

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

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UMA FONTE
CHAVEADA TIRISTORIZADA À RESSONÂNCIA

TESE SUBMETIDA A UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA PARA OBTENÇÃO DE GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

ALEXANDRE CAMPOS

FLORIANÓPOLIS, MARÇO DE 1986

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UMA FONTE
CHAVEADA TIRISTORIZADA À RESSONÂNCIA

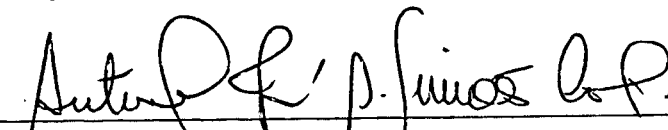
Alexandre Campos

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



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador



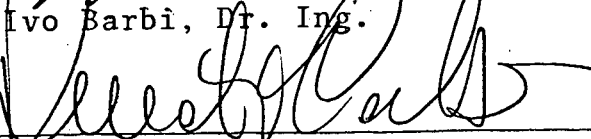
Prof. Antonio José Alves Simões Costa, Ph.D.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

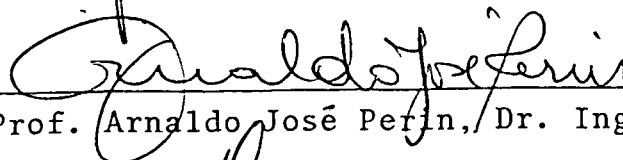
BANCA EXAMINADORA



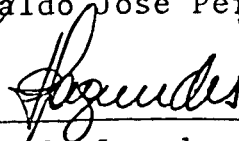
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, M.Sc.

Aos meus pais Guinarte e Ivone

À minha esposa Neuza

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

Ao Prof. Ivo Barbi pela perfeita orientação, pa
ciência e amizade.

Aos colegas, professores, técnicos e funcionários
do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, em especial os
ligados ao Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Po
tência, que contribuíram para a execução deste trabalho.

Agradeço também à UFSC e ao CNPq, pela infra-es
trutura e apoio financeiro proporcionado.

A ICOTRON S.A pela cessão de componentes indispen
sáveis ao trabalho.

A minha família pela compreensão e apoio.

R E S U M O

O presente trabalho descreve o estudo, projeto e realização de uma fonte chaveada tiristorizada a ressonância.

A estrutura básica é de um pulsador com SCR bloqueado por circuito ressonante. Quanto a transferência de energia para a carga, a estrutura opera em "fly-back".

É elaborado um estudo teórico detalhado da estrutura de potência e com este, é desenvolvido e apresentado um algoritmo para projeto, bastante rápido e versátil. Sua implementação em um microcomputador é apresentada em anexo.

Monta-se, baseado na análise teórica e em verificações práticas, um conjunto de regras e limitações para projeto.

Na parte prática, descreve-se o projeto e implementação de uma fonte de 60 W / 12 V.

É feita a coleta e análise dos resultados obtidos com esta fonte, e sua confrontação com os resultados previstos.

A B S T R A C T

This work describes the study, project and implementation of a resonant thyristorized switching power supply.

The basic structure is a SCR chopper with a resonant turn-off-circuit.

A detailed theoretical analysis of the power structure is presented. And then a fast and versatile algorithm for design is proposed.

Based on practical verifications and on the theoretical analysis, a set of constraints and rules are developed.

On the practical side, a 60 watts / 12 volts SMPS implementation is described.

Finally, an analysis of the practical results and a comparison with those expected from theoretical point-of-view are presented.

S I M B O L O G Í A

A_c	- Área de cobre
A_e	- Área efetiva da perna central do núcleo
A_g	- Comprimento do entreferro
A_{gmin}	- Comprimento mínimo do entreferro
A_j	- Área da janela do núcleo
B_{max}	- Densidade de fluxo magnético máxima
ΔB	- Excursão máxima do fluxo magnético
C	- Capacitância do circuito ressonante
C_1, C_2	- Capacitâncias do filtro de saída
C_{Pl}	- Capacitância da partida lenta
C_v	- Capacitância do VCO
D	- Diodo da estrutura de potência
d	- Densidade de corrente
D_E	- Diodo da estrutura de potência
D_v	- Diodo da estrutura de potência
δ	- Razão cíclica
δ_M	- Razão cíclica máxima
E	- Tensão de entrada
ΔE	- Variação de E
f	- Frequência de operação

- f_{cu} - Fator de ocupação da janela do núcleo
- f_{max} - Frequência máxima de operação
- \bar{f}_{max} - Valor normalizado de f
- f_o - Frequência de ressonância
- f_v - Frequência de saída do VCO
- f_{vmax} - Valor máximo de F
- I_1 - Corrente de pico no primário do transformador
- I_2 - Corrente de pico, no secundário do transformador
- I_{ba} - Corrente base
- $i_D(t)$ - Corrente no diodo D
- $i_D(Z)$ - Valor normalizado de $i_D(t)$
- $i_E(t)$ - Corrente no diodo D_E
- $i_E(Z)$ - Valor normalizado de $i_E(t)$
- $i_L(t)$ - Corrente no indutor do circuito ressonante
- $i_L(Z)$ - Valor normalizado de $i_L(t)$
- I_{Lj} - Valor inicial de $i_L(t)$ na etapa j
- I_{LRMS} - Valor RMS de $i_L(t)$
- $i_S(t)$ - Corrente no SCR
- $i_S(Z)$ - Valor normalizado de $i_S(t)$
- I_{SRMS} - Valor RMS de $i_S(t)$
- $i_T(t)$ - Corrente no transformador
- $i_T(t)$ - Valor normalizado de $i_T(t)$
- I_{Tj} - Valor inicial de $i_T(t)$ na etapa j

- I_{TRMS} - Valor RMS da corrente no primário do transformador
 $i_{TS}(t)$ - Corrente no secundário do transformador
 I_{TSRMS} - Valor RMS de $i_{TS}(t)$
 $i_V(t)$ - Corrente no diodo D_V
 $i_V(Z)$ - Valor normalizado de $i_V(t)$
 L - Indutância do circuito ressonante
 L' - Indutância equivalente ($= L + L_T$)
 ℓ_e - Comprimento magnético efetivo do núcleo
 L_f - Indutância do filtro de saída
 L_S - Indutância secundária do transformador
 L_T - Indutância primária do transformador
 m - Relação L_T/L
 N - Relação de transformação
 N_1 - Número de espiras do primário
 N_2 - Número de espiras do secundário
 $P_5(Z)$ - Potência instantânea na etapa 5, normalizada
 $P_6(Z)$ - Potência instantânea na etapa 6, normalizada
 P_{ba} - Potência base
 P_{max} - Potência máxima
 \bar{P}_{max} - Potência máxima normalizada
 P_o - Potência saída
 \bar{P}_o - Potência saída normalizada
 P_S - Potência no secundário do transformador

$P_S(t)$	- Potência no secundário do transformador instantânea
P_{tr}	- Potência transferida máxima do transformador
R_o	- Resistência de carga
S_1	- Seção transversal do condutor do primário
S_2	- Seção transversal do condutor do secundário
S_L	- Seção transversal do condutor do indutor L
T_{ba}	- Tempo base
t_{fj}	- Tempo final da etapa j
t_{ij}	- Tempo inicial da etapa j
t_{inv}	- Tempo de aplicação de tensão inversa na SCR
t_q	- Tempo de bloqueio do SCR
τ	- Constante de tempo do circuito de partida lenta
Δt	- Intervalo de tempo ($t_{fj} - t_{ij}$)
V	- Tensão de saída referida ao primário do transformador
\bar{V}	- Valor normalizado de V
V_{ba}	- Tensão base
$V_C(t)$	- Tensão instantânea no capacitor
$V_C(z)$	- Valor normalizado de $V_C(t)$
V_{CC}	- Tensão de alimentação do circuito de comando
V_{CO}	- Tensão de controle do VCO
$V_D(t)$	- Tensão instantânea no diodo D
$V_D(z)$	- Valor normalizado de $V_D(t)$

- V_{DROM} - Tensão direta repetitiva máxima do SCR
 $V_E(t)$ - Tensão instantânea no diodo D_E
 $V_E(z)$ - Valor normalizado de $V_E(t)$
 V_j - Valor inicial da tensão no capacitor C na etapa j
 \bar{V}_j - Valor normalizado de V_j
 $V_L(t)$ - Tensão instantânea no indutor L
 $V_L(z)$ - Valor normalizado de $V_L(t)$
 \bar{V}_{max} - Valor máximo de \bar{V}
 V_o - Tensão de saída
 $V_S(t)$ - Tensão instantânea no SCR
 $V_S(z)$ - Valor normalizado de $V_S(t)$
 V_{smax} - Valor máxima de $V_S(t)$
 $V_T(t)$ - Tensão instantânea no primário do transformador
 $V_T(z)$ - Valor normalizado de $V_T(t)$
 $V_{\text{TS}}(t)$ - Tensão instantânea no secundário do transformador
 $V_v(t)$ - Tensão instantânea no diodo D_v
 $V_v(z)$ - Valor normalizado de $V_v(t)$
 W_5 - Energia transferida à carga na etapa 5
 \bar{W}_5 - Valor normalizado de W_5
 W_6 - Energia transferida à carga na etapa 6
 \bar{W}_6 - Valor normalizado de W_6
 w_o - Frequência angular do circuito ressonante LC
 w_o' - Frequência angular do circuito ressonante L'C

- W_{TOTAL} - Energia total
- Z_{ij} - Valor normalizado de t_{ij}
- Z_{inv} - Valor normalizado de t_{inv}
- Z_{fi} - Valor normalizado de t_{fj}
- Z_q - Valor normalizado de t_q
- ΔZ - Valor normalizado de Δt
- ΔZ_j - Tempo de duração da etapa j , normalizado

S U M Á R I O

RESUMO	v
ABSTRACT	vi
SIMBOLOGIA	vii
INTRODUÇÃO	01
CAPÍTULO 1 - ANÁLISE PARTICIONADA DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA	
1.1 - Introdução	14
1.2 - Apresentação da Estrutura e Considerações Iniciais ..	14
1.3 - Metodologia	16
1.4 - Particionamento	17
1.5 - Análise da 1ª Etapa de Funcionamento	19
1.6 - Análise da 2ª Etapa de Funcionamento	23
1.7 - Análise da 3ª Etapa de Funcionamento	30
1.8 - Análise da 4ª Etapa de Funcionamento	36
1.9 - Análise da 5ª Etapa de Funcionamento	42
1.10- Análise da 6ª Etapa de Funcionamento	46
1.11- Montagem da Sequência de Funcionamento	50
1.12- Formas de Onda Teóricas	54
1.13- Conclusão	56
CAPÍTULO 2 - MONTAGEM DE ÁBACOS PARA PROJETO	
2.1 - Introdução	57
2.2 - Ábaco 01 - \bar{V} x m - Limite de Estabilidade	57

2.3 - Ábaco 02, 03 e 04 - Intervalo de Aplicação de Tensão Inversa no SCR	60	
2.4 - Ábaco 05 e 06 - Frequência e Potência Máximas	67	
2.5 - Ábaco 07 - Limite de Tensão	73	
2.6 - Conclusão	75	
CAPÍTULO 3 - PROJETO DA ESTRUTURA		
3.1 - Introdução e Metodologia	76	
3.2 - Cálculo e Montagem do Ábaco de Partida	77	
3.3 - Cálculo dos Parâmetros da Estrutura	85	
3.4 - Projeto do Transformador	88	
3.5 - Projeto do Indutor	100	
3.6 - Projeto do Circuito Regulador	103	
3.7 - Projeto do Filtro de Saída	110	
3.8 - Conclusão	112	
CAPÍTULO 4 - RESULTADOS OBTIDOS		
4.1 - Desempenho Teórico	113	
4.2 - Simulação - SACEC	121	
4.3 - Parâmetros de Avaliação de Desempenho	125	
4.4 - Resultados Obtidos	131	
CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES E SUGESTÕES		132
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	136	

APÊNDICES

A - Circuito Total	137
B - Programa para Projeto	138

INTRODUÇÃO

Praticamente em todos os sistemas eletrônicos são necessárias fontes reguladas.

Até a década de 60 estas fontes eram lineares, em sua maioria, apresentando perdas bastante elevadas, relação potência/volume baixa (30 mW/Cm^3) e eficiência na ordem de 50%.

Com o surgimento de tiristores e transistores rápidos, a partir da década de 70, tornaram-se viáveis técnica e economicamente as fontes chaveadas, oferecendo grandes vantagens com relação às lineares quanto à eficiência (70 a 80%), relação potência/volume (120 mW/Cm^3), mas com alguns inconvenientes como elevado ruído em altas frequências (RFI - Rádio Frequency Interference) e resposta dinâmica lenta.

