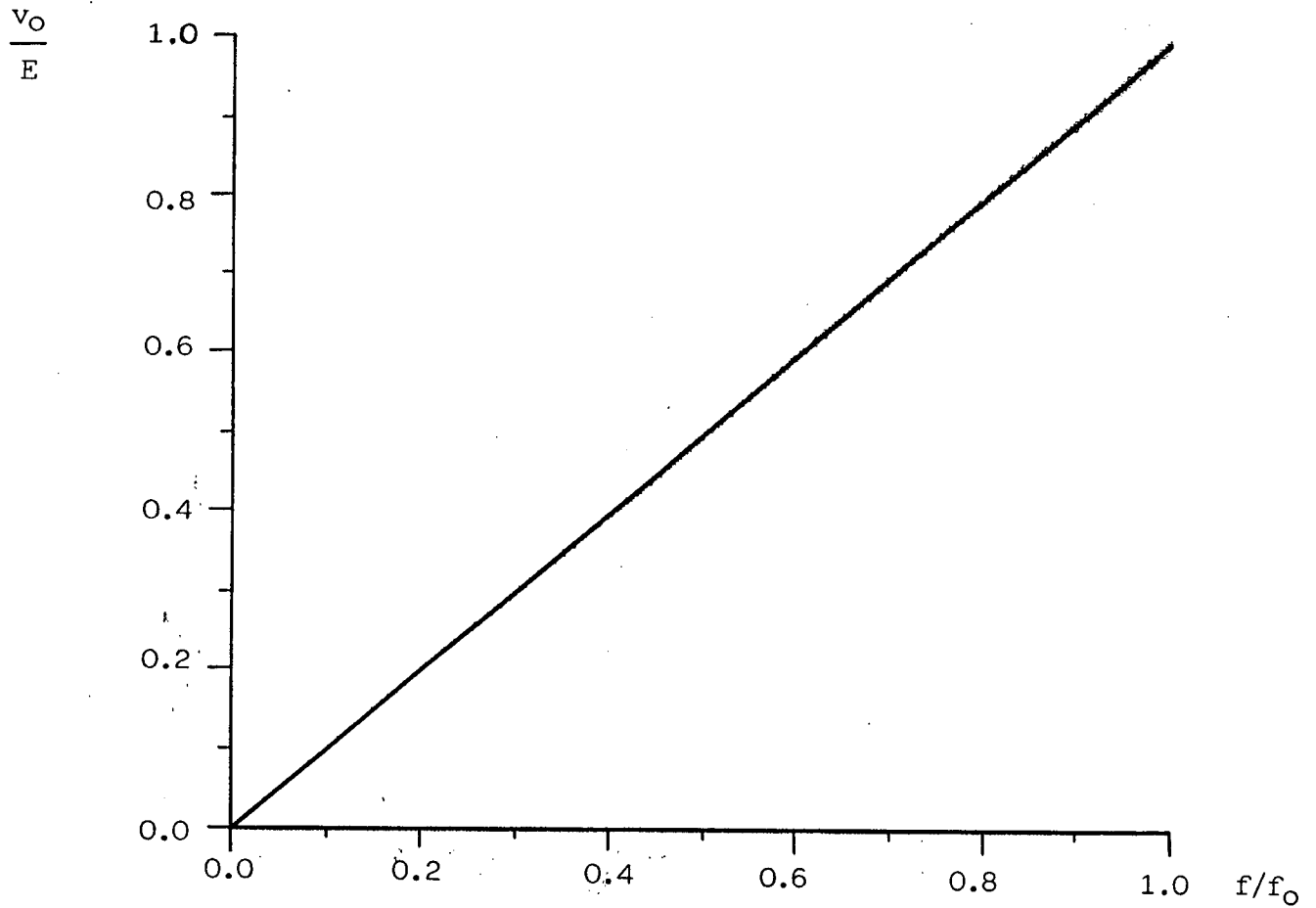
$$\boxed{\frac{I t_q}{E C_R} = (\pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha)) \alpha} \quad (1.84)$$

#### d) Curvas

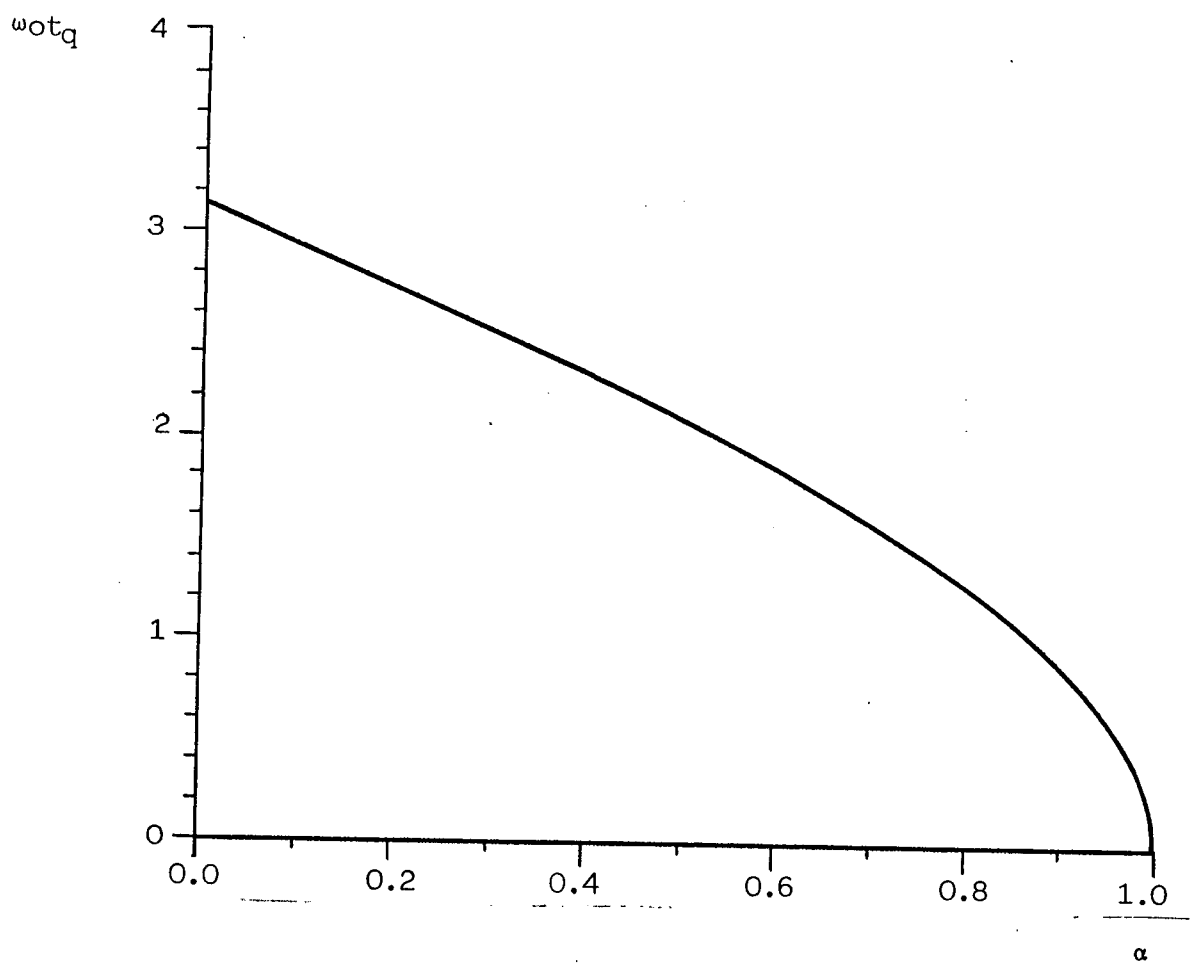
A partir das equações (1.69), (1.79) e (1.84) foram



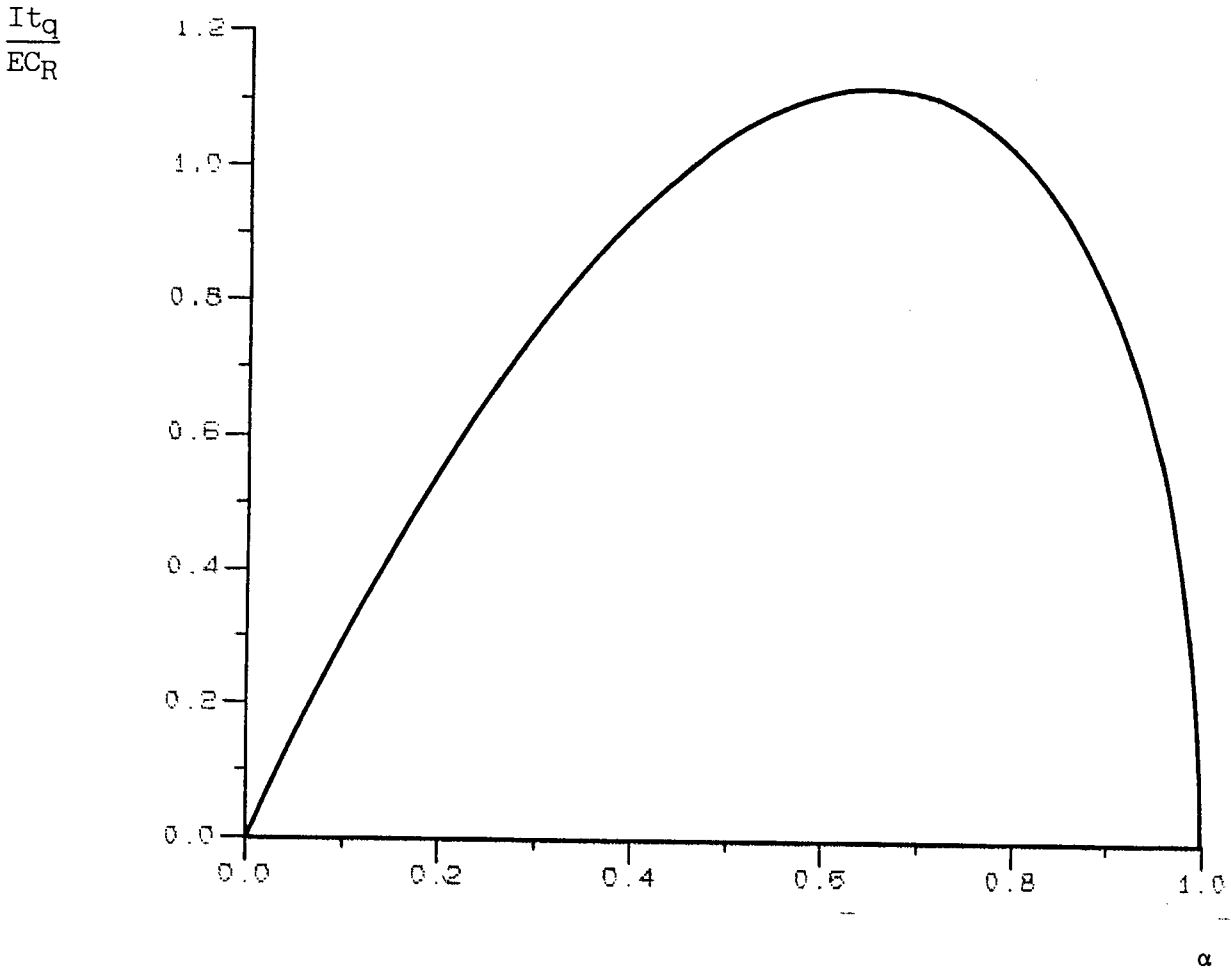
traçadas as curvas (1), (2) e (3) respectivamente, as quais tem como objetivo mostrar a região de operação a partir da variação de  $\alpha$  bem como facilitar no dimensionamento do capacitor e indutor de ressonância.



Curva 1:  $V_0/E \times f/f_0$  (Alfa como parâmetro  $.1 \leq \text{Alfa} \leq 1$  in -  
cremento .1)



Curva 2:  $\omega_0 t_q$  x Alfa



Curva 3:  $It_q/ECR \times \text{Alfa}$ .

## 1.2 - CONVERSOR E-I COM ISOLAMENTO

### 1.2.1 - Introdução

Em muitos circuitos conversores DC-DC um transformador é necessário para fazer o isolamento entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Além disso, a relação de transformação de tensões de entrada e saída pode ser convenientemente ajustada.

Com objetivo de estudar o conversor agora com o acréscimo do transformador de isolamento, este ítem esta sendo proposto.

Na figura 1.9 está representado o diagrama esquemático do conversor quase-ressonante com transformador de isolamento.

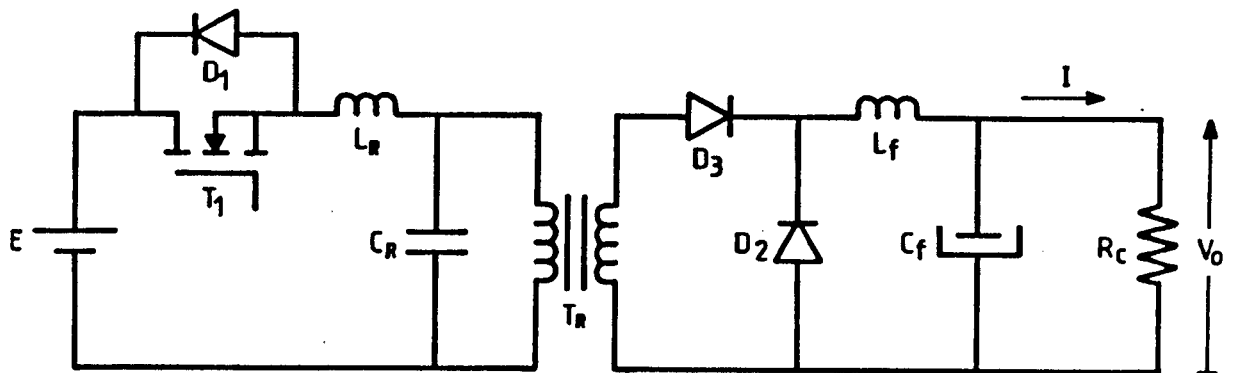


Fig. 1.9 - Esquema do conversor com isolamento.

Para efeito de análise, a tensão  $E$  será considerada constante, a carga e seu filtro terão comportamento de fonte de corrente.

O transformador de isolamento será considerado ideal, isto é, a resistência dos enrolamentos será considerada desprezível, bem como a reatância de dispersão. Como circuito equivalente será considerada somente a indutância magnetizante simbolizada por  $L_m$ . A relação de transformação será considerada unitária.

O restante dos componentes da estrutura também serão considerados ideais para efeito de análise.

### 1.2.2 - Análise Qualitativa

#### a) Etapas de Funcionamento

##### Primeira Etapa

Primeira Etapa Linear ( $t_0, t_1$ ): Esta etapa tem início quando o transistor  $T_1$  é comandado para a condução e termina quando a corrente  $i_{L_R}$  é igual  $I$ , simultaneamente conduzem os diodos  $D_2$  e  $D_3$ . Durante esta etapa a corrente no indutor cresce linearmente devido a colocação em série da fonte de tensão  $E$ . Supondo inicialmente a corrente de carga em roda-livre. A corrente  $i_{L_R}$  cresce linearmente conforme a equação  $i_{L_R} = E/L_R t$ . A corrente no diodo  $D_2$  decresce linearmente conforme a equação  $i_{D_2} = I - i_{L_R}$ . Quando  $i_{L_R} = 0$  o diodo  $D_2$  é bloqueado.

Admitir  $i_{L_m} \ll I$ .

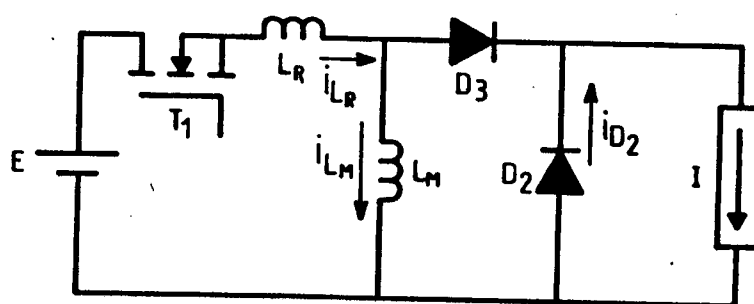


Fig. 1.10 - Entrada em condução de  $T_1$ .

### Segunda Etapa

Etapa Ressonante ( $t_1, t_2$ ): Esta tem início quando  $i_{L_R} = I$  e se finda  $i_{L_R} = 0$  (figura 1.11). Inicialmente o transistor  $T_1$  e o diodo  $D_3$  conduzem. A corrente no indutor ressonante cresce, passa por um máximo, decresce, se anula, neste instante o diodo  $D_1$  começa a conduzir, a corrente  $i_{L_R}$  se inverte continua a decrescer, passa por um mínimo, cresce e se anula. Enquanto isso a tensão no capacitor de ressonância cresce passa por um máximo e decresce não se anulando quando  $i_{L_R} = 0$ . Durante esta etapa ocorre uma pequena devolução de energia para a fonte, energia esta acumulada no capacitor de ressonância. Nesta etapa ocorre a principal transferência de energia do primário para o secundário do transformador.

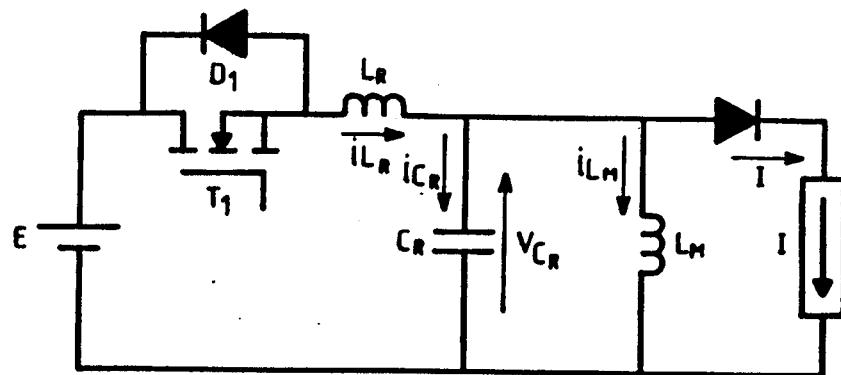


Fig. 1.11 - Etapa Ressonante.

### Terceira Etapa

Segunda Etapa Linear ( $t_2, t_3$ ): Esta etapa tem início quando  $i_{L_R} = 0$  e se finda quando  $V_{C_R} = 0$  (Figura 1.12). O diodo  $D_3$  continua conduzindo enquanto o capacitor se descarrega linearmente.

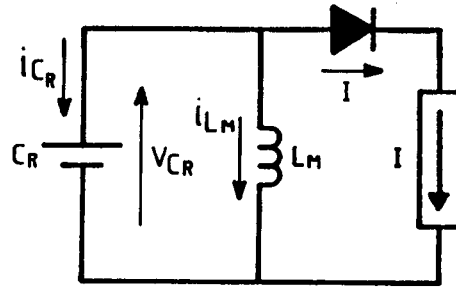


Fig. 1.12 - Descarga Linear do Capacitor.

#### Quarta Etapa

Segunda Etapa Ressonante ( $t_3, t_4$ ): Etapa de desmagnetização do transformador e de roda-livre.

Nesta etapa temos a indutância magnetizante do transformador com seu valor de corrente máxima, descarregando-se sobre o capacitor de ressonância ocorrendo uma oscilação de tensão negativa. A etapa inicia com a tensão  $V_{C_R}=0$  e termina com tensão  $V_{C_R}'=0$  (Fig.1.13), quando ocorre a nova ordem de condução para o transistor  $T_1$ . Simultaneamente, quando  $V_{C_R}=0$  o diodo  $D_2$  assume a corrente de carga até o novo disparo de  $T_1$ .

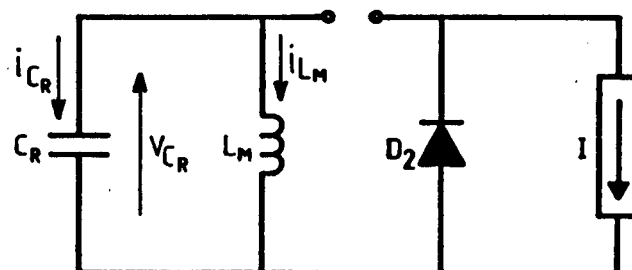


Fig. 1.13 - Desmagnetização e Roda-Livre.

b) Formas de Onda

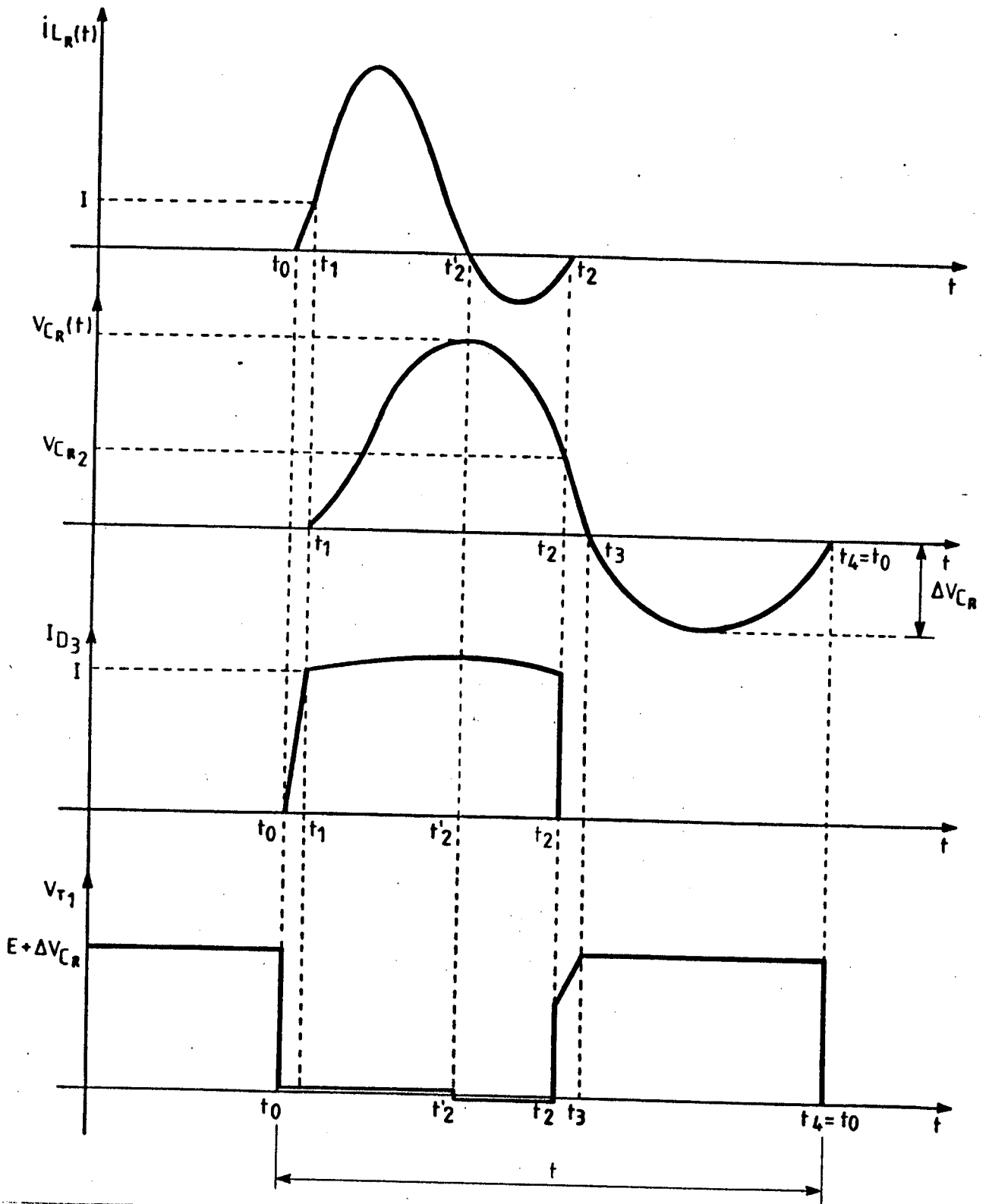


Fig. 1.14 - Formas de onda da estrutura com transformador.



### 1.2.3 - Análise Quantitativa

a) Modelo matemático para as diversas etapas de funcionamento

#### Primeira Etapa

Primeira Etapa Linear ( $t_0, t_1$ )  $\Delta t_1$ :

$$E = L_R \frac{d i_{LR}}{dt} \quad (1.85)$$

$$i_{LR}(t) = \frac{E}{L_R} t \quad (1.86)$$

Quando  $i_{LR}(t) = I$ ,  $t = \Delta t_1$  onde  $\Delta t_1 = t_1 - t_0$  (1.87)

Aplicando (1.87) em (1.86), obtém-se:

$$\Delta t_1 = L_R \frac{I}{E} \quad (1.88)$$

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \omega_0 L_R \frac{I}{E} \quad (1.89)$$

Aplicando (1.6) em (1.89), obtém-se:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \quad (1.90)$$

Aplicando (1.8) em (1.90), obtém-se:

$$\boxed{\Delta t_1 = \frac{\alpha}{\omega_0}} \quad (1.91)$$

Segunda Etapa

Primeira Etapa Ressonante ( $t_1, t_2$ )  $\Delta t_2$ :

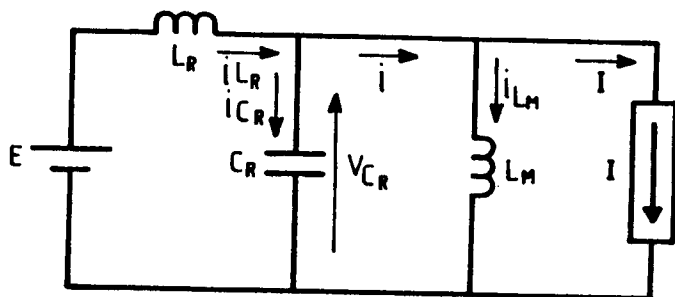


Fig. 1.15 - Circuito equivalente.

$$E = L_R \frac{d i_{L_R}}{dt} + V_{C_R} \quad (1.92)$$

$$V_{C_R} = L_m \frac{d i_{L_m}}{dt} \quad (1.93)$$

$$\Rightarrow \frac{d i_{L_m}}{dt} = \frac{V_{C_R}}{L_m}$$

$$i_{C_R} = C_R \frac{d V_{C_R}}{dt} \quad (1.94)$$

$$i = (i_{L_m} + I) \quad (1.95)$$

$$i_{L_R} = i + i_{C_R} \quad (1.96)$$

$$\Rightarrow i_{CR} = i_{LR} - i$$

derivando (1.96), obtém-se:

$$\frac{d i_{CR}}{dt} = \frac{d i_{LR}}{dt} - \frac{d i}{dt} \quad (1.97)$$

Considerando  $I = \text{constante} \Rightarrow \frac{d i}{dt} = \frac{d i_{Lm}}{dt}$  (1.98)

$$\frac{d i_{CR}}{dt} = \frac{d i_{LR}}{dt} - \frac{d i_{Lm}}{dt} \quad (1.99)$$

$$\frac{d i_{CR}}{dt} = C_R \frac{d^2 V_{CR}}{dt^2} \quad (1.100)$$

Aplicando (1.98) e (1.100) em (1.97), obtém-se:

$$\frac{d i_{LR}}{dt} = \frac{d i_{Lm}}{dt} + \frac{C_R d^2 V_{CR}}{dt^2} \quad (1.101)$$

Aplicando (1.93) em (1.101), obtém-se:

$$\frac{d i_{LR}}{dt} = \frac{V_{CR}}{L_m} + \frac{C_R d^2 V_{CR}}{dt^2} \quad (1.102)$$

Aplicando (1.102) em (1.92), obtém-se:

$$E = \frac{L_R}{L_m} V_{CR} + L_R C_R \frac{d^2 V_{CR}}{dt} + V_{CR} \quad (1.103)$$

$$E = \left(1 + \frac{L_R}{L_m}\right) V_{CR} + L_R C_R \frac{d^2 V_{CR}}{dt^2} \quad (1.104)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (1.104)

$$\frac{E}{S} = \left(1 + \frac{L_R}{L_m}\right) V_{CR}(S) + L_R C_R (S^2 V_{CR}(S) - S V_{CR}(0) - V_{CR}'(0)) \quad (1.105)$$

$$\frac{E}{S} + L_R C_R S V_{CR}(0) + L_R C_R V_{CR}'(0) = \left(1 + \frac{L_R}{L_m} + L_R C_R S^2\right) V_{CR}(S) \quad (1.106)$$

$$\frac{E}{S L_R C_R} + S V_{CR}(0) + V_{CR}'(0) = \left(\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_m C_R} + S^2\right) V_{CR}(S) \quad (1.107)$$

Definindo  $\beta = \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_m C_R}}$  (1.108)

$$\beta^2 = \frac{1}{L_R C_R} + \frac{1}{L_m C_R} \quad (1.109)$$

$$V_{CR}(S) = \frac{E/L_R C_R}{S(S^2 + \beta^2)} + V_{CR}(0) \frac{S}{(S^2 + \beta^2)} + \frac{V_{CR}'(0)}{(S^2 + \beta^2)} \quad (1.110)$$

Aplicando (1.20) em (1.110), obtém-se:

$$V_{CR}(S) = \frac{E \omega_0^2}{\beta^2} \frac{\beta^2}{S(S^2 + \beta^2)} + V_{CR}(0) \frac{S}{S^2 + \beta^2} + V_{CR}'(0) \frac{1}{S^2 + \beta^2} \quad (1.111)$$

Fazendo a transformada inversa de Laplace de (1.111)

$$V_{CR}(t) = E \left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 (1 - \cos \beta t) + V_{CR}(0) \cos \beta t + \frac{V_{CR}'(0)}{\beta} \operatorname{sen} \beta t \quad (1.112)$$

$$V_{CR}(t) = E \left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 - (E \left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 - V_{CR}(0)) \cos \beta t + \frac{V_{CR}'(0)}{\beta} \operatorname{sen} \beta t \quad (1.113)$$

sendo

$$i_{CR}(0) = i_{LR}(0) - i(0) \quad (1.114)$$

$$V_{CR}'(0) = \frac{i_{CR}(0)}{C_R} \quad (1.115)$$

Aplicando (1.114) em (1.115), obtém-se:

$$V_{CR}'(0) = \frac{i_{LR}(0) - i(0)}{C_R} \quad (1.116)$$

$$V_{CR}(t) = E \left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 - (E \left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 - V_{CR}(0)) \cos \beta t + \frac{1}{\beta C_R} (i_{LR}(0)) \operatorname{sen} \beta t \quad (1.117)$$

$$i_{LR}(0) = I \quad (1.118)$$

$$i(0) = I + i_{L_{in}}$$

$$\text{considerando } i_{L_{in}} \approx 0 \Rightarrow i(0) = I \quad (1.119)$$

$$V_{C_R}(0) = 0 \quad (1.120)$$

Aplicando (1.18), (1.119) e (1.120) em (1.17), obtém-se:

$$V_{C_R}(t) = E\left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 - E\left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 \cos \beta t \quad (1.121)$$

A partir de (1.96), obtém-se:

$$i_{C_R} = i_{L_R} - i \quad (1.122)$$

Aplicando (1.94) em (1.22)

$$i_{L_R} = i + C_R \frac{d V_{C_R}}{dt} \quad (1.123)$$

Derivando (1.117) e aplicando em (1.123)

$$i_{L_R}(t) = i(t) + \beta C_R \left( E\left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 - V_{C_R}(0) \right) \text{sen} \beta t + \frac{C_R \beta}{C_R \beta} (i_{L_R}(0) - i(0)) \text{cos} \beta t \quad (1.124)$$

$$i_{L_R}(t) = i(t) + C_R \left( E\left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 - V_{C_R}(0) \right) \text{sen} \beta t + (i_{L_R}(0) - i(0)) \text{cos} \beta t \quad (1.125)$$

Aplicando (1.118), (1.119) e (1.120) em (1.125), obtém-se:

$$i_{L_R}(t) = I + \beta C_R E\left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 \text{sen} \beta t \quad (1.126)$$

$$\text{Quando } i_{L_R}(t) = 0, \quad t = \Delta t_2, \quad \Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (1.127)$$

Aplicando (1.127) em (1.126)

$$\beta C_R E \left( \frac{\omega_0}{\beta} \right)^2 \text{sen } \beta \Delta t_2 = -I \quad (1.128)$$

$$\text{sen } \beta \Delta t_2 = \frac{-I}{E} \frac{1}{\beta C_R} \left( \frac{\beta}{\omega_0} \right)^2 \quad (1.129)$$

A partir de (1.108), obtém-se:

$$\beta = \sqrt{\frac{L_m C_R + L_R C_R}{L_R L_m C_R^2}} \quad (1.130)$$

Rearranjando, (1.130)

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R} \sqrt{L_m C_R}} \cdot \sqrt{(L_m + L_R) C_R} \quad (1.131)$$

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \frac{\sqrt{L_m C_R + L_R C_R}}{\sqrt{L_m C_R}} \quad (1.132)$$

$$\beta = \omega_0 \sqrt{\frac{L_m C_R + L_R C_R}{L_m C_R L_m C_R}} \quad (1.133)$$

$$\beta = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \quad (1.134)$$

Aplicando (1.134) em (1.129), obtém-se:

$$\text{sen} \left( \omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right) \Delta t_2 = \frac{-1}{\omega_0 C_R \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \frac{I}{E} \left( \frac{\omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}}{\omega_0} \right)^2 \quad (1.135)$$

Aplicando (1.25) em (1.135), obtém-se:

$$\operatorname{sen}\left(\omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}\right) \Delta t_2 = - \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \quad (1.136)$$

Aplicando (1.68) em (1.136), obtém-se:

$$\omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \Delta t_2 = \operatorname{sen}^{-1}\left(-\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}\right) \quad (1.137)$$

Como  $\omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \Delta t_2$  está no 4º quadrante.

$$\omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \Delta t_2 = 2\pi + \operatorname{sen}^{-1}\left(-\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}\right) \quad (1.138)$$

Como o seno é uma função ímpar

$$\omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \Delta t_2 = 2\pi - \operatorname{sen}\left(\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}\right) \quad (1.139)$$

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\beta} \left[ 2\pi - \operatorname{sen}^{-1}\left(\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}\right) \right] \quad (1.140)$$

### Terceira Etapa

**Segunda Etapa Linear** ( $t_2, t_3$ )  $\Delta t_3$ :

$$i_{C_R} = C_R \frac{d V_{C_R}}{dt} \quad (1.141)$$



Como o capacitor se descarrega com corrente constante

$$i_{C_R} = - I \quad (1.142)$$

Aplicando (1.142) em (1.141) e considerando que o capacitor tem uma tensão inicial  $V_{C_{R2}}$  que é a tensão no final da segunda etapa temos

$$V_{C_R}(t) = V_{C_{R2}} - \frac{I}{C_R} t \quad (1.143)$$

onde  $V_{C_{R2}}$  pode ser calculado por

$$V_{C_{R2}} = E \left( \frac{\omega_0}{\beta} \right)^2 - E \left( \frac{\omega_0}{\beta} \right)^2 \cos \beta \Delta t_2 \quad (1.144)$$

sabendo-se que

$$\cos \beta \Delta t_2 = \sqrt{1 - \sin^2 \beta \Delta t_2} \quad (1.145)$$

Aplicando (1.136) em (1.145), obtém-se:

$$\cos \beta \Delta t_2 = \sqrt{1 - \left( -\sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right)^2} \quad (1.146)$$

Aplicando (1.146) em (1.144), obtém-se:

$$V_{C_{R2}} = E \left( \frac{\omega_0}{\beta} \right)^2 - E \left( \frac{\omega_0}{\beta} \right)^2 \cdot \sqrt{1 - \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \quad (1.147)$$

Aplicando (1.134) em (1.147), obtém-se:

$$V_{CR2} = E \left( \frac{\omega_0}{\omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \right)^2 - E \left( \frac{\omega_0}{\omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \right)^2 \left[ 1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right)^2 \right] \quad (1.148)$$

$$V_{CR2} = E \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \right)^2 \left[ 1 - \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right)^2} \right] \quad (1.149)$$

Aplicando (1.149) em (1.143)

$$V_{CR}(t) = E \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \right)^2 \left[ 1 - \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right)^2} \right] - \frac{I}{C_R} t$$

(1.150)

$$\text{Quando } V_{CR}(t) = 0, \quad t = \Delta t_3 \quad \Delta t_3 = t_3 - t_2 \quad (1.151)$$

Aplicando (1.151) em (1.150), obtém-se:

$$\Delta t_3 = C_R \frac{E}{I} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \right)^2 \left[ 1 - \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right)^2} \right] \quad (1.152)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \omega_0 C_R \frac{E}{I} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \right)^2 \left[ 1 - \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right)^2} \right] \quad (1.153)$$

Aplicando (1.25) em (1.153), obtém-se:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{I} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \right)^2 \left[ 1 - \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right)^2} \right] \quad (1.154)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \left[ \frac{1}{\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} - \sqrt{\left( \frac{1}{\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \right)^2 - 1} \right]$$

(1.155)

#### Quarta Etapa

Etapa de Desmagnetização e Roda Livre ( $t_3, t_4$ )  $\Delta t_4$ :

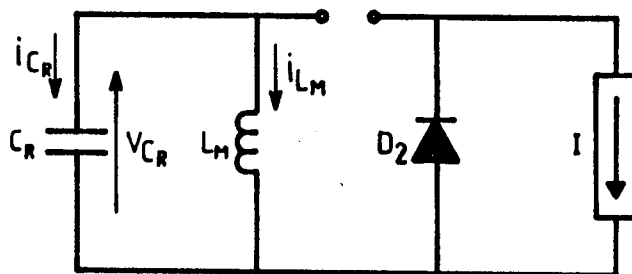


Fig. 1.16 - Circuito Equivalente.

$$i_{C_R} = -i_{L_m} \Rightarrow -i_{C_R} = i_{L_m} \Rightarrow -\frac{d i_{C_R}}{dt} = \frac{d i_{L_m}}{dt} \quad (1.156)$$

$$V_{C_R} = L_m \frac{d i_{L_m}}{dt} \Rightarrow \frac{V_{C_R}}{L_m} = \frac{d i_{L_m}}{dt} \quad (1.157)$$

$$i_{C_R} = C_R \frac{d V_{C_R}}{dt} \quad (1.158)$$

$$\frac{d i_{L_m}}{dt} = - C_R \frac{d^2 V_{C_R}}{dt^2} \quad (1.159)$$

Aplicando (1.157) em (1.159)

$$\frac{V_{C_R}}{L_m} = - C_R \frac{d^2 V_{C_R}}{dt^2} \quad (1.160)$$

$$V_{C_R} = - L_m C_R \frac{d^2 V_{C_R}}{dt^2} \quad (1.161)$$

Aplicando a transformada de Laplace

$$- L_m C_R (S^2 V_{C_R}(S) - S V_{C_R}(0) - V_{C_R}'(0)) = V_{C_R}(S) \quad (1.162)$$

$$V_{C_R}(S) \cdot (1 + L_m C_R S^2) = V_{C_R}(0) L_m C_R S + L_m C_R V_{C_R}'(0) \quad (1.163)$$

$$V_{C_R}(S) \left( S^2 + \frac{1}{L_m C_R} \right) = V_{C_R}(0) S + V_{C_R}'(0) \quad (1.164)$$

sendo  $\omega_m = 1 / \sqrt{L_m C_R}$  (1.165)

$$V_{C_R}(S) = V_{C_R}(0) \frac{S}{S^2 + \omega_m^2} + V_{C_R}'(0) \frac{1}{S^2 + \omega_m^2} \quad (1.166)$$

Fazendo a transformada Inversa de Laplace

$$V_{C_R}(t) = V_{C_R}(0) \cos \omega_m t + \frac{V'_{C_R}(0)}{\omega_m} \operatorname{sen} \omega_m t \quad (1.167)$$

$$V'_{C_R}(0) = \frac{i_{C_R}(0)}{C_R} \quad (1.168)$$

$$V'_{C_R}(0) = - \frac{i_{L_m}(0)}{C_R} \quad (1.169)$$

Aplicando (1.169) em (1.167), obtém-se:

$$V_{C_R}(t) = V_{C_R}(0) \cos \omega_m t - \frac{i_{L_m}(0)}{C_R \omega_m} \operatorname{sen} \omega_m t \quad (1.170)$$

$$\frac{1}{C_R \omega_m} = \frac{\sqrt{L_m C_R}}{C_R} = \sqrt{\frac{L_m}{C_R}} \quad (1.171)$$

$$V_{C_R}(t) = V_{C_R}(0) \cos \omega_m t - \sqrt{\frac{L_m}{C_R}} i_{L_m}(0) \operatorname{sen} \omega_m t \quad (1.172)$$

sendo  $i_{L_m} = -C_R \frac{d V_{C_R}}{dt} \quad (1.173)$

Aplicando (1.172) em (1.173), obtém-se:

$$i_{L_m}(t) = -C_R (-\omega_m V_{C_R}(0) \operatorname{sen} \omega_m t - \omega_m \sqrt{\frac{L_m}{C_R}} i_{L_m}(0) \cos \omega_m t) \quad (1.174)$$

$$i_{L_m}(t) = C_R \omega_m V_{C_R}(0) \sin \omega_m t + C_R \omega_m \sqrt{\frac{L_m}{C_R}} i_{L_m}(0) \cos \omega_m t \quad (1.175)$$

Aplicando (1.171) em (1.175), obtém-se:

$$\sqrt{\frac{L_m}{C_R}} i_m(t) = V_{C_R}(0) \sin \omega_m t + \sqrt{\frac{L_m}{C_R}} i_m(0) \cos \omega_m t \quad (1.176)$$

sendo

$$\Delta T_m = 2 \pi \sqrt{L_m C_R} \quad (1.177)$$

$$\Delta t_4 = \frac{T_m}{2} \quad (1.178)$$

Aplicando (1.177) em (1.178), obtém-se:

$$\Delta t_4 = \pi \sqrt{L_m C_R} \quad (1.179)$$

## b) Ganho Estático

Potência entregue pela fonte E

$$P_{in} = E I_{LRmed} \quad (1.180)$$

Potência absorvida pela carga

$$P_O = V_O I \quad (1.181)$$

Fazendo  $P_{in} = P_O \quad (1.182)$

Aplicando (1.180) e (1.181) em (1.182), obtém-se:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{I L_{Rmed}}{I} \quad (1.183)$$

Cálculo do  $I_{LR}$  médio

$$I_{LRmed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{LR}(t) dt \quad (1.184)$$