Apesar destas desvantagens, uma avaliação de mercado efetuada, mostrou que atualmente as chaveadas igualam-se com as lineares em vendas nos países mais evoluídos (Figura 1). [1]

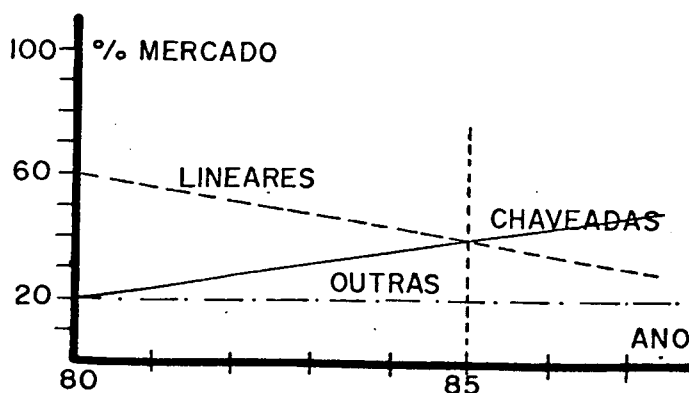


Figura 1 - Mercado de Fontes

Este grande crescimento das fontes chaveadas deu-se principalmente devido a popularização dos microcomputadores e a automação de bancos e estabelecimentos comerciais (caixas eletrônicas e terminais de venda automáticos).

Prevê-se que até o final da década as fontes chaveadas predominem em todas as faixas de mercado.

O custo relativo das fontes aumenta com a redução da potência, tanto nas lineares como nas chaveadas.

Comparativamente, para baixas potências o custo das chaveadas é bem maior. Para altas potências no entanto, ocorre uma inversão, isto é, as lineares tornam-se mais caras (Figura 2). [1]

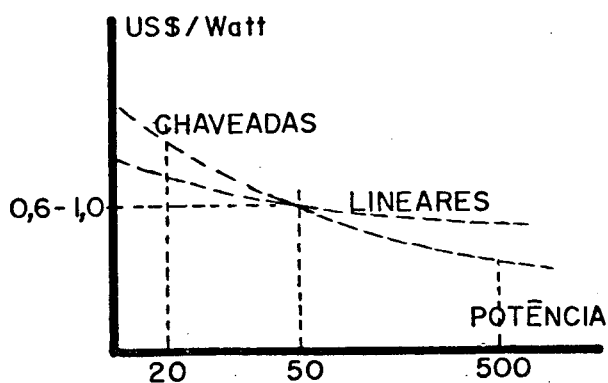


Figura 2 - Custo Relativo x Potência

O ponto de igualdade de custo linear/chaveada estava em 1975 na ordem de 500 Watts (nos países mais evoluídos) e já em 1980 reduziu para apenas 50 Watts.

Atualmente com o surgimento de componentes novos como MOSFET de potência, GTO, ASCR, etc., este ponto caiu para perto de 20 Watts (Figura 3). [2].

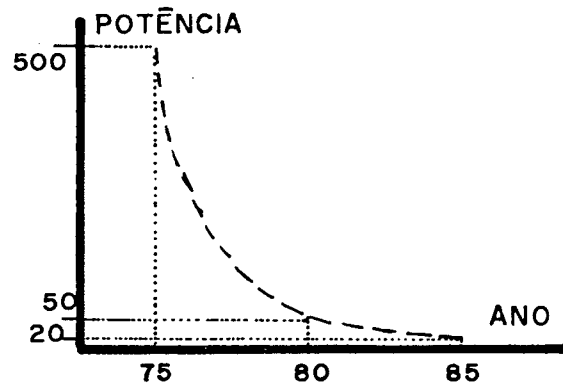


Figura 3 - Igualdade de Custo x Ano

Nas fontes existentes no mercado atual, com frequências de operação próximas de 20 KHz, a relação de volume chaveada/linear está na faixa de 1:4. Mas com as novas estruturas, com componentes que permitem operar com frequências na faixa de 100 a 200 KHz, esta relação já baixa para 1:8. [2]

Apesar de serem circuitos relativamente complexos, as estruturas de fontes chaveadas foram desenvolvidas em número bastante grande. Existe deste modo, grande variedade de circuitos e variações na literatura especializada.

Dentre todas, tomando as mais populares, é possível classificá-las de acordo com o diagrama da Figura 4.

As estruturas diretas são aquelas em que a transferência de energia da fonte para a carga se dá em uma mesma etapa de funcionamento.

Por conseguinte, na indireta esta transferência não ocorre na mesma etapa. Há um elemento armazenador de energia intermediário, geralmente um indutor (ou transformador).

Quanto ao isolamento, refere-se a existência ou não de um transformador na estrutura, de modo a isolar a carga

da fonte de entrada.

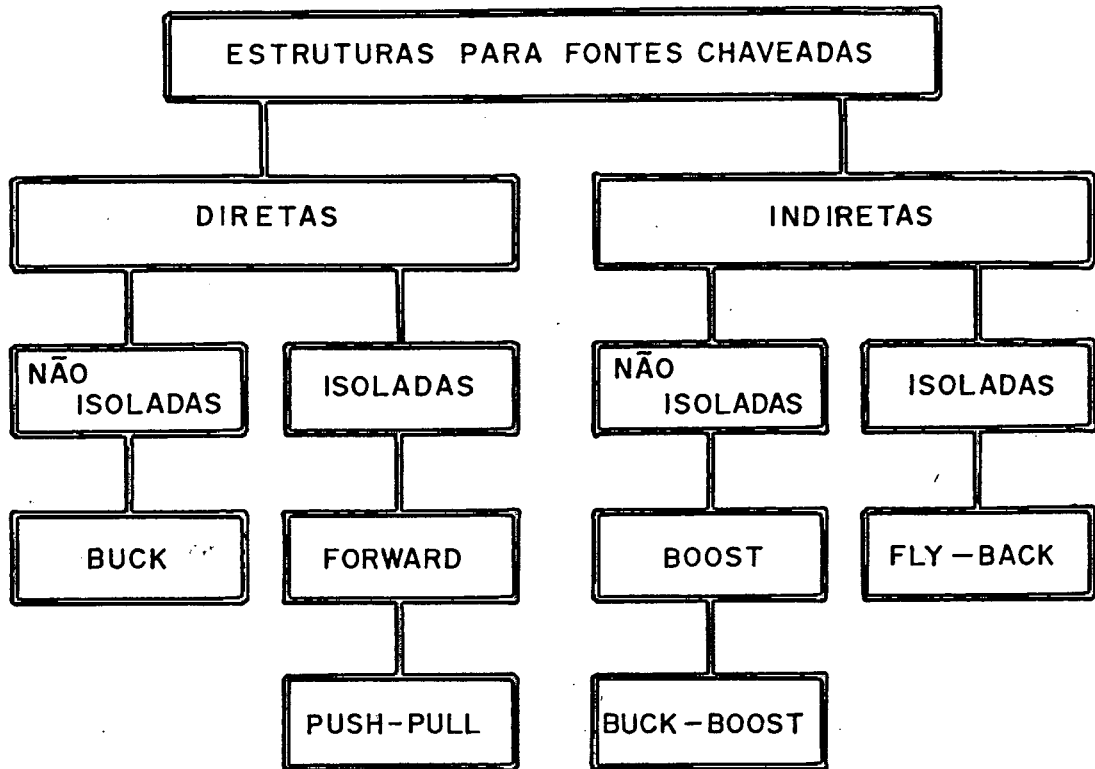


Figura 4 - Classificação das Fontes Chaveadas mais comuns.

É claro que mesmo nas fontes chamadas "sem isolamento" é possível utilizar um transformador na rede AC, antes da retificação e filtragem. Mas neste caso o transformador está operando em frequência de rede, "fora" da estrutura.

Podemos dizer então que a diferença está no fato das isoladas possuírem um transformador operando na frequência de chaveamento (20 a 200 KHz). Esta diferença está diretamente ligada ao volume da estrutura.

A seguir são citadas para fim de comparação algumas informações das estruturas da Figura 4. |1,3|

a) ESTRUTURA DIRETA - BUCK (ou pulsador abaixador)

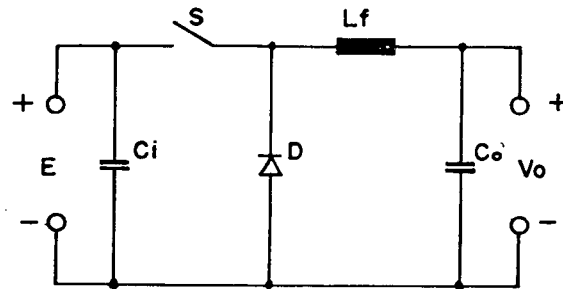


Figura 5 - Pulsador Abaixador de Tensão-Buck

Consiste basicamente em um "recortador" da tensão de entrada, gerando uma forma de onda de tensão retangular com frequência e razão cíclica variáveis.

Esta tensão retangular é aplicada sobre um filtro LC para obter seu valor médio sobre a carga.

As principais vantagens desta estrutura são:

- A tensão máxima na chave é aproximadamente a tensão de entrada.
- Necessita de um único indutor de filtragem.
- Não existem problemas de acoplamento magnético.
- A razão cíclica máxima é igual a 1.
- Possui um baixo carregamento do capacitor de saída isto é, esta tensão é pouco influenciada pela carga.

E como desvantagens podemos citar:

- Não possui isolamento entrada/saída.

- A tensão máxima de saída é igual a de entrada.

b) ESTRUTURA DIRETA - FORWARD

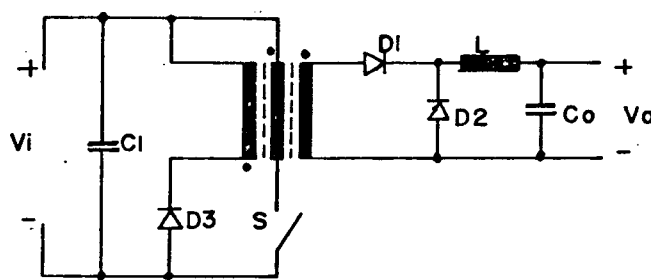


Figura 6 - Estrutura Forward.

Esta estrutura é basicamente uma BUCK modificada para permitir isolamento galvânico.

É necessário neste caso um circuito de recuperação de energia para evitar sobretensão sobre a chave (na figura acima, o enrolamento terciário).

Quando a chave é fechada o diodo D_1 é polarizado diretamente, ocorrendo a transferência de energia da fonte para a carga, através do transformador.

No instante de abertura da chave, o circuito de recuperação de energia entra em condução (o diodo D_3 no terciário é polarizado diretamente), descarregando a energia magnetizante do transformador para a fonte.

Pode-se citar as seguintes vantagens:

- Não existem problemas de desmagnetização do transformador.

- O circuito é bastante simples.
- O transformador possui um volume reduzido.

E como desvantagens cita-se:

- Dificuldade de realizar um perfeito acoplamento magnético entre primário e terciário, para reduzir a dispersão e a sobretensão na chave.
- Necessidade do circuito de desmagnetização.
- A tensão máxima na chave é 2 vezes a da fonte.
- A razão cíclica não excede 50%.

c) ESTRUTURA DIRETA - PUSH-PULL

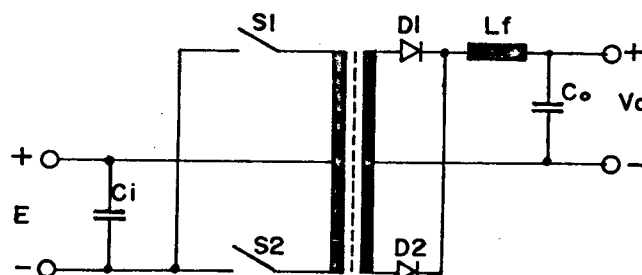


Figura 7 - Estrutura Push-Pull.

Consiste em um arranjo de duas estruturas FORWARD operando de modo complementar.

O funcionamento de cada metade é similar ao do FORWARD, com a diferença que neste caso não existe circuito desmagnetizante, pois esta função é exercida pelas próprias chaves e respectivos enrolamentos.

As principais vantagens desta estrutura são:

- Redução da corrente média em cada diodo retificador, em relação ao FORWARD.
- Uma mesma tensão é aplicada sobre as duas chaves.
- Diminuição do volume do filtro de saída em relação ao FORWARD.

E como desvantagens pode-se citar:

- A tensão máxima sobre as chaves é igual a duas vezes a tensão de entrada.
- Existem problemas de correção de simetria entre os dois ramos do primário do transformador.
- Problemas para realizar um acoplamento magnético ótimo entre os dois ramos primários.
- Requer retificação de onda completa.
- Transformador com ponto médio.

d) ESTRUTURA INDIRETA - BOOST (ou pulsador elevador)

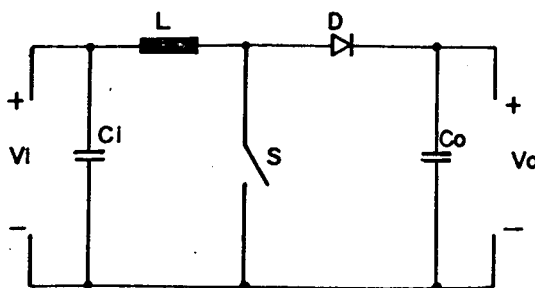


Figura 8 - Pulsador Elevador de Tensão-Boost.

Utiliza um indutor como elemento armazenador de energia intermediário.

Quando a chave é fechada, o diodo D_1 é polarizado reversamente isolando a saída e ao mesmo tempo, transferindo energia da fonte para o indutor.

No instante em que a chave é aberta, o diodo D_1 é polarizado diretamente, descarregando a energia armazenada no indutor sobre a carga.

Como vantagens desta estrutura pode-se citar:

- Utiliza somente um indutor.
- Não há problemas com acoplamento magnético.
- Médio carregamento do capacitor da saída.

E como principais desvantagens cita-se:

- A tensão máxima sobre a chave é igual a tensão de saída da estrutura.
- Não há isolamento entrada/saída.
- A tensão mínima de saída é igual a de entrada.

e) ESTRUTURA INDIRETA - BUCK-BOOST (ou pulsador abaixador elevador)

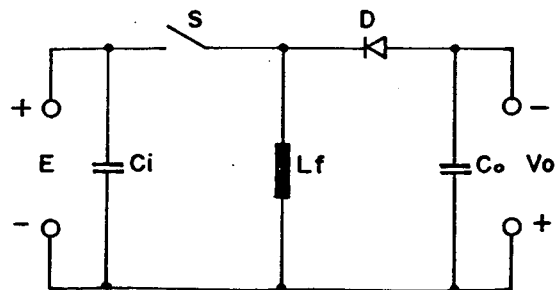


Figura 9 - Pulsador Abaixador Elevador - Buck-Boost.

É uma composição das estruturas BUCK E BOOST, formando uma terceira com características de ambas.

Também utiliza um indutor como elemento armazenador intermediário de energia.

Quando a chave é fechada o diodo é polarizado reversamente, isolando a saída e ao mesmo tempo, transferindo energia da fonte para o indutor.

Ao abrir a chave, ocorre uma inversão da tensão sobre o indutor, polarizando diretamente o diodo e por conseguinte, transferindo a energia armazenada para a carga.

Podemos citar as seguintes vantagens:

- Necessita de um só indutor.
- Não existem problemas de acoplamento magnético.
- Teoricamente não há limite para a tensão de saída.

E como desvantagens, cita-se:

- A tensão sobre a chave é aproximadamente igual a soma das tensões de entrada e saída.
- Não possui isolamento entrada/saída.
- A tensão de saída é muito sensível à carga.
- Inversão de tensão de saída com relação à tensão de entrada.

f) ESTRUTURA INDIRETA - FLYBACK (ou BUCK-BOOST isolado)

Consiste em uma estrutura BUCK-BOOST onde o indutor foi substituído por um transformador para permitir isolamento

to entrada/saída.

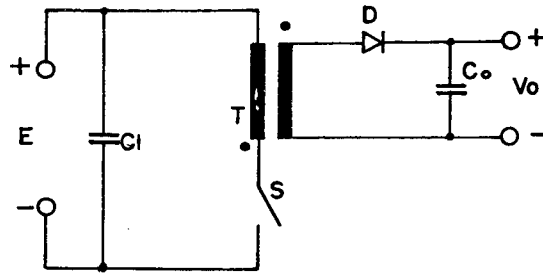


Figura 10 - Pulsador Abaixador-Elevador Isolado - Flyback.

Quando a chave é fechada o diodo é polarizado reversamente, isolando a carga. Ao mesmo tempo a energia é transferida da fonte para o transformador.

Ao abrir a chave ocorre uma inversão da tensão sobre o transformador, polarizando diretamente o diodo, deste modo transferindo a energia armazenada para a carga.

Como principais vantagens pode-se citar:

- Permite obter fontes com várias saídas reguladas simultaneamente.
- Permite variações bastante grandes da entrada.

E como desvantagens, cita-se:

- A tensão sobre a chave ã bastante alta.
- A tensão de saída é muito influenciada pela carga.
- É necessário um bom acoplamento magnético.
- O transformador é maior do que nas estruturas diretas.

- Existem problemas de radiação magnética e correntes de Foucault.

Com o que foi citado até aqui pode-se ter noção da importância e necessidade do estudo de estruturas e componentes novos, visando uma redução de custo e melhoria no desempenho das fontes.

Também é interessante lembrar que atualmente no Brasil é bastante reduzido o número de pesquisadores na área.

As indústrias nacionais acham mais viável a importação de pacotes ao desenvolvimento de tecnologia própria pelo investimento na pesquisa.

Resta então às universidades e aos centros de pesquisa, como o LAMEP-UFSC, a responsabilidade da absorção da tecnologia existente e o desenvolvimento de novas, para posterior repasse ao parque industrial.

Este trabalho vem então trazer uma contribuição para este fim.

Estuda-se nele uma estrutura já citada em literatura deste 1974 mas que, devido a problemas tecnológicos não era viável na época. [4,5,11]

Este problema era causado pela inexistência no mercado nacional de SCR's rápidos de baixo custo.

Atualmente com a utilização destes componentes por indústrias de bens de consumo (como TV, som, etc.), torna-se viável o estudo e implementação desta estrutura.

Também com o surgimento de SCR's assimétricos (ASCR), abrem-se outras oportunidades de variações.

Deste modo, este trabalho visa o estudo de uma

estrutura flyback (pulsador abaixador-elevador isolado), usando como chave um SCR associado a um circuito de bloqueio forçado por rede ressonante.

Não pretendeu-se aqui esgotar o assunto, mas sim dar início ao estudo de uma gama de possibilidade de variações.

Cita-se ao final deste trabalho uma série de sugestões para dar continuidade ao mesmo.

Nos dois primeiros Capítulos é feita a análise da estrutura em suas diversas etapas de funcionamento usando esta para elaborar alguns âbacos para posterior projeto.

O terceiro Capítulo consta do projeto propriamente dito. Neste é elaborado um algoritmo para projeto e exposto um exemplo (60 Watts / 12 Volts).

No quarto Capítulo, é feita a análise dos dados recolhidos na montagem de exemplo e uma comparação com os resultados previstos.

Finalmente no quinto Capítulo, são expostas as conclusões e sugestões retiradas deste trabalho.

C A P Í T U L O 1

ANÁLISE PARTICIONADA DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA1.1 - Introdução

Neste Capítulo monta-se um conjunto de equações que descrevem cada uma das etapas da sequência de funcionamento da estrutura de potência. Ao final do Capítulo estas etapas são analisadas em conjunto com o fim de montar esta sequência.

No particionamento da estrutura determina-se todas as etapas matematicamente possíveis, sem levar em conta a sua posição na sequência.

Usa-se algumas restrições físicas, determinadas por simples inspeção, para eliminar algumas destas etapas reduzindo assim a análise.

Todas as variáveis que aparecem na análise são normalizadas para valores-base com o fim de obter-se uma maior versatilidade no projeto.

1.2 - Apresentação da Estrutura e Considerações Iniciais

A estrutura proposta consiste basicamente em um pulsador à SCR (Figura 11).

A comutação é forçada e é obtida por um circuito LC ressonante em paralelo com o SCR.

Quanto a transferência de energia para a carga, a estrutura funciona numa configuração fly-back.

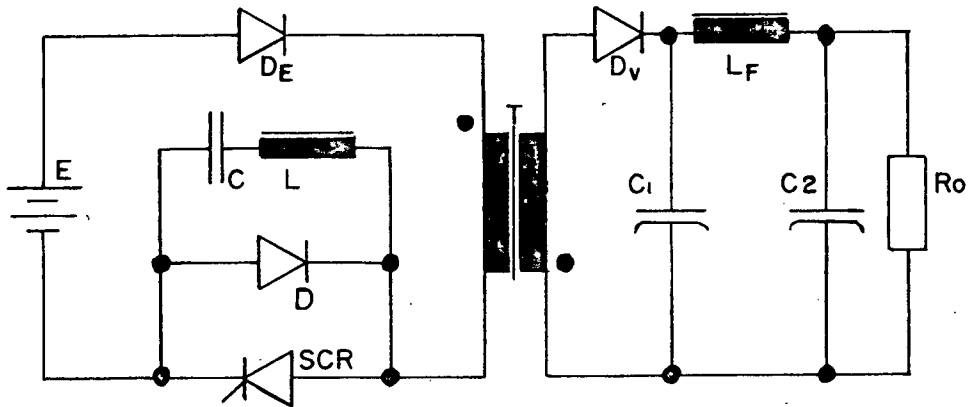


Figura 11 - Estrutura de Potência do Conversor.

Substituindo o transformador por seu modelo mais simples e, supondo uma filtragem de saída perfeita; pode-se deste modo substituir C_1 , C_2 , L_F e a carga, por uma fonte de tensão de valor igual ao da tensão da saída.

Este modelo proposto para o transformador não permite a previsão de alguns fenômenos oscilatórios que surgem na estrutura, no entanto representa um ganho considerável de simplificação da análise, sem comprometer em demasia a precisão dos resultados.

Esta oscilação, juntamente com outros fenômenos secundários, provocam uma alteração na carga do capacitor do circuito ressonante, como será visto no Capítulo 4.

Efetuada estas modificações a estrutura fica conforme a Figura 12 a seguir.

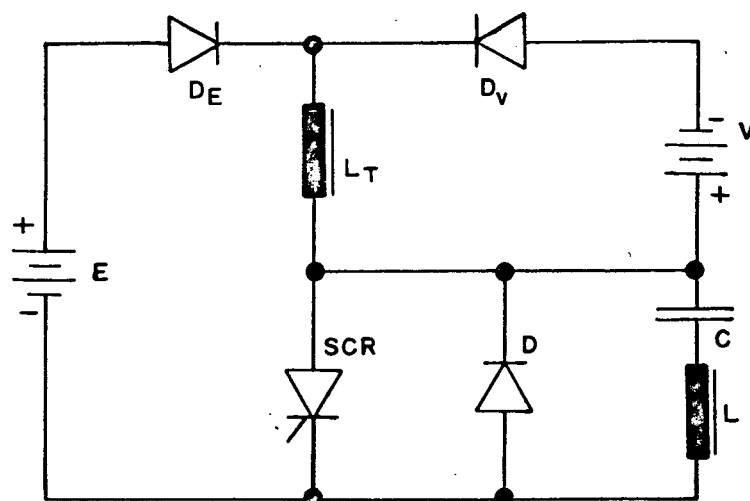


Figura 12 - Modelo Simplificado da Estrutura.

1.3 - Metodologia

O procedimento utilizado consiste no particionamento da estrutura em etapas de funcionamento e sua análise matemática, independente da posição em que cada uma aparece na sequência de funcionamento.

Ao final da análise das etapas em separado, é feito um estudo da participação destas na sequência.

Visando uma maior versatilidade na estruturação do projeto, todas as grandezas são normalizadas para os seguintes valores-base:

$$V_{BA} = E \quad (1.1)$$

$$I_{BA} = \frac{E}{\sqrt{L/C}} = \frac{E}{L W_o} \quad (1.2)$$

$$P_{BA} = \frac{E^2}{\sqrt{(L/C)}} = \frac{E^2}{L W_0} \quad (1.3)$$

$$T_{BA} = \frac{1}{f_0} \quad (1.4)$$

Com isto, todos os resultados deste Capítulo tornam-se independentes de valores reais.

OBSERVAÇÃO: É importante notar que os valores instantâneos normalizados das variáveis neste trabalho aparecem com um "z" como variável independente.

$$\text{Ex. } v_E(z), \quad i_T(z), \quad v_S(z)$$

Os valores constantes normalizados aparecem barados.

$$\text{Ex. } \bar{V}_1, \quad \bar{V}_2, \quad \bar{V}_3$$

1.4 - Particionamento

Devido a existência de quatro chaves (SCR, D, D_E, D_V), há dezesseis etapas matematicamente possíveis.

É possível no entanto, reduzir bastante este número levando em conta as considerações abaixo.