Aplicando (1.86) e (1.126) em (1.184), obtém-se:

$$I_{LRmed} = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\Delta t_1} \frac{E}{L_R} t dt + I \int_0^{\Delta t_2} dt + \beta C_R E \left(\frac{\omega_o}{\beta}\right)^2 \int_0^{\Delta t_2} \text{sen } \beta t dt \right] \quad (1.185)$$

$$I_{LRmed} = \frac{1}{T} \left[ \frac{E t^2}{2 L_R} \Big|_0^{\Delta t_1} + I t \Big|_0^{\Delta t_2} - \beta \frac{C_R E}{\beta} \left(\frac{\omega_o}{\beta}\right)^2 \cos \beta t \Big|_0^{\Delta t_2} \right] \quad (1.186)$$

$$I_{LRmed} = \frac{1}{T} \left[ \frac{E}{2 L_R} \Delta t_1^2 + I \Delta t_2 - C_R E \left(\frac{\omega_o}{\beta}\right)^2 (\cos \beta \Delta t_2 - 1) \right] \quad (1.187)$$

Aplicando (1.91), (1.40) e (1.146) em (1.187), obtém-se

$$I_{LRmed} = \frac{1}{T} \left[ \frac{E}{2 L_R} \frac{\alpha^2}{\omega_o^2} + \frac{I}{\omega_o \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \left[ 2\pi - \text{sen}^{-1} \left( \alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right) \right] - \right]$$

$$- C_{RE} \left( \frac{\omega_0}{\beta} \right)^2 \left( \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right)^2} - 1 \right) \quad (1.188)$$

Aplicando (1.134) em (1.188), obtém-se:

$$I_{L_{Rmed}} = \frac{1}{T} \left[ \frac{E}{2 L_R} \frac{\alpha^2}{\omega_0^2} + \frac{I}{\omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}})) - \right. \\ \left. - C_{RE} \left( \frac{\omega_0}{\omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \right)^2 \left( \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right)^2} - 1 \right) \right] \quad (1.189)$$

$$I_{L_{Rmed}} = \frac{I}{\omega_0 T \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \left[ \frac{E}{2 L_R I} \alpha^2 \frac{\sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}}{\omega_0} + (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}})) - \right. \\ \left. - \omega_0 C_R \frac{E}{I} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \left( \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right)^2} - 1 \right) \right] \quad (1.190)$$

Aplicando (1.6) e (1.25) em (1.190), obtém-se:

$$I_{L_{Rmed}} = \frac{I}{\omega_0 T \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \left[ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{I} \alpha^2 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} + (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}})) - \right.$$



$$- \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{I} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \left[ \sqrt{1 - \left( \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{I}{E} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right)^2} - 1 \right] \quad (1.191)$$

Aplicando (1.8) em (1.191), obtém-se:

$$I_{LRmed} = \frac{I}{\omega_0 T \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \left[ \frac{1}{2\alpha} \alpha^2 \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} + (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}})) - \left( \frac{1}{\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \sqrt{1 - (\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}})^2} + \frac{1}{\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \right) \right] \quad (1.192)$$

$$I_{LRmed} = \frac{I}{\omega_0 T \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \left[ \frac{\alpha}{2} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} + \frac{1}{\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} - \sqrt{\left( \frac{1}{\alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \right)^2} - 1 + \left[ 2\pi - \text{sen}^{-1} \left( \alpha \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \right) \right] \right] \quad (1.193)$$

$$\text{Definindo, } \gamma = \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \quad (1.194)$$

Aplicando (1.66), (1.67) e (1.194) em (1.193), obtém-se:

$$I_{LRmed} = \frac{I}{2\pi \gamma} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} \gamma + \frac{1}{\alpha \gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha \gamma}\right)^2 - 1} + \right. \\ \left. + \left[ 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha \gamma) \right] \right\} \quad (1.195)$$

Aplicando (1.195) em (1.183), obtém-se:

$$\frac{V_0}{E} = \frac{1}{2\pi \gamma} \frac{f}{f_0} \left\{ \frac{\alpha}{2} \gamma + \frac{1}{\alpha \gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha \gamma}\right)^2 - 1} + \left[ 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha \gamma) \right] \right\} \quad (1.196)$$

Pela equação verifica-se que:

$$\alpha \gamma \leq 1$$

### c) Cálculo de $t_q$

A partir das formas de onda, verifica-se:

$$t_q = \Delta t_2 - \Delta t_2' \quad (1.197)$$

Da equação (1.126), tem-se:

$$i_{LR}(t) = I + \beta C_R E \left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 \text{sen } \beta t \quad (1.198)$$

$$\text{Quando } i_{L_R}(t) = 0, \quad t = \Delta t'_2 \quad (1.199)$$

Aplicando (1.199) em (1.198), obtém-se:

$$0 = I + \beta C_R E \left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)^2 \text{ sen } \beta \Delta t'_2 \quad (1.200)$$

$$\text{sen } \beta \Delta t'_2 = - I/E \beta C_R (\beta/\omega_0)^2 \quad (1.201)$$

$$\text{sen } \beta \Delta t'_2 = - \frac{I}{E C_R} \frac{\beta}{\omega_0^2} \quad (1.202)$$

Aplicando (1.134) em (1.202), obtém-se:

$$\text{sen } \beta \Delta t'_2 = - \frac{I}{E C_R} \frac{\omega_0}{\omega_0^2} \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \quad (1.203)$$

Aplicando (1.25) em (1.203), obtém-se:

$$\text{sen } \beta \Delta t'_2 = - \frac{I}{E} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \sqrt{1 + \frac{L_R}{C_R}} \quad (1.204)$$

Aplicando (1.8) e (1.194) em (1.204), obtém-se:

$$\text{sen } \beta \Delta t'_2 = -\alpha\gamma \quad (1.205)$$

$$\beta \Delta t'_2 = \text{sen}^{-1}(-\alpha\gamma) \quad (1.206)$$

Como  $\beta \Delta t'_2$  está no terceiro quadrante

$$\beta \Delta t'_2 = \pi - \text{sen}^{-1}(-\alpha\gamma) \quad (1.207)$$

Como seno é uma função ímpar

$$\Delta t'_2 = \frac{1}{\beta} (\pi + \text{sen}^{-1}(\alpha\gamma)) \quad (1.208)$$

Aplicando (1.190) e (1.208) em (1.197), obtém-se:

$$t_q = \frac{1}{\beta} \left\{ 2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha\gamma) - \pi - \text{sen}^{-1}(\alpha\gamma) \right\} \quad (1.209)$$

$$\boxed{\beta t_q = \pi - 2 \cdot \text{sen}^{-1}(\alpha\gamma)} \quad (1.210)$$

A partir de (1.210), tem-se:

$$t_q = \frac{1}{\beta} (\pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha\gamma)) \quad (1.211)$$

Aplicando (1.20) e (1.134) em (1.211), obtém-se:

$$t_q = \left[ \pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha\gamma) \right] \frac{\sqrt{L_R C_R}}{\sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \quad (1.212)$$

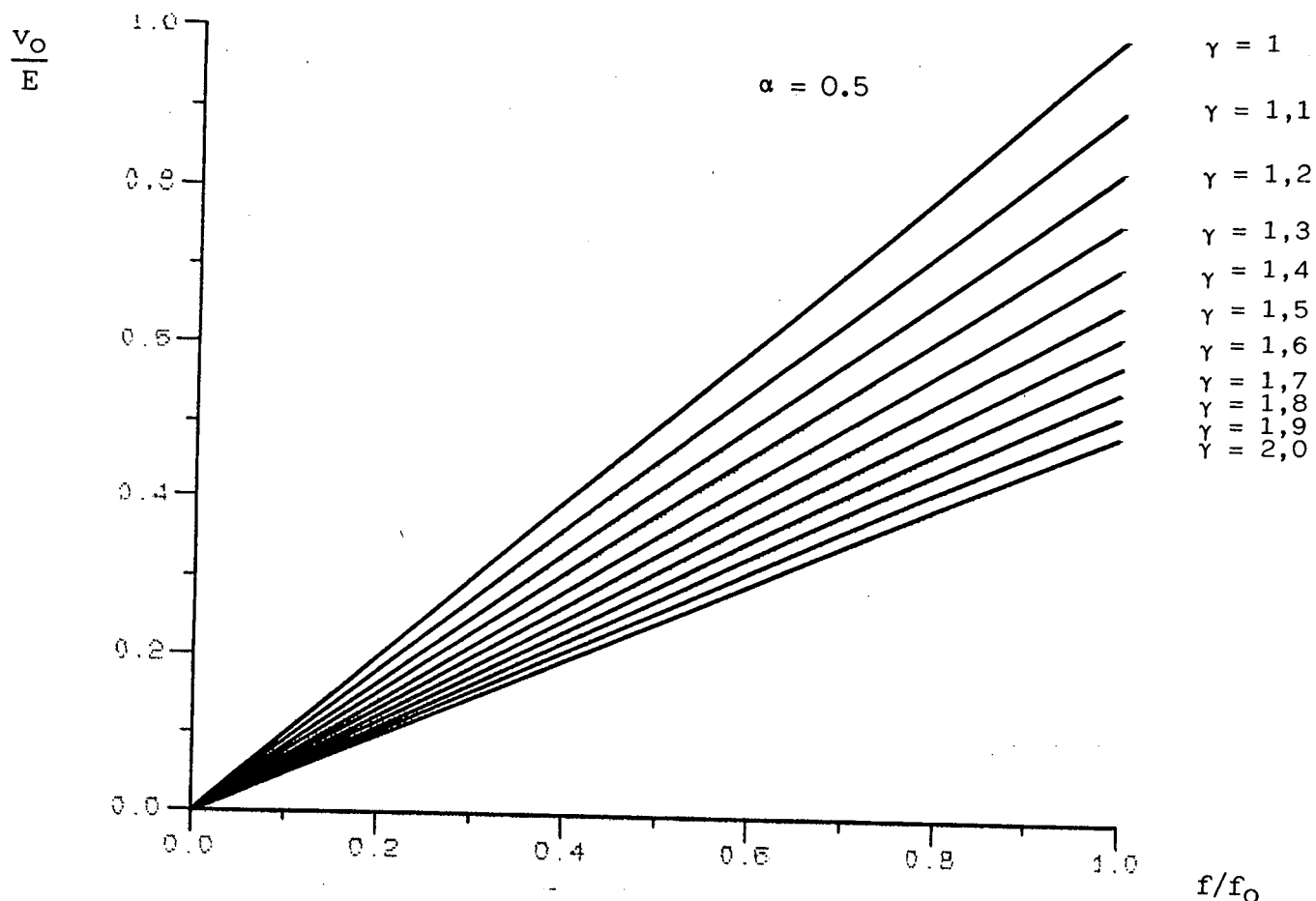
$$\frac{I t_q}{E C_R} = \left[ \pi - 2 \text{sen}^{-1}(\alpha\gamma) \right] \frac{I}{E} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}}} \quad (1.213)$$

Aplicando (1.8) e (1.194) em (1.213), obtém-se:

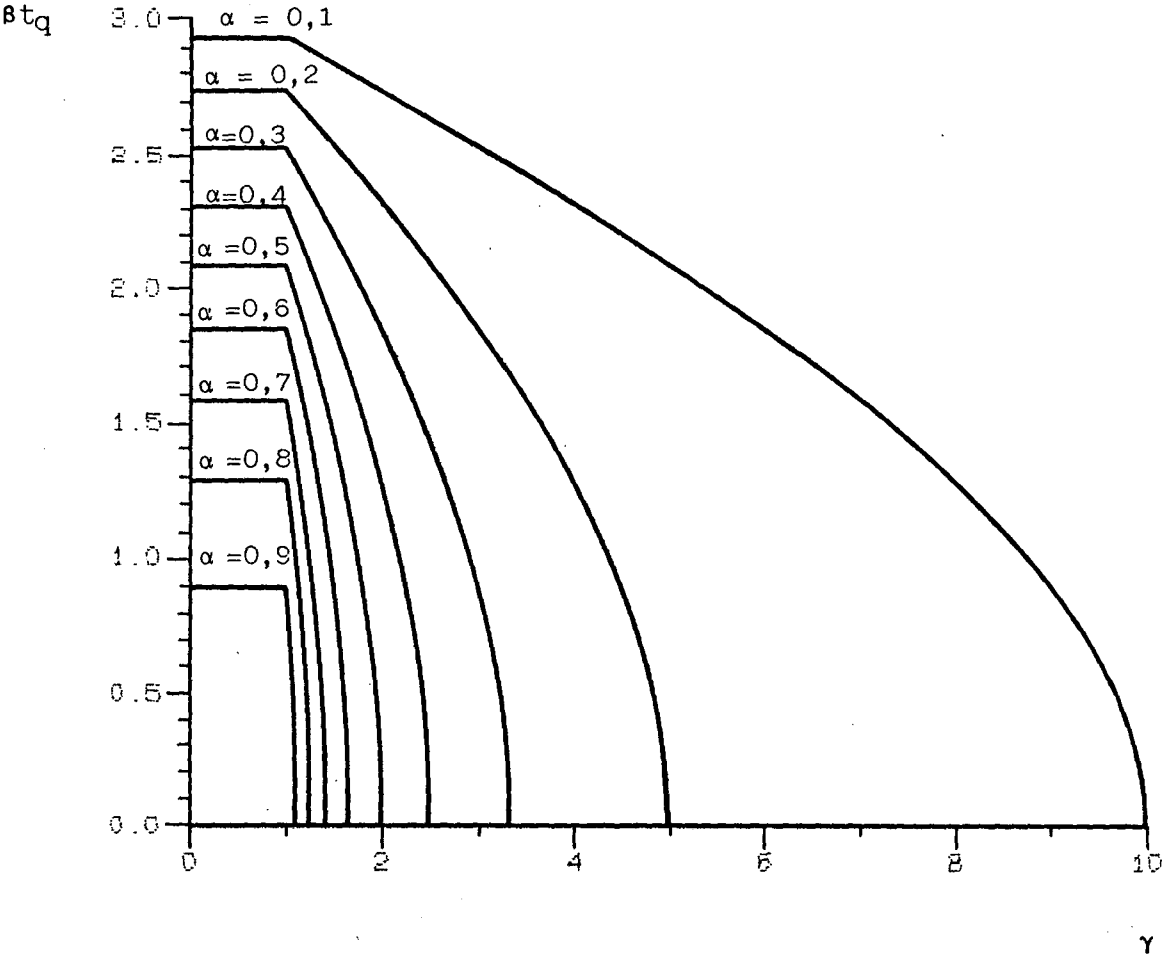
$$\frac{I t_q}{E C_R} = \left[ \pi - 2 \operatorname{sen}^{-1} (\alpha \gamma) \right] \frac{\alpha}{\gamma} \quad (1.214)$$

#### d) Curvas

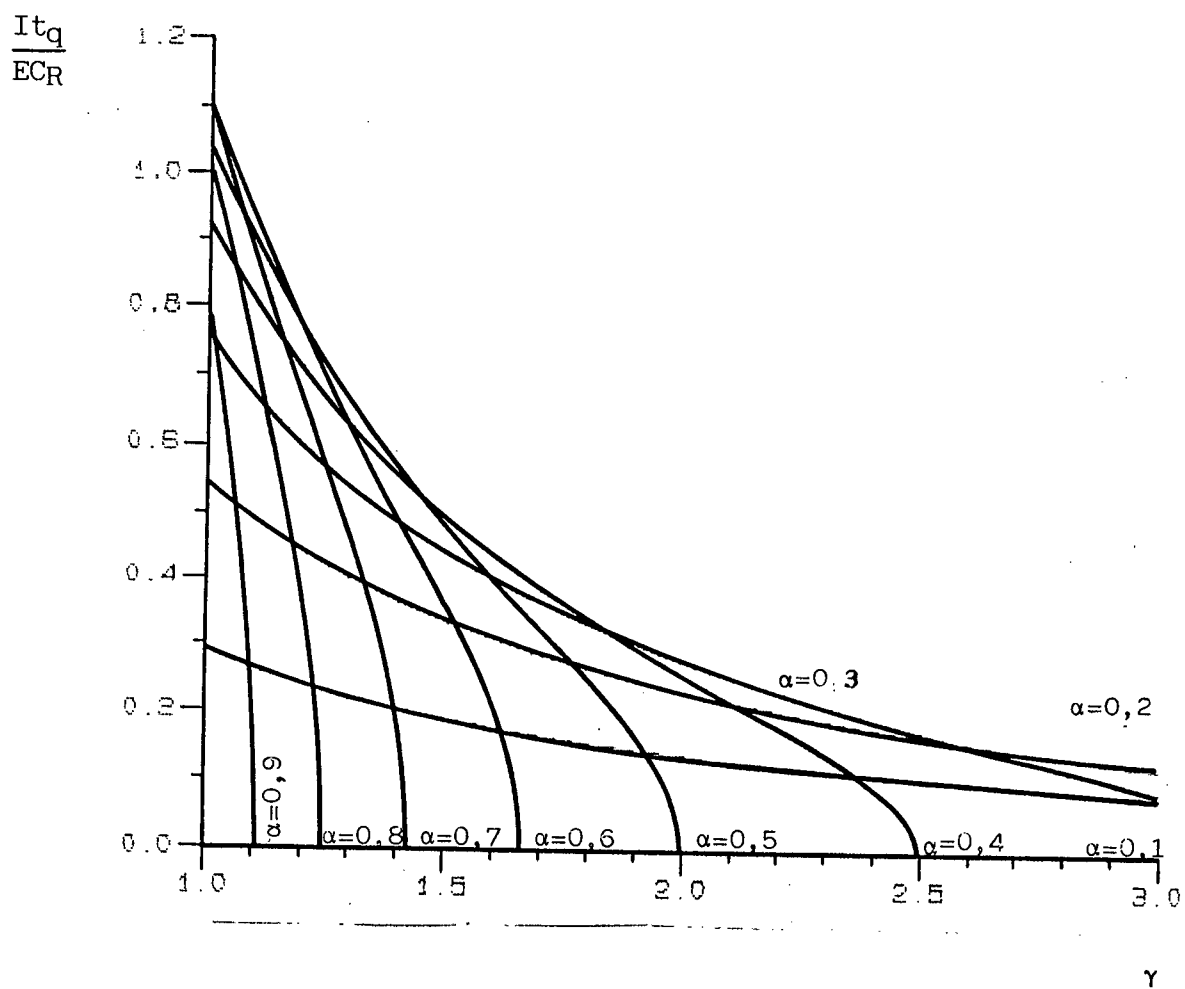
A partir das equações (1.196), (1.210) e (1.214) foram traçadas as curvas (4), (5) e (6) respectivamente, as quais tem como objetivo mostrar a região de operação em função da variação de  $\alpha$  e  $\gamma$ , bem como facilitar no dimensionamento do capacitor de ressonância, do indutor de ressonância e do transformador.



CURVA 4:  $V_0/E \times f/f_0$  (Alfa = .5 Par. Gama 1  $\leq$  Gama  $\leq$  2 Inc.=.1)



CURVA 5:  $\beta t_q$  x Gama(Alfa como parametro.  $1 \leq \text{Alfa} \leq 1$  incremento .1)



CURVA 6:  $It_q/ECR$  X Gama (Alfa como parâmetro  $.1 \leq \text{Alfa} \leq 1$  incrementos = .1)

### 1.3 - CONCLUSÃO

A partir da análise do conversor sem isolamento pode-se verificar pela característica de ganho estático (curva 1) que o conversor apresenta uma boa regulação de tensão em malha aberta. Evidentemente deve ser ressaltado que algumas idealidades foram consideradas a fim de facilitar a análise matemática, o que por ocasião de projeto e montagem de protótipo pode vir causar pequenas discrepâncias.

Com relação a comutação com corrente zero a condição básica a ser respeitada é que  $I\sqrt{L_R/C_R} < E$ , fazendo com que exista definitivamente um intervalo de tempo  $t_q$  onde o transistor  $T_1$  possa ser desligado sem perdas devido a comutação.

Para facilidade de projeto foram traçadas as curvas 2 e 3 das quais a partir de especificações requeridas, os valores de capacitor e indutor de ressonância são obtidos.

Da análise do conversor com transformador, verificou-se a inclusão de mais um parâmetro nas equações fundamentais do conversor. Parâmetro este que, depende do indutor ressonante e da indutância de magnetização do transformador.

Com objetivo de conhecer a influência deste novo parâmetro no conversor, procurando resguardar as características iniciais, foram traçadas as curvas 4, 5 e 6, curvas estas provenientes de análises equivalentes as que geraram as curvas 1, 2 e 3. Como conclusão verifica-se que a característica quase-ressonante do conversor pode ser mantida com a inclusão do transformador, naturalmente quando obedecidas algumas restrições sugeridas pela análise.

Estas restrições serão enaltecidas no próximo capítulo onde será feito um exemplo de projeto.



## C A P Í T U L O 2

### PROJETO DO CONVERSOR QUASE-RESSONANTE

#### 2.1 - INTRODUÇÃO

Nos circuitos conversores chaveados, os elementos magnéticos e capacitores tem como função armazenar, transferir energia e filtrar ondulações. Deste modo os valores e volumes dos elementos magnéticos e capacitores decrescem com o aumento da frequência de chaveamento. A operação em alta frequência é condição necessária nos projetos onde existe necessidade de alta densidade de potência. Contudo, o chaveamento de uma carga indutiva em alta frequência, como é o caso da maioria dos conversores chaveados, faz com que a vida útil do dispositivo de chaveamento seja sensivelmente diminuída bem como as perdas em chaveamento aumentadas.

Os conversores quase-ressonantes contornam estes problemas com a técnica de chaveamento com corrente zero, possibilitando a operação em frequências elevadas, fazendo com que a densidade de potência do conversor seja elevada e as perdas de chaveamento praticamente extintas.

Neste projeto será utilizado a MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) como interruptor, uma vez que este componente foi desenvolvido para trabalhar em frequências elevadas, sabendo-se que no projeto será adotada uma frequência de chaveamento de 500 kHz.

Pode-se citar como características principais do MOSFET a alta velocidade de chaveamento, alta potência, alta tensão, não apresentar característica de segunda avalanche, possuir na estrutura um diodo em anti-paralelo o qual facilita sua utilização, pois o conversor proposto admite corrente bidirecional pe-

lo interruptor, etc...

Como especificações propostas para o projeto tem-se:

- Potência de saída : 100W
- Frequência de Chaveamento: 500 kHz
- Tensão de Entrada:  $48 \pm 8 V_{CC}$
- Tensão de saída:  $24 V_{CC}$
- Ondulação Máxima de Corrente de Saída: 25%.I
- Ondulação Máxima de Tensão de Saída: 5%  $V_O$

## 2.2 - PROJETO DO CONVERSOR SEM ISOLAMENTO

### 2.2.1 - Elementos de Ressonância

#### a) Dimensionamento

- Analisando a curva de ganho estático para o conversor sem isolamento (curva 1 do capítulo 1) verifica-se que esta característica permanece inalterada quando o parâmetro  $\alpha$  é variado. Verifica-se que, uma vez especificado valores de tensão de entrada e saída, o valor de relação  $f/f_0$  fica determinado.

Para o exemplo  $\frac{V_O}{E} = \frac{24}{48} = 0,5$  — Curva 1 —  $\frac{f}{f_0} = 0,5$

- Tendo como especificação a frequência de chaveamento pode-se então definir a frequência de ressonância.

$$f_0 = \frac{f}{0,5} = \frac{500 \text{ kHz}}{0,5} = 1 \text{ M Hz} \quad \text{---} \quad T_0 = 1 \mu\text{s}$$

- Como  $\alpha$  praticamente não influencia o ganho estático, pode-se adotá-lo em seu valor intermediário.

Logo:  $\alpha = 0,5$

- Conhecendo-se o período de ressonância,  $T_0 = 1\mu s$ , e sabendo-se que o tempo  $t_q$ , é o tempo necessário para o desligamento do transistor  $T_1$ , pode-se adotá-lo como 30% do período de ressonância  $T_0$ , e então calcular o valor do capacitor de ressonância com auxílio da curva 3 do capítulo 1.

$$\text{Com } \alpha = 0,5 \text{ — Curva 3 — } \frac{I t_q}{E C_R} = 1$$

sendo:  $I = 4,167 \text{ A}$

$E = 48 \text{ V}$

$t_q = 0,3\mu s$       tem-se:

$$C_R = 26,04 \text{ nF}$$

A partir da equação (1.20) tem-se:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} = 2\pi F_0 \quad (2.1)$$

Rearranjando (2.1), obtém-se:

$$L_R = \frac{1}{4\pi^2 F_0^2 C_R} \quad (2.2)$$

Substituindo os valores numéricos na equação (2.2),  
obtem-se:

$$L_R = 0,973 \mu\text{H}$$

- Para testar os valores calculados, com o objetivo de garantir a comutação natural verifica-se a seguinte condição (a partir do plano de fases):

$$I \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} < E \quad (2.3)$$

Substituindo os valores numéricos na expressão anterior, obtém-se:

$$25,47 < 48 \quad \text{o que satisfaz (2.3).}$$

- Verificando se o  $\alpha$  adotado está próximo ao valor real com o auxílio da equação (1.8), obtém-se:

$$\alpha = 0,53 \quad \text{o que é aceitável.}$$

b) Cálculo da máxima tensão e da corrente eficaz no capacitor de ressonância

A máxima tensão pode ser determinada a partir da equação (1.31).

$$\text{Fazendo-se } \cos \omega_0 t = -1 \quad (2.4)$$

$$\text{obtem-se: } V_{C_{R\max}} = 2E$$

Considerando a pior situação, quando  $E = 56V$ , obtém-se:

$$V_{CRmax} = 112 V$$

- A corrente eficaz no capacitor de ressonância pode ser calculada a partir da equação (1.13) no intervalo de tempo  $\Delta t_2$  (1.39) e pela equação (1.41) no intervalo de tempo  $\Delta t_3$  (1.53). Assim:

$$I_{CR\text{ ef}} = \left[ \frac{1}{T} \int_0^T (i_{CR}(t))^2 dt \right]^{1/2} \quad (2.5)$$

$$I_{CR\text{ ef}} = \left\{ \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\Delta t_2} \left( \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} E \sin \omega_0 t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} (-I)^2 dt \right] \right\}^{1/2} \quad (2.6)$$

$$I_{CR\text{ ef}} = \left\{ \frac{1}{T} \left[ \frac{C_R}{L_R} E^2 \left( \frac{t}{2} - \frac{\sin 2\omega_0 t}{4\omega_0} \right) \Big|_0^{\Delta t_2} + I^2 t \Big|_0^{\Delta t_3} \right] \right\}^{1/2} \quad (2.7)$$

$$I_{CR\text{ ef}} = \left\{ \frac{1}{T} \left[ \frac{C_R}{L_R} E^2 \left[ \left( \frac{1}{2\omega_0} (2\pi - \sin^{-1}(\alpha)) - \frac{1}{4\omega_0} \sin(2\frac{\omega_0}{\omega_0} (2\pi - \sin^{-1}(\alpha))) \right) \right] + \right. \right.$$

$$\left. \left. I^2 \left[ \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) \right] \right] \right\}^{1/2} \quad (2.8)$$

$$I_{C_{R_{ef}}} = \left\{ \frac{1}{T} \left[ \frac{C_R}{L_R} E^2 \frac{1}{2\omega_0} \left[ (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) - \frac{1}{2} \text{sen}(4\pi - 2\text{sen}^{-1}(\alpha)) \right] + \right. \right. \\ \left. \left. I^2 \left[ \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) \right] \right] \right\}^{1/2} \quad (2.9)$$

Substituindo os valores numéricos na equação (2.9), obtém-se:

$$I_{C_{R_{ef}}} = 3,94 \text{ A}$$

### c) Especificações do Capacitor de Ressonância

Capacitor inicialmente proposto: Capacitor de Polipropileno TIPO TMACF - 27nF - 250V - [20]

De [20], obtém-se  $\text{tg} \delta < 1,5 \cdot 10^{-2}$  para Frequências até 500 kHz. A RSE (Resistência Série Equivalente), pode ser obtida a partir da expressão abaixo:

$$RSE = \frac{\text{tg} \delta}{\omega_0 C} \quad (2.10)$$

Substituindo os valores na equação (2.10), obtém-se:

$$RSE = 90,04 \text{ m}\Omega$$

As perdas no capacitor são dadas por:

$$P = RSE \cdot (I_{C_{R_{ef}}})^2 \quad (2.11)$$

Logo:  $P = 1,40 \text{ W}$

d) Cálculo da corrente eficaz no Indutor de Ressonância

- A corrente eficaz no indutor de ressonância pode ser calculada a partir da equação (1.2) no intervalo de tempo  $\Delta t_1$  (1.9) e pela equação (1.32) no intervalo de tempo  $\Delta t_2$  (1.39). Assim:

$$I_{LR \text{ ef}} = \left[ \frac{1}{T} \int_0^T (i_{LR}(t))^2 dt \right]^{1/2} \quad (2.12)$$

$$I_{LR \text{ ef}} = \left[ \frac{1}{T} \left[ \left( \frac{E}{L_R} \right)^2 \int_0^{\Delta t_1} t^2 dt + \left( \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} E \right)^2 \int_0^{\Delta t_2} (\text{sen } \omega_0 t)^2 dt + \right. \right. \\ \left. \left. + I^2 \int_0^{\Delta t_2} dt \right] \right]^{1/2} \quad (2.13)$$

$$I_{LR \text{ ef}} = \left[ \frac{1}{T} \left[ \left( \frac{E}{L_R} \right)^2 \frac{1}{3} t^3 \Big|_0^{\Delta t_1} + \frac{C_R}{L_R} E^2 \left( \frac{t}{2} - \frac{\text{sen } \omega_0 t}{4\omega_0} \Big|_0^{\Delta t_2} + I^2 t \Big|_0^{\Delta t_2} \right) \right] \right]^{1/2} \quad (2.14)$$

$$I_{LR \text{ ef}} = \left[ \frac{1}{T} \left[ \left( \frac{E}{L_R} \right)^2 \frac{1}{3} \left( \frac{\alpha}{\omega_0} \right) + \left( \frac{C_R}{L_R} \right) E^2 \left[ \left( \frac{1}{2\omega_0} (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) \right) - \left( \frac{1}{4\omega_0} \text{sen} 2 \frac{\omega_0}{\omega_0} (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) \right) \right] \right] \right]$$

$$+ I^2 \frac{1}{\omega_0} (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) \Bigg]^{1/2} \quad (2.15)$$

$$I_{L\text{Ref}} = \left[ \frac{1}{T} \left[ \left( \frac{E}{L_R} \right)^2 \frac{1}{3} \left( \frac{\alpha}{\omega_0} \right)^3 + \frac{1}{2\omega_0} \left( \frac{C_R}{L_R} \right) E^2 \cdot \left[ (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) - \frac{1}{2} \text{sen}(4\pi - 2 \cdot \text{sen}^{-1}(\alpha)) \right] \right] + \right.$$

$$\left. \frac{I^2}{\omega_0} (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) \right]^{1/2} \quad (2.16)$$

Substituindo os valores numéricos na equação (2.16),  
obtem-se:

$$I_{L\text{Ref}} = 4,827 \text{ A}$$

e) Projeto do Indutor de Ressonância [9]:

sendo  $L_R = 0,973 \mu\text{H}$

$$I_{L\text{Ref}} = 4,827 \text{ A}$$

Seleciona-se o mínimo núcleo pela equação abaixo:

$$A_E A_C = \frac{7,85 \cdot 10^3 L_R I_{L\text{Ref}} D^2}{K \cdot B_{\text{max}}} \quad (2.17)$$



onde:

$k = 0,4$  para toróides e  $0,8$  para bobinas

$D = 0,15$  cm (diâmetro do fio em cm)

$B_{\max} = 0,08$  T (densidade de fluxo em Tesla)

Aplicando-se os valores numéricos em (2.17), obtém-se:

$$A_e A_C = 12,96 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^4$$

Adotou-se o núcleo E-20 [21], o qual possui  $A_e A_C = 80,6 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^4$  sendo

$$A_e = 0,31 \text{ cm}^2$$

O entreferro é determinado a partir da expressão seguinte:

$$L_g = \frac{0,4\pi L_R I_{LR} e_f}{A_e B_{\max}^2} \quad (2.18)$$

Aplicando-se os valores numéricos em (2.18), obtém-se:

$$L_g = 0,00297 \text{ cm} , \text{ tomou-se } L_g = 0,025 \text{ cm}$$

Calcula-se o nº de espiras por:

$$N = \frac{B_{\max} L_g}{0,4\pi I_{LR} e_f} \quad (2.19)$$

onde:  $B_{\max}$  é utilizado em gauss

Substituindo-se os valores numéricos em (2.19), obtém-se:

$$N = 3,29 \text{ espiras, adotou-se } N = 3 \text{ espiras}$$

- Levando em consideração o efeito skin para o dimensionamento do condutor a ser utilizado no enrolamento do indutor de ressonância, a profundidade de penetração skin é calculada por:

$$p = \sqrt{\frac{2 \rho}{\mu \omega}} \cdot 100 \quad (2.20)$$

onde:

$p$  = profundidade de penetração, em cm

$\rho$  = resistividade do material, para cobre

$$\rho = 22 \cdot 10^{-9} \text{ } \Omega/\text{m}$$

$\mu$  = permeabilidade do material,  $\mu = \mu_0 \mu_r$  para o cobre  $\mu_r = 1$  então  $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \text{ Wb/A.m}$

$\omega = 2\pi f$ , onde  $f$  é a frequência de chaveamento.

Substituindo as constantes:

$$P = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (2.21)$$

Considerando-se  $F_{\max} = 600\text{kHz}$  na situação que  $E = 40\text{V}$ , tem-se:

$$P = 9,682 \cdot 10^{-3} \text{ cm}$$

Sabendo-se que  $p = r = 9,682 \cdot 10^{-3}\text{cm}$  o diametro do condutor é  $d = 0,0193 \text{ cm}$ , o qual corresponde ao fio 33AWG. O fio inicialmente escolhido é o fio 15 AWG cujo diametro é  $d = 0,15\text{cm}$ . Equivalentemente deve-se utilizar 64 x 33 AWG. Na prática é muito difícil enrolar uma bobina com tantos condutores em paralelo. Foi adotado fio 28 AWG, com o qual deve se utilizar 21 x 28AWG para obter-se a equivalência.

f) Cálculo das perdas no indutor de ressonância

- As perdas no cobre são determinadas por:

$$P_{Cu} = I_{ef}^2 R \quad (2.22)$$

$$R = N L_C R_L \quad (2.23)$$

Aplicando (2.23) em (2.22), obtém-se:

$$P_{Cu} = I_{ef}^2 \cdot N \cdot L_C R_L \quad (2.24)$$

onde:

$P_{Cu}$  = Perdas no cobre, W

$I_{ef}$  = Corrente eficaz no enrolamento, A

$N$  = Número de espiras

$L_C$  = comprimento médio por espiras, cm

$R_L$  = Resistência por unidade de comprimento,  $\Omega/cm$ .

Portanto, para o núcleo E - 20 tem-se:

$$L_C = 3,8 \text{ cm}$$

$$N = 3$$

$$I_{L_{Ref}} = 4,827 \text{ A}$$

Condutor 21 x 28 AWG com  $R_L = 2,845 \frac{m\Omega}{cm}$  a  $100^\circ C$  [1]

Substituindo os valores numéricos em (2.24), obtém-se:

$$P_{Cu} = 35,98 \text{ mW}$$

- As perdas no núcleo podem ser calculadas a partir de curvas fornecidas por fabricantes, onde é fornecida a perda por unidade de volume em função da

frequência e da densidade de fluxo para cada tipo de material. Considerando-se o material 3C8 equivalente ao IP6 pode-se estimar  $P_V \cong 0,3 \text{ W/cm}^3$  em 500 kHz com  $B_{\text{max}} = 80 \text{ mT}$  a  $85^\circ\text{C}$  [15].

sendo

$$P_N = P_V \cdot V_e \quad (2.25)$$

onde:

$P_N$  = perdas no indutor, W

$P_V$  = perdas no núcleo por unidade de volume,  $\text{W/cm}^3$

$V_e$  = volume do núcleo,  $\text{cm}^3$

Portanto, para o núcleo E-20 tem-se:

$$P_V = 0,3 \text{ W/cm}^3$$

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

Substituindo os valores numéricos em (2.25), obtém-se:

$$P_N = 0,402 \text{ W}$$

As perdas totais no indutor são

$$P_T = P_{\text{cu}} + P_N \quad (2.26)$$

Substituindo os valores em (2.26), obtém-se:

$$P_T = 0,437 \text{ W}$$

g) Cálculo da Variação de Temperatura no Indutor de Ressonância

A variação de temperatura do indutor depende somente das perdas no indutor e da resistência térmica do núcleo. Portanto,

$$\Delta T = P_T \cdot R_T \quad (2.27)$$

onde:

$\Delta T$  = Variação da temperatura, °C

$P_T$  = Perdas totais no indutor, W

$R_T$  = Resistência Térmica, °C/W

Na maior parte das vezes a resistência térmica dos núcleos não é fornecida por seus fabricantes, o que torna difícil a aplicação da equação (2.27).

Uma maneira alternativa de se obter um cálculo aproximado da variação de temperatura é conseguida pela equação seguinte [1] :

$$\Delta T = \left( \frac{1.821 \times 10^5 \times P_T}{(82 + T_{amb}) - A_S} \right)^{0,818} \quad (2.28)$$

onde:

$\Delta T$  = Variação de temperatura no núcleo, °C

$T_{amb}$  = Temperatura ambiente, °C

$A_S$  = Área de convecção de calor, cm<sup>2</sup>

$P_T$  = Perdas totais no núcleo, W

sendo:

$T_{amb} = 30^\circ\text{C}$

$A_S = 28,6 \text{ cm}^2$ , para o núcleo E-20

$P_T = 0,437 \text{ W}$

Substituindo os valores numéricos em (2.28), obtém-se:

$$\Delta T = 13,84^\circ\text{C}$$

### 2.2.2 - Transistor T<sub>1</sub>

#### a) Cálculo das Tensões e Correntes no Transistor T<sub>1</sub>

Como o transistor T<sub>1</sub> esta em série com o indutor de ressonância, pode-se utilizar suas equações para determinar os valores de corrente eficaz e de pico que circula entre dreno e source.

O cálculo da corrente eficaz é o mesmo do indutor de ressonância calculado na equação (2.16) cujo valor é

$$I_{D\text{ ef}} = I_{L_R\text{ ef}} = 4,827 \text{ A.}$$

A corrente de pico pode ser obtida a partir da equação (1.32), onde:

$$i_{L_R}(t) = I + \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} E \text{ sen } \omega_0 t \quad (2.29)$$

$$\text{Quando } \text{sen} \omega_0 t = 1, \quad i_{L_R}(t) = I_{L_R\text{ pico}} = I_{D\text{ pico}},$$

$$I_{D\text{ pico}} = I + \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} E \quad (2.30)$$

Substituindo os valores numéricos em (2.30), obtém-se:

$$I_{D\text{ pico}} = 12,02 \text{ A}$$

A tensão máxima sobre a chave durante o bloqueio é a tensão E, porém pode ocorrer picos de tensão durante o bloqueio ocasionados pelo diodo intrínstico, em anti-paralelo ao MOSFET, devido ao seu tempo de recuperação reversa ser um pouco elevado quando comparado com os tempos de on e off do MOSFET.

Por razão de segurança adotou-se:

$$E_{DS\text{ max}} = 3 \times E_{\text{max}} \quad (2.31)$$

Considerando-se o caso mais crítico quando  $E = 56V$ , obtém-se:

$$E_{DS \text{ max}} = 168 \text{ V}$$

Com a tensão máxima no MOSFET e a corrente eficaz pode-se sugerir inicialmente o MOSFET tipo BUZ-32, fabricado pela SIEMENS, o qual possui as seguintes características:

$$\begin{array}{lll} I_D = 9,5 \text{ A} & V_{DS} = 200V & R_{DS \text{ ON}}(25^\circ\text{C}) = 0,35\Omega \\ T_J = -55^\circ\text{C} \text{ a } 150^\circ\text{C} & & R_{DS \text{ ON}}(100^\circ\text{C}) = 0,525\Omega \\ R_{\theta JC} = 1,67^\circ\text{C/W} & & R_{\theta CD} = 1^\circ\text{C/W} \end{array}$$

#### b) Cálculo das Perdas no MOSFET de Potência

- Perdas no Gate

São dadas por:

$$P_G = P_{GC} \frac{R_G}{R_G + R_S} \quad \text{ou} \quad P_G = V_{GS} \cdot Q_G \cdot F \cdot \left( \frac{R_G}{R_S + R_G} \right) \quad (2.32)$$

onde:

- $P_{GC}$  = Potência dissipada no circuito de gate
- $P_G$  = Potência dissipada no Gate
- $R_G$  = Resistência de Gate
- $R_S$  = Resistência externa, na Fonte de Comando
- $V_{GS}$  = Tensão entre Gate e Source
- $Q_G$  = Carga armazenável no Gate
- $F$  = Frequência de Chaveamento

Como o MOSFET possui característica capacitiva, possuindo uma capacitância entre gate source muito pequena estas perdas somente tem valor considerável em frequências muito elevadas.

No projeto em questão apesar da frequência ser de valor razoável estas perdas serão desprezadas.

- Perdas em Condução

São dadas por:

$$P_C = I_{D\text{ ef}}^2 R_{DS(ON)} \quad (2.33)$$

O valor de  $R_{DS(ON)}$  é função da corrente de dreno, temperatura da junção e da tensão entre gate e source. Os catálogos de fabricantes fornecem curvas em função destas variáveis.

sendo:  $I_{D\text{ ef}} = 4,827 \text{ A}$

$$R_{DS(ON)}(100^\circ\text{C}) = 0,525 \Omega$$

Substituindo esses valores em (2.33), obtém-se:

$$P_C = 12,232 \text{ W}$$

- Perdas de Chaveamento

São dadas por:

$$P_{ch} = \frac{f}{2}(t_R + t_f) I_{DS(\text{max})} V_{DS(\text{off})} \quad (2.34)$$

onde:

$f$  = Frequência de Chaveamento

$t_R$  = tempo de subida (rise-time)

$t_f$  = tempo de descida (fall-time)

$I_{DS(\text{max})}$  = máxima corrente de dreno comutada

$V_{DS(\text{off})}$  = máxima tensão de chaveamento

Em conversores convencionais (comutação dissipativa), essas perdas são relativamente elevadas. Para conversores quase-ressonantes (comutação não dissipativa) elas podem ser desprezadas.



- Perdas em Bloqueio

São dadas por:

$$P_{\text{off}} = I_{D \text{ off}} V_{DS \text{ off}} (1-\delta) \quad (2.35)$$

onde:  $\delta = (T - T_0)/T \quad (2.36)$

$I_{D \text{ off}}$  = Corrente de dreno com tensão zero no Gate

$V_{DS \text{ off}}$  = Tensão entre dreno e source com o MOSFET bloqueado

É usualmente muito pequena, em torno de 1/2W para uma  $T_J = 150^\circ\text{C}$  a 400V, é desprezável a não ser que  $V_{GS(\text{off})}$  seja razoavelmente maior que zero.