Por inspeção na estrutura da Figura 12, podemos determinar que:

- 1 - Como o diodo de roda-livre D e o SCR estão em anti-paralelo, é impossível que os dois conduzam em uma mesma etapa de funcionamento.

- 2 - Se qualquer uma das duas chaves citadas no item 1 estiver conduzindo então, necessariamente o diodo D_E estará também em condução.

- 3 - Se qualquer uma das duas chaves citadas no item 1 estiver em condução a tensão aplicada no primário do transformador é positiva ($V_T(t) = E$) então, o diodo D_V está polarizado reversamente logo, está bloqueado.

Na Tabela 1 a seguir, estão expostas todas as etapas possíveis bem como as conclusões sobre a sua existência.

Nota-se que as etapas assinaladas como possíveis não estão em ordem de funcionamento.

OBSERVAÇÃO: Não estão sendo consideradas as situações transitórias.

D _E	D	D _V	SCR		CONCLUSÕES
A	A	A	A	**	possível
A	A	A	F		impossível por 2
A	A	F	A	**	possível
A	A	F	F		impossível por 2 e 3
A	F	A	A		impossível por 2
A	F	A	F		impossível por 1
A	F	F	A		impossível por 2 e 3
A	F	F	F		impossível por 1, 2 e 3
F	A	A	A	**	possível
F	A	A	F	**	possível
F	A	F	A	**	possível
F	A	F	F		impossível por 3
F	F	A	A	**	possível
F	F	A	F		impossível por 1
F	F	F	A		impossível
F	F	F	F		impossível por 1 e 3

Tabela 1 - Combinações Matematicamente Possíveis.

Onde A → chave aberta
F → chave fechada

Conseguimos deste modo uma redução para apenas seis etapas de funcionamento, as quais serão estudadas nos próximos itens.

1.5 - Análise da 1ª Etapa de Funcionamento

Nesta etapa, todas as quatro chaves estão abertas isto é, bloqueadas.

Com estas condições, é fácil verificar que não existe malha pela qual possa se estabelecer uma corrente, logo todas as

correntes do circuito são nulas (Figura 13).

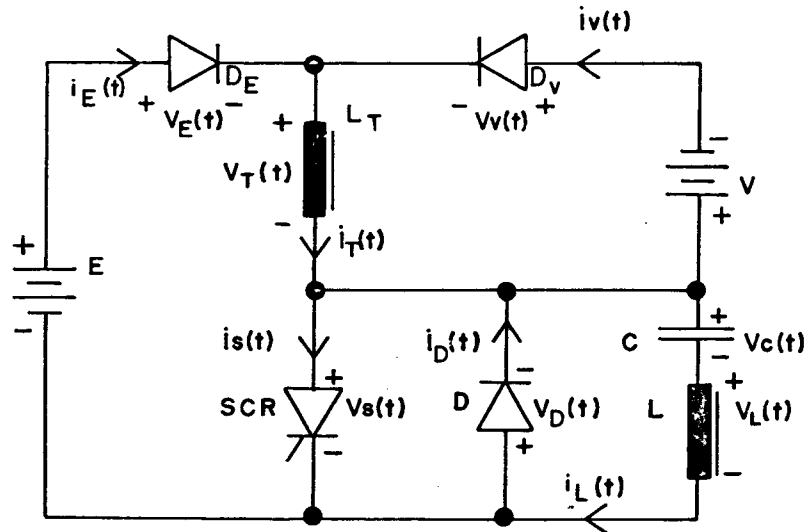


Figura 13 - Primeira Etapa de Funcionamento.

É necessário que o capacitor do circuito ressonante tenha certa quantidade de energia armazenada para que o diodo D_E se mantenha bloqueado.

Desta forma as condições iniciais das variáveis de estado são:

$$i_T(t_{i1}) = I_{T1} = 0 \quad (1.5)$$

$$i_L(t_{i1}) = I_{L1} = 0 \quad (1.6)$$

$$V_C(t_{i1}) = V_1 \quad (1.7)$$

Pode-se verificar que a condição para que a estrutura permaneça nesta etapa é que a tensão do capacitor seja

maior do que a da fonte E.

Nos próximos itens será verificado que esta é a única etapa de funcionamento estável.

A condição de saída desta etapa é o disparo do SCR forçando deste modo a condução deste e do diodo D_E .

Por inspeção determinamos que:

a) DIODO D_E

$$V_E(t) = E - V_1 \quad (1.8)$$

$$V_E(z) = 1 - \bar{V}_1 \quad (1.9)$$

Convém observar que a tensão aplicada no diodo D_E é máxima, sendo este valor usado para dimensioná-lo (máxima tensão reserva repetitiva).

b) DIODO D

$$V_D(t) = - V_1 \quad (1.10)$$

$$V_D(z) = - \bar{V}_1 \quad (1.11)$$

A tensão sobre o diodo D é máxima nesta etapa sendo usada para dimensioná-lo (máxima tensão reserva repetitiva).

c) DIODO D_V

$$V_V(t) = - V \quad (1.12)$$

$$V_V(z) = -\bar{V} \quad (1.13)$$

d) SCR

$$v_S(t) = V_1 \quad (1.14)$$

$$v_S(z) = \bar{V}_1 \quad (1.15)$$

Nesta etapa o SCR suporta a máxima tensão direta logo, este valor pode ser usado para dimensioná-lo (tensão direta máxima repetitiva).

e) CAPACITOR

$$v_C(t) = V_1 \quad (1.16)$$

$$v_C(z) = \bar{V}_1 \quad (1.17)$$

A tensão sobre o capacitor nesta etapa é usada para dimensioná-lo pois é máxima (tensão nominal).

f) INDUTOR L

Como as correntes são nulas e constantes, as tensões nos indutores também o são, logo:

$$v_L(t) = 0 \quad (1.18)$$

$$v_L(z) = 0 \quad (1.19)$$

$$v_T(t) = 0 \quad (1.20)$$

$$v_T(z) = 0 \quad (1.21)$$

1.6 - Análise da 2ª Etapa de Funcionamento

Nesta etapa somente o SCR e o diodo D_E estão em condução (Figura 14).

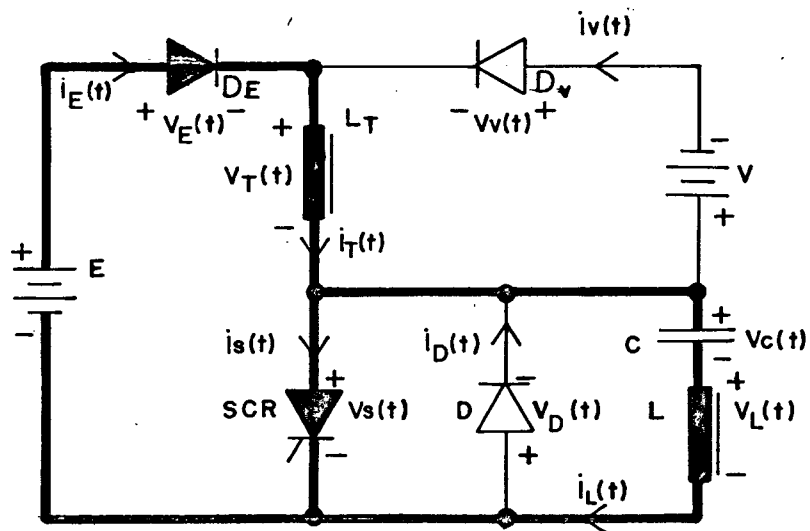


Figura 14 - Segunda Etapa de Funcionamento.

A condição de entrada nesta etapa é uma tensão positiva aplicada sobre o SCR.

Isto garante que o SCR entre em condução no instante de seu disparo, forçando assim a condução no diodo D_E .

Esta condição faz com que a fonte E seja aplicada sobre o primário do transformador. A corrente neste irá crescer linearmente ocorrendo a transferência de energia da fonte E para

o transformador.

Ao mesmo tempo, na malha ressonante SCR-L-C irá estabelecer-se uma corrente senoidal, de frequência dada por:

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.22)$$

Como no SCR circulam as correntes do transformador e do ramo LC, a condição de término desta etapa é o ponto onde estas duas igualam-se fazendo com que a corrente no SCR chegue a zero.

É interessante ressaltar que, se a corrente do circuito ressonante não for suficientemente grande para superar a corrente do transformador, o bloqueio não mais ocorrerá, provocando um curto-circuito na fonte através do transformador e do SCR.

Este fato mostra que existe uma relação limite entre o valor da indutância L_T do transformador e a indutância do circuito ressonante, para uma dada capacitância.

Define-se então, como ferramenta de cálculo:

$$m = \frac{L_T}{L} \quad (1.23)$$

Supondo que a estrutura estava estática antes do disparo do SCR, as condições iniciais das variáveis de estado são dadas por:

$$i_T(t_{i2}) = I_{T2} = 0 \quad (1.24)$$

$$i_L(t_{i2}) = I_{L2} = 0 \quad (1.25)$$

$$v_c(t_{i2}) = V_2 \quad (1.26)$$

OBSERVAÇÃO: Na análise a seguir supõe-se uma queda de tensão nula nas chaves em condução, logo:

$$v_E(t) = 0 \quad (1.27)$$

$$v_S(t) = 0 \quad (1.28)$$

Por inspeção verifica-se que:

$$i_V(t) = 0 \quad (1.29)$$

Aplicando a LKM (Lei de Kirchoff das Malhas) sobre a malha E-D_E-D_V-V-SCR e, levando em conta as equações 1.27 e 1.28, obtemos:

$$v_V(t) = - (E + V) \quad (1.30)$$

Ou, normalizando

$$v_V(z) = - (1 + \bar{V}) \quad (1.31)$$

Convém salientar que durante esta etapa, sobre este diodo (D_V) é aplicado um valor de tensão reversa bastante alto (eq. 1.30).

Verifica-se nos itens posteriores que este valor é o máximo, podendo então ser usado para escolha deste componento

te.

Por inspeção verifica-se que:

$$i_D(t) = 0 \quad (1.32)$$

Levando em conta que o SCR está em anti-paralelo com o diodo D e, da equação 1.28, podemos escrever que:

$$v_D(t) = 0 \quad (1.33)$$

Na realidade isto não ocorre pois durante a condução existe uma queda na ordem de 1 a 3 volts, o que provoca uma pequena polarização reversa no diodo D, garantindo desta maneira a condição de exclusividade entre a condução destas duas chaves.

Aplicando a LKM em duas das malhas em condução e, levando em conta as equações 1.27 e 1.28, obtemos:

$$E - V_T(t) = 0 \quad (1.34)$$

$$v_C(t) + v_L(t) = 0 \quad (1.35)$$

Aplicando a LKM (Lei de Kirchoff dos Nós) a dois nós da estrutura e, levando em conta as equações 1.29 e 1.32 obtemos:

$$i_E(t) - i_T(t) = 0 \quad (1.36)$$

$$i_T(t) - i_S(t) - i_L(t) = 0 \quad (1.37)$$

Substituindo $v_T(t) = L_T \cdot \frac{d i_T(t)}{dt}$ na equação 1.34, obtemos:

$$\frac{d i_T(t)}{dt} - \frac{E}{L_T} = 0$$

Cuja solução é:

$$i_T(t) = \frac{E}{L_T} \Delta t + K$$

Mas, substituindo a condição inicial de $i_T(t)$ em t_{i2} (eq. =.24), chega-se a conclusão que $K = 0$, então:

$$i_T(t) = \frac{E}{L_T} \Delta t \quad (1.38)$$

Como $\Delta z = \Delta t / T_{BA}$, normalizando, obtemos:

$$i_T(z) = \frac{2\pi}{m} \cdot \Delta z \quad (1.39)$$

Da equação 1.34 tiramos que:

$$v_T(t) = E \quad (1.40)$$

$$v_T(z) = 1 \quad (1.41)$$

Substituindo agora $v_L(t) = L \frac{d i_L(t)}{dt}$ e

$v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_L(t) dt$ na equação 1.35 e derivando, obtemos:

$$\frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{1}{LC} i_L(t) = 0$$

Cuja solução é:

$$i_L(t) = A \cos(\omega_0 \Delta t) + B \cdot \text{sen}(\omega_0 \Delta t)$$

$$\text{Onde } \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.42)$$

Utilizando a condição inicial 1.25, e, substituindo na equação de i_L no tempo t_{i2} , chega-se a conclusão que $A = 0$, logo:

$$i_L(t) = B \text{ sen}(\omega_0 \Delta t)$$

Aplicando a condição inicial 1.26 na primeira derivada da expressão acima e, utilizando a equação 1.35 podemos determinar o valor da constante B. A expressão final de $i_L(t)$ é então:

$$i_L(t) = - \frac{V_2}{L\omega_0} \cdot \text{sen}(\omega_0 \Delta t) \quad (1.43)$$

$$i_L(Z) = - \bar{V}_2 \cdot \text{sen}(2\pi \Delta Z) \quad (1.44)$$

A expressão da tensão $V_L(t)$ pode ser obtida através da primeira derivada da corrente $i_L(t)$, então:

$$v_L(t) = - V_2 \cos(\omega_0 \Delta t) \quad (1.45)$$

$$v_L(z) = - \bar{V}_2 \cos (2\pi \Delta Z) \quad (1.46)$$

Da equação 1.35 e da anterior tiramos que:

$$v_C(t) = V_2 \cdot \cos (w_0 \Delta t) \quad (1.47)$$

$$v_C(Z) = \bar{V}_2 \cdot \cos (2\pi \Delta Z) \quad (1.48)$$

E por fim, da equação 1.37 podemos obter a expressão de $i_s(t)$.

$$i_s(t) = i_T(t) - i_L(t)$$

Substituindo as expressões destas duas correntes (equações 1.38 e 1.43), obtemos:

$$i_s(t) = \frac{E}{L_T} \Delta t + \frac{V_2}{L w_0} \cdot \text{sen} (w_0 \Delta t) \quad (1.49)$$

$$i_s(Z) = \frac{2\pi}{m} \Delta Z + \bar{V}_2 \text{sen} (2\pi \Delta Z) \quad (1.50)$$

As expressões obtidas acima descrevem o funcionamento de todos os elementos da estrutura, durante a segunda etapa.