Logo as perdas totais são:

$$P_T = 12,232 \text{ W}$$

c) Cálculo térmico para o Transistor  $T_1$

Uma vez determinadas as perdas na chave pode-se escolher o dissipador a ser utilizado a partir das equações:

$$T_J - T_A = R_{\theta JA} \cdot P_T \quad (2.37)$$

$$R_{\theta JA} = R_{\theta JC} + R_{\theta CD} + R_{\theta DA} \quad (2.38)$$

onde os limites máximos e mínimos de temperatura da junção,  $R_{\theta JC}$  e  $R_{\theta CD}$  são fornecidos pelos fabricantes e a temperatura ambiente é determinada pelo projetista.

sendo:

$$P_T = 12,232 \text{ W}$$

$$T_J = 100^\circ\text{C}$$

$$T_{amb} = 30^\circ\text{C}$$

$$R_{\theta JC} = 1,67^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta CD} = 1^\circ\text{C/W}$$

Substituindo os valores numéricos nas equações (2.37) e (2.38), obtem-se:

$$R_{\theta JA} = 5,722^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta DA} < 3,05^\circ\text{C/W}$$

### 2.2.3 - Diodo D<sub>2</sub> (Roda-Livre)

#### a) Cálculo das Tensões e Correntes no Diodo D<sub>2</sub>

Com base nas formas de onda, pode se equacionar a seguinte expressão para o cálculo aproximado da corrente média circulante por D<sub>2</sub>.

$$I_{D2 \text{ med}} = \frac{I(T-T_0)}{T} \quad (2.39)$$

Substituindo-se os valores numéricos na equação (2.39), considerando  $f = 428 \text{ kHz}$ , para o caso de  $E = 56\text{V}$ , quando se tem o maior período de condução.

$$I_{D2 \text{ med}} = 2,38 \text{ A}$$

A corrente eficaz pode ser determinada pela equação

$$I_{D2 \text{ ef}} = \left[ \frac{I^2 (T-T_0)}{T} \right]^{1/2} \quad (2.40)$$

Substituindo-se os valores numéricos na equação (2.40), observada a condição anterior, obtém-se:

$$I_{D2\text{ ef}} = 3,15 \text{ A}$$

A máxima tensão reversa sobre o diodo  $D_2$  é igual a máxima tensão sobre o capacitor

$$E_{D2\text{ max}} = 2 E$$

Considerando  $E = 56\text{V}$  , obtém-se:  $E_{D2\text{ max}} = 112\text{V}$

Com a tensão máxima no diodo  $D_2$  e com as correntes média e eficaz pode-se sugerir inicialmente o diodo ultra-rápido MUR 1515, fabricado pela Motorola, o qual possui as seguintes especificações.

$$I_{\text{MED}} = 15\text{A} \qquad V_{\text{reversa máxima}} = 150\text{V}$$

$$T_J = -55^\circ\text{C a } 150^\circ\text{C}$$

$$R_{\theta\text{JC}} = 1,67^\circ\text{C/W} \qquad V_{T_0} = 0,85 \text{ V}$$

$$R_{\theta\text{CD}} = 1^\circ\text{C/W}$$

#### b) Cálculo Térmico para o diodo $D_2$

As perdas em condução são dadas pela expressão

$$P_C = V_{T_0} I_{D2\text{ med}} + r \cdot (I_{D2\text{ ef}})^2 \qquad (2.41)$$

Substituindo os valores numéricos na equação (2.41), obtém-se:

$$P_C = 2,02 \text{ W}$$

Considerando  $T_J = 100^\circ\text{C}$  e  $T_{\text{amb}} = 30^\circ\text{C}$ , aplicando os valores nas equações (2.37) e (2.38), obtém-se:

$$R_{\theta JA} = 34,60^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta DA} \leq 31,93^\circ\text{C/W}$$

#### 2.2.4 - Indutor de Filtragem

##### a) Cálculo do Indutor de Filtragem

A tensão sobre o indutor é dada por

$$V_{LF} = L_F \frac{di}{dt} \quad (2.42)$$

onde  $V_{LF} = V_{CR(ON) \text{ med}} - V_o \quad (2.43)$

Para deduzir a expressão da tensão média no capacitor durante o tempo de chave ligada é importante salientar que:

- Durante o intervalo de tempo  $\Delta t_2$  (equação 1.39) a equação que descreve o comportamento da tensão no capacitor é a equação (1.31). No intervalo de tempo  $\Delta t_3$  (equação 1.53) a equação que descreve o comportamento da tensão capacitor é a equação (1.47).

Assim:

$$V_{CR(ON) \text{ med}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CR}(t) dt \quad (2.44)$$

$$V_{CR(ON) \text{ med}} = \frac{1}{(\Delta t_2 + \Delta t_3)} \left[ \int_0^{\Delta t_2} (E - E \cos \omega_o t) dt + \int_0^{\Delta t_3} \left( E - E \sqrt{1 - \alpha^2} - \frac{I_t}{C_R} \right) dt \right] \quad (2.45)$$

$$V_{CR(ON)med} = \frac{1}{(\Delta t_2 + \Delta t_3)} \left[ E \int_0^{\Delta t_2} dt - E \int_0^{\Delta t_2} \cos \omega_0 t dt + E \int_0^{\Delta t_3} dt - E \sqrt{1-\alpha^2} \int_0^{\Delta t_3} dt \right. \\ \left. \frac{I}{C_R} \int_0^{\Delta t_3} t dt \right] \quad (2.46)$$

$$V_{CR(ON)med} = \frac{1}{(\Delta t_2 + \Delta t_3)} \left[ Et \Big|_0^{\Delta t_2} - \frac{E}{\omega_0} \operatorname{sen} \omega_0 t \Big|_0^{\Delta t_2} + Et \Big|_0^{\Delta t_3} - E \sqrt{1-\alpha^2} t \Big|_0^{\Delta t_3} \right. \\ \left. \frac{I}{C_R} \frac{t^2}{2} \Big|_0^{\Delta t_3} \right] \quad (2.47)$$

$$V_{CR(ON)med} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_0} \left[ (2\pi - \operatorname{sen}^{-1}(\alpha)) + \left( \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) \right]} \left[ \frac{E}{\omega_0} \left[ (2\pi - \operatorname{sen}^{-1}(\alpha)) - \frac{E}{\omega_0} \operatorname{sen}(2\pi - \operatorname{sen}^{-1}(\alpha)) \right] \right. \\ \left. + \frac{E}{\omega_0} \left( \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) - \frac{E}{\omega_0} \sqrt{1-\alpha^2} \left( \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) - \frac{I}{\omega_0^2 C_R} \frac{1}{2\alpha} \left( \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right)^2 \right] \quad (2.48)$$

$$V_{CR(ON)med} = \frac{1}{\left[ (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) + \left( \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) \right]} \left[ (2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) - \text{sen}(2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha)) + \left( \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) - \sqrt{1 - \alpha^2} \left( \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right) - \frac{\alpha}{2} \left( \frac{1}{\alpha} - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right)^2 \right] \quad (2.49)$$

Substituindo os valores numéricos na expressão (2.49) considerando  $E = 56V$ , obtém-se:

$$V_{CR(ON)med} = 58,50V$$

Sabendo-se que a variação de corrente  $\Delta I = dI$  e que o indutor de Filtragem deve ser calculado de tal modo a fornecer a corrente contínua para a carga durante o tempo de chave bloqueada,  $t_{off}$ , tem-se:

$$L_F = \frac{(V_{CR(ON)med} - V_o) \cdot t_{off}}{\Delta I} \quad (2.50)$$

onde:

$$t_{off} = T - T_o \quad (2.51)$$

Sabendo-se que para,  $E = 56$  a  $f = 428kHz$  e  $\Delta I = 25\%I$  aplicando-se esses dados em (2.51) e (2.50), obtém-se:

$$L_F = 44,05 \mu H$$

b) Projeto de Indutor de Filtragem

sendo  $L_F = 44,05 \mu H$

$$I_F = 4,167 A + (\Delta I/2 = 0,52A) = 4,687 A$$

Seleciona-se o mínimo núcleo pela equação (2.17) adotando-se  $B = 200\text{mT}$ ,  $D = 0,15\text{ cm}$ , obtém-se:

$$A_e A_C = 0,228\text{ cm}^4$$

Adotou-se o núcleo E-25 o qual possui  $A_e A_C = 0,263\text{cm}^4$  sendo  $A_e = 0,398\text{cm}^2$ , calcula-se o entreferro com a equação (2.18).

$$L_g = 0,016\text{ cm}, \text{ tomou-se } L_g = 0,1\text{ cm}$$

O número de espiras é calculado pela equação (2.19), obtém-se:

$$N = 34\text{ espiras}$$

Para o indutor de saída não existe a necessidade do cálculo de perdas pois estas são muito pequenas tanto no cobre como no núcleo em virtude da componente alternada de corrente ser muito pequena.

### 2.2.5 - Capacitor de Filtragem

#### a) Cálculo do Capacitor de Filtragem

A corrente que circula pelo capacitor de filtragem é somente a componente alternada da corrente circulante pelo indutor de filtragem. Esta corrente circulando pela impedância série equivalente do capacitor gera uma ondulação de tensão (ripple) o qual não deve ultrapassar determinados níveis especificados no projetos. Com este objetivo busca-se trabalhar com capacitores de baixa resistência série equivalente (RSE) e baixa indutância série e quivalente(LSE).

A equação de tensão no capacitor é dada por:

$$V_o = \frac{1}{C_f} \int_0^T i_{C_f} dt \quad (2.52)$$

Considerando a corrente média no intervalo 0 a T igual  $\Delta I$ , obtém-se:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I}{C_f} (T - 0) \quad (2.53)$$

sendo  $(T - 0) \approx T \approx \frac{1}{f}$  (2.54)

Aplicando (2.54) em (2.53)

$$C_F = \frac{\Delta I}{\Delta V_o f} \quad (2.55)$$

Substituindo-se os valores numéricos na expressão (2.55) considerando a operação com menor frequência 428 kHz, obtém-se:

$$C_F = 2,02 \mu F$$

O valor da resistência série equivalente máxima admissível para o capacitor deve ser:

$$RSE_{max} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I} \quad (2.56)$$

Substituindo os valores numéricos na equação (2.56), obtém-se:

$$RSE = 1,15 \Omega$$



## b) Especificação do Capacitor de Filtragem

Com tensão de saída  $V_o = 24V$ , capacitância  $2,02\mu F$  e resistência série equivalente  $1,15\Omega$  pode-se especificar o capacitor.

Foi feita a opção pelos capacitores de tântalo, pois estes possuem baixa resistência série equivalente na faixa de frequência de ripple. De [20] - Capacitor  $4,7\mu F - 35V$   $RSE=0,3$  para  $F = 400kHz$ .

## 2.3 - PROJETO DO CONVERSOR COM ISOLAMENTO

### 2.3.1 - Introdução

Com objetivo de se conseguir isolamento, possibilidade de ajuste da relação de transformação entre tensões primárias e secundárias e mais de uma saída é que os transformadores são introduzidos em todos os tipos de conversores. Neste item será proposto um critério de projeto para possibilitar a inclusão de um transformador na estrutura básica do conversor quase-ressonante abaixador, critério este determinado a partir da análise quantitativa realizada no capítulo 1.

Na figura (2.1) está representada a estrutura com o transformador de isolamento.

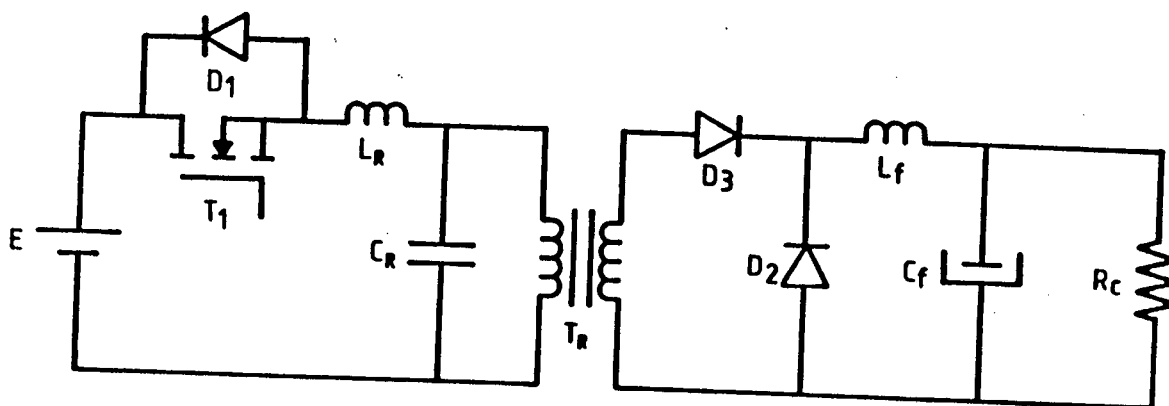


Fig. 2.1 - Estrutura com o transformador de isolamento.

2.3.2 - Diodo D<sub>3</sub>

a) Cálculo das Tensões e Correntes no diodo D<sub>3</sub>

Com a inclusão do transformador teve-se a necessidade de incluir o diodo D<sub>3</sub> em série com o secundário do transformador afim de garantir a não circulação de corrente pelo secundário durante a desmagnetização, a qual ocorre sobre o capacitor de ressonância.

Com base nas formas de onda do diodo de roda-livre D<sub>2</sub> e da corrente de carga, pode-se deduzir que o diodo D<sub>3</sub> conduz a seguinte corrente média.

$$I_{D_3med} = I \frac{T_0}{T} \quad (2.57)$$

Substituindo os valores numéricos em (2.57), considerando  $f=600\text{kHz}$ , obtém-se:

$$I_{D_3} = 2,50 \text{ A}$$

A corrente eficaz é determinada pela expressão:

$$I_{D_3ef} = \left( I^2 \frac{T_0}{T} \right)^{1/2} \quad (2.58)$$

Substituindo os valores em (2.58), considerando  $f = 600 \text{ kHz}$ , obtém-se:

$$I_{D_3ef} = 3,23 \text{ A}$$

Com a introdução do transformador, o capacitor de ressonância passou a adquirir uma tensão negativa devido a ocorrência da descarga da corrente de desmagnetização do transformador. Esta tensão negativa polariza reversamente o diodo D<sub>3</sub>, pois neste intervalo de tempo o diodo D<sub>2</sub> esta em roda-livre. Esta tensão reversa depende da corrente de magnetização, grandeza difícil de ser determinada.

Na análise realizada, considerou-se a corrente de magnetização muito menor que a corrente de carga, logo a partir desta consideração física pode-se concluir que a tensão negativa sobre o capacitor de ressonância não vai ser maior que a tensão positiva.

Tomando-se por base para especificação a máxima tensão positiva estaremos dimensionando a favor da segurança, logo:

$$E_{D_3\max} = 2 \cdot E \quad (2.59)$$

Substituindo o valor em (2.59), considerando  $E=56V$ , obtém-se:

$$E_{D_3\max} = 112 \text{ V}$$

Com a tensão máxima no diodo  $D_3$  e as correntes média e eficaz pode-se sugerir inicialmente o diodo ultra-rápido MUR 1515, fabricado pela Motorola, o qual possui as seguintes especificações:

$$I_{md} = 15A \quad V_{\text{reversa máxima}} = 150V$$

$$T_J = 55^{\circ}C \text{ a } 150^{\circ}C \quad V_{T_0} = 0,85$$

$$R_{\theta JC} = 1,67^{\circ}C/W$$

$$R_{\theta CD} = 1^{\circ}C/W$$

#### b) Cálculo Térmico para o diodo $D_3$

Calcula-se as perdas em condução a partir da equação (2.41), obtendo-se:

$$P_C = 2,125 \text{ W}$$

Considerando  $T_J = 100^{\circ}\text{C}$  e  $T_{\text{amb}} = 30^{\circ}\text{C}$ , aplicando os valores nas equações (2.37) e (2.38), obtém-se:

$$R_{\theta JA} = 32,94^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{\theta DA} \leq 30,27^{\circ}\text{C/W}$$

### 2.3.3 - Transformador $T_r$

#### a) Cálculo do Transformador

Para este projeto específico, o transformador será utilizado unicamente para estabelecer um isolamento galvânico entre o enrolamento primário e o enrolamento secundário.

Como a principal característica a ser atendida para o cálculo do transformador, tem-se o valor da indutância magnetizante, logo neste item **buscar-se-a um valor adequado para esta grandeza.**

A indutância magnetizante do transformador deve possuir um valor tal que não venha a interferir na oscilação ressonante, matendo a característica de comutação não dissipativa do circuito.

Da análise quantitativa realizada, pode-se comparar as equações de ganho estático da estrutura sem transformador e da estrutura com transformador, verificando-se a equivalência das equações, a menos do termo " $\gamma$ " (1.194) que aparece na equação de ganho estático com transformador, ora multiplicando, ora dividindo os outros membros da equação.

Partindo do projeto de conversor sem isolamento, onde já estão fixados os termos  $\alpha$  e  $f/f_0$ , utilizando-se a curva 4 do Capítulo 1. Verifica-se que adotando  $\gamma$  próximo do valor unitário a característica de ganho estático praticamente não sofre alteração (sugerindo que os pressupostos anteriores não foram modi-

ficados), além do que possibilita a determinação de um valor para indutância magnetizante do transformador.

Logo, adotando-se  $\gamma = 1,05$  da curva 4 do Capítulo 1 verifica-se

$$\frac{V_O}{E} = 0,5$$

da equação (1.194), obtém-se:

$$\gamma = \sqrt{1 + \frac{L_R}{L_m}} \quad (2.60)$$

Substituindo os valores numéricos na equação (2.60), encontra-se:

$$L_m = 9,5 \mu H$$

Pode-se verificar pela curva 6 do Capítulo 1, que para o valor de  $\gamma$  adotado, a relação  $(IT_q/EC_R)$  fica praticamente inalterada em relação ao valor adotado para o projeto sem transformador.

Analisando-se a equação (1.179) do capítulo 1, constata-se que o intervalo de tempo  $\Delta t_4$  é o intervalo de tempo de desmagnetização do transformador, podendo-se utilizar a metade deste tempo para completa desmagnetização do transformador.

Introduzindo-se os valores numéricos na equação (1.179), obtém-se:

$$\Delta t_4 = 1,56 \mu s$$

Considerando como tempo mínimo de desmagnetização  $\Delta t_4/2$ , obtém-se:

$$t_{m\text{mínimo}} = 0,78 \mu s$$

Como o tempo  $t_{off} = 1\mu s$  verifica-se que o transformador terá tempo suficiente para desmagnetização.

#### b) Projeto do Transformador

Como especificações tem-se:

- $L_m = 9,5 \mu H$
- $P = 100W$
- $f = 500 \text{ kHz}$ 

$f_{min} = 428 \text{ kHz}$	—	$E = 56V$
$f_{max} = 600 \text{ kHz}$	—	$E = 40V$
- $n = 1$  (relação de transformação)
- $I_{efp} = I_{efs} = 3,5 \text{ A}$
- $\Delta T < 30^\circ C$
- Material: Núcleo Tipo E (Ferrite IP6)

#### \* Cálculo da Energia

sendo:  $P = 100W$   
 $f_{min} = 428 \text{ kHz}$

$$\text{Energia} = P \cdot \frac{1}{f_{min}} \quad (2.61)$$

Substituindo os valores numéricos na equação (2.61), obtém-se:

$$\text{Energia} = 0,234 \text{ mj}$$

#### \* Cálculo do coeficiente de densidade de corrente nos condutores [1]

sendo:  $\Delta T < 30^\circ C$

De [11], tem-se:

$$K_J = 63,35 \Delta T^{0,54} \quad (2.62)$$

Substituindo o valor de  $\Delta T$  na equação (2.62), obtém-se:

$$K_J = 397$$

\* Cálculo do núcleo mínimo

sendo:  $K_U = 0,3$  (fator de utilização da janela)

$$K_J = 397$$

$$B_{\max} = 0,08 \text{ T}$$

De [11], tem-se:

$$Z = \frac{1}{1-X} \quad \text{onde } X = 0,12 \text{ para núcleos tipo E.}$$

$$Z = 1,136$$

$$\text{Energia} = 0,234 \text{mj}$$

De [11], tem-se:

$$A_e A_C = \left( \frac{2 \cdot \text{Energia } 10^4}{K_U K_J B_{\max}} \right) Z \quad (2.63)$$

Introduzindo-se os valores numéricos na questão (2.63), obtém-se:

$$A_e A_C = 0,4459 \text{ cm}^4$$

Pela tabela do fabricante [21] adotou-se o núcleo E 30/14 cujas especificações são as seguintes:

$$A_e A_C = 1,02 \text{ cm}^4$$

$$A_e = 1,20 \text{ cm}^2$$

$$L_e = 6,7 \text{ cm}$$

$$V_e = 8 \text{ cm}^3$$

$$A_C = 0,85 \text{ cm}^2$$

$$L_C = 6,7 \text{ cm}$$

\* Cálculo do  $A_L$  do Núcleo

sendo:  $A_e = 1,20 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$

$$B_{\max} = 0,08 \text{ T}$$

$$\text{Energia} = 0,234 \text{ mJ}$$

De [11], tem-se:

$$A_L = \frac{A_e^2 B_{\max}^2}{2 \text{ Energia}} \quad (2.64)$$

Substituindo os valores na equação (2.64); obtém-se:

$$A_L = 197 \cdot 10^{-9} \text{ H/esp}^2$$

\* Cálculo do Entreferro

sendo  $A_L = 197 \cdot 10^{-9} \text{ H/esp}^2$

$$L_e = 6,7 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

$$A_e = 1,20 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

De [11], tem-se:

$$\mu_e = \frac{A_L L_e}{\mu_0 A_e} \quad (2.65)$$

e

$$L_g = \frac{L_e}{\mu_e} \quad (2.66)$$



Substituindo os valores nas equações (2.65) e (2.66), obtém-se:

$$L_g = 7,65 \cdot 10^{-4} \text{ m} \quad \text{ou} \quad 0,765 \text{ mm}$$

Com o entreferro sendo colocado nos dois braços do núcleo tipo E, a espessura em cada braço do núcleo será:  $L_g/2 = 0,382 \text{ mm}$ .

\* Cálculo do Número de Espiras

sendo:  $L_m = 9,5 \mu\text{H}$   
 $A_L = 197 \cdot 10^{-9} \text{ H/esp}^2$

De [11] tem-se:

$$N_p = \sqrt{\frac{L_m}{A_L}} \quad (2.67)$$

Substituindo os valores numéricos na equação (2.67), obtém-se:

$$N_p = 7 \text{ espiras}$$

Considerando a relação de transformação  $n = 1$ , obtém-se:

$$N_s = 7 \text{ espiras}$$

\* Cálculo da Bitola do Fio

sendo:  $K_J = 397$   
 $A_{eAC} = 1,02 \text{ cm}^4$   
 $X = 0,12$   
 $I_{ef p} = 3,5 \text{ A}$

De [11], tem-se:

$$J = K_J (A_{eAC})^X \quad (2.68)$$

e

$$A_{cu} = \frac{I_{ef}}{J} \quad (2.69)$$

Substituindo-se os valores numéricos nas equações (2.68) e (2.69), obtém-se:

$$A_{cu} = 0,879 \cdot 10^{-2} \text{ cm}^2 \quad \text{---} \quad \text{Fio } 16 \text{ AWG}$$

Levando em consideração o efeito Skin, as observações feitas para o projeto do indutor de ressonância são válidas para o transformador. Logo deve-se usar como condutor equivalente 15 x 28 AWG.

### c) Cálculo das Perdas no Transformador

- Perdas do Cobre

sendo:

$$L_C = 6,7 \text{ cm}$$

$$N = 7 \text{ espiras}$$

$$I_{ef} = 3,5 \text{ A}$$

$$\text{condutor } 15 \times 28 \text{ AWG com } R_L = 2,845 \frac{\text{m}\Omega}{\text{cm}} \text{ a } 100^\circ\text{C}$$

Substituindo os valores numéricos na equação (2.24), obtém-se:

$$P_{cu} = 0,108 \text{ W}$$

- Perdas no Núcleo

As perdas no núcleo podem ser calculadas a partir de curvas fornecidas por fabricantes, onde é fornecida a perda por unidade de volume em função da frequência e da densidade de fluxo para cada tipo de material.

Considerando-se a curva para o material 3C8 equivalente a material IP6 pode-se estimar  $P_v = 0,3 \text{ W/cm}^3$  em 500 kHz com  $B_{max} = 80 \text{ mT}$  a  $85^\circ\text{C}$  [15].

sendo  $V_e = 8 \text{ cm}^3$

Substituindo os valores numéricos na equação (2.25), obtém-se:

$$P_N = 2,4 \text{ W}$$

As perdas totais no transformador são:

$$P_T = 2,5 \text{ W}$$

d) Cálculo da Variação de Temperatura no transformador

sendo  $P_T = 2,5 \text{ W}$

$$T_{\text{amb}} = 30^\circ\text{C}$$

$$A_S = 43,2 \text{ cm}^2$$

Substituindo os valores na equação (2.28), obtém-se:

$$\Delta T = 41,14^\circ\text{C}$$

## 2.4 - CONCLUSÃO

A partir do equacionamento básico realizado no capítulo 1 foram desenvolvidas equações que possibilitam o dimensionamento de todos componentes do conversor.

Algumas discrepâncias entre os valores calculados no projeto e os valores medidos quando a implementação prática poderão ocorrer, pois a análise teórica sofreu pequenas simplificações de modo a trazer facilidades no equacionamento.

Como elementos considerados muito importantes no sentido de projeto e ajuste de bancada estão o capacitor de ressonância e o transformador. O primeiro deve satisfazer as principalmente as condições da ressonância e com a inclusão do transformador

as condições de desmagnetização deste. O segundo, devido a falta de especificações fornecidas pelos fabricantes, principalmente quando se trabalha com frequências elevadas.

Contudo, levando-se em conta a potência nominal do projeto, constata-se primariamente a diminuição de tamanho, peso e volume dos elementos magnéticos e capacitores em função do aumento de frequência propiciado pela característica do conversor quase-ressonante.

## CAPÍTULO 3

### VALIDAÇÃO POR SIMULAÇÃO

#### 3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão feitas simulações do conversor usando os dados obtidos a partir dos capítulos 1 e 2 com objetivo de validar os valores e formas de onda resultantes da análise teórica e da metodologia de projeto.

Serão apresentadas simulações do conversor operando sem transformador e com transformador de isolamento. Para esse fim utilizou-se o Programa SACEC [8].

#### 3.2 - SIMULAÇÕES DO CONVERSOR SEM ISOLAMENTO

##### a) Operação nas condições nominais de projeto

Essa simulação foi realizada a partir das especificações básica de projeto ou seja; tensão de entrada 48V, frequência de chaveamento 500 kHz e o resistor de carga calculado de modo a solicitar 100 W de potência com tensão da saída 24V.

Como o conversor tem característica de comutação natural foi utilizado como interruptor um tiristor nas simulações o que por outro lado atende a necessidade operacional do programa de simulação utilizado. Na figura 3.1 está representado o conversor simulado.

A partir dos resultados desta simulação pode-se verificar que as formas de onda obtidas equivalem-se as formas de onda teóricas. Os valores máximos de tensão e corrente se mantém muito próximos dos cálculos do projeto.

Tem-se na figura 3.2 a listagem dos dados fornecidos ao programa, e na figura 3.3 as formas de onda obtidas por simulação.

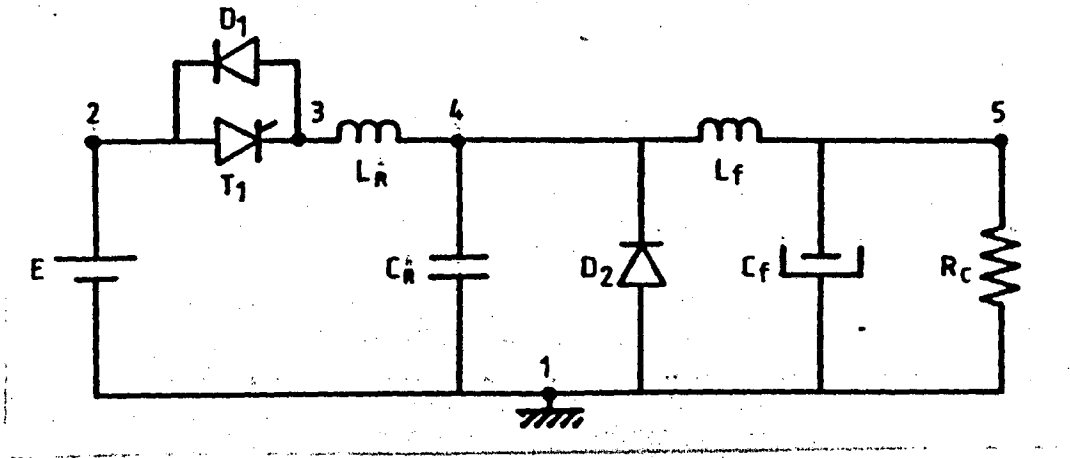


Fig. 3.1 - Circuito do Conversor Simulado.

## VERIFICACAO DOS DADOS

NUMERO DE RAMOS : 9      NUMERO DE NOS: 5

FONTES DE TENSAO (E)

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	TENSAO	PULSACAO	FASE
!	(NP)	!	(V)	!	(PHS)
1,	2	, 1	, .48000E+02,	.000000E+00,	.000000E+00

CAPACITORES (C) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	C(FARADS)
1,	4	, 1	, .260E-07
2,	5	, 1	, .101E-05

TIRISTORES (T) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	R BLOQUEIO!	R PASSANTE!	T DISPARO	T GATILHO
1,	2	, 3	, .100E+06,	.100E+00,	.500000E-06,	.100000E-06

DIODOS (D) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	R BLOQUEIO!	R PASSANTE
1,	3	, 2	, .100E+06,	.100E+00
2,	1	, 4	, .100E+06,	.100E+00

RESISTENCIAS (R) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	R(OHMS)
1,	5	, 1	, .575E+01

INDUTANCIAS (L) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	L(HENRY)
1,	3	, 4	, .973E-06
2,	4	, 5	, .440E-04

FREQUENCIA(HZ)= .500E+06      PASSO DE CALCULO(SEG)= .100E-07

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSAO = 1

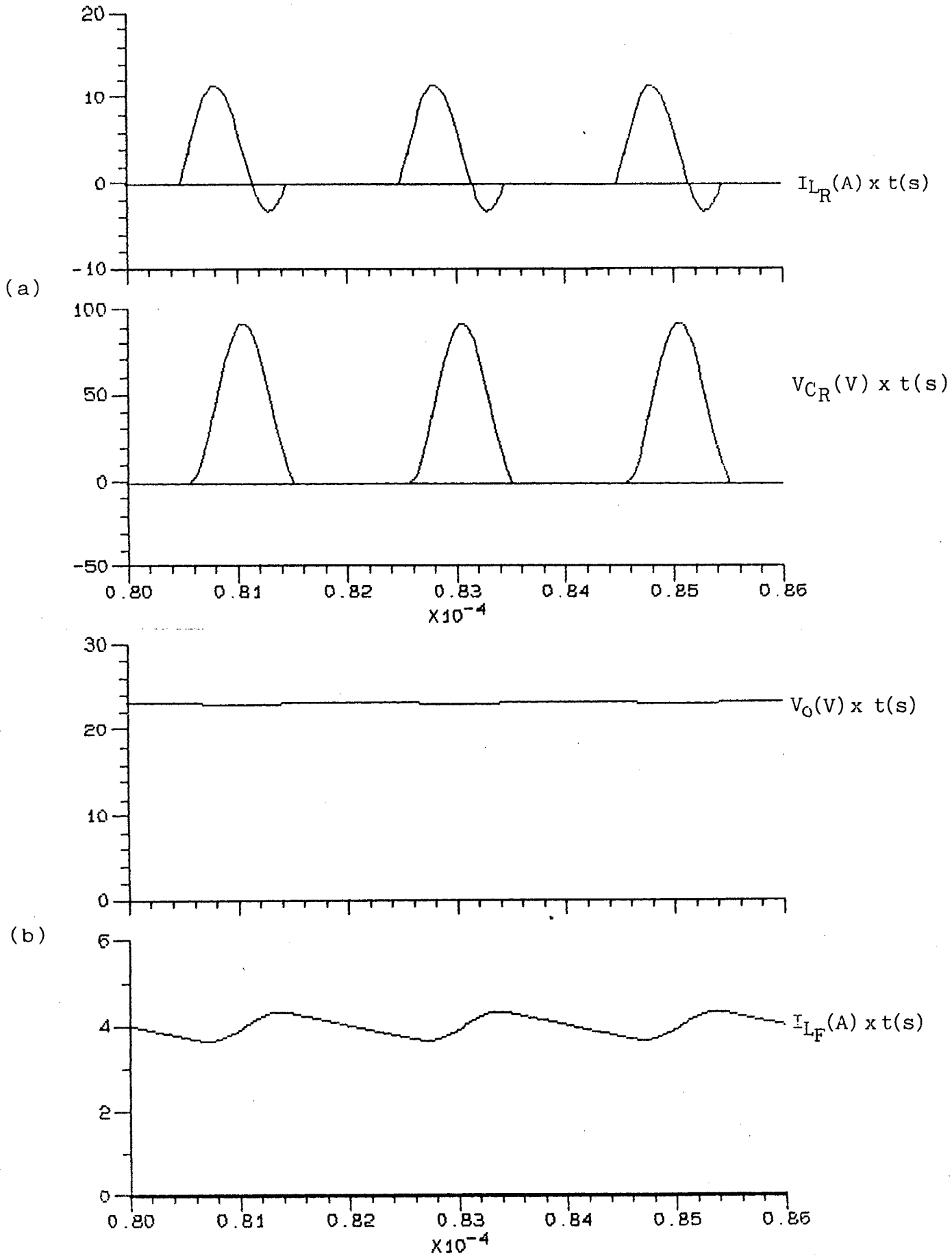
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0

NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 50

TOFF= 0.000000E+00

UM DISPARO POR PERIODO

Fig. 3.2 - Listagem de dados.





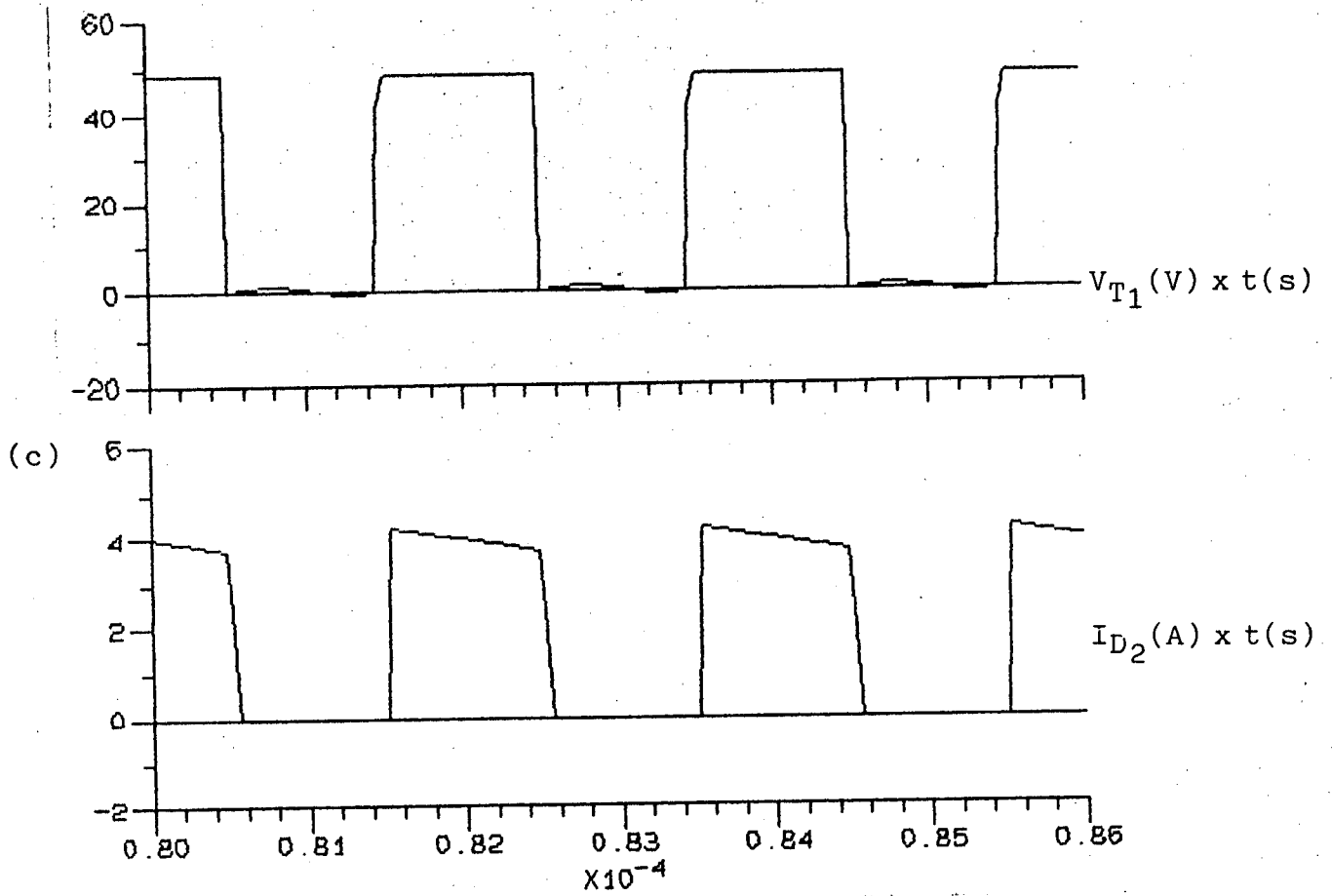


Fig. 3.3 - Formas de onda.

#### b) Operação com variação na tensão de entrada

Como foi previsto no projeto a possibilidade de variação de tensão de entrada, foram feitas simulações para verificar o comportamento da estrutura nesta situação.

Nesta simulação reduziu-se a tensão de entrada para 40V o que tornou necessário a operação com frequência de chaveamento de 625kHz para que a tensão de saída fosse mantida constante em 24V.

Na figura 3.4 tem-se a listagem dos dados fornecidos ao programa e na figura 3.5 as formas de onda obtidas por simulação.

Na simulação seguinte elevou-se a tensão de entrada para 56V o que tornou necessário a operação com frequência de chaveamento de 450 kHz para que a tensão de saída fosse mantida constante em 24V:

Na figura 3.6 tem-se a listagem dos dados fornecidos ao programa e na figura 3.7 as formas de onda obtidas por simulação.

Para as duas situações de operação a característica de comutação não dissipativa foi mantida, bem como os valores máximos de tensão e corrente pouco variaram.

Destas simulações pode-se verificar a boa adaptação do conversor para a faixa de variação de frequência de chaveamento requerida pela variação de tensão de entrada.