A condição de saída desta etapa é dada pelo zera-mento da corrente no SCR (figura 20).

O instante de saída (Z_{f2}) é obtido igualando a expressão 1.50 a zero, resultando:

$$\frac{2\pi}{m} \Delta Z_2 + \bar{V}_2 \cdot \text{sen} (2\pi \Delta Z_2) = 0 \quad (1.51)$$

$$\text{Onde } \Delta Z_2 = Z_{f2} - Z_{i2}$$

Esta expressão é transcendental logo, sua solução só é obtida por um processo iterativo.

1.7 - Análise da 3ª Etapa de Funcionamento

Esta etapa é basicamente um complemento da segunda pois, somente ocorre a troca da SCR com o diodo D, de roda-livre.

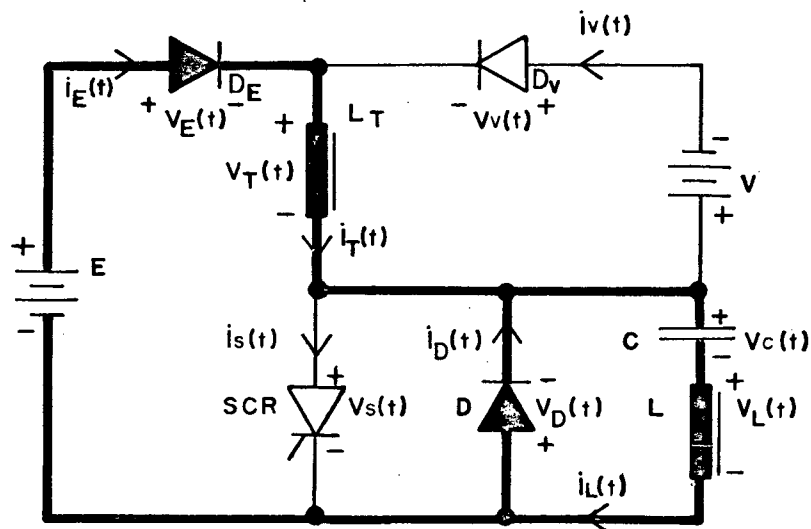


Figura 15 - Terceira Etapa do Funcionamento.

Todas as características da segunda etapa são mantidas, com exceção das condições iniciais das correntes, que agora não são nulas.

Como a condição de entrada nesta sequência é a igualdade entre as correntes no transformador e no ramo LC (zera

mento de $i_s(t)$), as condições iniciais destas variáveis de estado são iguais.

$$i_L(t_{i3}) = i_L(t_{f2}) = I_{L3} \quad (1.52)$$

$$i_T(t_{i3}) = i_T(t_{f2}) = I_{T3} = I_{L3} \quad (1.53)$$

$$v_C(t_{i3}) = v_C(t_{f2}) = V_3 \quad (1.54)$$

A estrutura nesta etapa funciona em continuidade com a etapa anterior, isto é não se verifica nenhuma mudança nas equações do circuito, com exceção daquelas em que aparecem as condições iniciais de corrente.

Seria possível, inclusive, interpretar o SCR e o diodo como sendo um só componente e, utilizar as equações da etapa anterior, estendendo sua atuação, pela eliminação da restrição de condução reversa do SCR.

A condição de saída desta etapa é a anulação da corrente no diodo D.

A corrente no transformador (e na fonte E) continua a crescer linearmente, com a mesma taxa de crescimento da etapa 2.

Na malha D-L-C a corrente não sofre descontinuidade, continuando sob a forma senoidal.

O bloqueio do diodo ocorrerá pouco antes de se completar um período de oscilação do circuito ressonante.

Este intervalo de tempo ($t_{inv} = t_{f3} - t_{i3}$) deve ser necessariamente maior do que o tempo de bloqueio do SCR usado (t_q) para que não ocorra falha e um consequente curto-circui-

to da fonte.

As equações da etapa 2 continuam válidas, desta forma:

$$i_v(t) = 0 \quad (1.55)$$

$$v_v(t) = - (E + V) \quad (1.56)$$

$$v_v(z) = - (1 + \bar{V}) \quad (1.57)$$

Nesta etapa, a condução do diodo D garante a polarização reversa do SCR durante o tempo necessário ao bloqueio do mesmo.

A tensão sobre o SCR é teoricamente nula.

$$v_s(t) = 0 \quad (1.58)$$

Na realidade este valor está na ordem de 0,7 a 1 Volt (queda de tensão em condução no diodo D).

Com a polarização reversa, temos:

$$i_s(t) = 0 \quad (1.59)$$

Aplicando a LKM em duas das malhas em condução e, como as quedas de tensão nas chaves são teoricamente nulas (1.27 e 1.28), obtemos:

$$E - v_T(t) = 0 \quad (1.60)$$

$$v_C(t) + v_L(t) = 0 \quad (1.61)$$

Aplicando a LKM (Lei de Kirchoff dos Nós) a dois nós da estrutura e, levando em conta as equações 1.55 e 1.59, obtemos:

$$i_E(t) - i_T(t) = 0 \quad (1.62)$$

$$i_T(t) + i_D(t) - i_L(t) = 0 \quad (1.63)$$

Substituindo $V_T(t) = L_T \cdot \frac{d i_T(t)}{dt}$ na equação 1.60, obtemos:

$$\frac{d i_T(t)}{dt} - \frac{E}{L_T} = 0$$

Cuja solução é:

$$i_T(t) = \frac{E}{L_T} \Delta t + K$$

Mas, substituindo a condição inicial de i_T em t_{i3} (eq. 1.52), chegamos a:

$$i_T(t) = \frac{E}{L_T} \Delta t + I_{T3} \quad (1.64)$$

Ou normalizando,

$$i_T(z) = \frac{2\pi}{m} \Delta Z + \bar{I}_{T3} \quad (1.65)$$

Da equação 1.60 tiramos que:

$$v_T(t) = E \quad (1.66)$$

$$v_T(z) = 1 \quad (1.67)$$

Substituindo agora $v_L(t) = L \frac{d i_L(t)}{dt}$ e $v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_L(t) dt$ na equação 1.61 e derivando, obtemos:

$$\frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{1}{LC} i_L(t) = 0$$

Cuja solução é:

$$i_L(t) = A \cos(w_0 \Delta t) + B \sen(w_0 \Delta t)$$

Utilizando a condição inicial 1.53 e, substituindo na equação de i_L no tempo t_{i3} , obtemos a solução da constante A, logo:

$$i_L(t) = I_{L3} \cos(w_0 \Delta t) + B \sen(w_0 \Delta t)$$

Aplicando a condição inicial 1.54 na primeira derivada da expressão acima e, utilizando a equação 1.61 podemos determinar o valor da constante B. O valor final de $I_L(t)$ é então:

$$i_L(t) = I_{L3} \cos(w_0 \Delta t) - \frac{V_3}{L w_0} \sen(w_0 \Delta t) \quad (1.68)$$

Ou normalizando:

$$i_L(Z) = \bar{I}_{L3} \cos(2\pi \Delta Z) - \bar{V}_3 \operatorname{sen}(2\pi \Delta Z) \quad (1.69)$$

A expressão da tensão $v_L(t)$ pode ser obtido através da primeira derivada da corrente $i_L(t)$, então:

$$v_L(t) = -I_{L3} Lw_0 \operatorname{sen}(w_0 \Delta t) - V_3 \cos(w_0 \Delta t) \quad (1.70)$$

Ou, normalizando:

$$v_L(z) = -\bar{I}_{L3} \operatorname{sen}(2\pi \Delta Z) - \bar{V}_3 \cos(2\pi \Delta Z) \quad (1.71)$$

Da equação 1.61 e da anterior tiramos que:

$$v_C(t) = I_{L3} Lw_0 \operatorname{sen}(w_0 \Delta t) + V_3 \cos(w_0 \Delta t) \quad (1.72)$$

$$v_C(z) = \bar{I}_{L3} \operatorname{sen}(2\pi \Delta Z) + \bar{V}_3 \cos(2\pi \Delta Z) \quad (1.73)$$

E por fim, da equação 1.63 podemos obter a expressão de $i_D(t)$.

$$i_D(t) = i_L(t) - i_T(t)$$

Substituindo as expressões destas duas correntes (equações 1.64 e 1.68), obtemos:

$$i_D(t) = I_{L3} \cos(w_0 \Delta t) - \frac{V_3}{Lw_0} \operatorname{sen}(w_0 \Delta t) - I_{L3} - \frac{E}{L_T} \Delta t \quad (1.74)$$

$$i_D(Z) = \bar{I}_{L3} \cos(2\pi \Delta Z) - \bar{V}_3 \operatorname{sen}(2\pi \Delta Z) - \bar{I}_{L3} - \frac{2\pi}{m} \Delta Z \quad (1.75)$$

As expressões obtidas acima descrevem o funcionamento de todos os elementos da estrutura, durante a terceira etapa.

A condição de saída desta etapa é dada pelo zeroamento da corrente no diodo D (ver curva $i_D(Z)$ na Figura 20).

O instante de saída (Z_{f3}) é obtido igualando a expressão 1.75 a zero, resultado:

$$\bar{I}_{L3} \cdot \cos(2\pi \Delta Z_3) - \bar{V}_3 \operatorname{sen}(2\pi \Delta Z_3) - \bar{I}_{L3} - \frac{2\pi}{m} \Delta Z_3 = 0 \quad (1.76)$$

$$\text{Onde } \Delta Z_3 = Z_{f3} - Z_{i3}$$

Esta expressão é transcendental logo, sua solução só é obtida por um processo iterativo.

1.8 - Análise da 4ª Etapa de Funcionamento

Nesta etapa somente o diodo D_E está em condução.

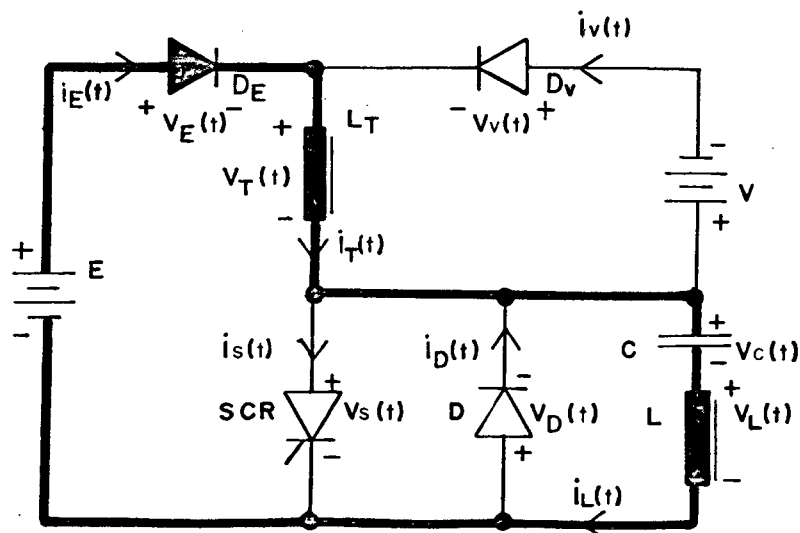


Figura 16 - Quarta Etapa de Funcionamento.

A estrutura fica reduzida a uma malha do tipo LCE ressonante.