## VERIFICACAO DOS DADOS

NUMERO DE RAMOS : 9      NUMERO DE NOS: 5

## FONTES DE TENSAD (E)

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	TENSAD	!	PULSACAO	!	FASE
!	(NP)	!	(V)	!	(OMG)	!	(PHS)

1,	2	,	1	,	.40000E+02,		.000000E+00,		.000000E+00
----	---	---	---	---	-------------	--	--------------	--	-------------

## CAPACITORES (C) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)

1,	4	,	1	,	.260E-07
2,	5	,	1	,	.101E-05

## TIRISTORES (T) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO

1,	2	,	3	,	.100E+06,	.100E+00,	.500000E-06,	.100000E-06
----	---	---	---	---	-----------	-----------	--------------	-------------

## DIODOS (D) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE

1,	3	,	2	,	.100E+06,	.100E+00
2,	1	,	4	,	.100E+06,	.100E+00

## RESISTENCIAS (R) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)

1,	5	,	1	,	.575E+01
----	---	---	---	---	----------

## INDUTANCIAS (L) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)

1,	3	,	4	,	.973E-06
2,	4	,	5	,	.440E-04

FREQUENCIA(HZ)= .625E+06      PASSO DE CALCULO(SEG)= .800E-08

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSAD = 1

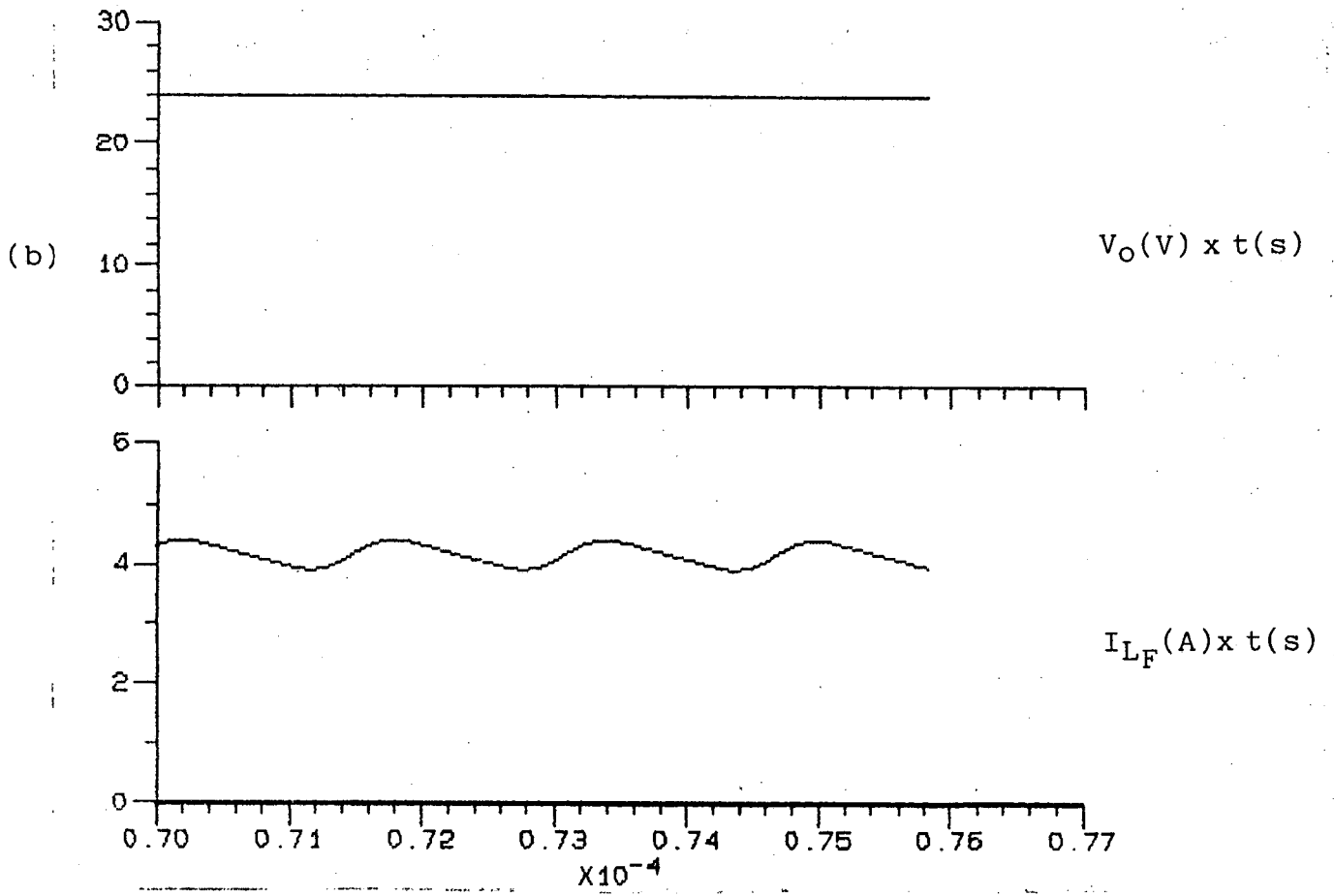
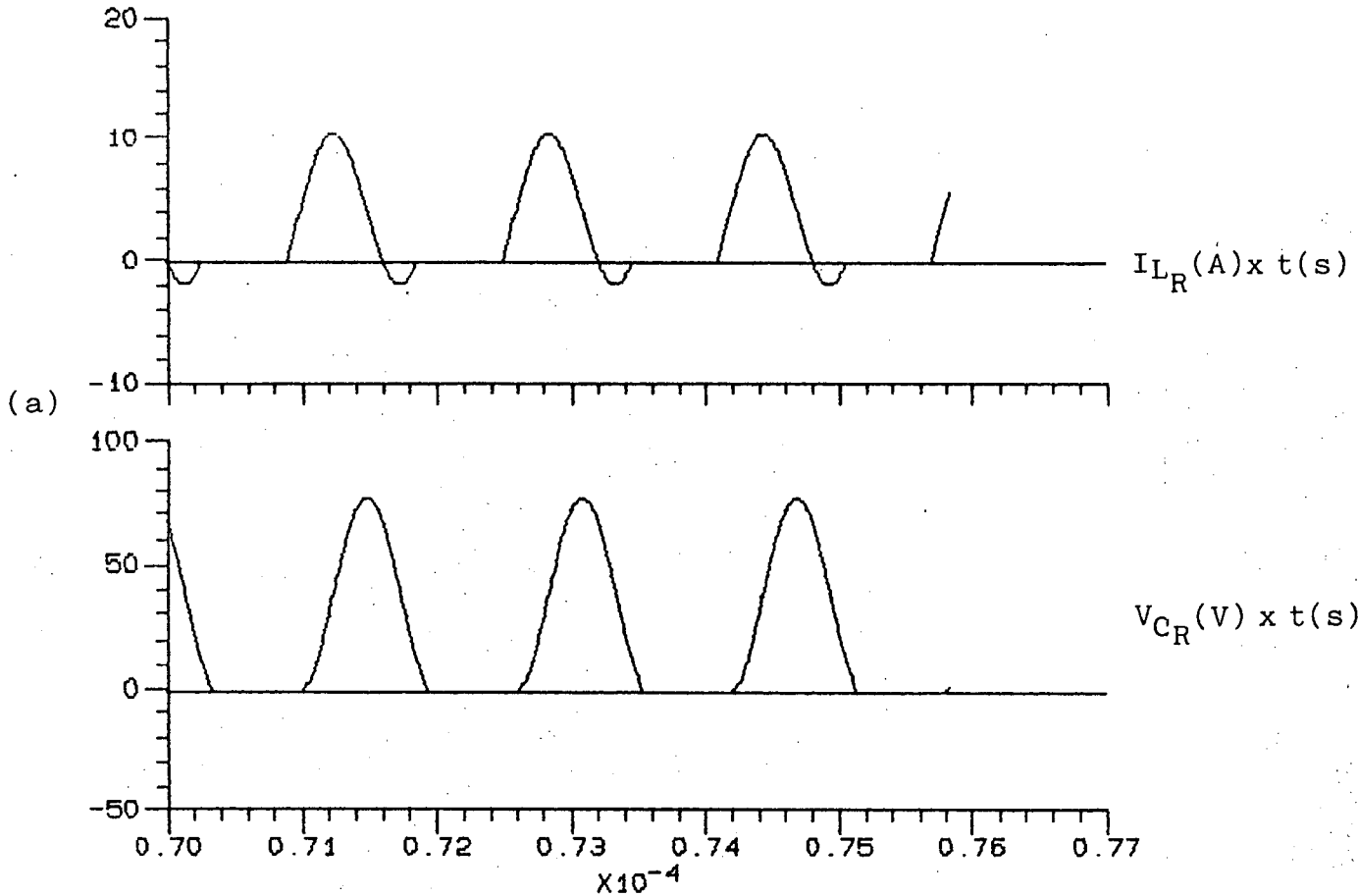
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0

NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE:50

TOFF= 0.000000E+00

UM DISPARO POR PERIODO

Fig. 3.4 - Listagem de dados.



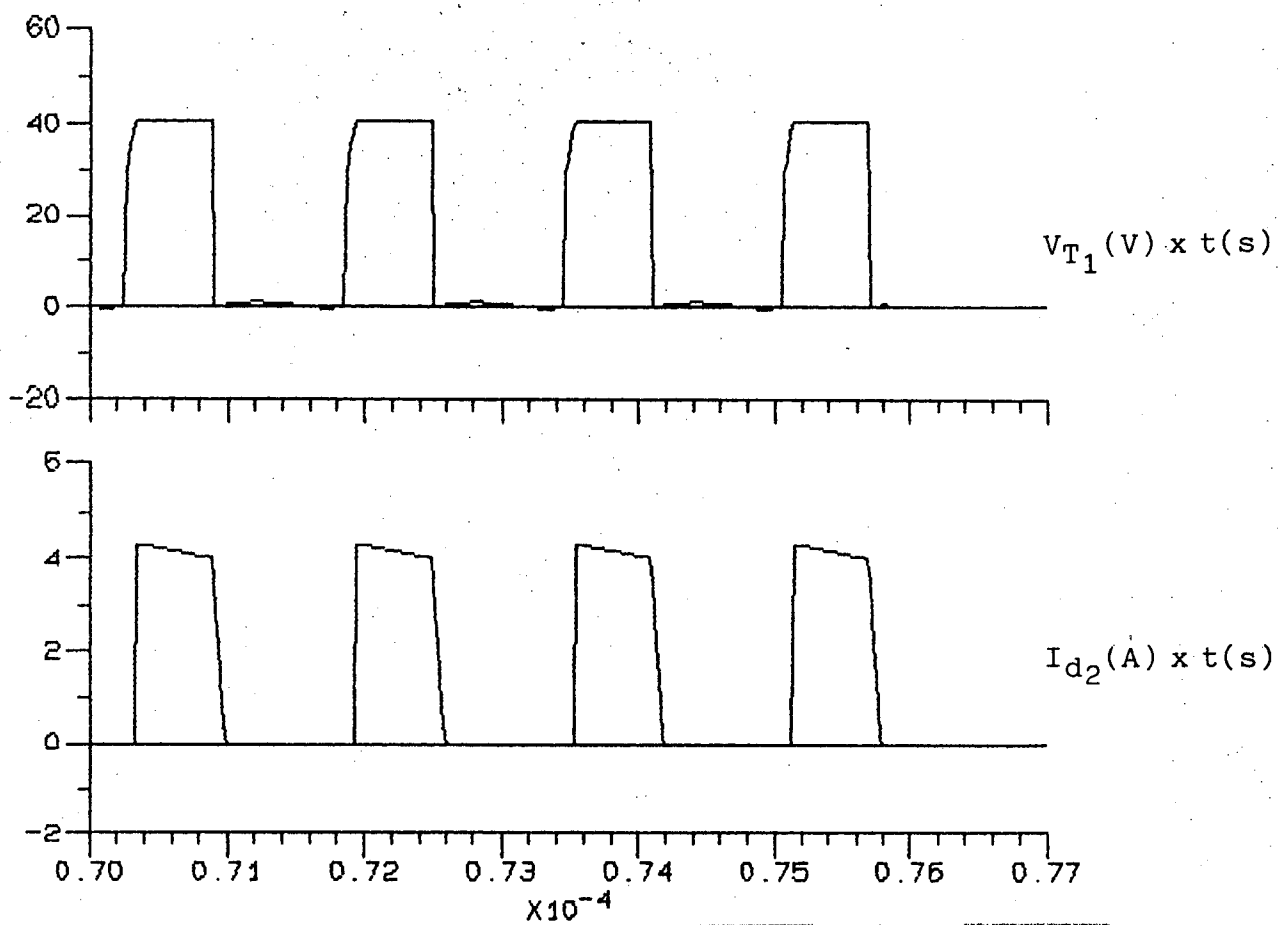


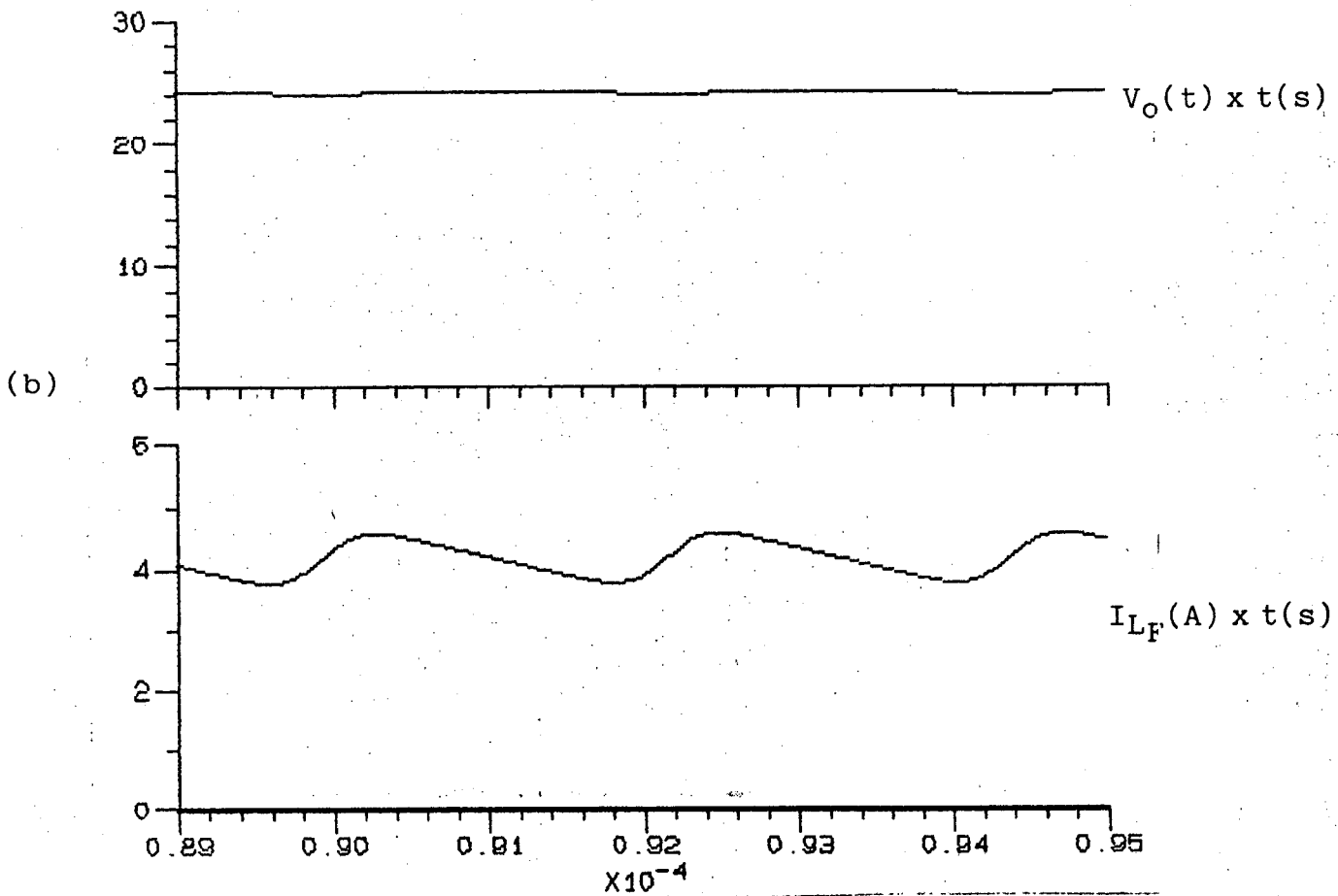
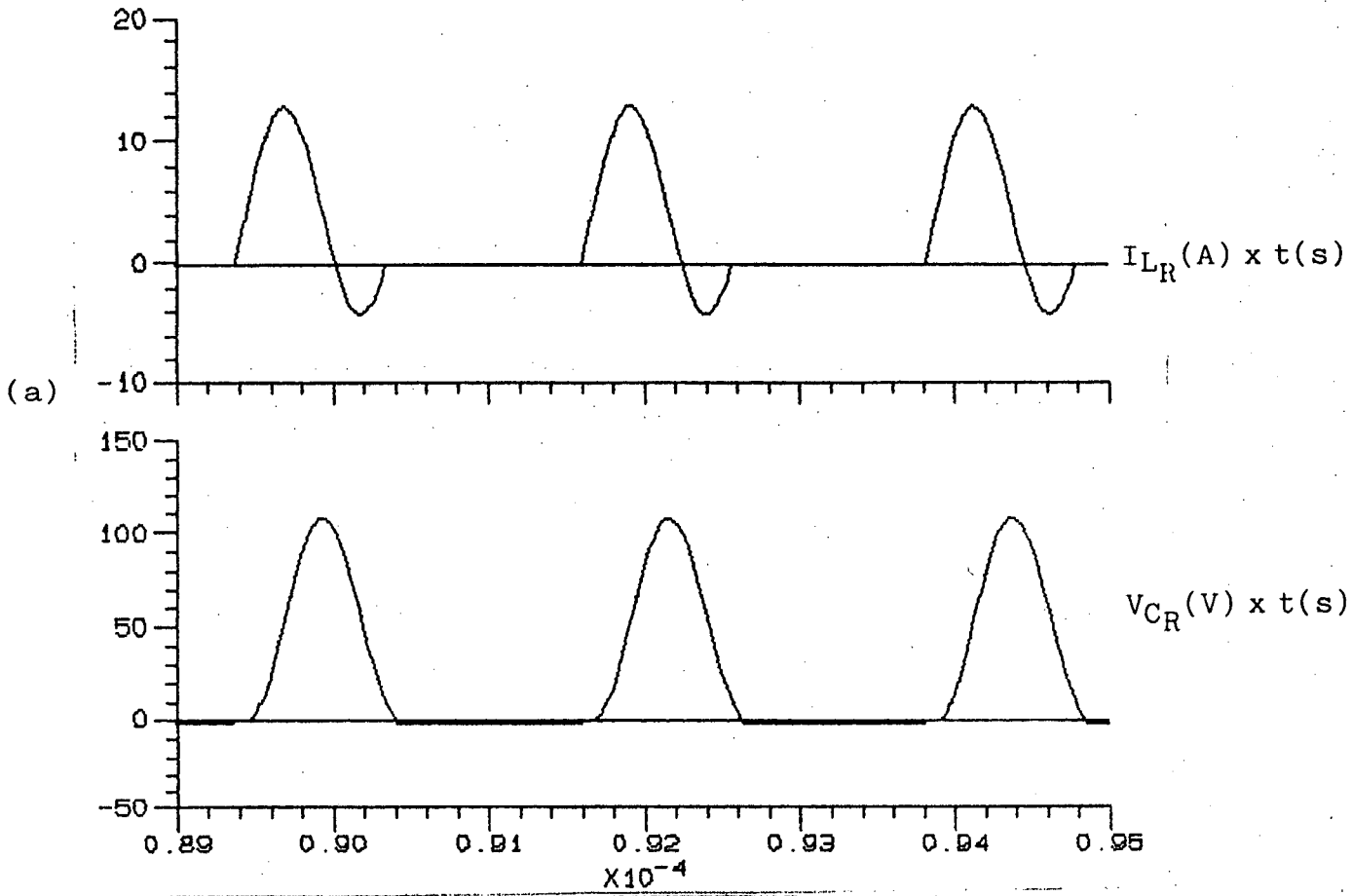
Fig. 3:5 (a); (b) e (c) - Formas de onda.

```

VERIFICACAO DOS DADOS
NUMERO DE RAMOS : 9      NUMERO DE NOS: 5
FONTES DE TENSAO (E)
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! TENSAO ! PULSACAO ! FASE
! (NP) ! (NC) ! (V) ! (OMG) ! (PHS)
-----
1, 2 , 1 , .56000E+02, .000000E+00, .000000E+00
CAPACITORES (C) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)
-----
1, 4 , 1 , .260E-07
2, 5 , 1 ; .101E-05
TIRISTORES (T) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO
-----
1, 2 , 3 , .100E+06, .100E+00, .500000E-06, .100000E-06
DIODOS (D) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE
-----
1, 3 , 2 ; .100E+06, .100E+00
2, 1 , 4 , .100E+06, .100E+00
RESISTENCIAS (R) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)
-----
1, 5 , 1 , .575E+01
INDUTANCIAS (L) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)
-----
1, 3 , 4 ; .973E-06
2, 4 , 5 , .440E-04
FREQUENCIA(HZ)= .450E+06 PASSO DE CALCULO(SEG)= .111E-07
RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSAO = 1
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0
NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 50
TOFF= 0.000000E+00
UM DISPARO POR PERIODO

```

Fig. 3.6 - Listagem de dados.



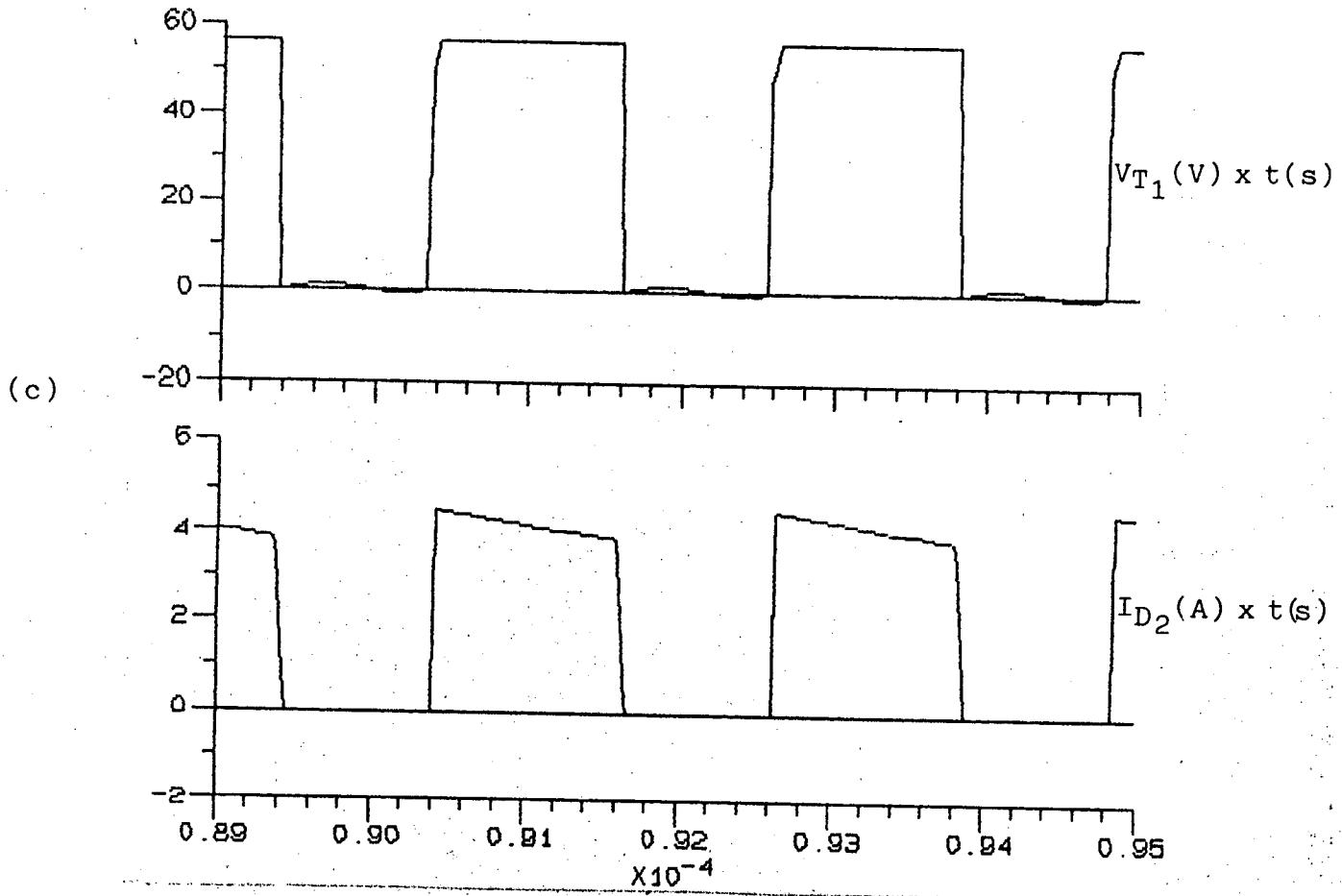


Fig. 3.7(a); (b) e (c) - Formas de onda.



### c) Operação com variação de carga

É presuposto básico deste conversor de que sua carga tem a característica de fonte de corrente o que revela a impossibilidade de operação a vazio.

Neste parágrafo procurou-se conhecer quais os valores máximo e mínimos de carga que podem ser alimentados sem que o conversor perca a característica de comutação não dissipativa.

As simulações anteriores foram realizadas para carga nominal. Nesta simulação o resistor de carga foi dimensionado de modo a solicitar 1/8 de potência nominal mantendo a frequência de chaveamento no valor ajustado para a potência de saída nominal.

Na figura 3.8 tem-se a listagem dos dados fornecidos ao programa e na figura 3.9 as formas de onda obtidas por simulação.

Na simulação seguinte, dimensionou-se o resistor de carga de modo a solicitar 1,4 vezes a potência nominal, mantendo a frequência de chaveamento no valor ajustado para potência de saída nominal.

Na figura 3.10 tem-se a listagem dos dados fornecidos ao programa e na figura 3.11 as formas de onda obtidas por simulação.

Para as duas situações de operação a característica de comutação não dissipativa foi mantida, evidentemente os valores de corrente sofrerão alteração, principalmente no que se refere a parcela de corrente devolvida para a fonte E, a qual funciona basicamente como reguladora no intercâmbio de energia entre entrada e saída do conversor.

A tensão de saída manteve-se praticamente inalterada nas duas situações de carga o que vem a demonstrar a boa regulação do conversor em malha aberta.

## VERIFICACAO DOS DADOS

NUMERO DE RAMOS : 9      NUMERO DE NOS: 5

## FONTES DE TENSAO (E)

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	TENSAO	PULSACAO	FASE
!	(NP)	!	(V)	!	(PHS)
1,	2	, 1	, .48000E+02,	.000000E+00,	.000000E+00

## CAPACITORES (C) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	C(FARADS)
1,	4	, 1	, .260E-07
2,	5	, 1	, .101E-05

## TIRISTORES (T) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	R BLOQUEIO!	R PASSANTE!	T DISPARO	T GATILHO
1,	2	, 3	, .100E+06,	.100E+00,	.500000E-06,	.100000E-06

## DIODOS (D) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	R BLOQUEIO!	R PASSANTE
1,	3	, 2	, .100E+06,	.100E+00
2,	1	, 4	, .100E+06,	.100E+00

## RESISTENCIAS (R) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	R(OHMS)
1,	5	, 1	, .460E+02

## INDUTANCIAS (L) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	L(HENRYS)
1,	3	, 4	, .973E-06
2,	4	, 5	, .440E-04

FREQUENCIA(HZ)= .525E+06      PASSO DE CALCULO(SEG)= .952E-08

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSAO = 1

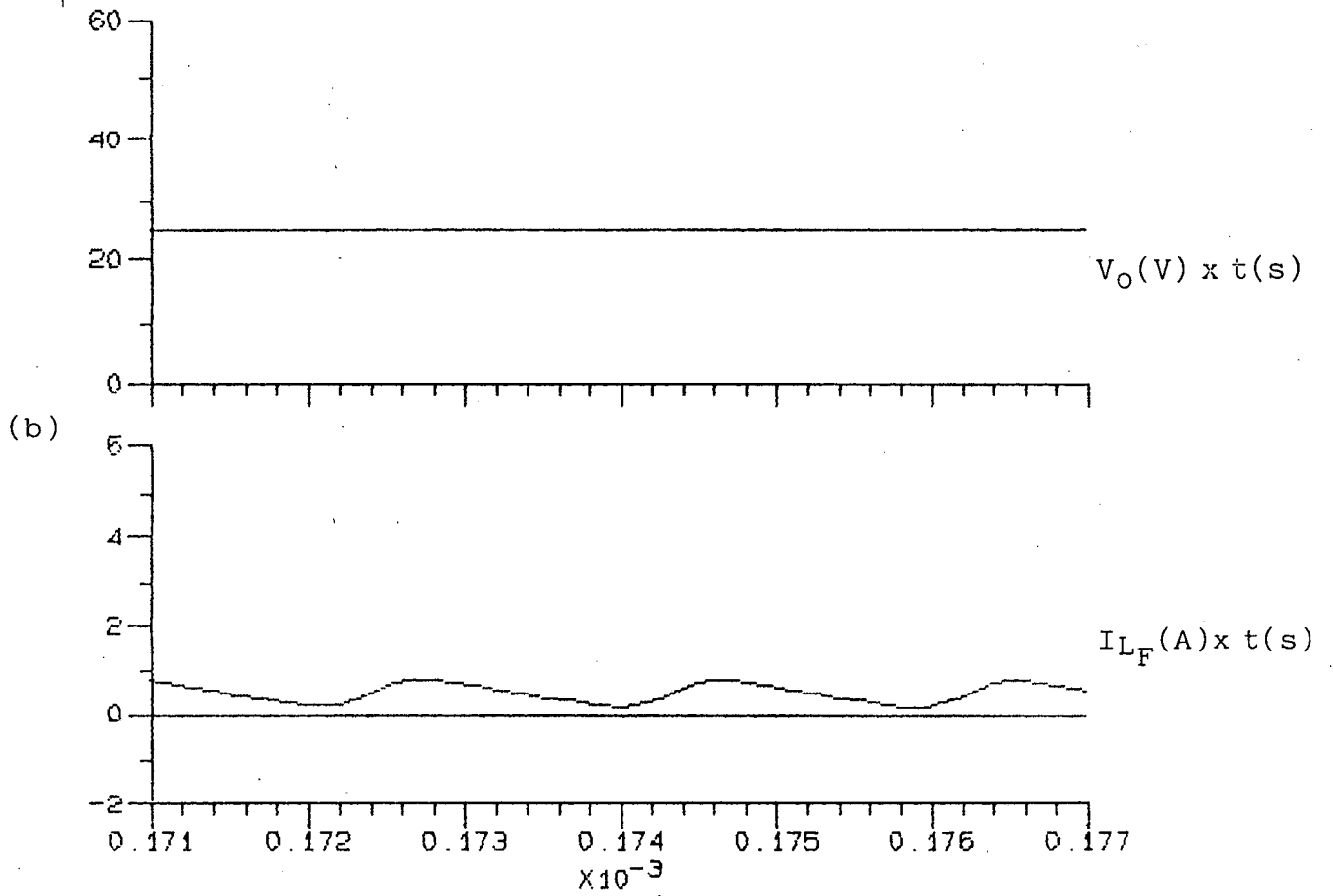
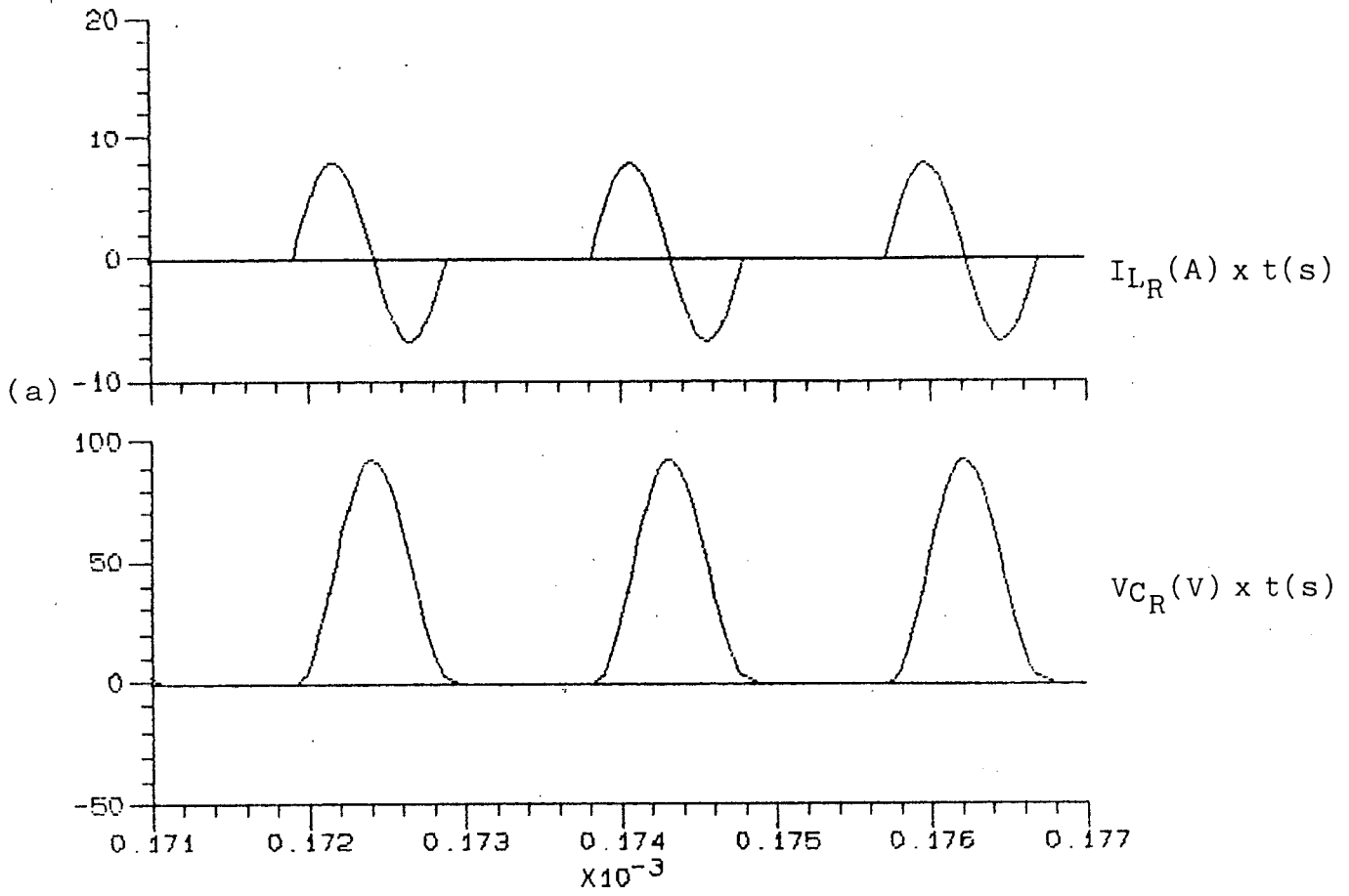
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0

NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 99

TOFF= 0.000000E+00

UM DISPARO POR PERIODO

Fig. 3.8 - Listagem de dados.



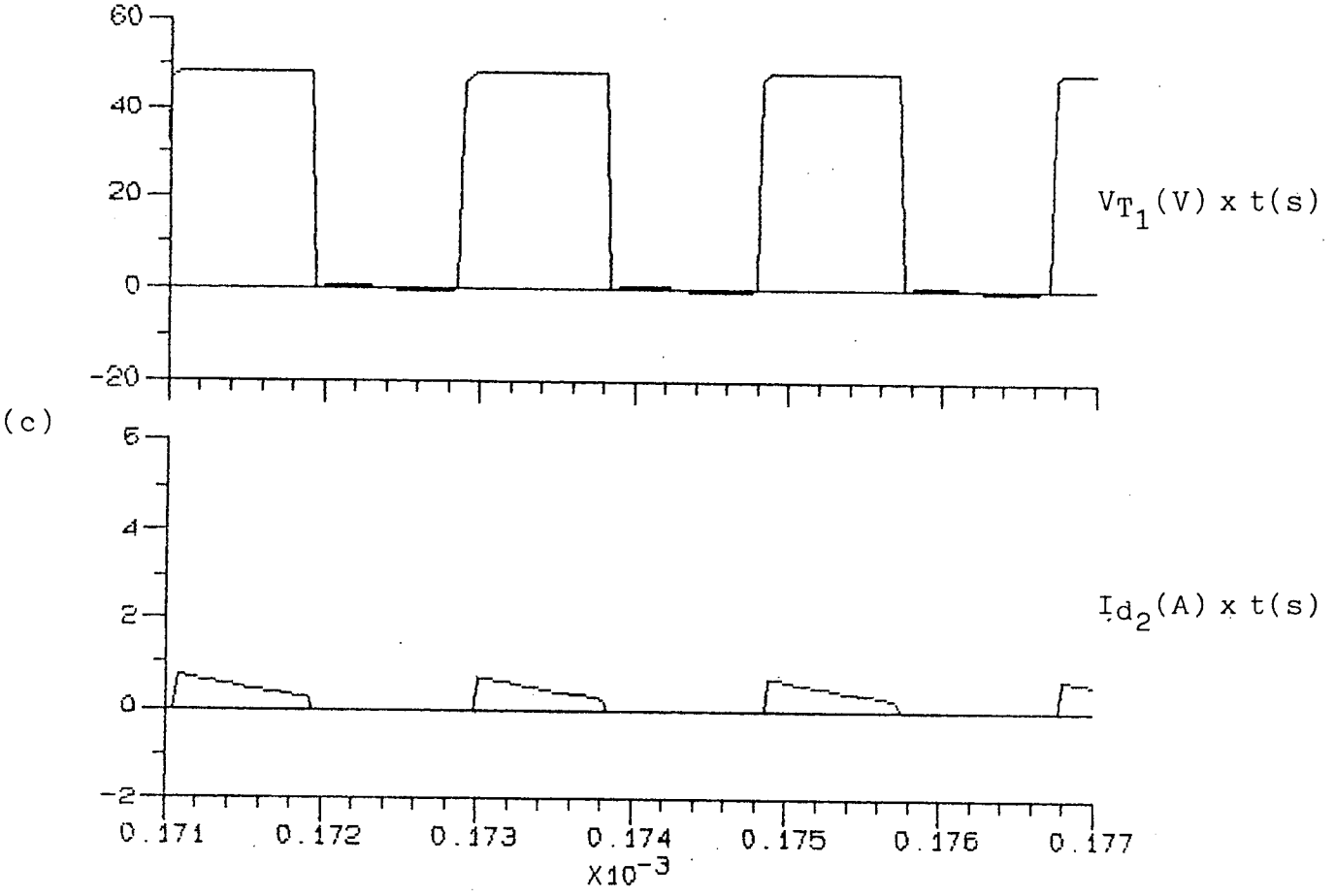


Fig. 3.9(a), (b) e (c) - Formas de Onda.

## VERIFICACAO DOS DADOS

NUMERO DE RAMOS : 9      NUMERO DE NOS: 5

FONTES DE TENSAO (E)

No	NO PARTIDA	NO CHEGADA	TENSAO	PULSACAO	FASE
!	(NP)	! (NC)	! (V)	! (OMG)	! (PHS)

1,	2	,	1	,	.48000E+02,	.000000E+00,	.000000E+00
----	---	---	---	---	-------------	--------------	-------------

CAPACITORES (C) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)

1,	4	,	1	,	.260E-07
2,	5	,	1	,	.101E-05

TIRISTORES (T) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO

* 1,	2	,	3	,	.100E+06,	.100E+00,	.500000E-06,	.100000E-06
------	---	---	---	---	-----------	-----------	--------------	-------------

DIODOS (D) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE

1,	3	,	2	,	.100E+06,	.100E+00
2,	1	,	4	,	.100E+06,	.100E+00

RESISTENCIAS (R) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)

1,	5	,	1	,	.400E+01
----	---	---	---	---	----------

INDUTANCIAS (L) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)

1,	3	,	4	,	.973E-06
2,	4	,	5	,	.440E-04

FREQUENCIA(HZ)= .525E+06      PASSO DE CALCULO(SEG)= .952E-08

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSAO = 1

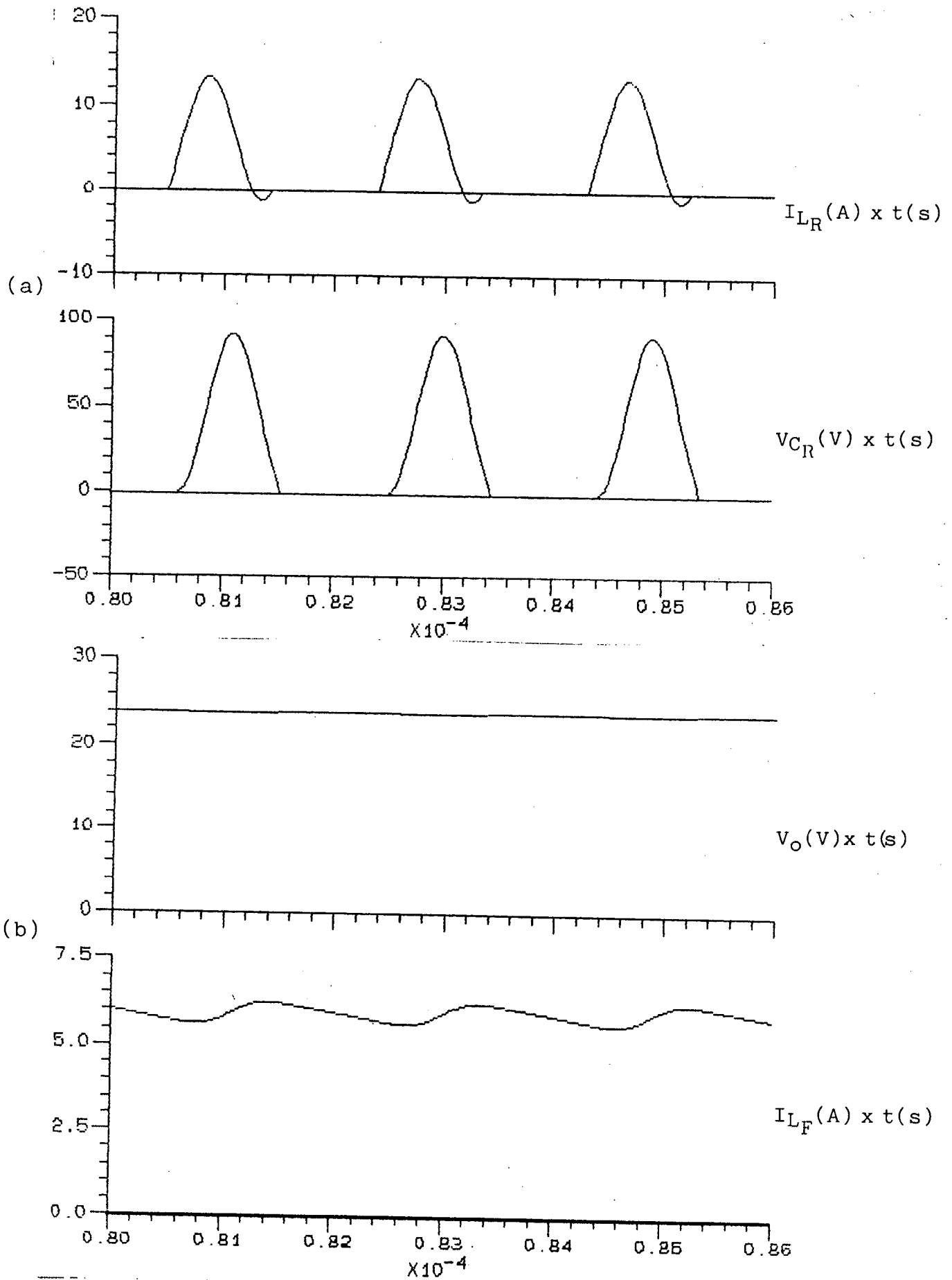
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0

NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE:50

TOFF= 0.000000E+00

UM DISPARO POR PERIODO

Fig. 3.10 - Listagem de dados.



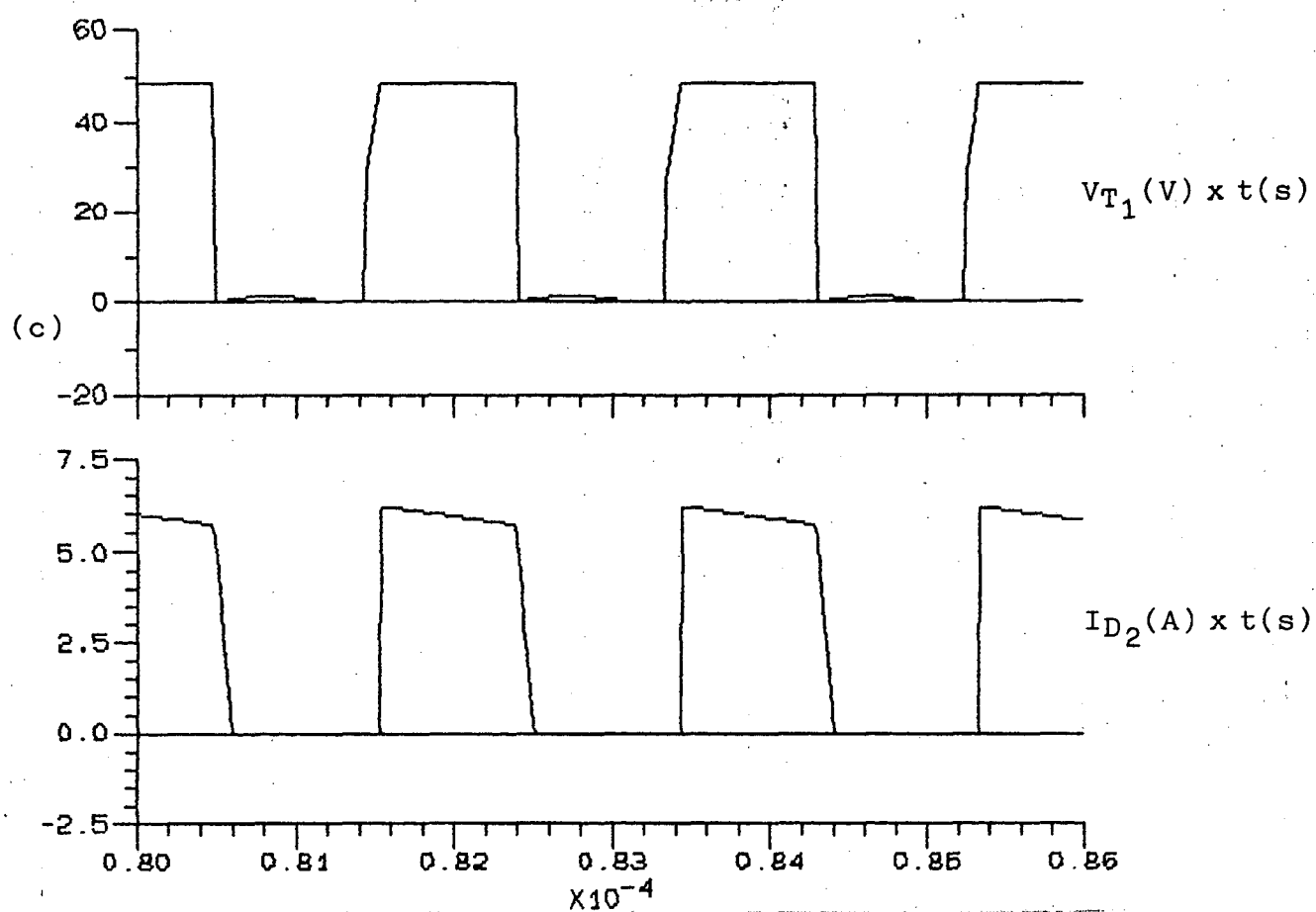


Fig. 3.11(a), (b) e (c) - Formas de onda.

### 3.3 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR COM ISOLAMENTO

#### a) Operação nas Condições Nominais de Projeto

Essa simulação foi realizada a partir das especificações básicas de projeto, com a inclusão do transformador. Manteve-se a tensão de entrada em 48V, a frequência de chaveamento em 500kHz e o resistor de carga calculado de modo a solicitar 100W de potência com tensão de saída de 24V.

Na figura 3.12 está representado o conversor simulado.

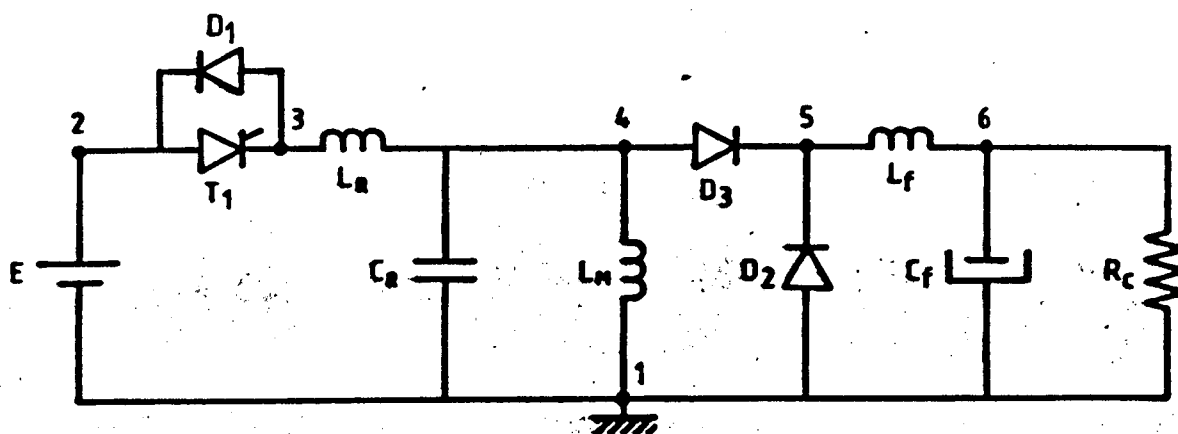


Fig. 3.12 - Circuito do conversor simulado.

Tem-se na figura 3.13 a listagem dos dados fornecidos ao programa e na figura 3.14 as formas de onda obtidas por simulação.

Pode-se verificar pelas formas de onda que a característica de comutação não dissipativa esta preservada com a inclusão do transformador, confirmando os presupostos de projeto.

Não se obteve a tensão de 24V, na frequência de saída de projeto, porém isto é aceitável e esperado devido as idealidades admitidas na análise matemática, contudo, este problema pode ser solucionado reajustando-se a frequência de chaveamento.

Como aspecto importante, tem-se o aumento da tensão na chave, acrescida da parcela de tensão negativa do capacitor de ressonância, durante o bloqueio.

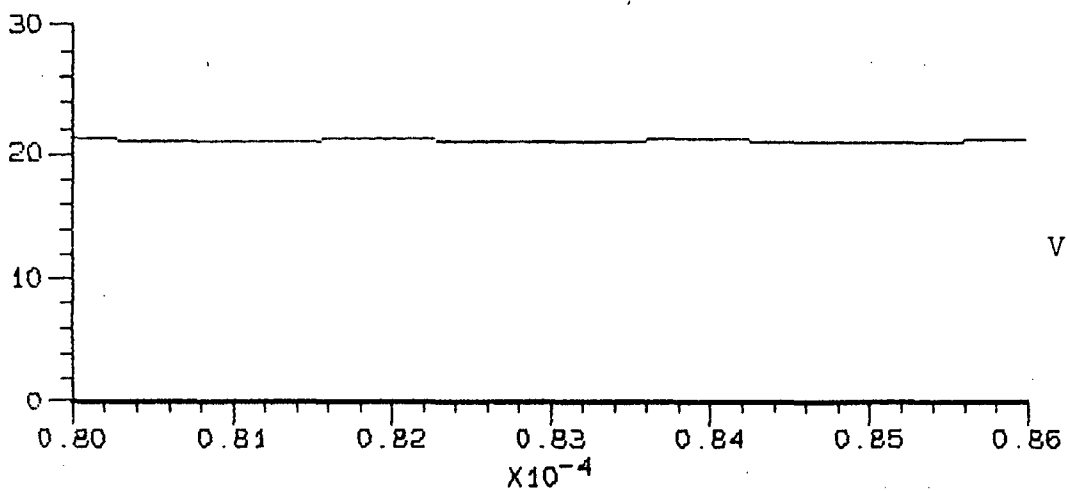
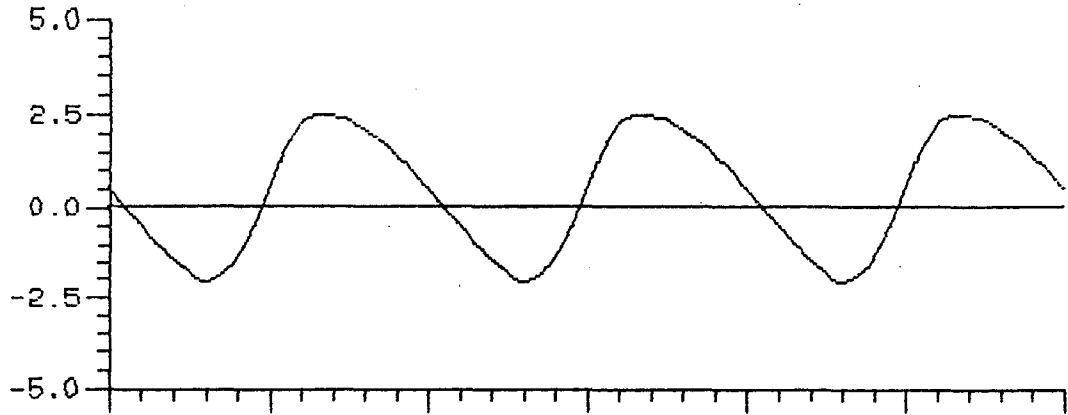
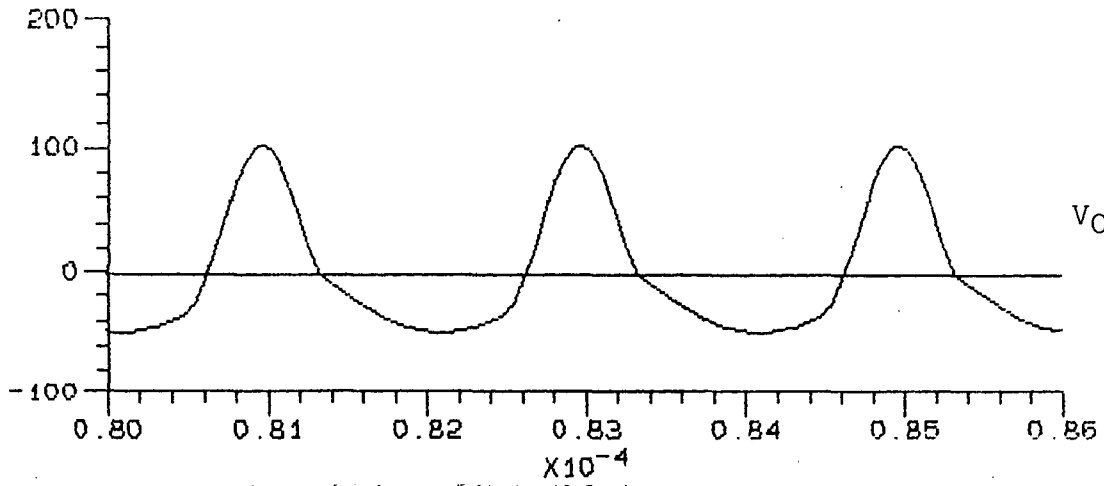
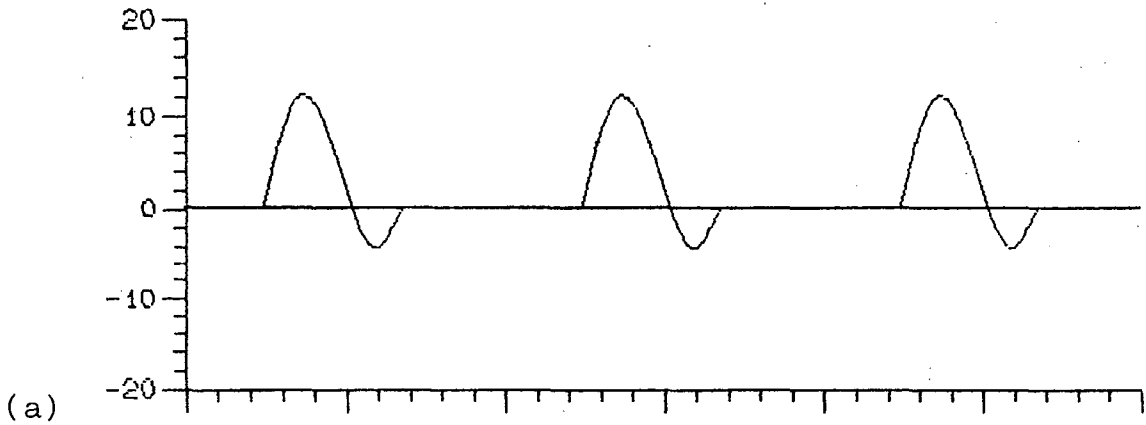


```

VERIFICACAO DOS DADOS
NUMERO DE RAMOS : 11      NUMERO DE NOS: 6
FONTES DE TENSÃO (E)
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! TENSÃO ! PULSACAO ! FASE
! (NP) ! (NC) ! (V) ! (OMG) ! (PHS)
-----
1, 2 , 1 , .48000E+02, .000000E+00, .000000E+00
CAPACITORES (C) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)
-----
1, 4 , 1 , .260E-07
2, 6 , 1 , .100E-05
TIRISTORES (T) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO
-----
1, 2 , 3 , .100E+06, .100E+00, .500000E-06, .100000E-06
DIODOS (D) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE
-----
1, 3 , 2 , .100E+06, .100E+00
2, 1 , 5 , .100E+06, .100E+00
3, 4 , 5 , .100E+06, .100E+00
RESISTENCIAS (R) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)
-----
1, 6 , 1 , .575E+01
INDUTANCIAS (L) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)
-----
1, 3 , 4 , .973E-06
2, 4 , 1 , .950E-05
3, 5 , 6 , .440E-04
FREQUENCIA(HZ)= .500E+06 PASSO DE CALCULO(SEG)= .100E-07
RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSÃO = 1
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0
NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE:60
TOFF= 0.000000E+00
UM DISPARO POR PERIODO

```

Fig. 3.13 - Listagem de dados.



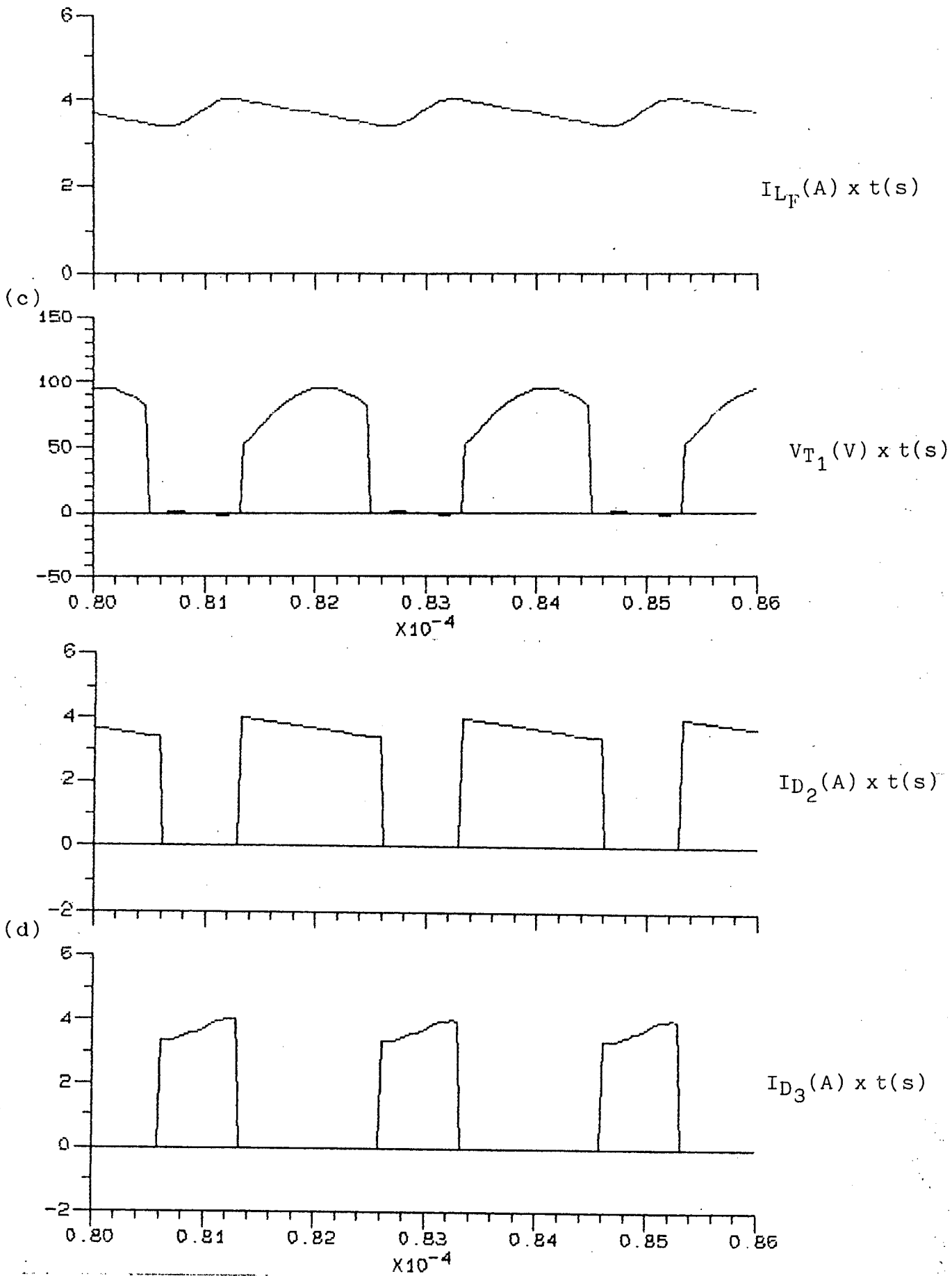


Fig. 3.14(a), (b), (c) e (d) - Formas de onda.

b) Operação com Variação na Tensão de Entrada

Aqui reduziu-se a tensão de entrada para 40V, o que tornou necessário a operação com frequência de chaveamento de 605 kHz para manter a tensão de saída em 24V.

Na figura 3.15 tem-se a listagem dos dados fornecidos ao programa e na figura 3.16 as formas de onda obtidas por simulação.

Na simulação seguinte elevou-se a tensão de entrada para 56V, o que tornou necessário a operação com frequência de chaveamento de 485kHz para manter a tensão de saída em 24V.

Na figura 3.17 tem-se a listagem dos dados fornecidos ao programa e na figura 3.18 as formas de onda obtidas por simulação.

Em ambas situações de operação a característica de comutação não dissipativa foi mantida, embora tenha ocorrido um pequeno aumento no pico de corrente no indutor quase-ressonante quando da operação com 40V de tensão de entrada.

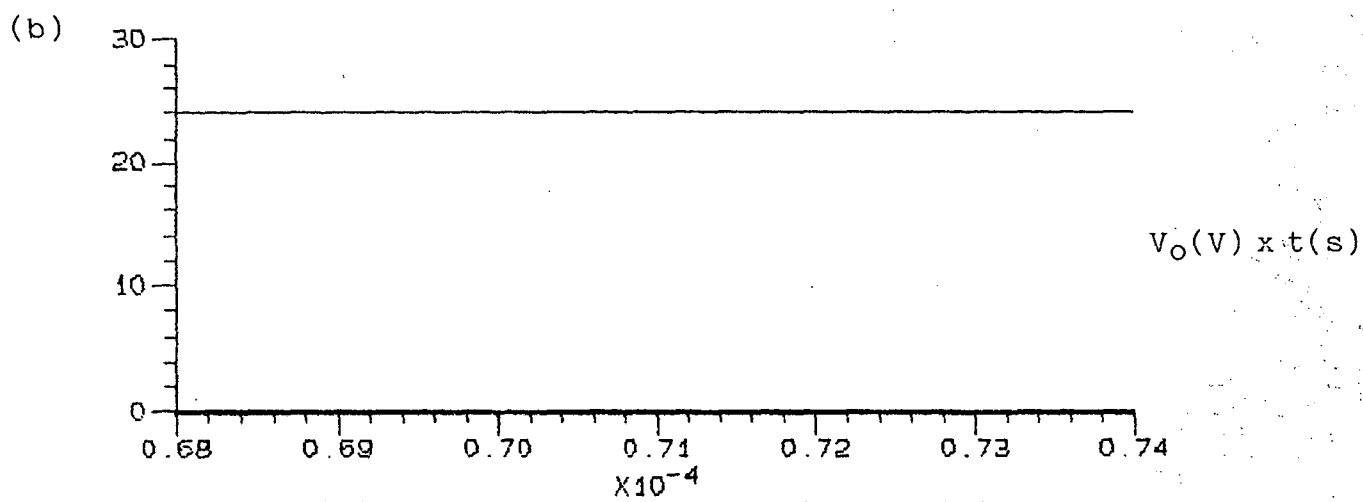
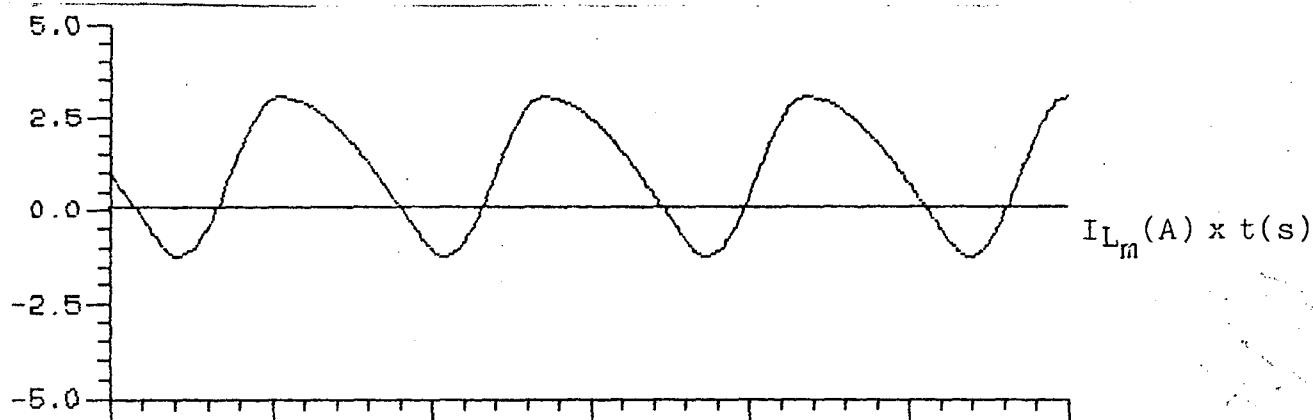
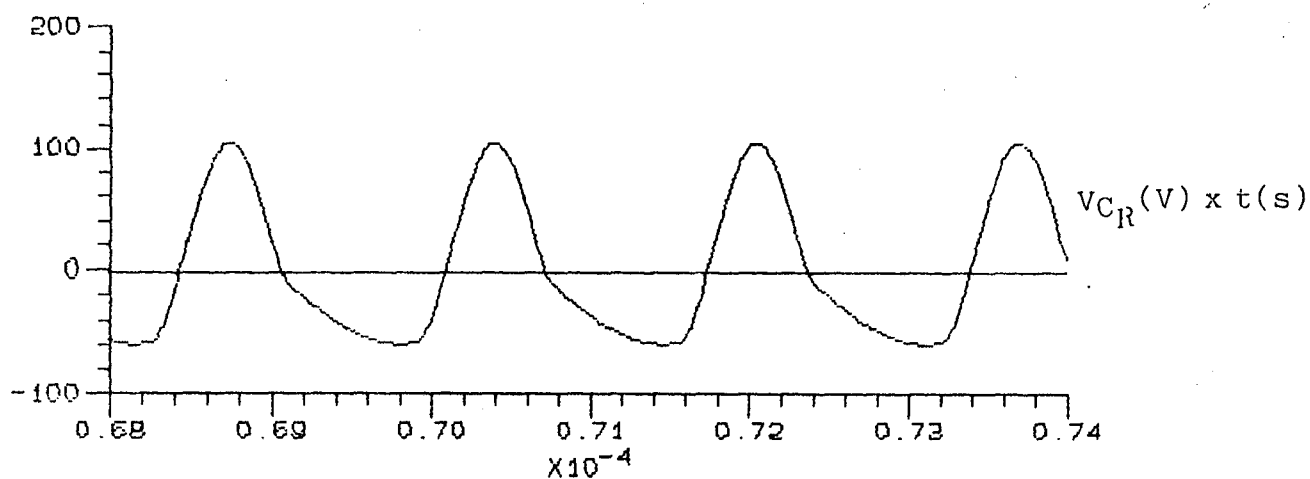
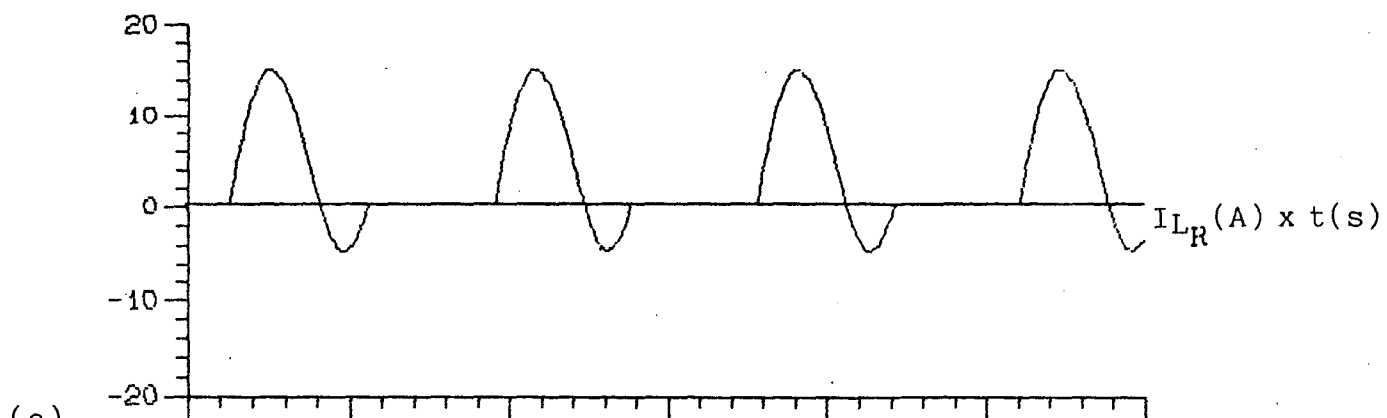
O conversor demonstrou um comportamento aceitável na faixa de variação de frequência requerida pela variação da tensão de entrada.

```

VERIFICACAO DOS DADOS
NUMERO DE RAMOS : 11      NUMERO DE NOS: 6
FONTES DE TENSÃO (E)
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! TENSÃO ! PULSACAO ! FASE
! (NP) ! (NC) ! (V) ! (OMG) ! (PHS)
-----
1, 2 , 1 , .40000E+02, .000000E+00, .000000E+00
CAPACITORES (C) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)
-----
1, 4 , 1 , .260E-07
2, 6 , 1 , .100E-05
TIRISTORES (T) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO
-----
1, 2 , 3 , .100E+06, .100E+00, .500000E-06, .100000E-06
DIODOS (D) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE
-----
1, 3 , 2 , .100E+06, .100E+00
2, 1 , 5 , .100E+06, .100E+00
3, 4 , 5 , .100E+06, .100E+00
RESISTENCIAS (R) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)
-----
1, 6 , 1 , .575E+01
INDUTANCIAS (L) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)
-----
1, 3 , 4 , .973E-06
2, 4 , 1 , .950E-05
3, 5 , 6 , .440E-04
FREQUENCIA(HZ)= .605E+06 PASSO DE CALCULO(SEG)= .826E-08
RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSÃO = 1
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0
NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE:50
TOFF= 0.000000E+00
UM DISPARO POR PERIODO

```

Fig. 3.15 - Listagem dos Dados.



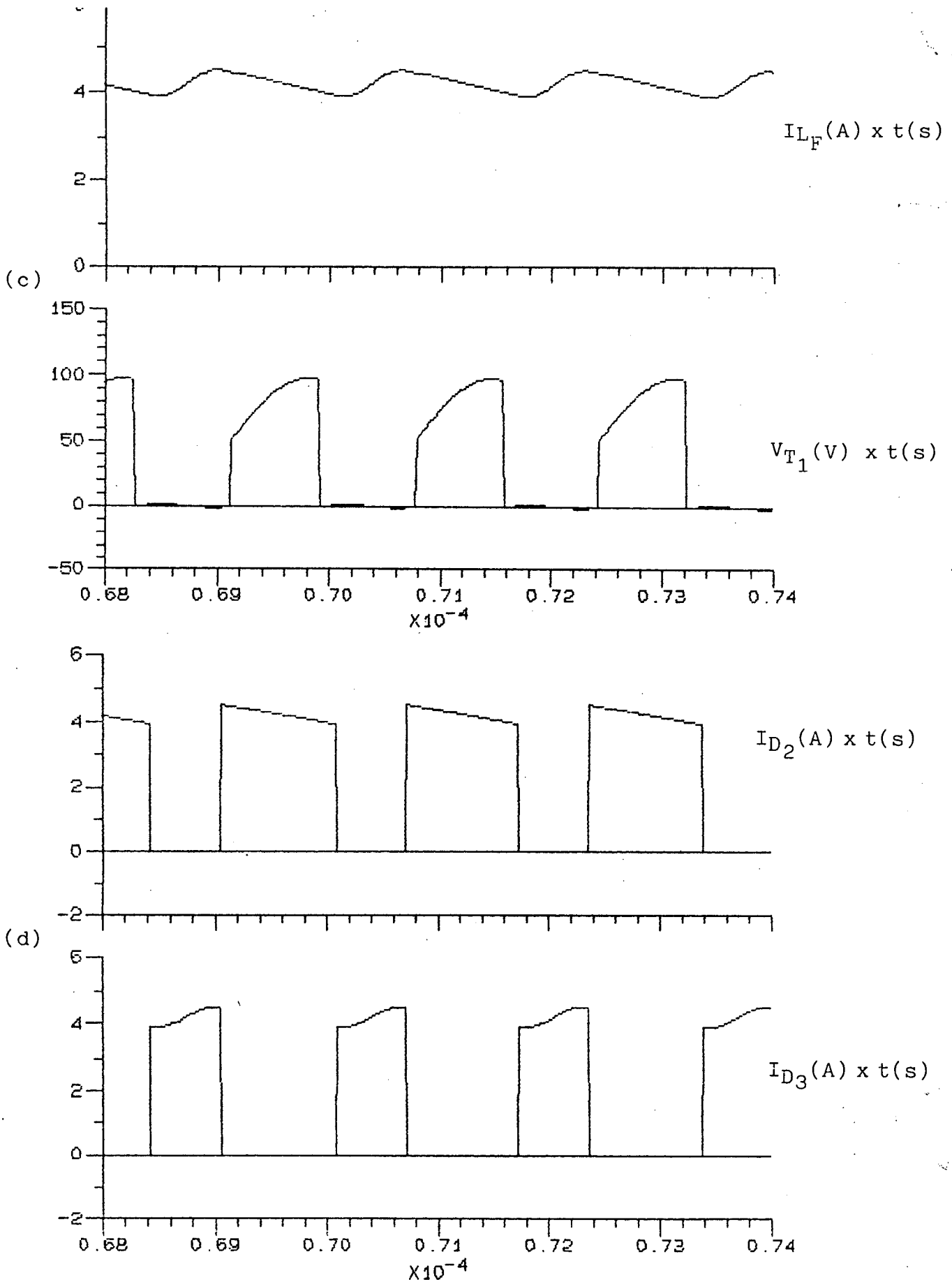


Fig. 3.16(a), (b), (c) e (d) - Formas de onda

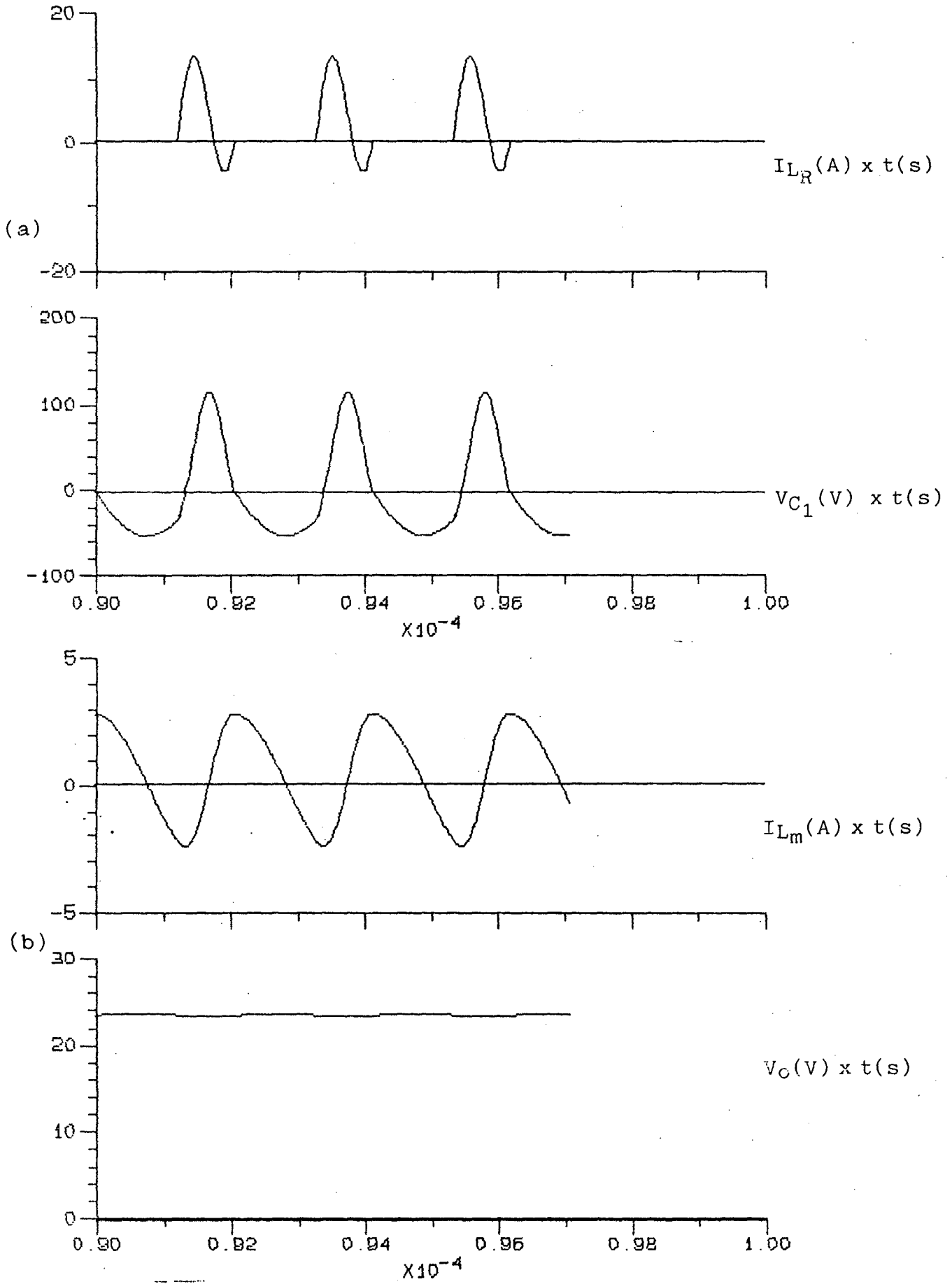
```

VERIFICACAO DOS DADOS
NUMERO DE RAMOS : 11      NUMERO DE NOS: 6
FONTES DE TENSÃO (E)
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! TENSÃO ! PULSACAO ! FASE
! (NP) ! (NC) ! (V) ! (OMG) ! (PHS)
-----
1, 2 , 1 , .56000E+02, .000000E+00, .000000E+00
CAPACITORES (C) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)
-----
1, 4 , 1 , .260E-07
2, 6 , 1 , .100E-05
TIRISTORES (T) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO
-----
1, 2 , 3 , .100E+06, .100E+00, .500000E-06, .100000E-06
DIODOS (D) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE
-----
1, 3 , 2 , .100E+06, .100E+00
2, 1 , 5 , .100E+06, .100E+00
3, 4 , 5 , .100E+06, .100E+00
RESISTENCIAS (R) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)
-----
1, 6 , 1 , .575E+01
INDUTANCIAS (L) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)
-----
1, 3 , 4 , .973E-06
2, 4 , 1 , .950E-05
3, 5 , 6 , .440E-04
FREQUENCIA(HZ)= .485E+06 PASSO DE CALCULO(SEG)= .103E-07
RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSÃO = 1
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0
NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE:50
TOFF= 0.000000E+00
UM DISPARO POR PERIODO

```

Fig. 3.17 - Listagem de dados.





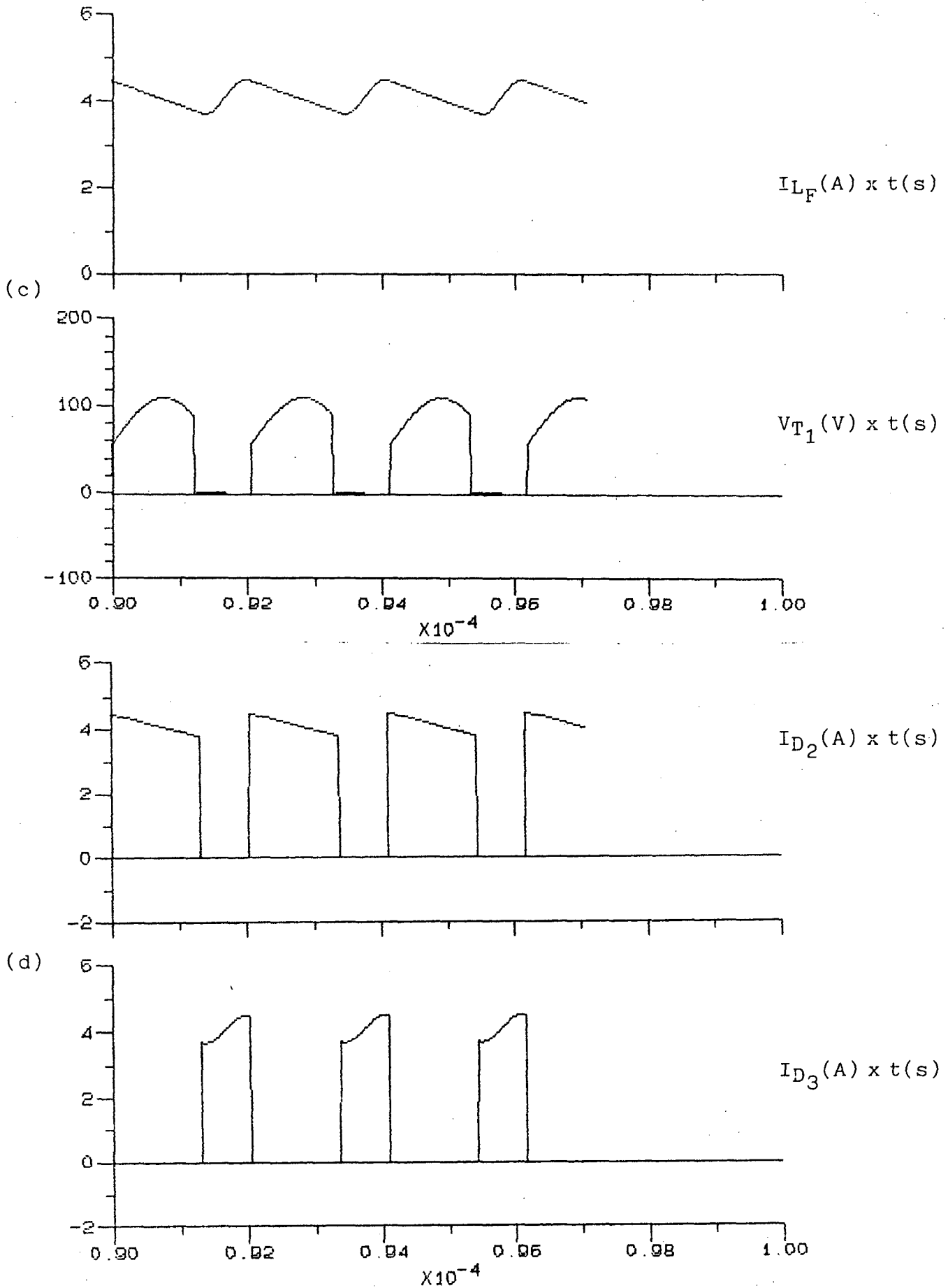


Fig. 3.18(a), (b), (c) e (d) - Formas de onda.

### c) Operação com Variação na Carga

As simulações anteriores foram realizadas para a carga nominal.

Nesta simulação o resistor de carga foi dimensionado de modo a solicitar  $1/8$  da potência nominal mantendo a frequência de chaveamento no valor ajustado para potência de saída nominal.

Na figura 3.19 tem-se a listagem dos dados fornecidos ao programa e na figura 3.20 as formas de onda obtidas na simulação.

Na simulação seguinte dimensionou-se o resistor de carga de modo a solicitar 40% a mais do que a potência nominal, mantendo a frequência de chaveamento no valor ajustado para a potência de saída nominal.

Na figura 3.21 tem-se a listagem dos dados fornecidos ao programa e na figura 3.22 as formas obtidas na simulação.

A característica de simulação não dissipativa foi mantida nas duas situações de operação.

Com carga acima da nominal obteve-se uma pequena queda na tensão de saída.

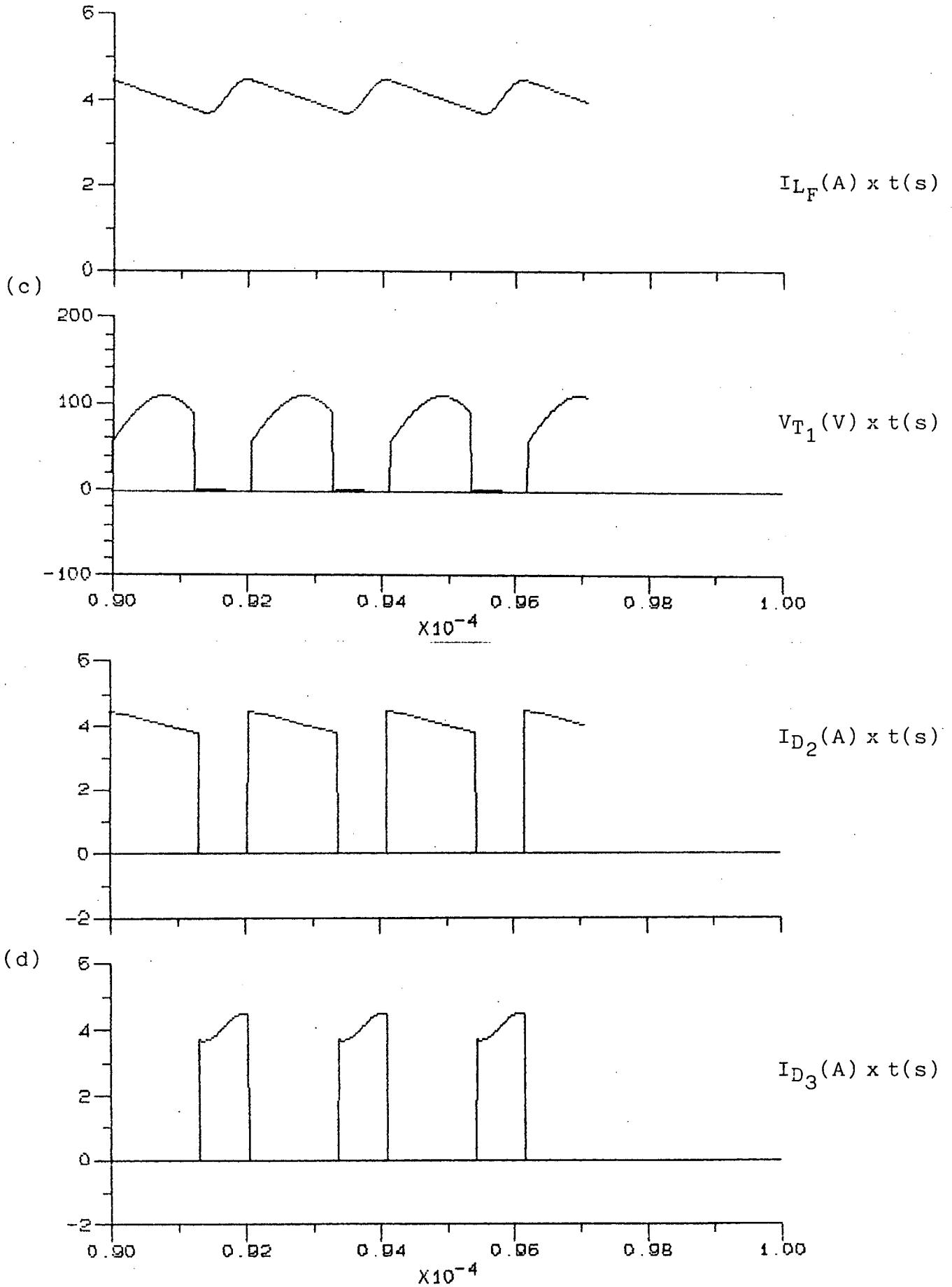


Fig. 3.18(a), (b), (c) e (d) - Formas de onda.