A transferência de energia da fonte E para o transformador ainda está sendo efetuada.

Na verdade esta etapa ocorre devido a perda de energia do circuito ressonante durante as etapas 2 e 3.

A energia potencial que estava armazenada no capacitor antes do disparo do SCR, é transferida ao indutor e após, recebida de volta. Nesta trajetória há a dissipação de uma pequena quantidade de energia a qual é repostada pela fonte E durante as etapas 4 e 5.

Devido ao fato de que a energia dissipada é repostada, a cada período de funcionamento, optou-se pela simplificação no modelamento dos componentes da estrutura, não levando em conta as perdas.

Como existe uma só malha, as condições iniciais das correntes nos indutores são iguais e dadas por:

$$i_L(t_{i4}) = I_{L4} \quad (1.77)$$

$$i_T(t_{i4}) = I_{T4} \quad (1.78)$$

Então a tensão no capacitor é:

$$v_C(t_{i4}) = V_4 \quad (1.79)$$

Aplicando a LKM na malha E-DE-T-C-L obtemos:

$$E - v_T(t) - v_C(t) - v_L(t) = 0 \quad (1.80)$$

Substituindo

$$v_T(t) = L_T \cdot \frac{di_T(t)}{dt}$$

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_L(t) dt$$

E como $i_T(t) = i_L(t)$, obtemos:

$$E - L_T \frac{di_L(t)}{dt} - L \frac{di_L(t)}{dt} - \frac{1}{C} \int i_L(t) dt = 0$$

Derivando e reagrupando,

$$\frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{1}{(L+L_T)C} \cdot i_L(t) = 0$$

Mas, pela equação 1.23, podemos tirar:

$$L_T + L = (m + 1) L = L' \quad \text{então,}$$

$$\frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{1}{L'C} i_L(t) = 0$$

Cuja solução é:

$$i_L(t) = A \cos(\omega_o' \Delta t) + B \sin(\omega_o' \Delta t)$$

$$\text{Onde } w_o' = \frac{1}{\sqrt{L'C}} \quad (1.81)$$

Levando a condição inicial 1.77 no instante t_{i4} na expressão acima, obtemos a solução da constante A.

Tomando a equação 1.80, substituindo a expressão da primeira derivada de $i_L(t)$ e, aplicando a condição inicial 1.79 no instante t_{i4} , obtemos a solução da constante B, logo:

$$i_E(t) = i_T(t) = i_L(t) = I_{L4} \cos(w_o' \cdot \Delta t) + \frac{E - V_4}{L' w_o'} \text{sen}(w_o' \cdot \Delta t) \quad (1.82)$$

Ou, normalizando

$$i_E(z) = i_T(z) = i_L(z) = \bar{I}_{L4} \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot \Delta Z}{\sqrt{(m+1)}}\right) + \frac{1 - \bar{V}_4}{\sqrt{(m+1)}} \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot \Delta Z}{\sqrt{(m+1)}}\right) \quad (1.83)$$

Podemos agora determinar as expressões para $v_T(t)$ e $v_L(t)$, usando a primeira derivada de $i_L(t)$.

$$v_L(t) = \frac{1}{m+1} (E - V_4) \cos(w_o' \Delta t) - \frac{1}{m+1} I_{L4} L' w_o' \text{sen}(w_o' \Delta t) \quad (1.84)$$

$$v_L(z) = \frac{1}{m+1} (1 - \bar{V}_4) \cos\left(\frac{2\pi \cdot \Delta Z}{\sqrt{(m+1)}}\right) - \frac{1}{\sqrt{(m+1)}} \cdot \bar{I}_{L4} \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot \Delta Z}{\sqrt{(m+1)}}\right) \quad (1.85)$$

$$v_T(t) = \frac{m}{m+1} (E - V_4) \cdot \cos(w_o' \Delta t) - \frac{m}{m+1} I_{L4} L' w_o' \text{sen}(w_o' \Delta t) \quad (1.86)$$

$$v_T(z) = \frac{m}{m+1} (1 - \bar{V}_4) \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot \Delta Z}{\sqrt{(m+1)}}\right) - \frac{m}{\sqrt{(m+1)}} \cdot \bar{I}_{L4} \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot \Delta Z}{\sqrt{(m+1)}}\right) \quad (1.87)$$

A tensão no capacitor pode ser obtida pela expressão 1.80, de onde tiramos que:

$$v_C(t) = E - v_L(t) - v_T(t)$$

Então, substituindo as equações acima, obtemos:

$$v_C(t) = E + I_{L4} \cdot L' w_o' \cdot \text{sen}(w_o' \cdot \Delta t) - (E - V_4) \cos(w_o' \cdot \Delta t) \quad (1.88)$$

$$v_C(z) = 1 + \bar{I}_{L4} \cdot \sqrt{(m+1)} \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot \Delta Z}{\sqrt{(m+1)}}\right) - (1 - \bar{V}_4) \cos\left(\frac{2\pi \cdot \Delta Z}{\sqrt{(m+1)}}\right) \quad (.189)$$

Com o conhecimento destas expressões podemos agora determinar as tensões sobre o SCR e os diodos D e DV.

Da malha SCR-L-C, obtemos:

$$v_S(t) - v_C(t) - v_L(t) = 0$$

Então, substituindo as equações conhecidas:

$$v_S(t) = E + \frac{m}{m+1} I_{L4} \cdot L' w_o' \cdot \text{sen}(w_o' \cdot \Delta t) - \frac{m}{m+1} (E - V_4) \cos(w_o' \cdot \Delta t) \quad (1.90)$$

$$v_S(z) = 1 + \frac{m}{\sqrt{(m+1)}} \bar{I}_{L4} \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot \Delta Z}{\sqrt{(m+1)}}\right) - \frac{m}{m+1} (1 - \bar{V}_4) \cos\left(\frac{2\pi \cdot \Delta Z}{\sqrt{(m+1)}}\right) \quad (1.91)$$

Aplicando agora a LKM sobre a malha T-DV-V podemos determinar a tensão sobre o diodo DV.

$$v_V(t) - V - v_T(t) = 0$$

Substituindo as expressões conhecidas:

$$v_V(t) = V + \frac{m}{m+1} (E - V_4) \cos (w_o' \cdot \Delta t) - \frac{m}{m+1} I_{T4} L' w_o' \text{sen} (w_o' \Delta t) \quad (1.92)$$

$$v_V(z) = \bar{V} + \frac{m}{m+1} \cdot (1 - \bar{V}_4) \cdot \cos \left(\frac{2\pi \Delta Z}{\sqrt{(m+1)}} \right) - \frac{m}{\sqrt{(m+1)}} \cdot \bar{I}_{T4} \cdot \text{sen} \left(\frac{2\pi \cdot \Delta z}{\sqrt{(m+1)}} \right) \quad (1.93)$$

As expressões obtidas descrevem o funcionamento da estrutura durante a 4^a etapa.

Como podemos observar na Figura 20 a condição de saída desta etapa é dada pela polarização direta do diodo D_V . Isto ocorre quando $v_V(z) = 0$ logo, da equação 1.93, no instante z_{f4} , podemos tirar que:

$$v_V(z_{f4}) = \bar{V} + \frac{m}{m+1} (1 - \bar{V}_4) \cos \left(\frac{2\pi \Delta z_4}{\sqrt{(m+1)}} \right) - \frac{m}{\sqrt{(m+1)}} \bar{I}_{T4} \text{sen} \left(\frac{2\pi \Delta z_4}{\sqrt{(m+1)}} \right) = 0$$

Onde $\Delta z_4 = z_{f4} - z_{i4}$ o qual pode ser obtido, isolando seu valor na expressão anterior.

$$w_o' \Delta z_4 = \text{sen}^{-1} \left(\frac{m+1}{m \bar{Z}} \bar{V} \right) + \phi \quad (1.94)$$

Onde

$$\phi = t_g^{-1} \left(\frac{1 - \bar{V}_4}{\bar{I}_{T4} \sqrt{(m+1)}} \right)$$

$$\bar{Z} = \sqrt{((\bar{I}_{T4} \cdot \sqrt{(m+1)})^2 + (1 - \bar{V}_4)^2)}$$

1.9 - Análise da 5ª Etapa da Funcionamento

Nesta etapa, além do diodo DE continuar a conduzir, entra em condução o diodo D_V no secundário do transformador.

Com a condução de D_V inicia a transferência de energia do transformador para a carga (V).

Esta etapa e a seguinte, a 6ª, formam o "fly-back".

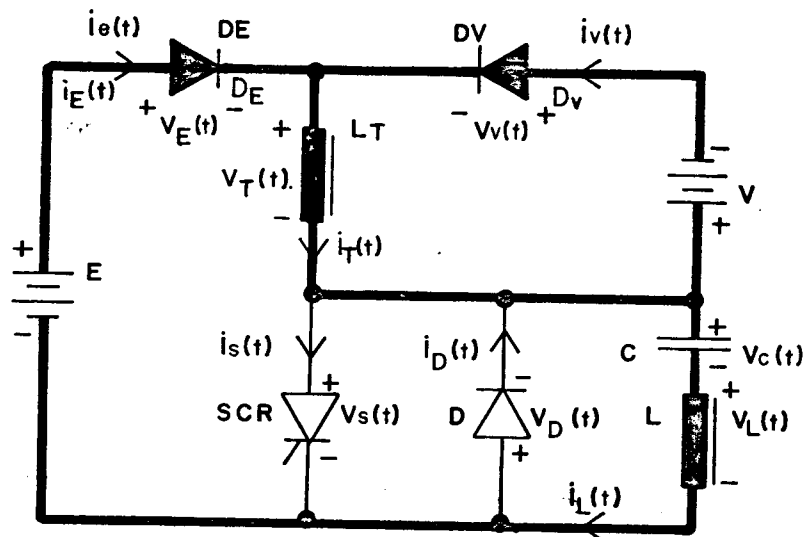


Figura 17 - Quinta Etapa do Funcionamento

A condição de entrada nesta etapa é dada por uma corrente positiva no diodo DE e por uma tensão no transformador ($v_T(t)$) menor do que a tensão V.

As variáveis que caracterizam o SCR e o diodo D não mudam da etapa 4 para esta, com exceção das condições iniciais, as quais são:

$$i_L(t_{i5}) = I_{L5} \quad (1.95)$$

$$\overline{i_T}(t_{i5}) = I_{T5} \quad (1.96)$$

$$v_C(t_{i5}) = V_5 \quad (1.97)$$

Como o SCR e o diodo D estão bloqueados, as correntes nestes são nulas. Do mesmo modo que na etapa 4, a tensão sobre estes dois elementos é dada por:

$$v_S(t) = v_C(t) + v_L(t) \quad (1.98)$$

$$v_D(t) = -v_S(t) \quad (1.99)$$

As quais serão determinadas posteriormente.

Aplicando a LKM em duas das malhas em condução e, lembrando que a queda de tensão sobre as chaves em condução (DV e DE) é nula, obtemos:

$$E - v_C(t) - v_L(t) + V = 0 \quad (1.100)$$

$$v_T(t) + V = 0 \quad (1.101)$$

$$\text{Como } v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_L(t) dt \text{ e } v_L(t) = L \frac{d i_L(t)}{dt}$$

podemos obter, substituindo na equação 1.100 e derivando-a:

$$\frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{1}{LC} i_L(t) = 0$$

Cuja solução é:

$$i_L(t) = A \cos w_0 \Delta t + B \operatorname{sen} w_0 \Delta t$$

Tomando a condição inicial 1.95, aplicando na equação acima no instante t_{i5} , obtemos a solução da constante A. Usando agora a equação 1.100, substituindo o valor de $v_L(t)$ e, aplicando a condição inicial 1.97 no instante t_{i5} , obtemos a solução para a constante B, logo:

$$i_E(t) = i_L(t) = I_{L5} \cdot \cos(w_0 \Delta t) + \frac{E + V - V_5}{Lw_0} \operatorname{sen}(w_0 \Delta t) \quad (1.102)$$

$$i_E(z) = i_L(z) = \bar{I}_{L5} \cdot \cos(2\pi \Delta Z) + (1 + \bar{V} - \bar{V}_5) \operatorname{sen}(2\pi \Delta Z) \quad (1.103)$$

A tensão sobre o indutor pode ser obtida por:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad \text{então,}$$

$$v_L(t) = (E + V - V_5) \cos(w_0 \Delta t) - I_{L5} \cdot L \cdot w_0 \cdot \operatorname{sen}(w_0 \Delta t) \quad (1.104)$$

$$v_L(z) = (1 + \bar{V} - \bar{V}_5) \cos(2\pi \Delta Z) - \bar{I}_{L5} \operatorname{sen}(2\pi \Delta Z) \quad (1.105)$$