## VERIFICACAO DOS DADOS

NUMERO DE RAMOS : 11          NUMERO DE NOS: 6

## FONTES DE TENSAO (E)

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	TENSAO	PULSACAO	FASE
!	(NP)	!(NC)	!(V)	!(OMG)	!(PHS)
1,	2	, 1	, .48000E+02,	.0000000E+00,	.0000000E+00

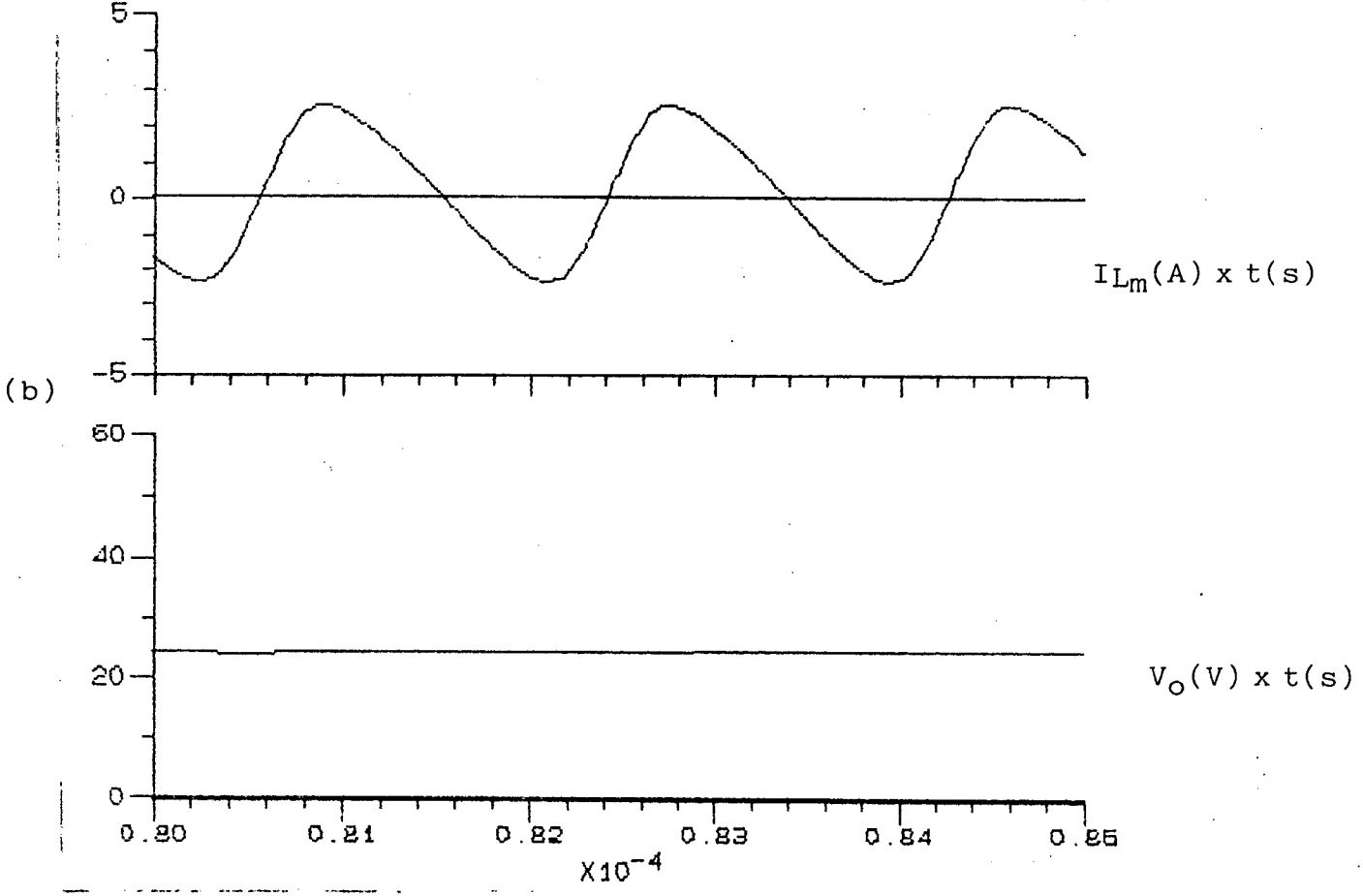
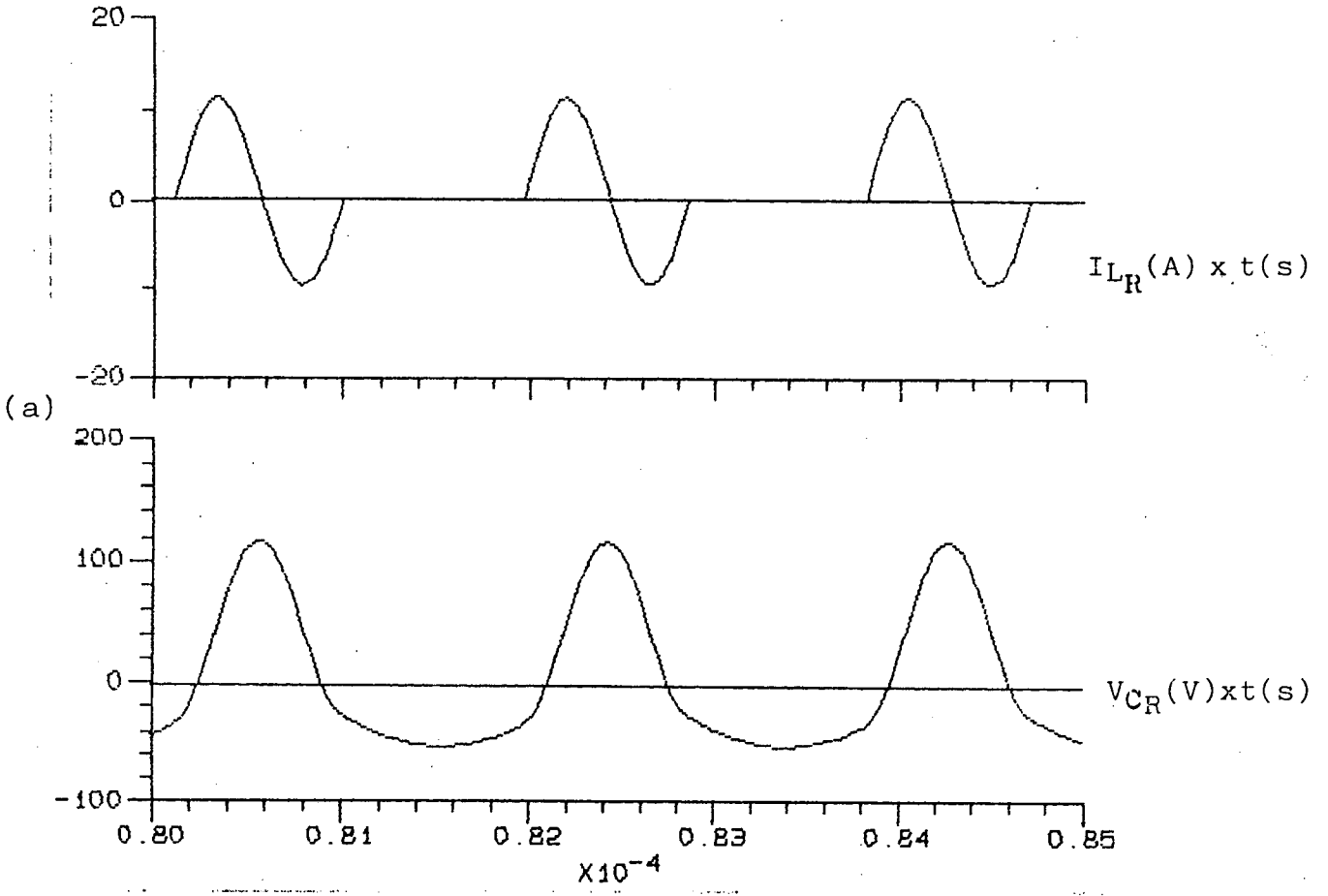
## CAPACITORES (C) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	C(FARADS)
1,	4	, 1	, .260E-07
2,	6	, 1	, .100E-05

## TIRISTORES (T) :

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	R BLOQUEIO!	R PASSANTE!	T DISPARO	T GATILHO
1,	2	, 3	, .100E+06,	.100E+00,	.500000E-06,	.100000E-06

Fig. 3.19 - Listagem de dados.



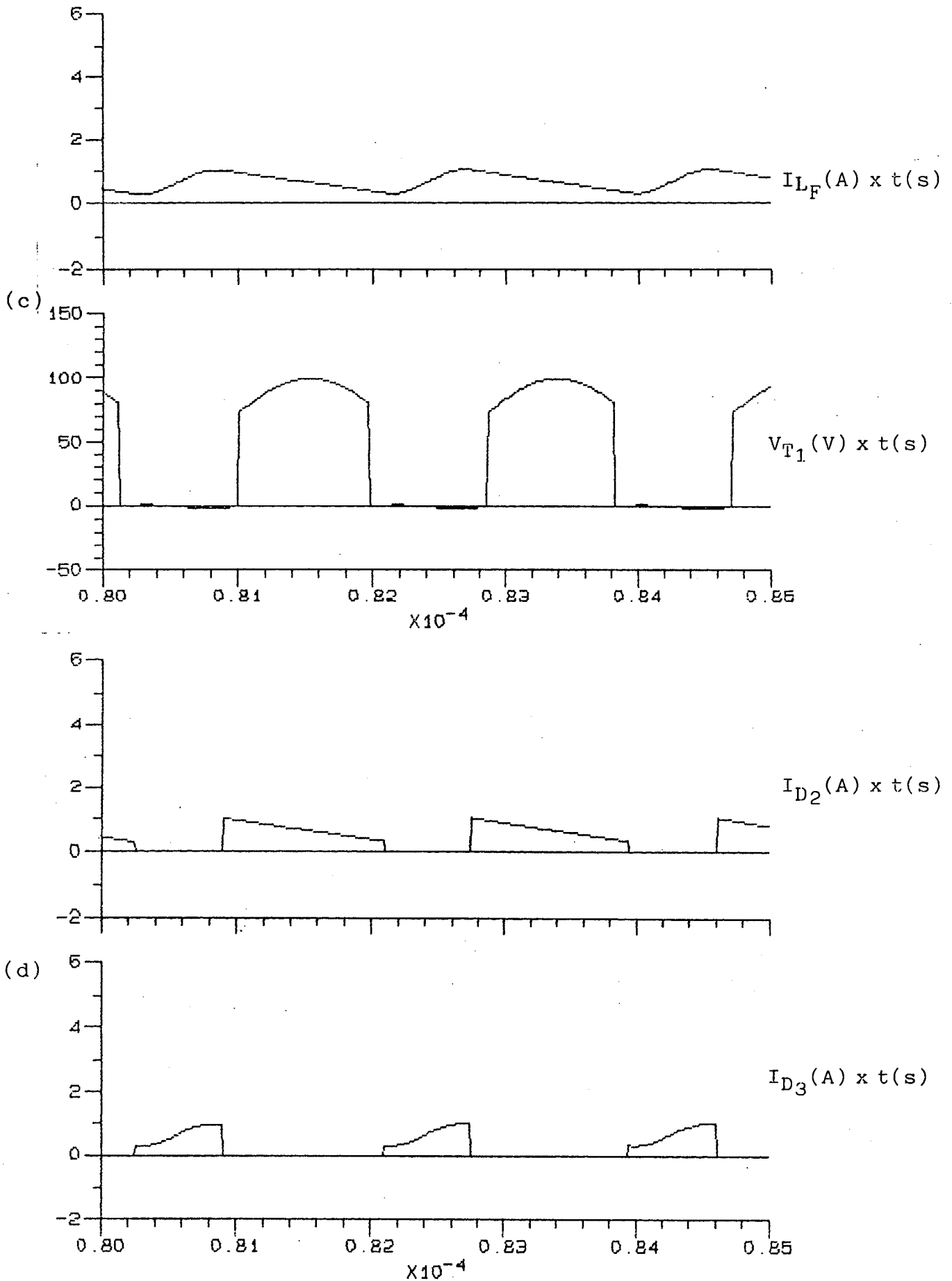


Fig. 3.20(a), (b), (c) e (d) - Formas de Onda.

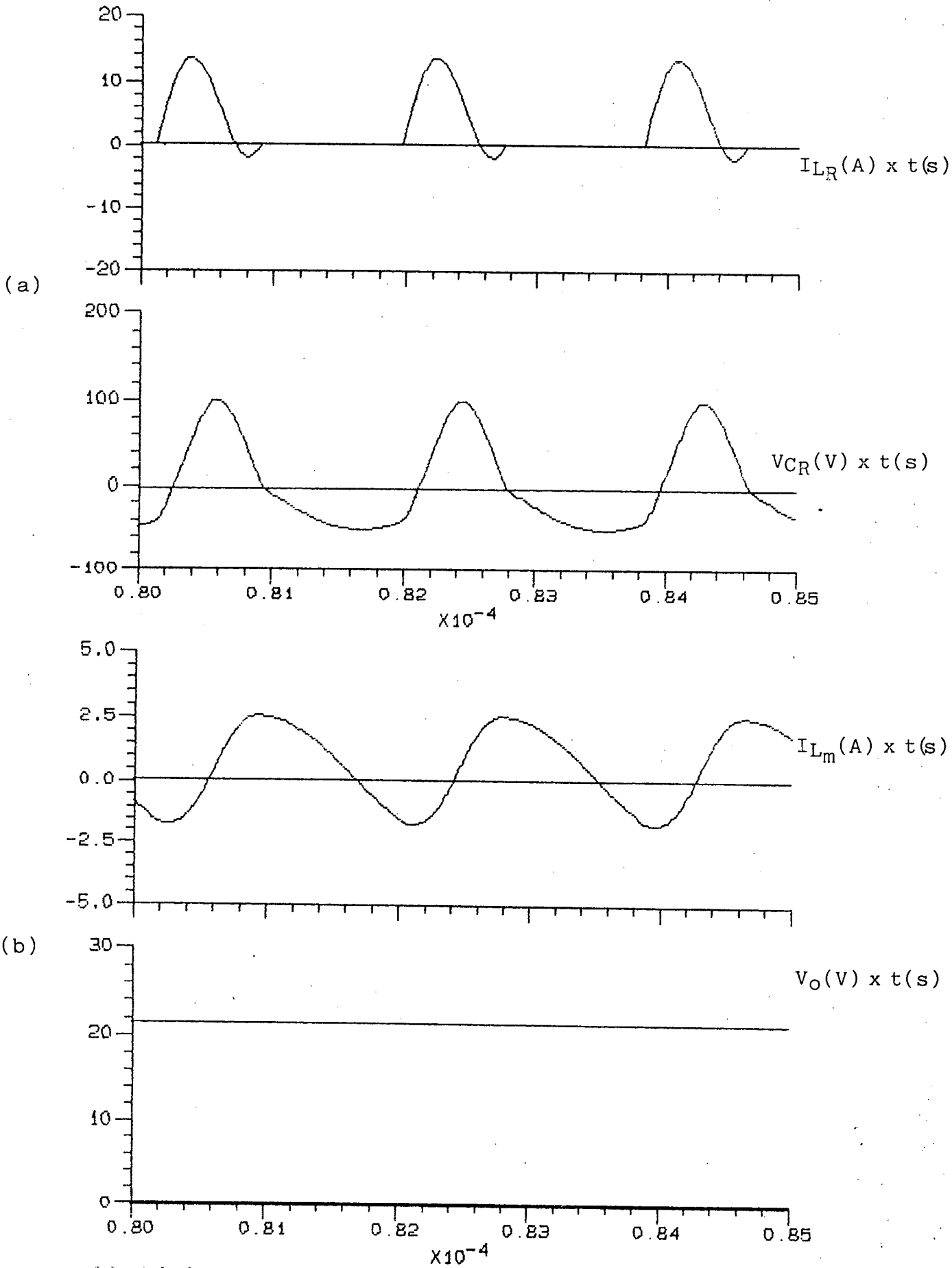
```

VERIFICACAO DOS DADOS
NUMERO DE RAMOS : 11      NUMERO DE NOS: 6
FONTES DE TENSÃO (E)
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! TENSÃO ! PULSACAO ! FASE
! (NP) ! (NC) ! (V) ! (OMG) ! (PHS)
-----
1, 2 , 1 , .48000E+02, .000000E+00, .000000E+00
CAPACITORES (C) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)
-----
1, 4 , 1 , .240E-07
2, 6 , 1 , .101E-05
TIRISTORES (T) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO
-----
1, 2 , 3 , .100E+06, .100E+00, .500000E-06, .100000E-06
DIODOS (D) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE
-----
1, 3 , 2 , .100E+06, .100E+00
2, 1 , 5 , .100E+06, .100E+00
3, 4 , 5 , .100E+06, .100E+00
RESISTENCIAS (R) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)
-----
1, 6 , 1 , .400E+01
INDUTANCIAS (L) :
No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)
-----
1, 3 , 4 , .973E-06
2, 4 , 1 , .950E-05
3, 5 , 6 , .440E-04
FREQUENCIA(HZ)= .540E+06 PASSO DE CALCULO(SEG)= .926E-08
RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSÃO = 1
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0
NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE:50
TOFF= 0.000000E+00
UM DISPARO POR PERIODO

```

Fig. 3.21 - Listagem de dados.





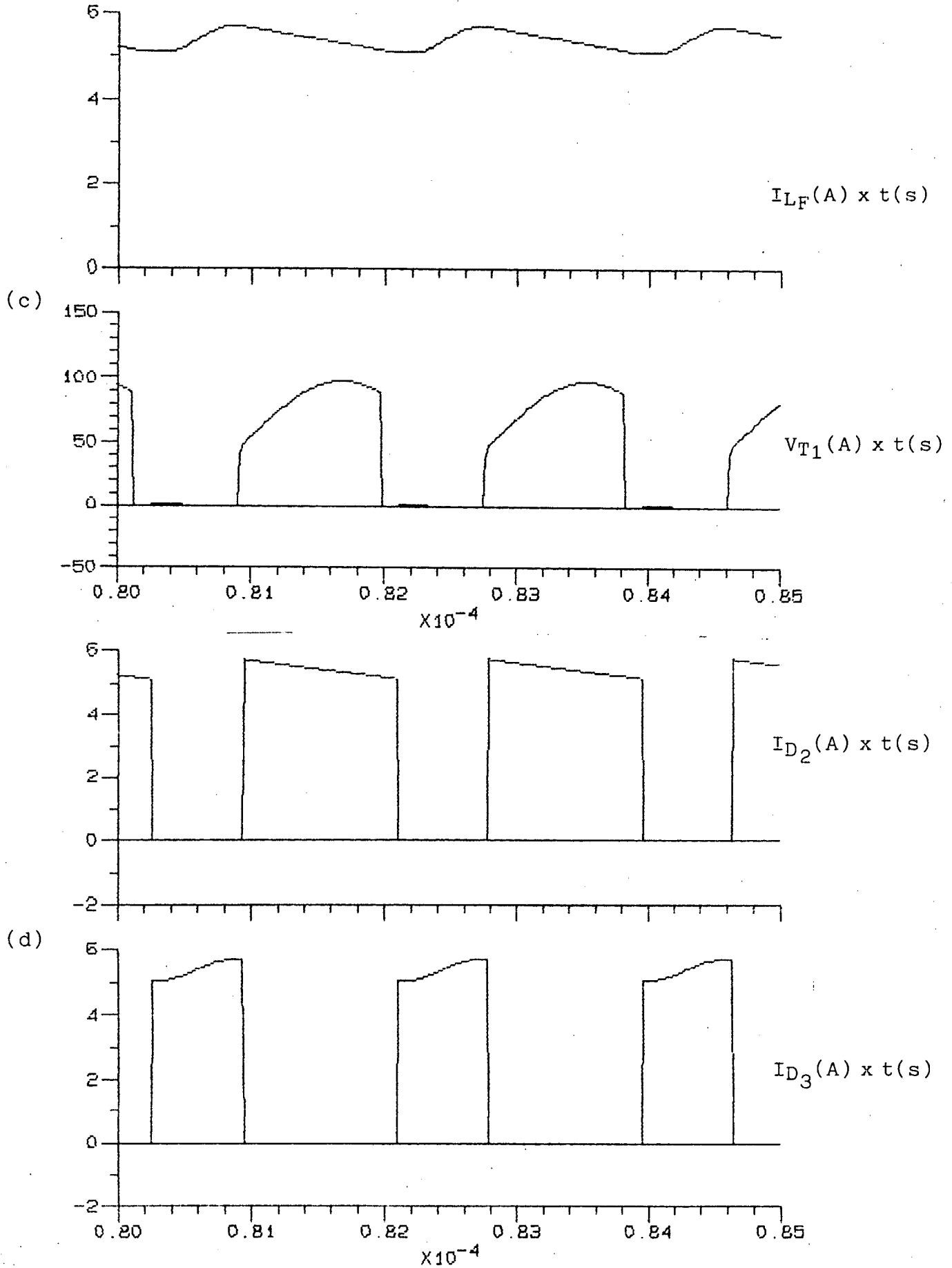


Fig. 3.22(a), (b), (c) e (d) - Formas de onda.

### 3.4 - COMPORTAMENTO TRANSITÓRIO EM MALHA ABERTA

Nestas simulações verificou-se o comportamento do conversor com isolamento durante o transitório de partida.

A grandeza observada foi a tensão de saída.

A figura 3.23 apresenta o comportamento da tensão de saída quando o conversor é energizado com uma tensão de entrada de 48V, frequência de chaveamento de 540 kHz e potência nominal.

A figura 3.24 apresenta o comportamento da tensão de saída quando o conversor é energizado com uma tensão de entrada de 40V, frequência de chaveamento 605 kHz e potência nominal.

A figura 3.25 apresenta o comportamento da tensão de saída quando o conversor é energizado com uma tensão de entrada de 48V, frequência de chaveamento 540 kHz e 1/8 da potência nominal.

A figura 3.26 apresenta o comportamento da tensão de saída quando o conversor é energizado com uma tensão de 48V, frequência de chaveamento 540 kHz e 1,4 da potência nominal.

A partir das formas de onda das simulações verificou-se que o conversor tem o comportamento transitório de sistema de segunda ordem o que era esperado em função do filtro de saída utilizado.

Para cargas abaixo do valor nominal tem-se um aumento no "overshoot" e no tempo de estabilização enquanto para cargas acima do valor nominal o conversor tende assumir o comportamento transitório de sistema de primeira ordem.

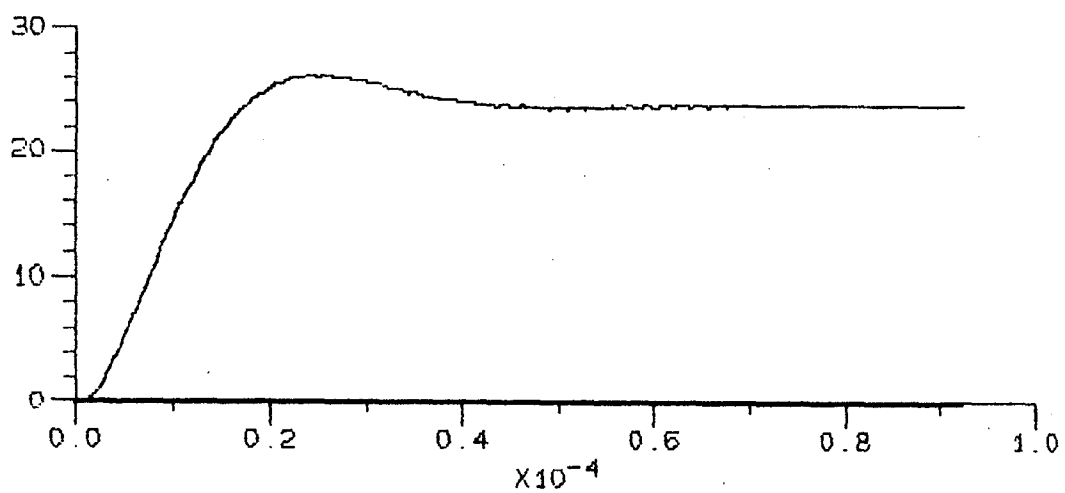

 $V_O(V) \times t(s)$ 

Fig. 3.23

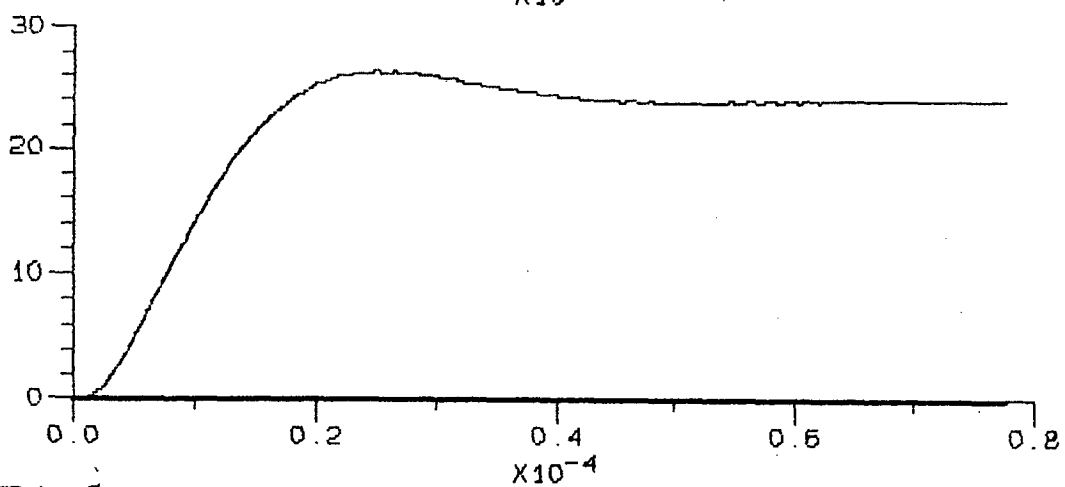

 $V_O(V) \times t(s)$ 

Fig. 2.24

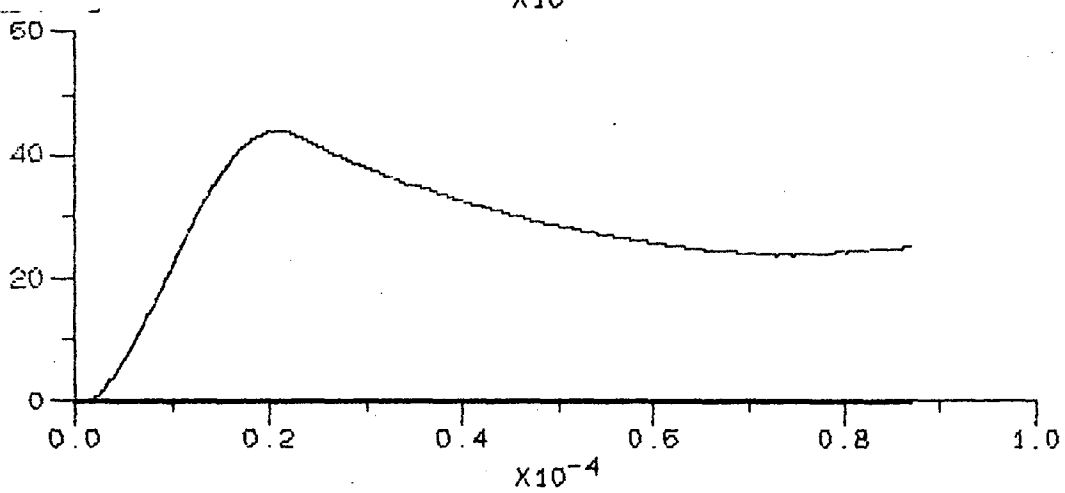

 $V_O(V) \times t(s)$ 

Fig. 3.25

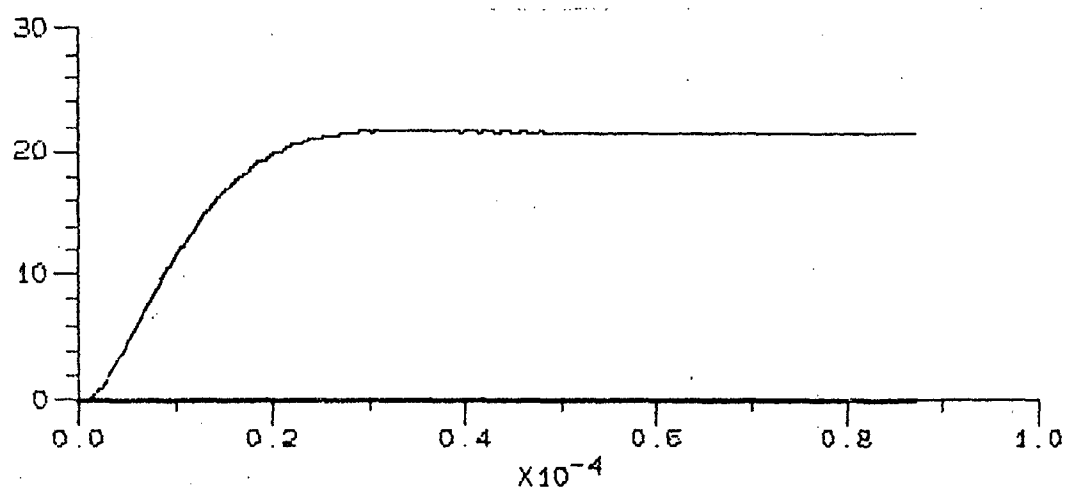

 $V_O(V) \times t(s)$ 

Fig. 3.26

### 3.5 - CONCLUSÃO

A partir dos resultados conseguidos nas simulações , verificou-se que a análise teórica e a metodologia de projeto empregada mostraram-se eficientes, possibilitando o dimensionamento de todos os componentes da estrutura mantendo a característica de comutação não dissipativa.

As simulações mostraram flexibilidade na operação do conversor, o qual manteve a característica quase-ressonante no intervalo de variação de tensão de entrada e com a variação de carga.

Com a inclusão do transformador observou-se uma pequena elevação no pico de corrente, no indutor ressonante e consequentemente na chave, aumentando o valor eficaz de corrente. Houve também uma elevação da tensão nos terminais da chave durante o bloqueio devido a tensão negativa no capacitor ressonante ocasionada pela desmagnetização do transformador.

Da verificação do transitório da tensão de saída no momento da energização do conversor, comprovou-se que para potência nominal e cargas menores tem-se um comportamento de sistemas de segunda ordem, aumentando o "overshoot" e o tempo de estabilização a medida que a carga decresce do nominal.

## CAPÍTULO 4

### CIRCUITO DE COMANDO E ESTUDO DA ESTABILIDADE

#### 4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será visto o circuito de comando utilizado no acionamento do MOSFET de potência sendo seu funcionamento descrito em detalhe, também se representará o conversor com isolamento para estudo da estabilidade com regulação da tensão de saída.

#### 4.2 - COMANDO DO CONVERSOR

Em todos os tipos de conversão existe uma equação que relaciona tensões de entrada e saída. Tal equação é denominada função de transferência da conversão.

Para o conversor quase-ressonante em questão, a frequência de chaveamento é a grandeza que deve ser ajustada para compensar as variações de tensão de entrada e corrente de saída a fim de manter a tensão de saída estável.

Essa geração e correção da frequência de chaveamento é feita por um circuito de comando denominado oscilador controlado por voltagem (VCO).

Como os circuitos integrados desenvolvidos como VCO não estão preparados para o acionamento de transistores de potência, optou-se para realizar esta função pela utilização do circuito integrado 3524 adicionando-se a este um circuito auxiliar com o qual consegue-se variar eletronicamente o resistor de controle de frequência de chaveamento.

O diagrama de blocos do circuito integrado 3524 esta representado na figura 4.1.

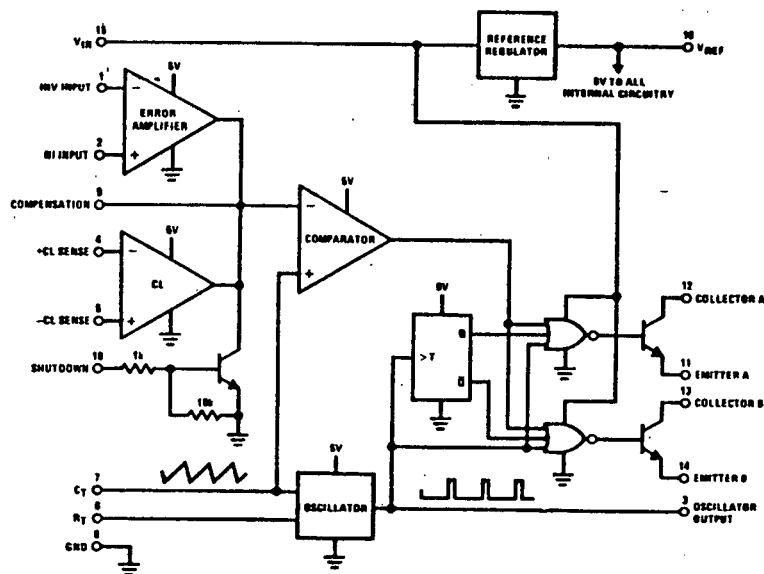


Fig. 4.1 - Diagrama de blocos do circuito integrado 3524.

O circuito que possibilita a variação do resistor de controle de frequência de chaveamento esta representado na fig. 4.2.

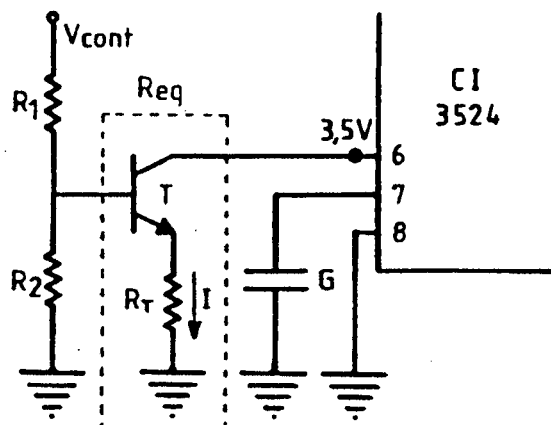


Fig. 4.2 - Circuito adicional para variação de frequência.

A equação que possibilita o cálculo aproximado de frequência de chaveamento do circuito integrado 3524 é dada por [19].

$$F = \frac{1,15}{2 C_T R_T} \quad (4.1)$$

Do circuito, obtém-se:

$$R_{eq} = \frac{3,5}{I} \quad (4.2)$$

$$V_B = V_{CONT} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.3)$$

$$I = \frac{V_B}{R_T} \quad (4.4)$$

Substituindo (4.3) em (4.4), obtém-se:

$$I = V_{CONT} \frac{R_2}{R_T(R_1+R_2)} \quad (4.5)$$

Substituindo (4.5) em (4.2), obtém-se:

$$R_{eq} = \left[ 3,5 R_T \frac{(R_1+R_2)}{R_2} \right] \frac{1}{V_{CONT}} \quad (4.6)$$

Substituindo (4.6) em (4.1)

$$F = \frac{1,15 R_2 V_{CONT}}{2 C_T 3,5 R_T (R_1+R_2)} \quad (4.7)$$



Pela equação (4.7) verifica-se que a frequência de chaveamento é proporcional a tensão de controle.

Como cuidado especial na implementação desta configuração deve-se observar que a tensão na base do transistor T não seja maior que 3,5V, isto é conseguido dimensionando-se o divisor de tensão  $R_1$  e  $R_2$ .

O circuito para acionamento do MOSFET esta representado na figura 4.3.

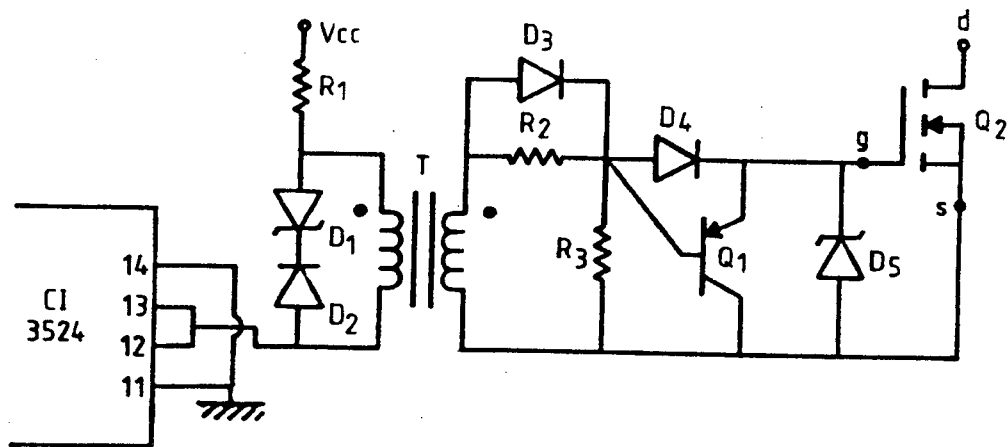


Fig. 4.3 - Circuito de Acionamento do MOSFET.

Quando se tem um pulso no primário do transformador de pulso, um pulso é induzido em seu secundário colocando em condução os diodos  $D_3$  e  $D_4$  e o MOSFET  $Q_2$ . O transistor  $Q_1$  esta bloqueado. A função de  $D_5$  é grampear a tensão de gate num valor abaixo do permitido.

Quando o pulso no primário se anula, imediatamente a desmagnetização do transformador é feita por  $D_1$  e  $D_2$ . Nesse momento  $D_3$  e  $D_4$  cessam de conduzir, colocando  $Q_1$  em condução. Este por sua vez descarrega as capacitâncias intrinsicas de  $Q_2$  acelerando

seu bloqueio. O resistor  $R_2$  acelera a entrada em condução de  $Q_1$ .

O ajuste de largura de pulso é feito através de nível de tensão no pino 9 do circuito integrado.

Com a utilização do circuito integrado 3524 pode-se facilmente implementar uma proteção contra sobre-corrente, conforme proposto na figura 4.4.

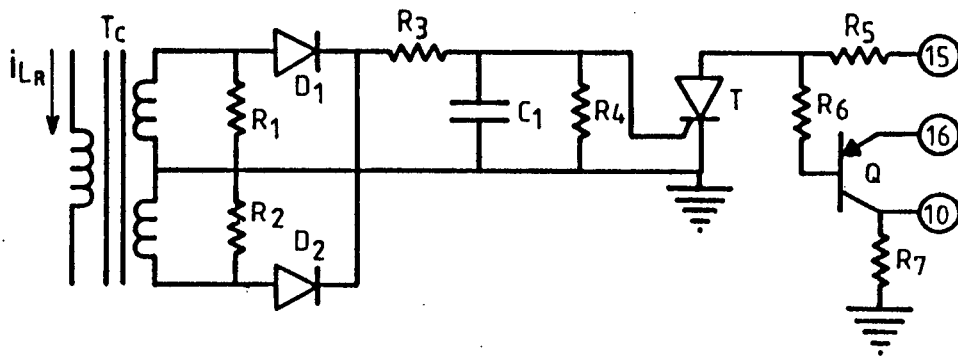


Fig. 4.4 - Circuito de proteção.

Utilizando-se um transformador de corrente em série com o indutor de ressonância em caso de sobre-corrente aumenta a tensão no gatilho do tiristor T provocando seu disparo e simultaneamente o disparo do transistor Q, aplicando uma tensão positiva no pino 10 (shutdown) do circuito integrado 3524, inibindo os pulsos de comando. Para reiniciar o funcionamento é necessário religar o conversor.

#### 4.3 - REPRESENTAÇÃO DO CONVERSOR

O circuito de conversão DC/DC quase-ressonante mostra como se pode obter uma certa tensão contínua por meio de transformação da tensão de uma fonte primária em pulsos que, após filtragem fornecem a tensão desejada. Na figura 4.5 tem-se o diagrama básico do conversor onde E representa a tensão de entrada e f a

frequência de chaveamento, fator que permite o controle da tensão  $V_o$ .

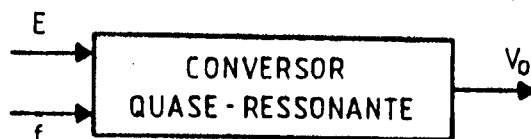


Fig. 4.5 - Diagrama básico do conversor.

O controle da tensão de saída ( $V_o$ ) pode ser obtido com parando esta com uma tensão de referência ( $V_{ref}$ ), por meio de um amplificador de erro o qual fornece a tensão de controle ( $V_{cont}$ ) para que o circuito de controle (VCO) gere a frequência de chaveamento necessária para manter  $V_o$  proporcional a  $V_{ref}$ , sendo  $V_{ref}$  uma tensão constante (invariante com o tempo e com a temperatura)  $V_o$  também o será.

No entanto, em circuito com realimentação, pode ocorrer instabilidade (tendência a oscilações) que torna o conversor sensível a variações bruscas de tensão de entrada e corrente de saída.

Na prática, a tensão de saída pode apresentar um "overshoot" e quanto menor o período e amplitude deste melhor a performance do conversor.

Para se analisar o comportamento de um circuito com realimentação, com relação a instabilidade é necessário conhecer sua função de transferência em malha aberta. Na figura 4.6 tem-se a apresentação em diagrama de blocos da função de transferência em malha aberta e o conteúdo de cada bloco será descrito a seguir:

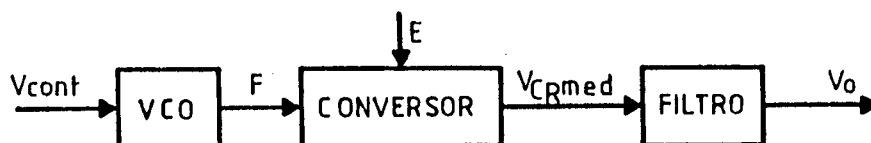


Fig. 4.6 - Diagrama de blocos do conversor em malha aberta.

- VCO (Oscilador controlado por tensão)

De 4.7 tem-se:

$$\frac{F}{V_{CONT}} = \frac{1,15 R_2}{2 C_T 3,5 R_T (R_1 + R_2)} \quad (4.8)$$

sendo

$$C_T = 1nF$$

$$R_1 = 180 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_T = 680 \Omega$$

Substituindo os valores numéricos em (4.8), obtém-se:

$$\frac{F}{V_{CONT}} = 86284 \quad (4.9)$$

- Conversor Quase-Ressonante

A partir da equação 1.196, tem-se:

$$\frac{V_{CR \text{ med}}}{F} = \frac{X(\alpha, \gamma) E n}{2 \pi \gamma F_0} \quad (4.10)$$

onde

$$X(\alpha, \gamma) = \frac{\alpha \gamma}{2} + \frac{1}{\alpha \gamma} - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha \gamma}\right)^2 - 1} + [2\pi - \text{sen}^{-1}(\alpha \gamma)] \quad (4.11)$$

sendo

$$\alpha = 0,5$$

$$\gamma = 1,05$$

$$n = 1$$

$$F_0 = 1 \text{ MHz}$$

Substituindo os valores numéricos em (4.10), obtém-se:

$$\frac{V_{CR \text{ med}}}{F} = 0,00048 \quad (4.12)$$

- Filtro de Saída

Considerando a resistência de carga elevada e levando em consideração a resistência série equivalente (RSE) do capacitor de filtragem a função de transferência do filtro assume a forma representada pela expressão (4.13).

$$\frac{V_o}{V_{CR \text{ med}}} = \frac{(1+S/W_z)}{(1+S^2/W_p^2)} \quad (4.13)$$

Pode-se calcular as frequências de transição do zero e do pólo pelas seguintes expressões:

$$F_z = \frac{1}{2\pi C_F \cdot RSE} \quad (4.14)$$

$$F_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_F C_F}} \quad (4.15)$$

sendo

$$L_F = 44 \mu H$$

$$C_F = 2 \times 4,7 \mu F$$

$$RSE = 0,15 \Omega$$

Substituindo os valores numéricos em (4.13), (4.14) e (4.15), obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_{C_R \text{ med}}} = \frac{(1+S/709219,85)}{(1+S^2/49171,07^2)} \quad (4.16)$$

$$F_z = 112875,81 \text{ Hz}$$

$$F_p = 7825,82 \text{ Hz}$$

- Função de transferência em malha aberta

Utilizando-se as equações resultantes (4.9) e (4.12) e substituindo em (4.16) obtém-se:

$$G(s) = \frac{V_o}{V_{CONT}} = 4,14 \frac{(1+S/709219,85)}{(1+S^2/49171,07^2)} \quad (4.17)$$

O diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta esta representado na figura 4.7, curva 1.

#### 4.4 - CRITÉRIO PARA ESTABILIDADE

O conversor em malha fechada pode ser representado classicamente pelo diagrama de blocos da figura 4.8.

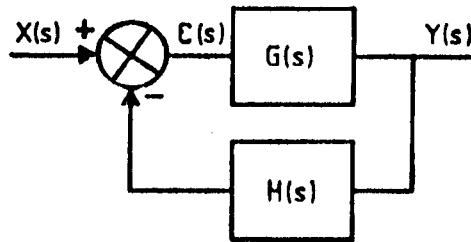


Fig. 4.8 - Sistema realimentado.

De onde pode-se deduzir a função de transferência em malha fechada.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) H(s)} \quad (4.18)$$

De uma maneira geral define-se como instável o sistema cuja saída tende para o infinito quando excitado. Desse modo, para que  $Y(s)$  cresça indefinidamente, é necessário que o denominador da função de transferência em malha fechada se anule; tal situação é representada pela expressão (4.19) conhecida como equação característica do sistema.

$$1 + G(s) \cdot H(s) = 0 \quad (4.19)$$

A partir da equação característica pode-se dizer que o sistema torna-se instável quando.

$$G(s) H(s) = -1 \quad (4.20)$$

Isto significa dizer que

$$|G H (W)|_{dB} = 20 \text{ Log } GH(W) = 0$$

$$\underline{|GH(W)} = - 180$$

Considerando que a grandeza de módulo cruza a unidade (0 dB) somente uma vez, pode-se dizer que o sistema é estável se o atraso de fase na frequência de cruzamento é menor do que  $180^\circ$ . Em outras frequências, o atraso de fase pode exceder  $180^\circ$  e o sistema ainda permanecerá estável.

Margem de fase é a quantidade em que o atraso de fase, na frequência de cruzamento, é menor que  $180^\circ$ . Margem de ganho é a quantidade em que o ganho é menor do que a unidade (0 dB) na frequência onde o atraso de fase é  $180^\circ$ . Se o atraso de fase na frequência de cruzamento é somente ligeiramente menor do que  $180^\circ$  (pequena margem de fase), o sistema deve ser estável, mas apresenta um considerável "overshoot" e oscilações. Margem de fase de  $45^\circ$  apresenta boa resposta, com muito pouco "overshoot".

Como procedimento simplificado para garantir a estabilidade, a inclinação de ganho  $G(s).H(s)$  para frequência de cruzamento deve ser igual a  $-20\text{dB/década}$ .

Para que o conversor apresente erros estáticos muito pequenos com a variação de tensão de entrada ou da resistência de carga, o ganho da função  $G(s).H(s)$  em baixas frequências deve ser o maior possível. Adotando-se um pólo na origem para frequência tendendo a zero o ganho tende a um valor muito alto, reduzindo o erro estático a valores próximos do zero.

Com objetivo de se conseguir uma resposta rápida, deve-se utilizar a frequência de cruzamento com o valor mais alto possível. Quando a frequência de cruzamento se aproxima muito da frequência de chaveamento o conversor não pode mais ser tratado como sistema contínuo. A teoria de sistemas amos



trados demonstra que se pode adotar como frequência de cruzamento um quinto da frequência chaveamento do conversor ( $F_C = F/5$ ). A relação sugere que quanto maior for a frequência de chaveamento, mais alta poderá ser a frequência de cruzamento e portanto mais rápida poderá ser a resposta do conversor quando perturbado.

#### 4.5 - PROJETO DO CIRCUITO DE COMPENSAÇÃO

A partir da função de transferência em malha aberta e dos resultados obtidos na análise transitória realizada nas simulações do capítulo III recomenda-se a utilização de um circuito de compensação para sistema de segunda ordem.

O amplificador de erro é associado com o circuito de compensação no sistema de malha fechada. Este faz a comparação da tensão de saída com a tensão de referência na entrada do amplificador de erro e a alimentação inversa do sinal de erro amplificado retorna para entrada do controle (VCO). O circuito de compensação produz avanço e atraso de fase nas frequências apropriadas para cancelar os excessos de avanço-atraso no circuito de potência.

O diagrama básico do sistema em malha fechada está representada na figura 4.9.

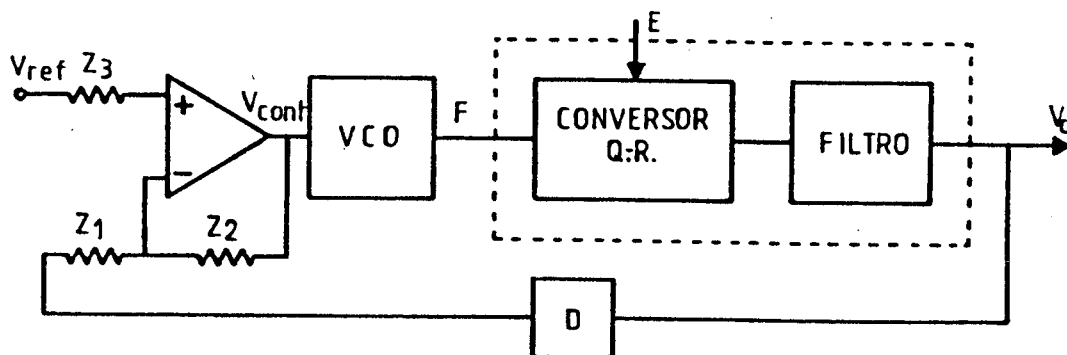


Fig. 4.9 - Sistema em malha fechada.

O bloco D é constituído de um divisor de tensão resistivo.

O circuito de compensação escolhido está representado na figura 4.10. É indicado para circuitos que têm característica de 2 polos no filtro de saída. Apresenta boa resposta transitória.

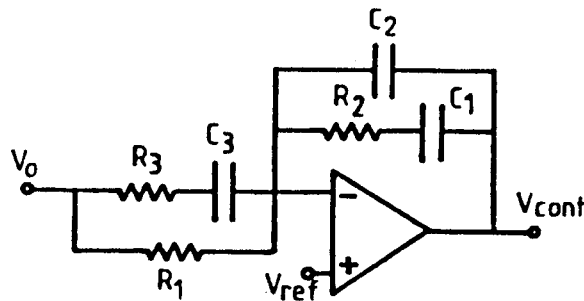


Fig. 4.10 - Circuito de compensação.

Na figura 4.11 tem-se o diagrama de Bode. Os ganhos e frequências são estabelecidos abaixo:

$$AV_1 = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.19)$$

$$AV_2 = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R R_3} \cong \frac{R_2}{R_3} \quad (4.20)$$

$$F_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (4.21)$$

$$F_2 = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \cong \frac{1}{2\pi R_1 C_3} \quad (4.22)$$

$$F_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad (4.23)$$

$$F_4 = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2} \cong \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (4.24)$$

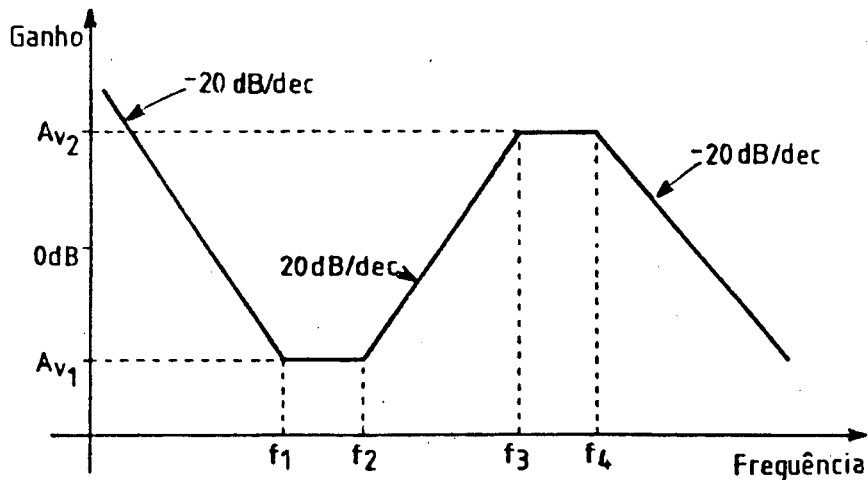


Fig. 4.11 - Diagrama de Bode do Compensador.

Para este circuito de compensação a frequência de cruzamento deve ser escolhida entre  $f_2$  e  $f_3$ .

Como valor prático adota-se a frequência de cruzamento igual a um quinto da frequência de chaveamento.

Considerando-se  $F = 500$  kHz, tem-se:

$$F_C = 100 \text{ kHz}$$

Da figura (4.7) - curva 1, onde se tem a função de transferência em malha aberta, obtém-se o ganho na frequência de cruzamento de -32 dB.

Para se obter um ganho resultante igual a zero na frequência de cruzamento, o ganho do compensador deve ser:

$$AV_2 = 32 \text{ db (ou } 39,81\text{)}.$$

Para que a estabilidade do sistema seja mantida, é importante lembrar que o ganho resultante deve cruzar sobre a linha de 0 dB com uma inclinação de -20 dB/dec. Como o ganho em malha aberta decresce -40 dB/dec (figura 4.7 - curva 1) a partir da frequência de ressonância do filtro o ganho do compensador deve subir 20 dB/dec a partir desta frequência, para que o ganho global resulte em -20 dB/dec.

Obtendo o ganho do compensador na frequência de ressonância do filtro.

$$AV_1 = \frac{7,8 \text{ kHz}}{100 \text{ kHz}} 39,81 = 3,10 \text{ (ou } 9,84 \text{ dB)}$$

Alocando os dois zeros do compensador na frequência de ressonância do filtro afim de conseguir-se uma declividade resultante de -20 dB/dec tem-se  $F_1 = F_2 = 7,8 \text{ kHz}$ .

Alocando um polo do compensador na frequência do zero criado pela resistência série do capacitor de filtragem tem-se:

$$F_3 = 112,8 \text{ kHz}$$

Alocando um segundo polo pouco acima da frequência do zero criado pela resistência série do capacitor de filtragem tem-se  $F_4 = 120 \text{ kHz}$ .

$$\text{Sendo: } AV_1 = 9,84 \text{ dB ou } 3,10$$

$$AV_2 = 32 \text{ dB ou } 39,81$$

$$F_1 = F_2 = 7,8 \text{ kHz}$$

$$F_3 = 112,8 \text{ kHz}$$

$$F_4 = 120 \text{ kHz}$$

Adotando  $R_1 = 18 \text{ k}$  e substituindo os valores numéricos nas equações (4.19), (4.20), (4.21), (4.22), (4.23) e (4.24), obtém-se:

$$R_2 = 56 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 1,40 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 364 \text{ pF}$$

$$C_3 = 1,0 \text{ nF}$$

$$C_2 = 23,68 \text{ pF}$$

O diagrama de Bode do Circuito de compensação está representado na figura 4.7 - curva 2.

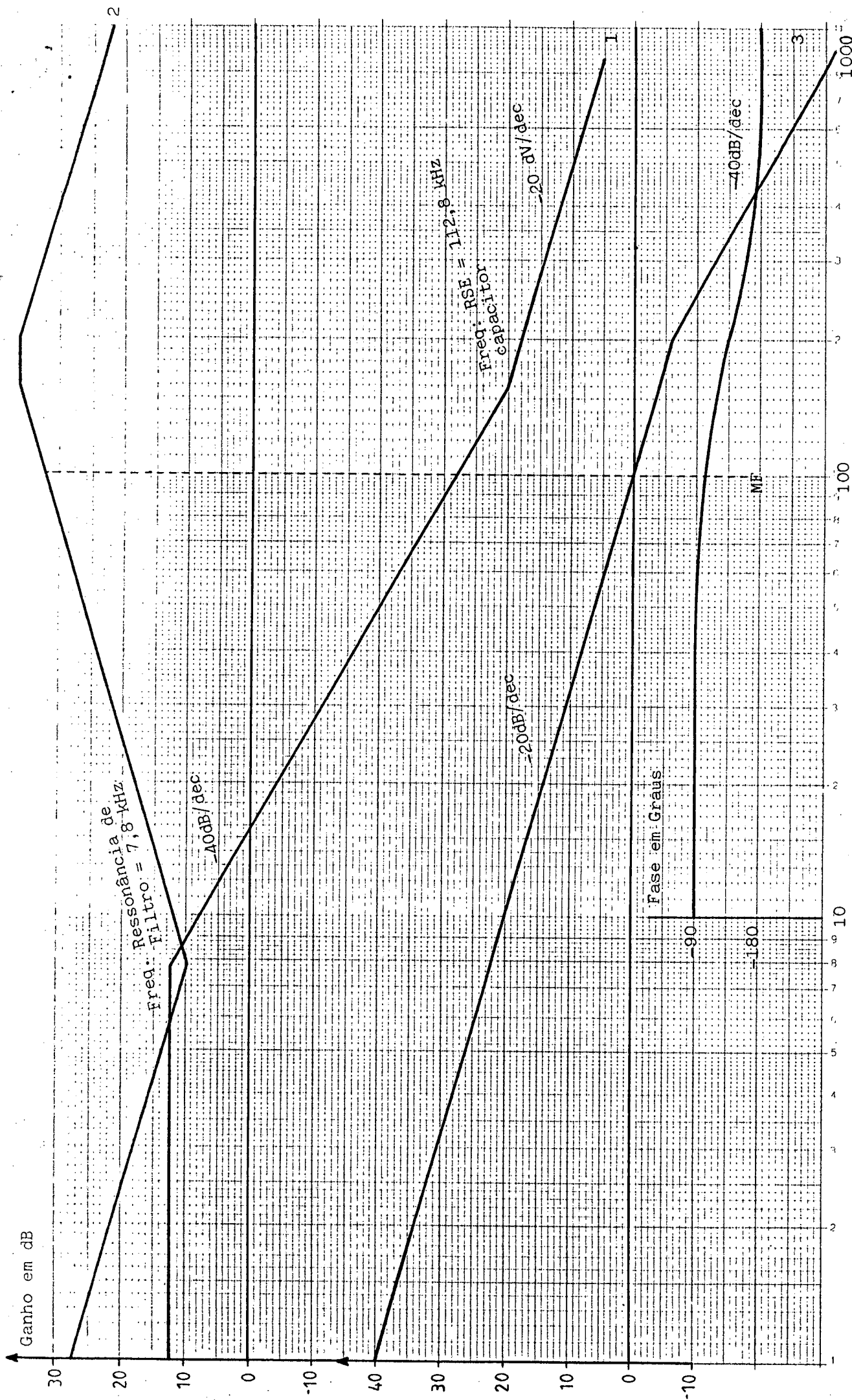
O diagrama de Bode resultante está representado na figura 4.7 - curva 3.

Na figura 4.12 tem-se o circuito de comando adicionado ao circuito de compensação com todos valores utilizados na implementação.

#### 4.6 - CONCLUSÃO

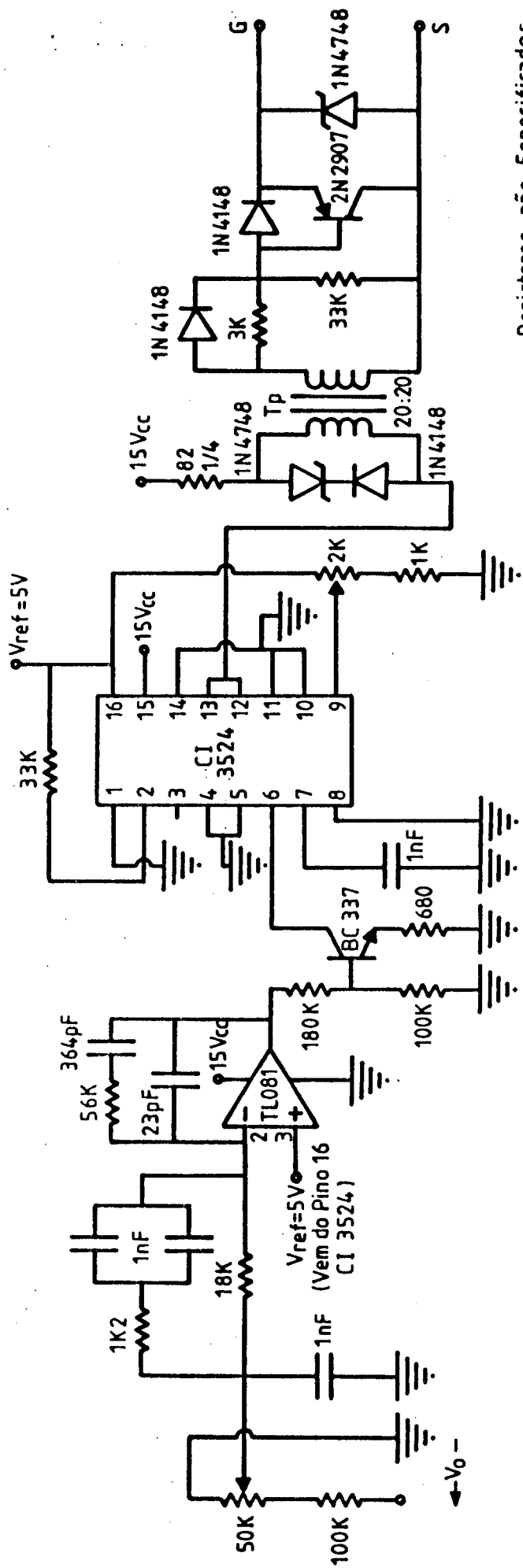
Apesar da não existência de um circuito de comando específico para controle dos conversores quase-ressonantes, como no caso dos conversores PWM, conseguiu-se com a utilização do controlador PWM 3524 adicionado a um circuito eletrônico de variação de resistência um funcionamento aceitável do conjunto operando como VCO (Oscilador Controlado por tensão). Somando-se a isto, as possibilidades oferecidas no ajuste de Largura de pulso e implementação de proteções tornam o circuito teoricamente viável. Isto também é verdadeiro economicamente falando, pois os controladores PWM hoje são produzidos por quase todos os fabricantes de componentes eletrônicos o que veio a contribuir na redução do seu custo popularizando sua utilização.

Com relação ao fechamento de malha, foi empregada uma técnica clássica na análise da estabilidade e uma vez identificada a ordem do sistema conseguiu-se projetar um circuito de compensação.



Frequência (kHz)

Fig. 4.7 - Curva de Bode.



Resistores não Especificados  
Considerar 1/8 W

Figura 4.12 Circuito de Comando e Compensação



## CAPÍTULO 5

### RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### 5.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da implementação de um protótipo cujo projeto foi apresentado como exemplo no segundo capítulo.

São apresentadas formas de onda que caracterizam o comportamento da estrutura em malha aberta e em malha fechada.

As formas de onda foram documentadas a partir de fotografias e através de um sistema de aquisição de dados que permite a interligação de um osciloscópio digital com memória a um microcomputador e a impressora.

#### 5.2 - FUNCIONAMENTO EM MALHA ABERTA

O esquema básico no protótipo implementado com a dimensão dos componentes está representado na figura 5.1. Devido ao elevado tempo de recuperação do diodo intrínscico do MOSFET, na faixa da frequência de chaveamento, teve-se que utilizar o diodo  $D_1$  em série com o MOSFET, de modo anular o efeito do diodo intrínscico, bem como utilizar o diodo  $D_1$  em antiparalelo com associação afim de manter a bidirecionalidade em corrente da chave.

Para o conversor operando em condições nominais, ou seja, 48V de tensão de entrada, 500kHz de frequência de chaveamento, 24V de tensão de saída e 4,167A de corrente de saída fotografou-se a tensão e a corrente na chave. Na figura 5.2 a tensão entre dreno e source no MOSFET tem forma aproximadamente retangular (gran-

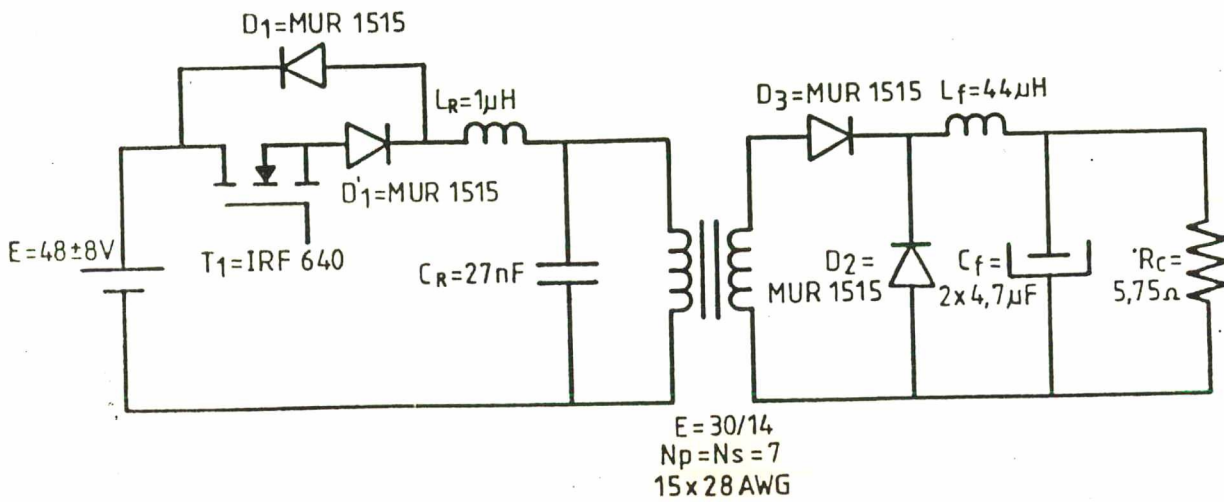


Fig. 5.1 - Circuito implementado

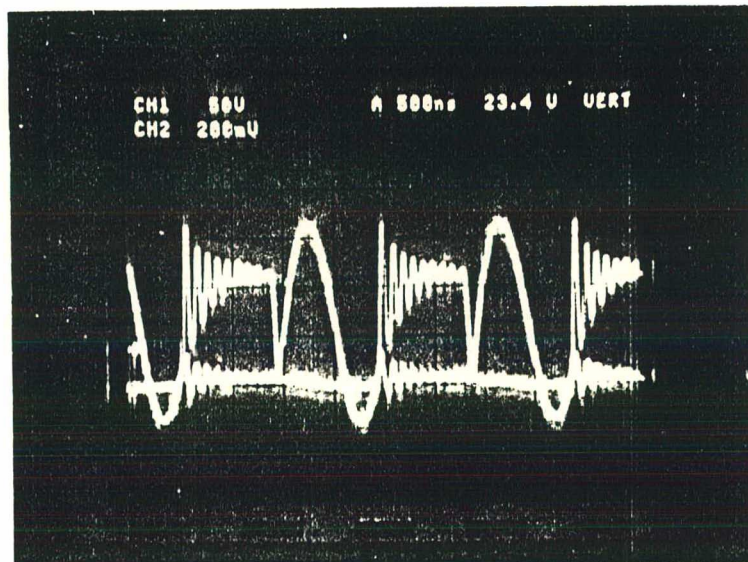
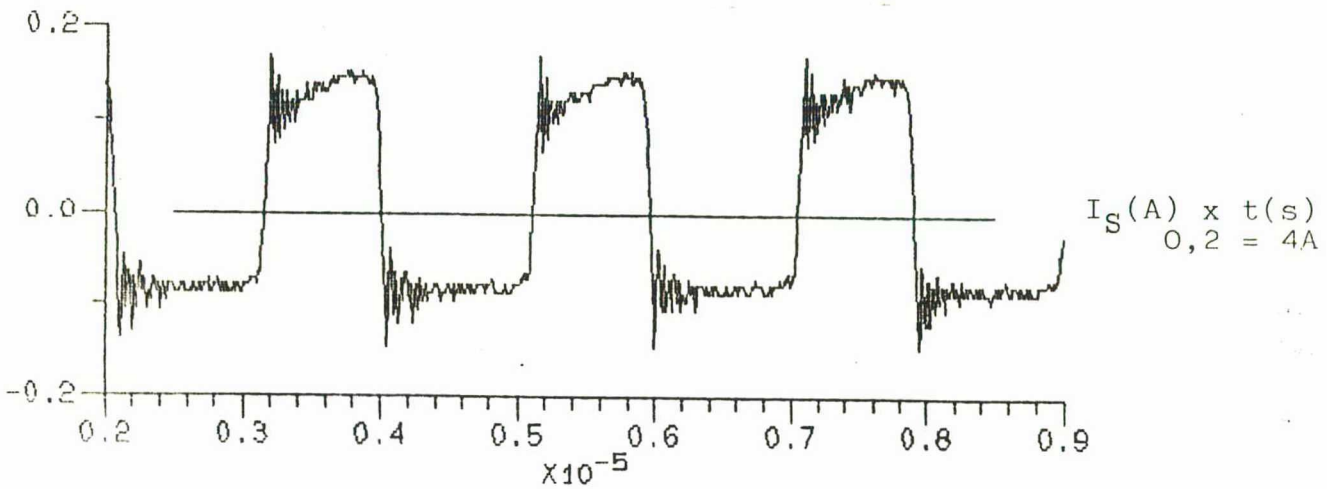
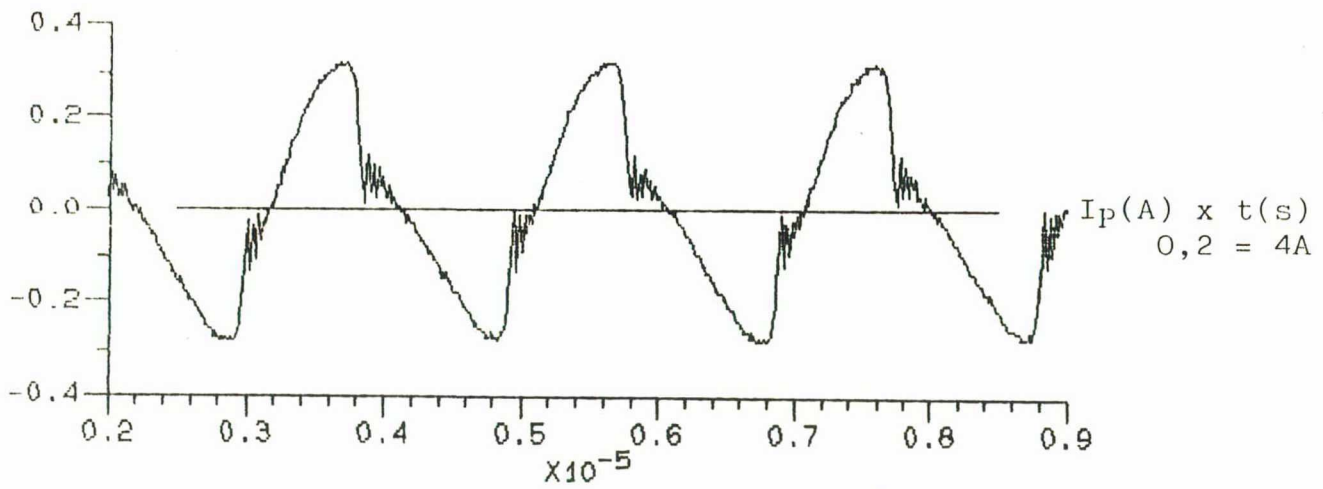
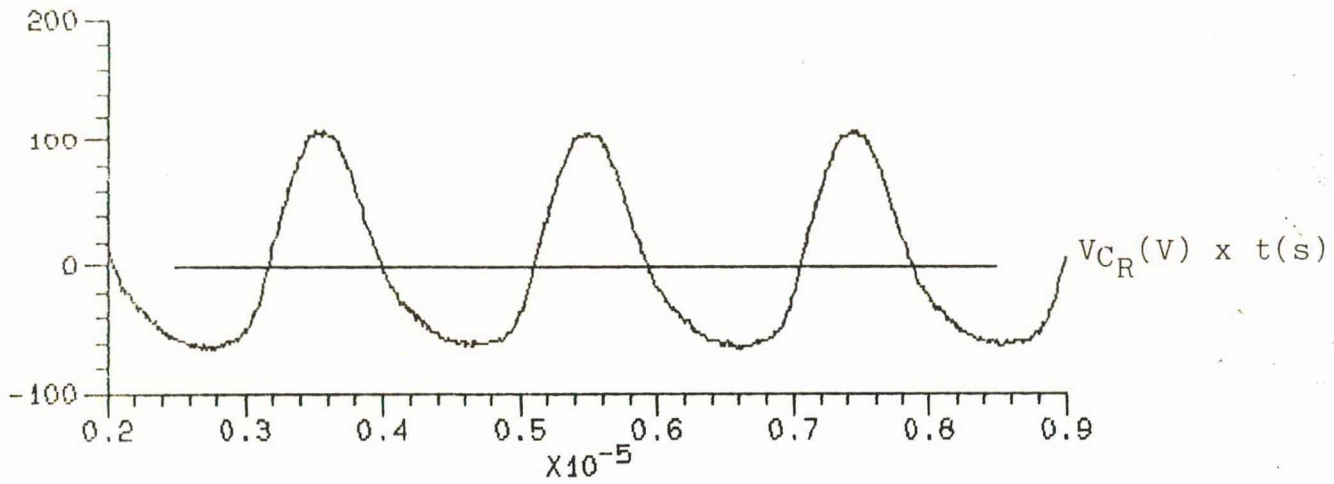
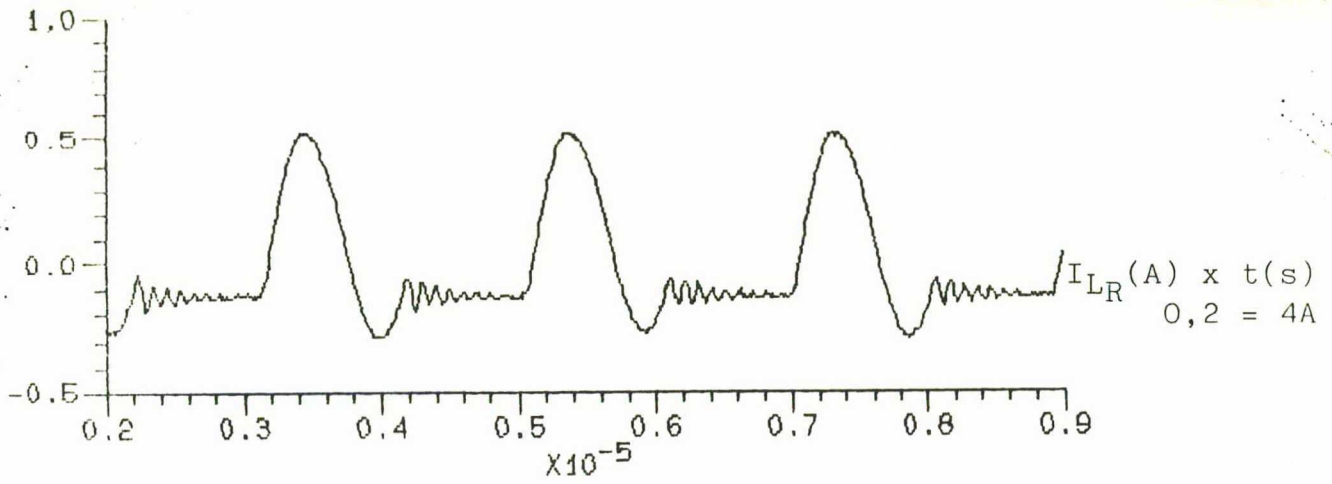
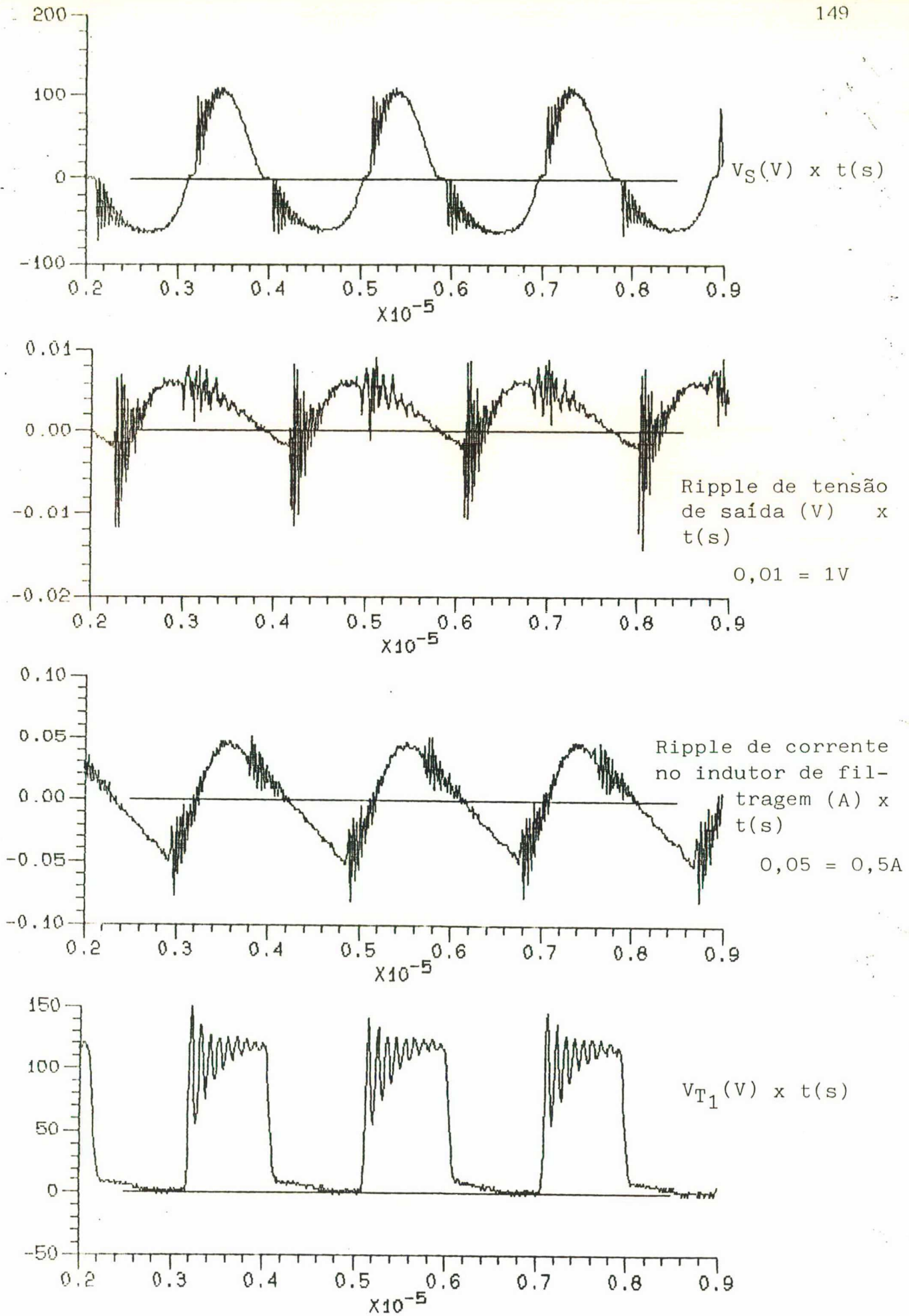


Fig. 5.2 - Tensão e corrente na chave.



(a)



(b)

Fig. 5.3(a) e (b) - Formas de onda (Condições Nominais).



deza medida no canal 1) a corrente de dreno tem a forma aproximadamente senoidal (grandeza medida no canal 2 com auxílio de ponteira de corrente onde 200mV/div equivalem a 4A/div). Pela superposição das duas formas de onda pode-se verificar a ocorrência da comutação não dissipativa onde a entrada em condução e o bloqueio ocorrem com perdas praticamente nulas.

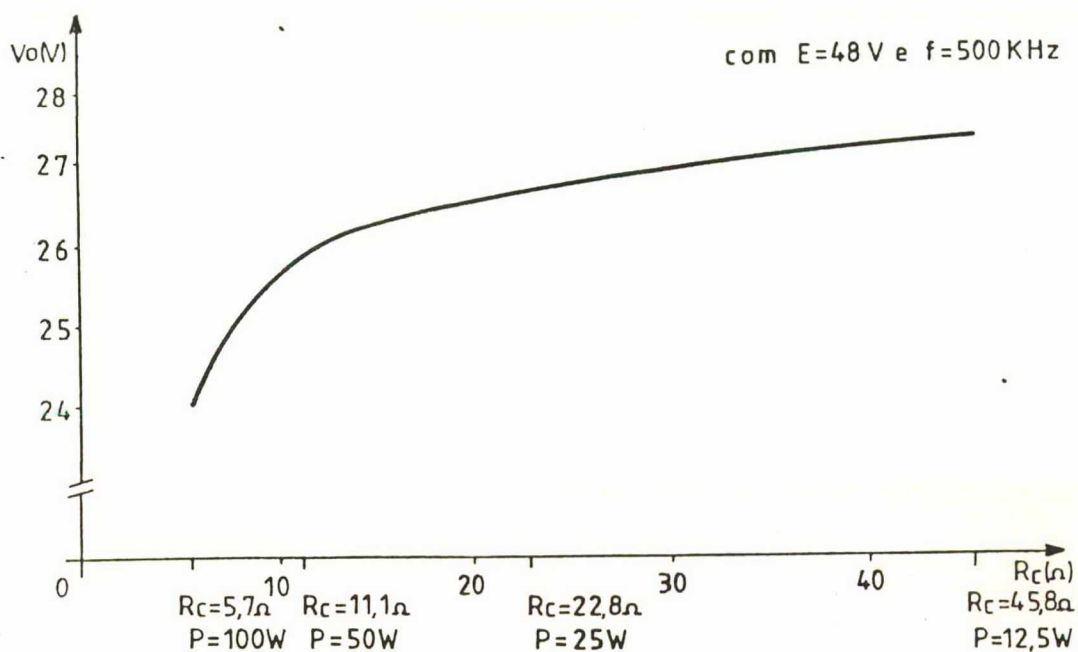
Ainda com o conversor operando nas condições nominais foram realizadas aquisições para obtenção das grandezas mais relevantes do conversor. Na figura 5.3(a) tem-se as formas de onda da corrente no indutor de ressonância, da tensão no capacitor de ressonância, da corrente no primário do transformador e da corrente em seu secundário. Na figura 5.3(b) tem-se as formas de onda da tensão secundária, do ripple de tensão de saída, do ripple de corrente no indutor de filtragem e da tensão no MOSFET. As formas de onda da figura 5.2 estão confirmando a análise teórica e os pressupostos de projeto bem como reforçando os resultados obtidos nas simulações.

Algumas oscilações e spikes que aparecem nas formas de onda, são provenientes das limitações dos componentes. Por exemplo: o pico de tensão que ocorre no MOSFET durante o bloqueio é ocasionado porque o tempo de recuperação do diodo em anti-paralelo com o MOSFET tem um valor considerável nesta frequência de operação apesar de se tratar de um diodo ultra-rápido.

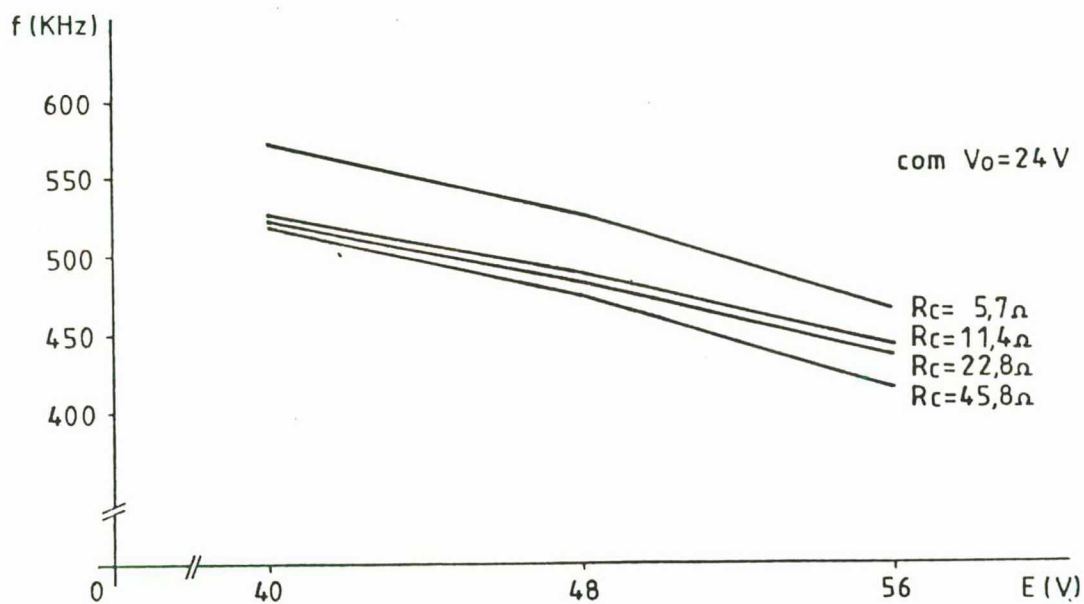
O rendimento apresentado nesta situação de funcionamento foi de 77%.

Com o objetivo de verificar o comportamento do conversor em malha aberta com relação a variações na carga e na tensão de entrada foram feitos ensaios dos quais resultaram as curvas da figura 5.4.

Na curva 5.4(a) tem-se o comportamento da tensão de saída para uma variação do resistor de carga de modo a solicitar potência nominal, um meio, um quarto e um oitavo desta, mantendo



(a)



(b)

Fig. 5.4 - (a) Regulação de carga em malha aberta.