Da equação 1.104, obtemos:

$$v_C(t) = E + V - v_L(t) \quad \text{logo,}$$

$$v_C(t) = E + V + I_{L5} L w_0 \cdot \operatorname{sen}(w_0 \Delta t) - (E + V - V_5) \cos(w_0 \Delta t) \quad (1.106)$$

$$v_C(z) = 1 + \bar{V} + \bar{I}_{L5} \cdot \operatorname{sen}(2\pi \Delta Z) - (1 + \bar{V} - \bar{V}_5) \cos(2\pi \Delta Z) \quad (1.107)$$

$$\text{Como, } v_T(t) = -V \quad (1.108)$$

$$v_T(z) = -\bar{V} \quad (1.109)$$

Tomando agora a equação 1.105 e substituindo a expressão de $v_T(t)$ acima:

$$V + L_T \frac{di_T(t)}{dt}$$

Cuja solução é:

$$i_T(t) = -\frac{V}{L_T} \Delta t + K$$

Aplicando a condição inicial 1.96 na equação acima, no instante t_{i5} , obtemos a solução de K, logo:

$$i_T(t) = I_{T5} - \frac{V}{L_T} \Delta t \quad (1.110)$$

$$i_T(z) = \bar{I}_{T5} - \frac{\bar{V}}{m} 2\pi \Delta Z \quad (1.111)$$

Aplicando a LKM no nó DE e DV, obtemos:

$$i_E(t) + i_V(t) - i_T(t) = 0$$

Substituindo as expressões conhecidas e isolando o valor de $i_V(t)$

$$i_V(t) = I_{T5} - \frac{V}{L_T} \Delta t - I_{L5} \cos(\omega_o \Delta t) - \frac{E + V - V_5}{L \omega_o} \text{sen}(\omega_o \Delta t) \quad (1.112)$$

$$i_V(z) = \bar{I}_{T5} - \frac{\bar{V}}{m} 2\pi \Delta Z - \bar{I}_{L5} \cos(2\pi \Delta Z) - (1 + \bar{V} - \bar{V}_5) \text{sen}(2\pi \Delta Z) \quad (1.113)$$

Estas equações descrevem o funcionamento de todos os elementos da estrutura nesta etapa.

A condição de saída desta etapa é a anulação da corrente no diodo DE.

1.10 - Análise da 6ª Etapa de Funcionamento

Nesta etapa somente o diodo DV no secundário do transformador está em condução. Todo o circuito primário está estático.

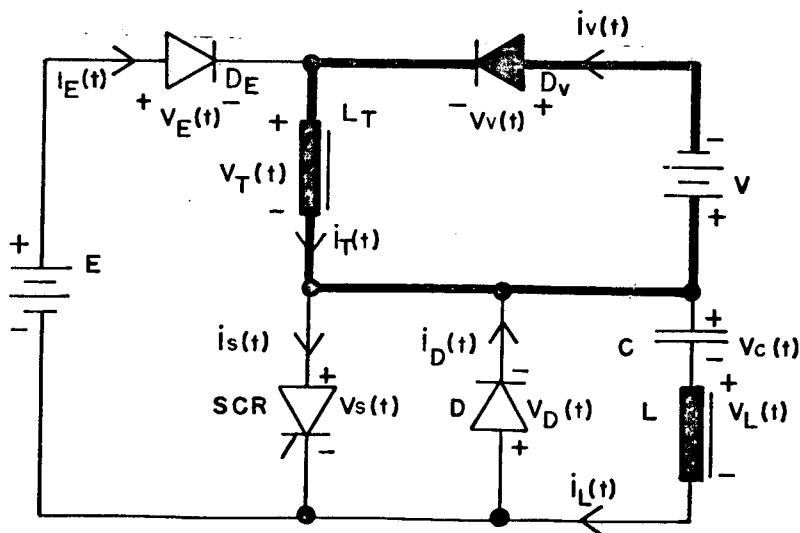


Figura 18 - Sexta Etapa de Funcionamento.

A transferência da energia armazenada no transformador é completada nesta etapa.

Como DE, D e o SCR estão bloqueados, todas as correntes no primário são nulas.

As condições iniciais desta etapa são dadas por:

$$i_L(t_{i6}) = I_{L6} = 0 \quad (1.114)$$

$$i_T(t_{i6}) = I_{T6} \quad (1.115)$$

$$v_C(t_{i6}) = V_6 \quad (1.116)$$

Aplicando a LKM na malha D-C-L podemos determinar a expressão de $v_D(t)$.

$$v_D(t) + v_C(t) + v_L(t) = 0$$

Mas como $v_L(t) = 0$, pois a corrente neste elemento é nula e constante e, como a tensão no capacitor é:

$$v_C(t) = V_6 \quad (1.117)$$

$$v_C(z) = \bar{V}_6 \quad (1.118)$$

A tensão em D é:

$$v_D(t) = -V_6 \quad (1.119)$$

$$v_D(z) = -\bar{V}_6 \quad (1.120)$$

Do mesmo modo, obtemos para a tensão no SCR as expressões:

$$v_S(t) = V_6 \quad (1.121)$$

$$v_S(z) = \bar{V}_6 \quad (1.122)$$

Aplicando a LKM na malha externa da estrutura e, lembrando que $v_L(t) = 0$ e $v_V(t) = 0$, obtemos:

$$v_E(t) = E + V - v_C(t)$$

E, da equação 1.117 tiramos:

$$v_E(t) = E + V - V_6 \quad (1.123)$$

$$v_E(z) = 1 + \bar{V} - \bar{V}_6 \quad (1.124)$$

Destas equações podemos ver que uma condição para entrar nesta etapa é que a tensão armazenada no capacitor seja maior do que a soma das tensões das fontes E e V (polarização reserva de DE).

Da malha T-DV-V obtemos:

$$v_T(t) + V + v_V(t) = 0$$

Mas como $v_V(t) = 0$ e, substituindo a expressão de $v_T(t)$, obtemos:

$$V + L_T \frac{di_T(t)}{dt} = 0$$

Cuja solução é:

$$i_T(t) = - \frac{V}{L_T} \Delta t + K$$

Mas em t_{i6} , pela condição inicial 1.115, obtemos a solução para K, logo:

$$i_v(t) = i_T(t) = I_{T6} - \frac{V}{L_T} \Delta t \quad (1.125)$$

$$i_v(z) = i_T(z) = \bar{I}_{T6} - \frac{\bar{V}}{m} 2\pi \Delta Z \quad (1.126)$$

E finalmente,

$$v_T(t) = - V \quad (1.127)$$

$$v_T(z) = - \bar{V} \quad (1.128)$$

Estas equações representam o funcionamento de to dos os elementos da estrutura nesta etapa.

A condição de saída desta etapa é o zeramento da corrente $i_v(t)$ isto é, a transferência total da energia, do trans formador para a carga.

1.11 - Montagem da Sequência de Funcionamento

Com a interpretação das equações dos itens anteriores, podemos montar uma sequência de funcionamento global da estrutura, compondo as várias etapas citadas.

A estrutura funciona de um modo monoestável.

Sua única etapa estável é a 1^a, onde o capacitor está carregado com uma tensão superior a E e todas as chaves estão abertas.

O único meio da estrutura operar nas outras etapas é através do disparo do SCR.

Com o disparo, entram em condução o próprio SCR e o diodo DE.

Começa nesta segunda etapa a transferência de energia da fonte para o transformador e, ao mesmo tempo inicia o processo de bloqueio do SCR pela oscilação da corrente e tensão no ramo LC.

A condição de saída desta etapa é a anulação da corrente no SCR, provocando assim a condução do diodo de rodalivre D, e a consequente polarização reversa do SCR.

Como já foi citado o funcionamento da estrutura não muda quando ocorre a troca das etapas 2 para 3.

A condição de saída desta terceira etapa é a anulação da corrente no diodo D.

Quando ocorre esta condição, existem duas possibilidades de mudança. O fator que define a etapa é a tensão no transformador.

Caso a tensão do transformador seja menor do que a tensão da fonte V, o diodo DV entra em condução (etapa 5). Ca

so contrário, somente o diodo DE conduz (etapa 4).

Pode-se verificar que existe um valor mínimo de "m", acima do qual a etapa 4 deixa de existir.

Este valor pode ser determinado pela solução da equação 1.80, para a condição citada (igualdade com \bar{V}), para o pior caso de \bar{V} isto é, $\bar{V} = 0$.

Normalizando e isolando $v_T(z)$ na equação citada, obtemos:

$$v_T(z) = 1 - v_C(z) - v_L(z)$$

Mas, usando a expressão 1.23 podemos chegar na equação:

$$v_T(z) = \frac{m}{m+1} (1 - v_C(z))$$

Substituindo a equação de $v_C(z)$ 1.72, no instante z_{f3}

$$v_T(z_{f3}) = \frac{m}{m+1} (1 - \bar{I}_{L2} \text{sen } 2\pi\Delta z_3 + \bar{V}_2 \text{ cos } 2\pi\Delta z_3)$$

A pior condição ocorre para $\bar{V} = 0$ logo, para DV conduzir basta que $v_T(z_{f3}) = 0$.

Mas levando-se em conta que na etapa anterior (a 2ª) a corrente no capacitor é nula e, que após alguns ciclos de funcionamento da estrutura a tensão armazenada (normalizada) neste é igual $2(1+\bar{V}) = 2$, para $\bar{V} = 0$, obtemos:

$$v_T(z_{f3}) = 0 = \frac{m}{m+1} (1 - 2 \text{ cos } 2\pi\Delta z_3)$$

Resolvendo para Δz_3 e usando esta solução para obter o valor mínimo de "m" na equação 1.76, chega-se ao resultado:

$$m = 3.023$$

Portanto, basta que m seja maior do que 3.023 para que não exista a 4ª etapa de funcionamento.

Deste modo, após a 3ª etapa, a estrutura entra na 4ª ou na 5ª, dependendo do valor de "m".

Caso exista a 4ª etapa, a sua seguinte será necessariamente a 5ª.

A condição de mudança da 4ª para a 5ª etapa é a polarização direta do diodo DV ($v_T(t) < V$).

Durante a 5ª etapa inicia-se a transferência da energia armazenada no transformador para a carga.

Quando a corrente no capacitor zerar, o diodo DE bloqueia, "retirando" o primário do circuito. Resta deste modo somente o diodo DV conduzindo (etapa 6).

Após a descarga completa da energia armazenada no transformador, o diodo DV bloqueia, retornando a estrutura para a primeira etapa, apta a uma nova sequência.

O diagrama de blocos a seguir mostra toda a sequência de funcionamento da estrutura, bem como, as condições de mudança de etapa.

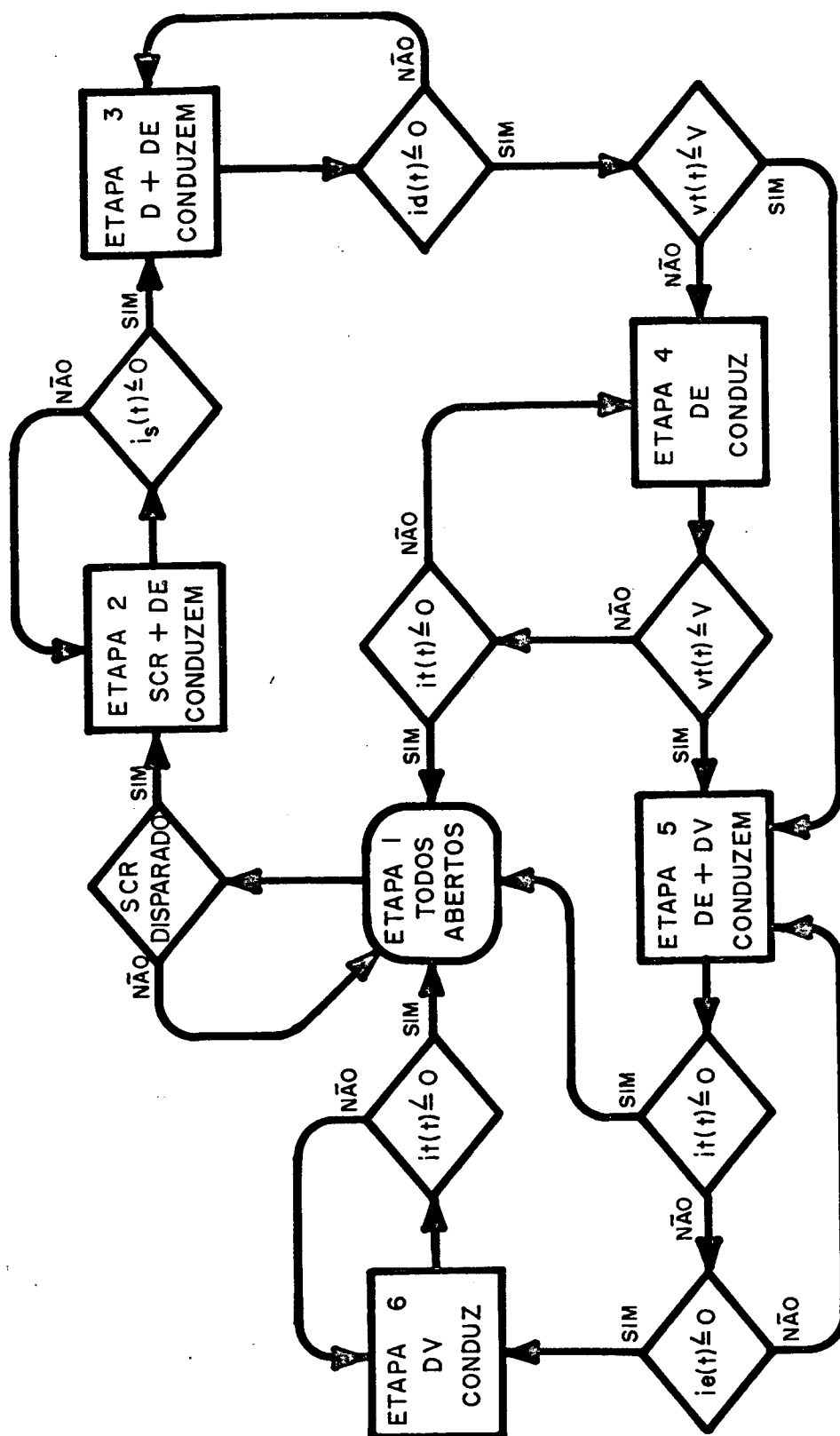


Figura 19 - Diagrama de Sequência de Funcionamento.