(b) Faixa de ajuste de frequência para  $\Delta E$ .

-se a tensão de entrada em seu valor nominal.

Considerando o princípio do conversor ser tensão-corrente e levando em consideração as idealidades admitidas no estudo analítico pode-se dizer que os resultados obtidos na regulação de carga em malha aberta estão dentro do esperado.

Na figura 5.4(b) tem-se a faixa de ajuste necessário na frequência de chaveamento quando a tensão de entrada varia, com objetivo de manter a tensão de saída constante em seu valor nominal. Aqui também variou-se o resistor de carga de modo a solicitar potência nominal, um meio, um quarto e um oitavo desta. Verifica-se que a faixa de ajuste necessário na frequência de chaveamento não é muito larga, apesar da variação de carga realizada. Isto demonstra a viabilidade de regulação da tensão de saída por ajuste da frequência de chaveamento.

Na figura 5.5(a) e (b) tem-se as formas de onda para o conversor operando com um oitavo da potência nominal. Verificou-se que mesmo operando com pequena potência de saída a característica de comutação não dissipativa se mantém.

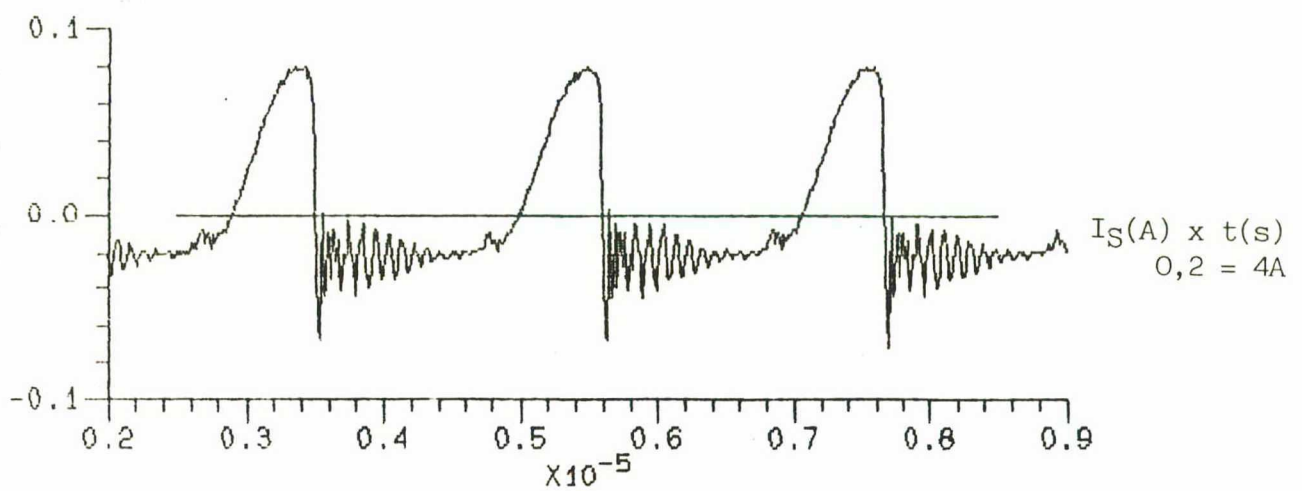
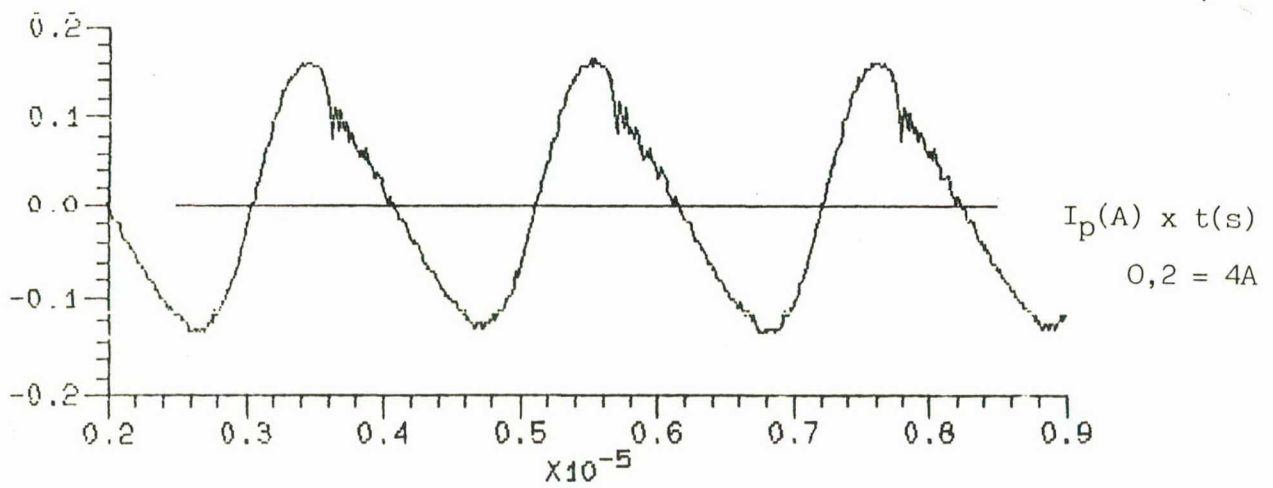
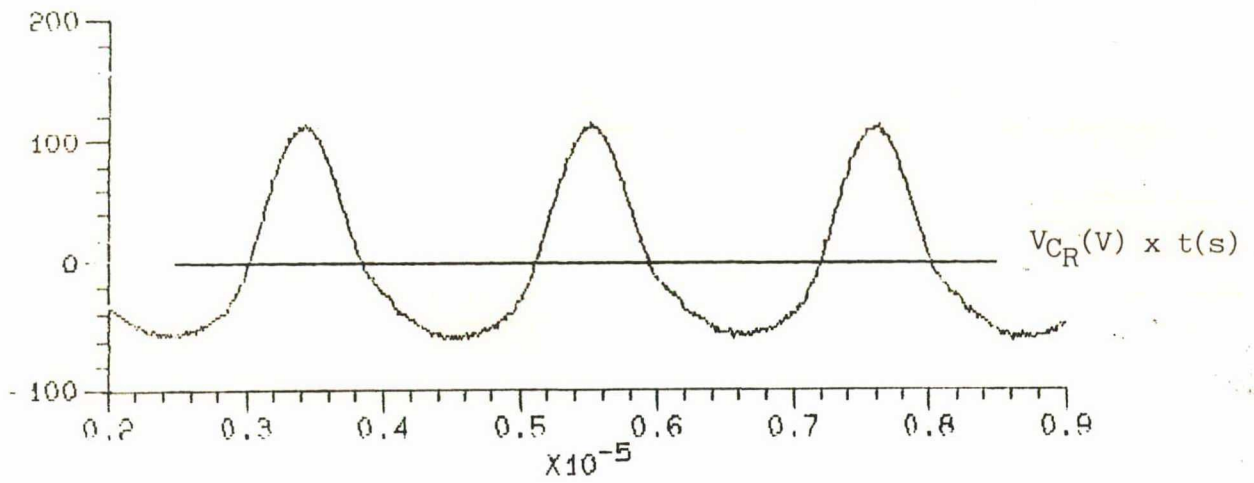
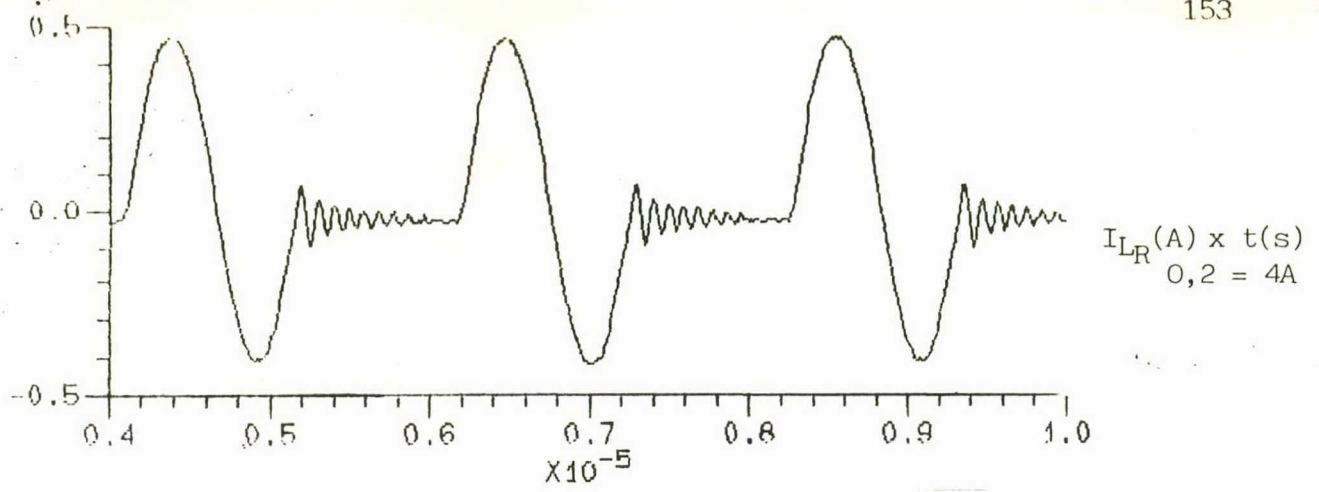
Cabe salientar o aumento da corrente negativa que circula pelo indutor ressonante para cargas abaixo da nominal. Esta parcela de corrente, que é devolvida a fonte E, funciona como reguladora no intercâmbio de potência entre entrada e saída quando da variação de carga.

Na figura 5.6(a) e (b) tem-se o conversor operando com tensão de entrada de 40V, potência e tensão de saída nominais, 100W e 24V respectivamente.

Nestas condições obtém-se o modo mais severo de operação pois, para tensão de entrada mínima o conversor opera com frequência de chaveamento máxima, fazendo com que o valor de corrente eficaz circulante pela chave tenha seu maior valor.

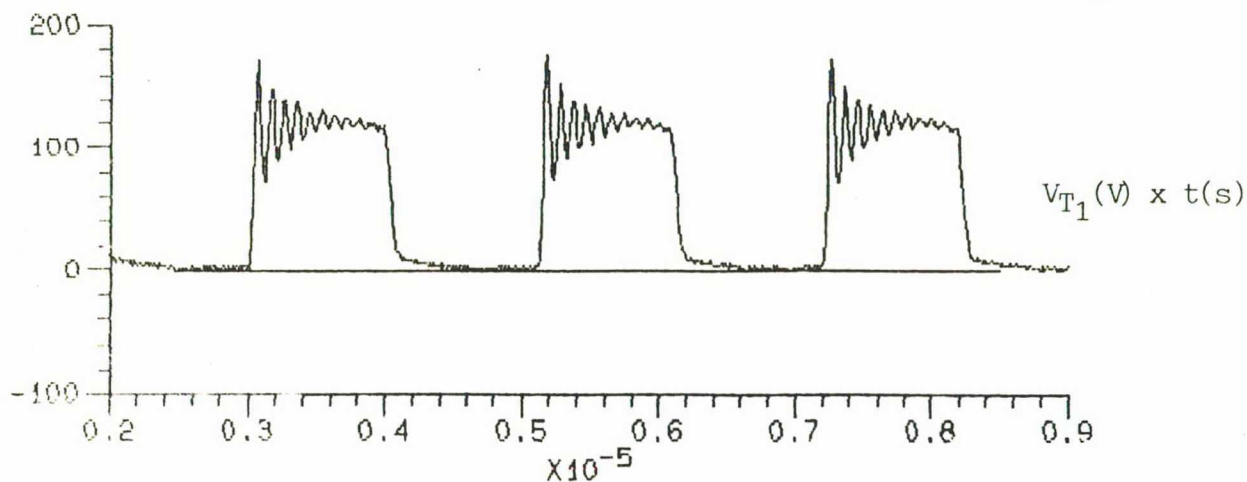
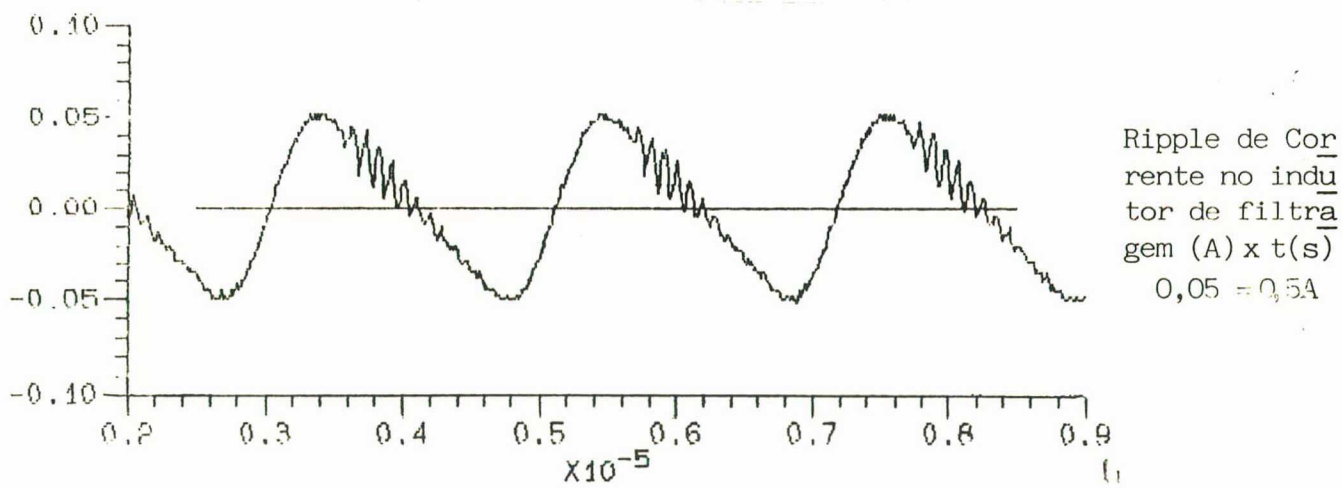
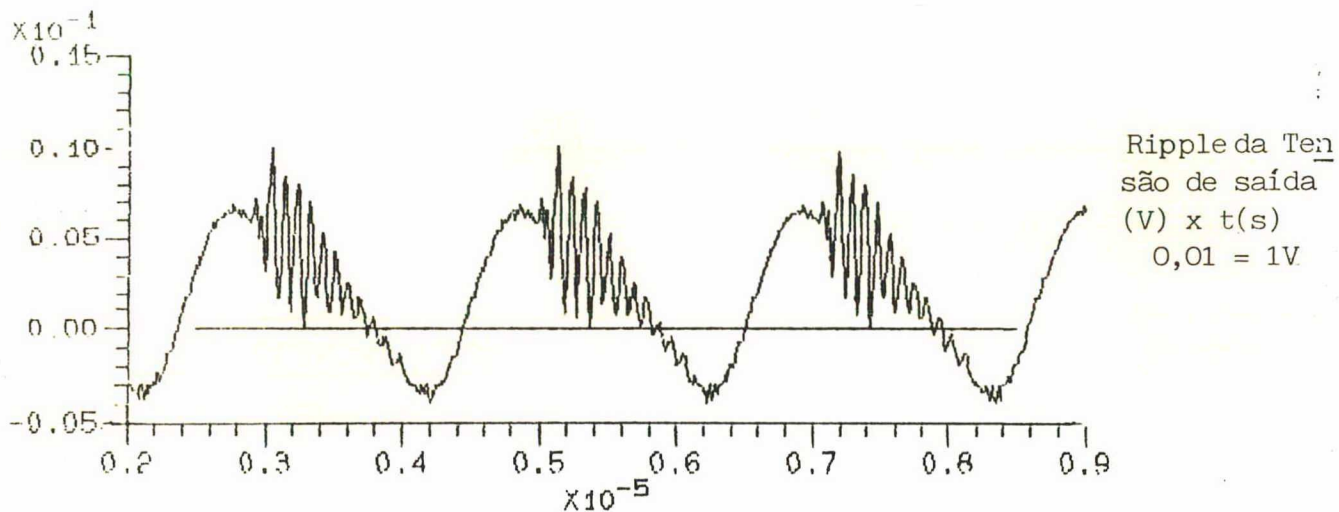
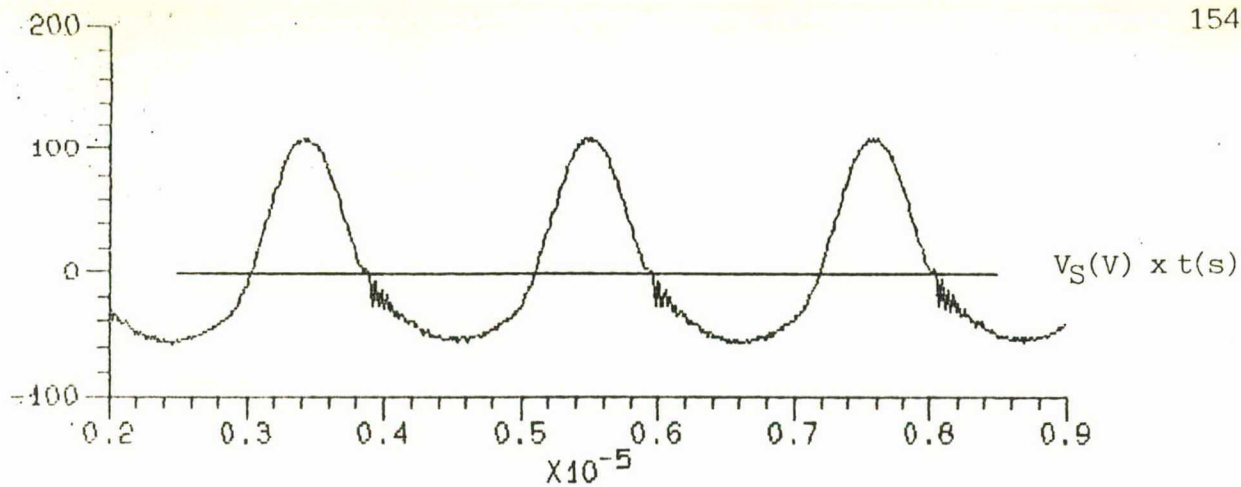
Das formas de onda verifica-se que a característica de comutação não dissipativa é mantida bem como todas as especificações de projeto.





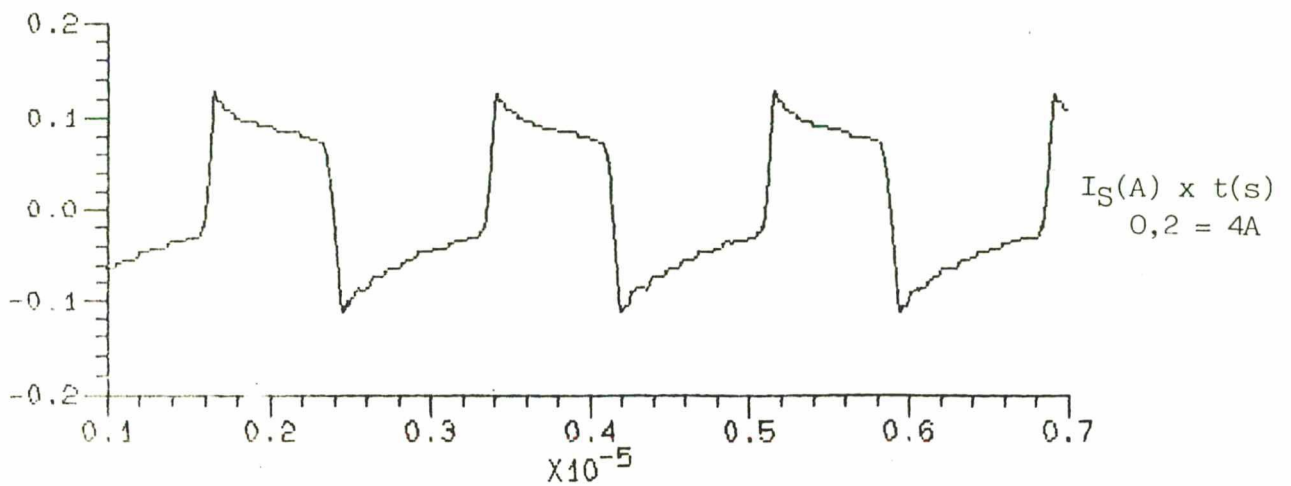
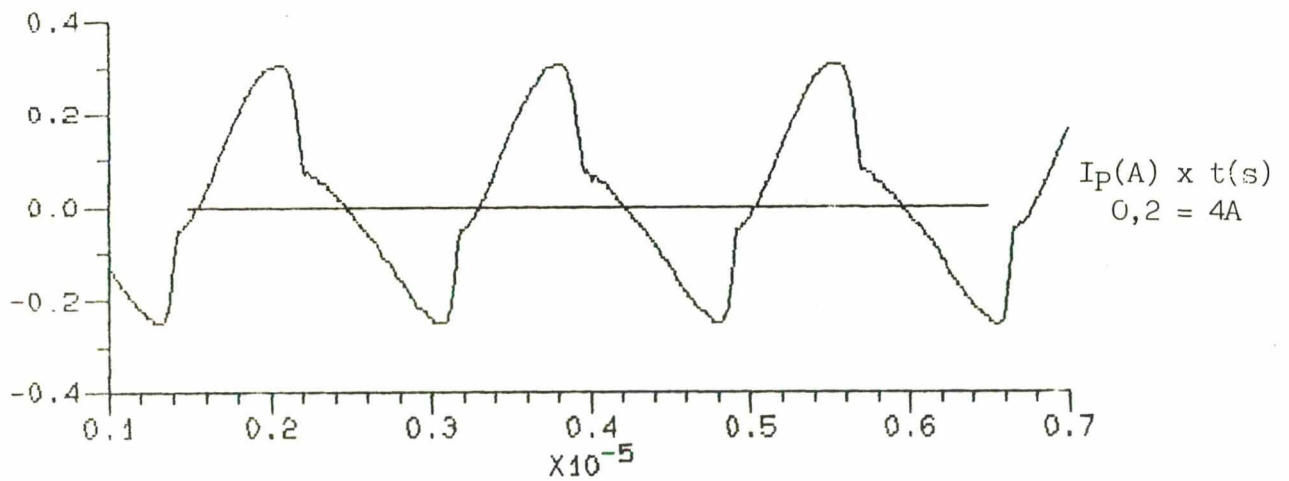
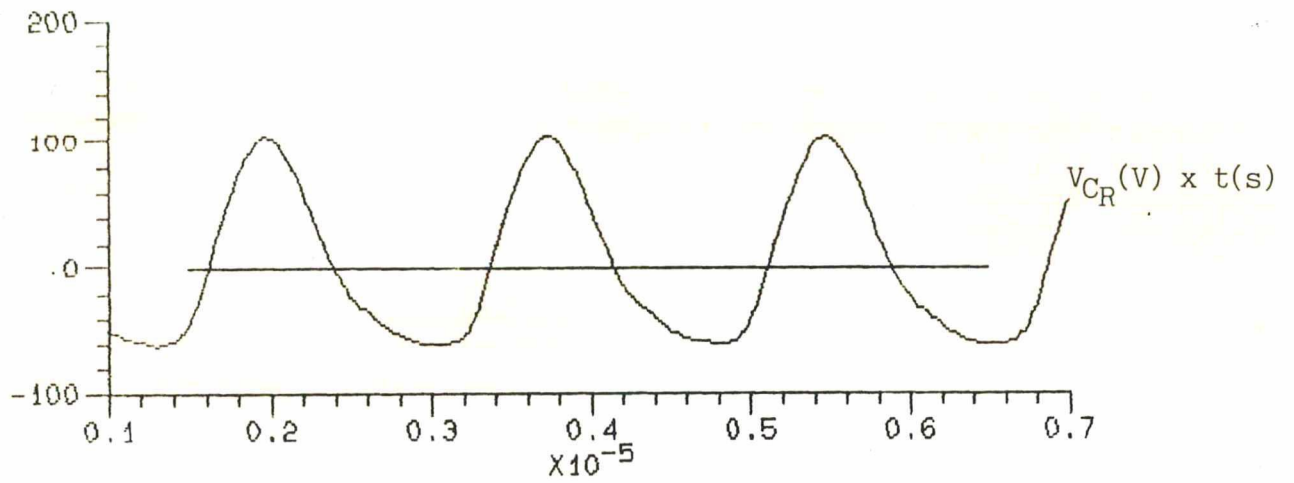
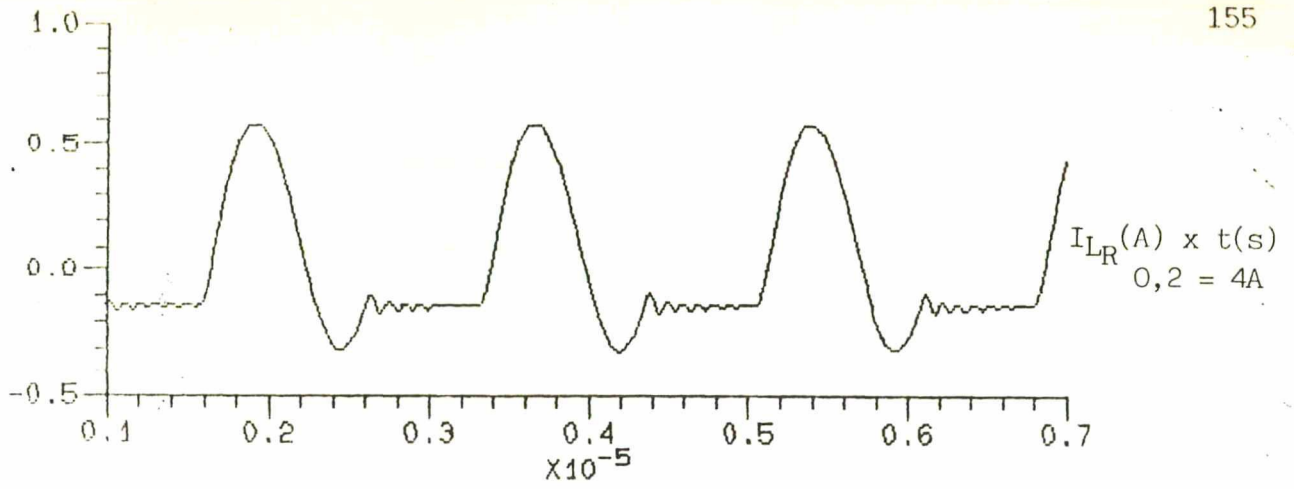
(a)

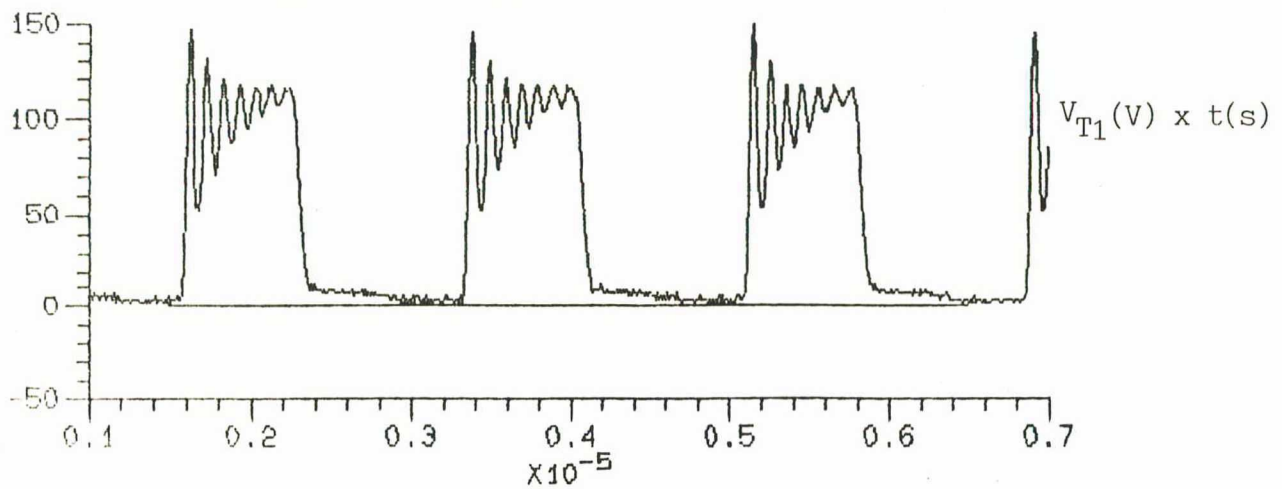
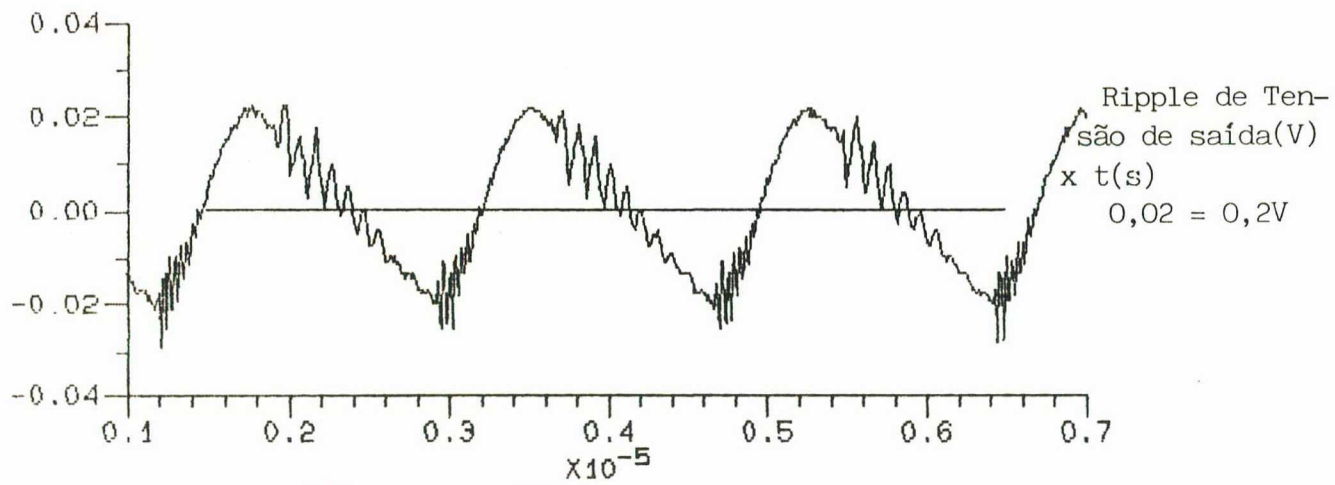
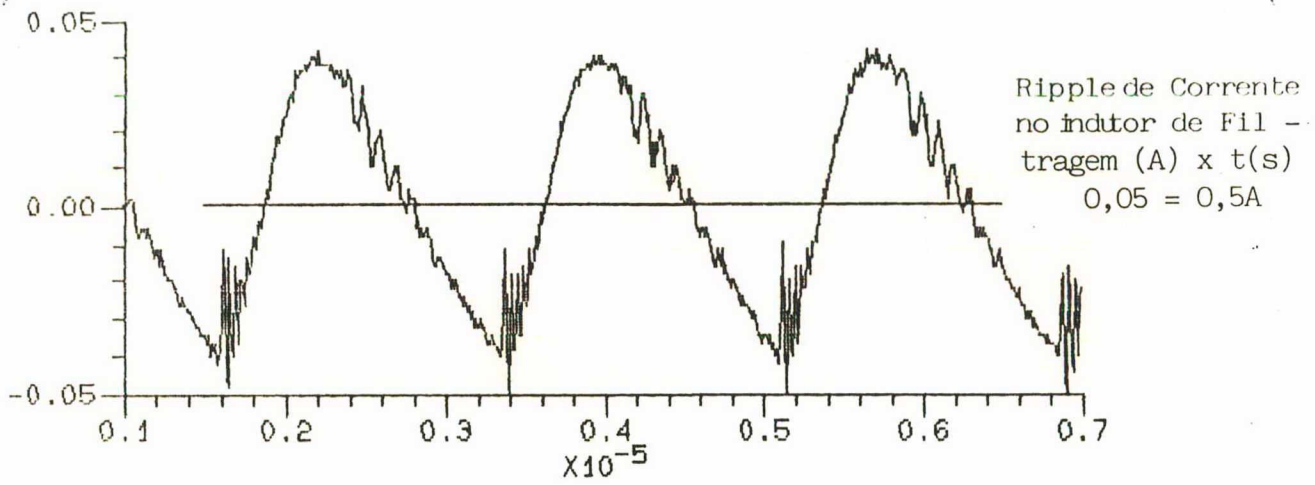
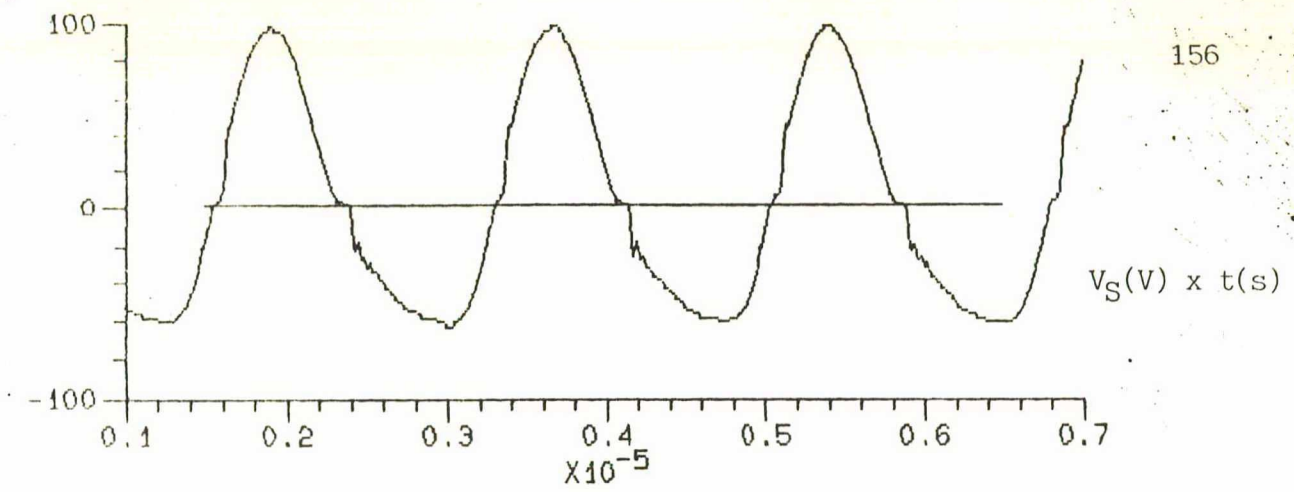




(b)

Fig. 5.5(a) e (b) - Formas de onda(1/8 da Pn).





(b)

Fig. 5.6(a) e (b) - Formas de Onda ( $E=40V$ ,  $P=100W$ ,  $V_O=24V$ )



### 5.3 - FUNCIONAMENTO EM MALHA FECHADA

Como teste da dinâmica de funcionamento em malha fechada, com tensão de saída regulada, o conversor é submetido a um degrau de corrente na carga de 50 a 100% da corrente nominal. A variação é realizada numa frequência de 120 Hz e simultaneamente a tensão de saída é observada. Dá-se principal atenção para o comportamento da componente alternada da tensão de saída nos instantes de transição da corrente.

Na figura 5.7 tem-se o resultado experimental do ensaio, onde a corrente de carga, sofrendo variação, foi medida no canal 1, com auxílio de um sensor Hall de corrente no qual 500mV/divisão equivalem a 1,5A/divisão. No canal 2 foi medido o comportamento transitório da componente alternada da tensão de saída com o auxílio de uma ponteira de tensão que possui atenuação de 10 vezes.

O resultado experimental mostrou que o método utilizado para o estudo da estabilidade e projeto do circuito de compensação, apesar da simplicidade, produzem resultados dinâmicos aceitáveis, pois tanto o "overshoot" quanto o tempo de estabilização tiveram valores muito pequenos, o que é desejável.

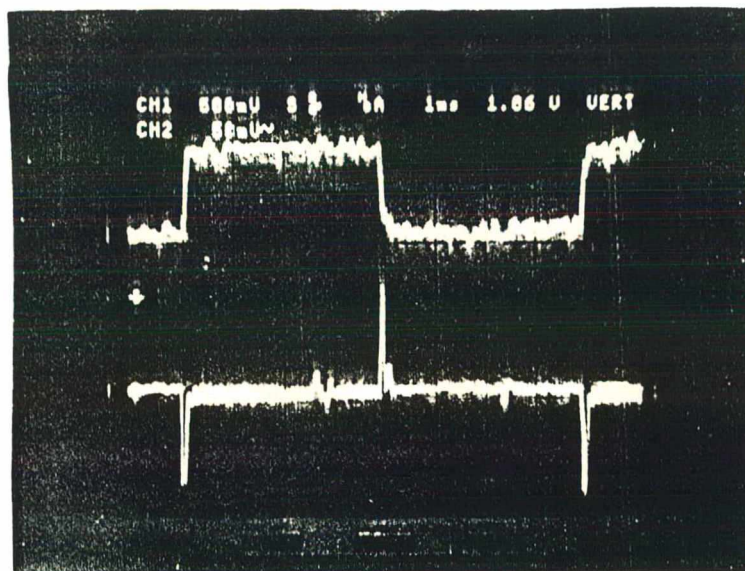


Fig. 5.7 - Comportamento dinâmico.

#### 5.4 - CONCLUSÃO

Os resultados experimentais apresentados mostram a va lidade do estudo analítico e do projeto.

A partir do protótipo implementado pode-se verificar a redução de peso e volume de elementos magnéticos e capacitores propiciados pela característica de comutação não dissipativa do conversor quase-ressonante que permite a operação com frequência de chaveamento elevada.

Como problemas obtidos na implementação, estes tem sua maior concentração no aspecto tecnológico dos componentes. Pode - -se citar como exemplos a lentidão no bloqueio no diodo intrínsi- co do MOSFET, o que faz com que ocorram picos de tensão no blo - queio do MOSFET, bem como a falta de especificações fornecidas pe los fabricantes de materiais magnéticos em frequências mais eleva das (centenas de quilohertz), além da dificuldade de obtenção des- tes componentes no mercado nacional.

Com relação ao rendimento apresentado pelo conversor, este pode ser considerado melhor do que os dos conversores con - vencionais (PWM), tendo como vantagem principal a possibilidade de obtenção de maior densidade de potência.

### CONCLUSÃO GERAL

O método de comutação não dissipativa, quase-ressonante, permite a operação em frequência de chaveamento muito acima dos conversores PWM convencionais, possibilitando a redução de peso e volume de elementos magnéticos e capacitores aumentando a densidade de potência. Trabalhando com corrente praticamente senoidal reduz-se a poluição harmônica e a irradiação eletromagnética.

Tratando-se do chaveamento com corrente zero, consegue-se grande eficiência no bloqueio da chave de potência, onde a comutação ocorre sempre com corrente nula.

O conversor apresenta um valor de corrente eficaz na chave considerável, fazendo com que as perdas em condução sejam as mais importantes, restringindo a aplicação deste tipo de conversor para baixas potências.

Com relação a controlabilidade, funcionando em malha aberta, o conversor apresenta-se bem comportado, mostrando uma boa regulação a variações na carga e necessitando de pequena faixa de ajuste na frequência de chaveamento por ocasião de variações da tensão de entrada. Este bom comportamento facilita a implementação de uma malha de realimentação, com o objetivo de regular a tensão de saída, apresentando resultado dinâmico muito bom.

Levando em consideração a simplicidade, a popularização e o desenvolvimento tecnológico dos MOSFET's de potência e diodos ultra-rápidos pode-se dizer que o conversor quase-ressonante em questão é economicamente viável e tem uma boa faixa de aplicação onde alta densidade de potência seja requerida.



REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] LEE, Fred C.Y. e Liu, Kwang-Hwa e ORUGANTI, Ramesh. Quasi-Resonant Converters - Topologies and Characteristics, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol PE2 N°1, January 1987, pp. 64-71.
- [2] LEE, Fred C.Y e LIU, Kwang-Hwa e ORUGANTI, Ramesh e JAVANOVIC, Milar M. State Plane Analysis of Quasi-Resonant Converters, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol PE2 N°1, January 1987, pp. 36-44.
- [3] LEE, Fred C. e LIU, Kwang-Hwa. Secondary-Side Resonance For High-Frequency Power Conversion, IEEE, 1986 pp. 83-89.
- [4] BARBI, Ivo. Eletrônica de Potência. Editora da UFSC, 1986.
- [5] BARBI, Ivo. Eletrônica de Potência II, Publicação Interna LAMEP-UFSC-1981.
- [6] BARBI, Ivo. Projetos de Fontes Chaveadas, Publicação Interna LAMEP-UFSC-1988.
- [7] BATISTA, João. Projeto da Tese de Doutorado, Publicação Interna LAMEP-UFSC, 1988.
- [8] PERIN, A. J. e RAIZER, A. Manual de Utilização do Programa SACEC e Manual do Programa DES, Publicação Interna LAMPE-UFSC, 1985.
- [9] CHRYSISS, George. High-Frequency Switching Power Supplies:

Theory and Design, McGraw-Hill, 1984.

- [10] UNITRODE. Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, Unitrode Corporation, 1986.
- [11] MELLO, Luiz Fernando Pereira de . Projetos de Fontes Chaveadas, Livros Érica Editora Ltda, 1987.
- [12] COONROD, Neil R. Transformer Computer Design Aid for Highes Frequency Switching Power Supplies, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE2, N°4, October 1986, pp. 248-256.
- [13] UNITRODE. Applications Handbook, Unitrode Corporation, 1985-1986.
- [14] RIES, Adriano Kieling. Estudo e Realização de uma Fonte Chaveada em Alta-Freqüência. Dissertação de Mestrado em Eletrônica de Potência UFSC, 1988.
- [15] SILVA, Nilton Francisco Oliveira da. Estudo e Realização de uma Fonte Chaveada com Conversor Ressonante Série. Dissertação de Mestrado em Eletrônica de Potência UFSC, 1988.
- [16] INTERNATIONAL RECTIFIER. HESFET DATA BOOK, Power Mosfet Application and Product Data, 1981.
- [17] SIEMENS, SIPMOS COMPONENTS, Data Book, 1987-88.
- [18] MOTOROLA, POWER MOSFET TRANSISTOR DATA MOTOROLA INC., 1984.
- [19] UNITRODE, SEMICONDUCTOR DATABOOK, 1985-86.



- [20] ICOTRON, CÁTALOGO GERAL DE COMPONENTES ELETRÔNICOS.
- [21] THORTON, CÁTALOGO DE NÚCLEO DE FERRITE.
- [22] LEE, Fred C. Y. High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies, Proceedings of the IEEE, Vol.76, Nº4, April 1988 , pp. 377-390.
- [23] BARBI, Ivo - Progress in the Developement of High-Frequency Non-Dissipative Commutation Power Converter Technologies, Seminário de Eletrônica de Potência, Dezembro 1988, pp. 01-13.