1.12 - Formas de Onda Teóricas

Baseado nas equações determinadas na análise teórica, são traçadas a seguir as formas de onda das principais variáveis (normalizadas) da estrutura.

Como todas as equações normalizadas dependem somente de duas variáveis \bar{V} e m , escolheu-se valores característicos para elas ($m = 5$ $\bar{V} = 0,5$) gerando as curvas a seguir.

Os valores das condições iniciais de cada uma das etapas, para os valores citados de m e \bar{V} , são:

Etapa j	\bar{V}_j	\bar{I}_{Tj}	\bar{I}_{Lj}
1	3,0	0	0
2	3,0	0	0
3	-2,91	0,68	0,68
5	2,79	1,18	1,18
6	3,0	0	0

OBSERVAÇÃO: Como o "m" escolhido é maior do que 3,023, não existe a quarta etapa de funcionamento.

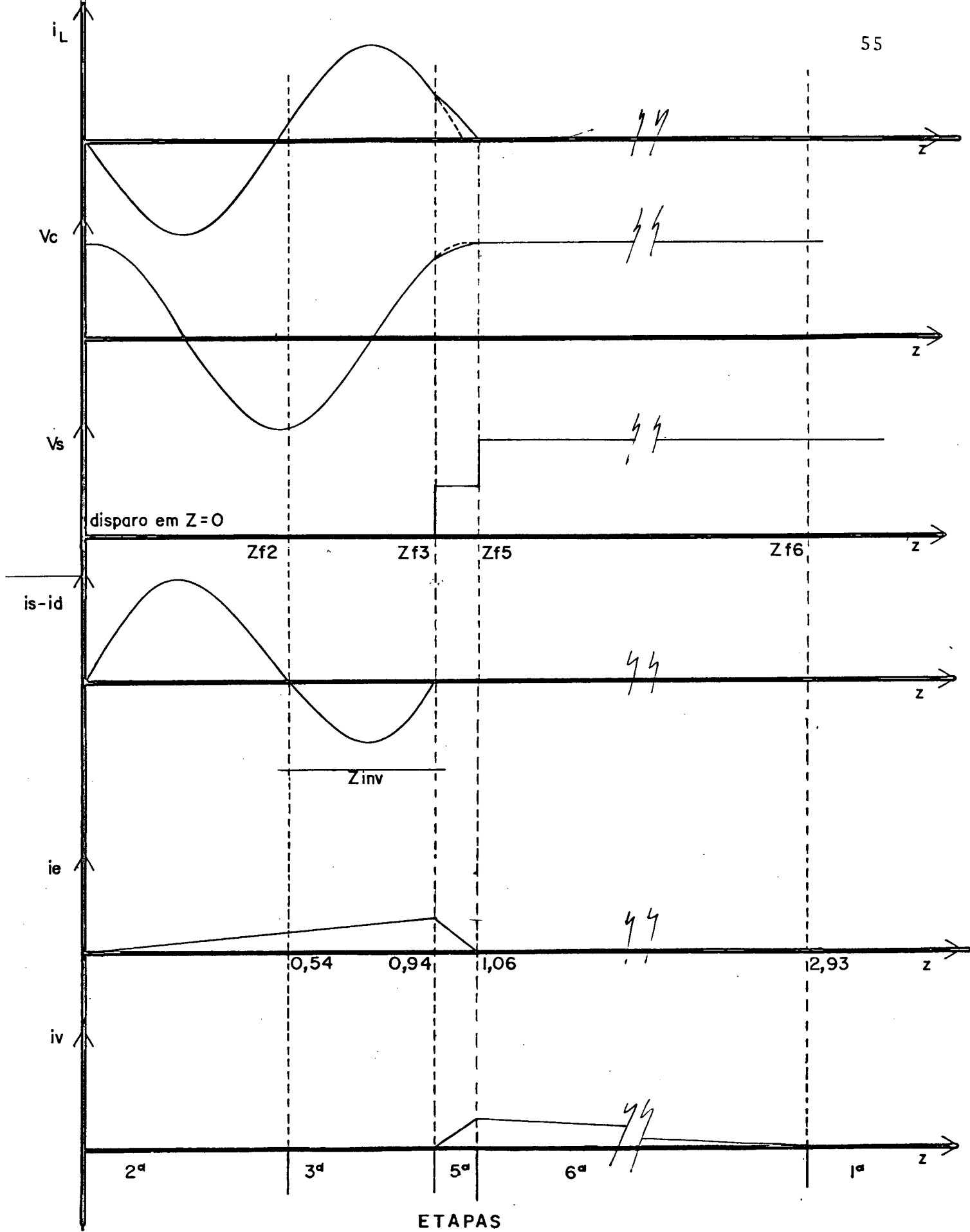


Figura 20 - Formas de Onda das Principais Variáveis.

1.13 - Conclusão

Neste Capítulo foram estudadas qualitativa e quantitativamente cada uma das etapas de funcionamento da estrutura.

Este estudo é a base de toda a análise e projeto posterior.

Baseado na análise das etapas, determina-se a sequência global de funcionamento.

É interessante salientar que a quarta etapa dificilmente existirá (ver item 2.6) pois para tal o "m" deve ser inferior à 3,023.

Verifica-se no próximo Capítulo algumas razões de porque deve-se usar um "m" grande.

O método de análise usado aqui é de grande valia como ferramenta para outros estudos.

A normalização e o estudo independente de cada etapa é de certo modo uma inovação na análise de estruturas de eletrônica de potência. Poucos autores já a utilizaram e em sua maioria no exterior.

C A P Í T U L O 2

MONTAGEM DE ÁBACOS PARA PROJETO

2.1 - Introdução

Baseado nos resultados obtidos anteriormente, po-de-se agora analisar e montar na forma de ábacos, algumas carac-terísticas da estrutura.

Todos os ábacos são montados com base nas expres-sões normalizadas, permitindo deste modo resultados genéricos.

2.2 - Ábaco 01 - $\bar{V} \times m$ - Limite de Estabilidade

Este ábaco expõe a função $\bar{V} \times m$, delimitando a área de instabilidade por falta de tempo de aplicação de tensão inversa durante o bloqueio do SCR.

O método usado consiste em determinar a função $\bar{V} = f(m)$ para o caso limite onde $Z_{inv} = 0$.

Para este ábaco levou-se em conta que a estru-tura estava em regime permanente e, que o disparo do SCR só se dá após a extinção do diodo DV. Desta forma podemos escrever que:

$$I_{L2} = 0 \quad (2.1)$$

$$I_{T2} = 0 \quad (2.2)$$

O caso extremo onde $Z_{inv} = 0$ ocorre quando o pon

to de mínimo da função $i_s(z)$ (eq. 1.50) passa exatamente por $i_s(z) = 0$.

Na figura a seguir estão traçadas várias curvas de $i_s(z)$, para alguns valores de "m".

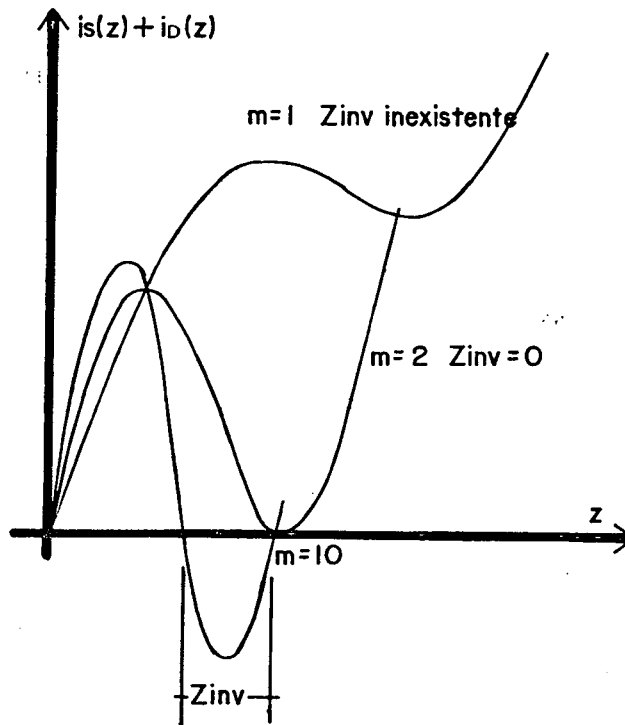


Figura 21 - Corrente $i_s + i_D$ para alguns valores de m.

Esta solução pode ser obtida igualando-se as equações de $i_s(z)$ e sua primeira derivada a zero, eliminando assim o parâmetro, "z".

Substituindo 2.1 e 2.2 na equação 1.50, obtemos:

$$i_s(z) = \frac{2\pi}{m} \Delta z + \bar{V}_2 \text{ sen}(2\pi \Delta z) \quad (2.3)$$

Derivando a expressão acima obtemos:

$$\frac{di_s(z)}{dz} = \frac{2\pi}{m} + \bar{V}_2 2\pi \cos(2\pi \Delta z) \quad (2.4)$$

Igualando a zero ambas as equações (2.3 e 2.4) temos:

$$\frac{2\pi}{m} \Delta z + \bar{V}_2 \operatorname{sen}(2\pi \Delta z) = 0$$

$$1 + \bar{V}_2 m \cos(2\pi \Delta z) = 0$$

Isolando $2\pi \Delta z$ na segunda equação e substituindo na primeira, obtemos:

$$\frac{\pi}{m} + \frac{1}{m} \cos^{-1} \left(\frac{1}{m \bar{V}_2} \right) + \bar{V}_2 \operatorname{sen} \left(\cos^{-1} \left(\frac{-1}{m \bar{V}_2} \right) \right) = 0$$

$$\text{Mas como, } \operatorname{sen}(\cos^{-1}(a)) = \sqrt{1 - a^2}$$

Substituindo na anterior, obtemos:

$$\pi + \cos^{-1} \left(\frac{1}{m \bar{V}_2} \right) + \sqrt{(m \bar{V}_2)^2 - 1} = 0 \quad (2.5)$$

Que é a equação desejada. Só pode ser solucionada por um método iterativo pois é transcendental.

Usando o processo de Newton-Raphson, obtemos a seguinte equação de iteração:

$$\bar{V}_{2i+1} = \bar{V}_{2i} - \bar{V}_{2i} \cdot \left(1 - \frac{(\pi + \cos^{-1}(1/(m \bar{V}_{2i}))) \sqrt{(m \bar{V}_{2i})^2 - 1}}{(m \bar{V}_{2i})^2 + 1} \right) \quad (2.6)$$

O resultado obtido está traçado na Figura 22.

É interessante notar a existência de uma área (a esquerda da curva) na qual ocorre falta de t_{inv} .

Este problema é crítico, principalmente durante a partida da estrutura, pois neste caso a tensão de saída é nula.

O limite para "m", levando em conta a partida da fonte, é de 2.042, como pode-se observar no ábaco.

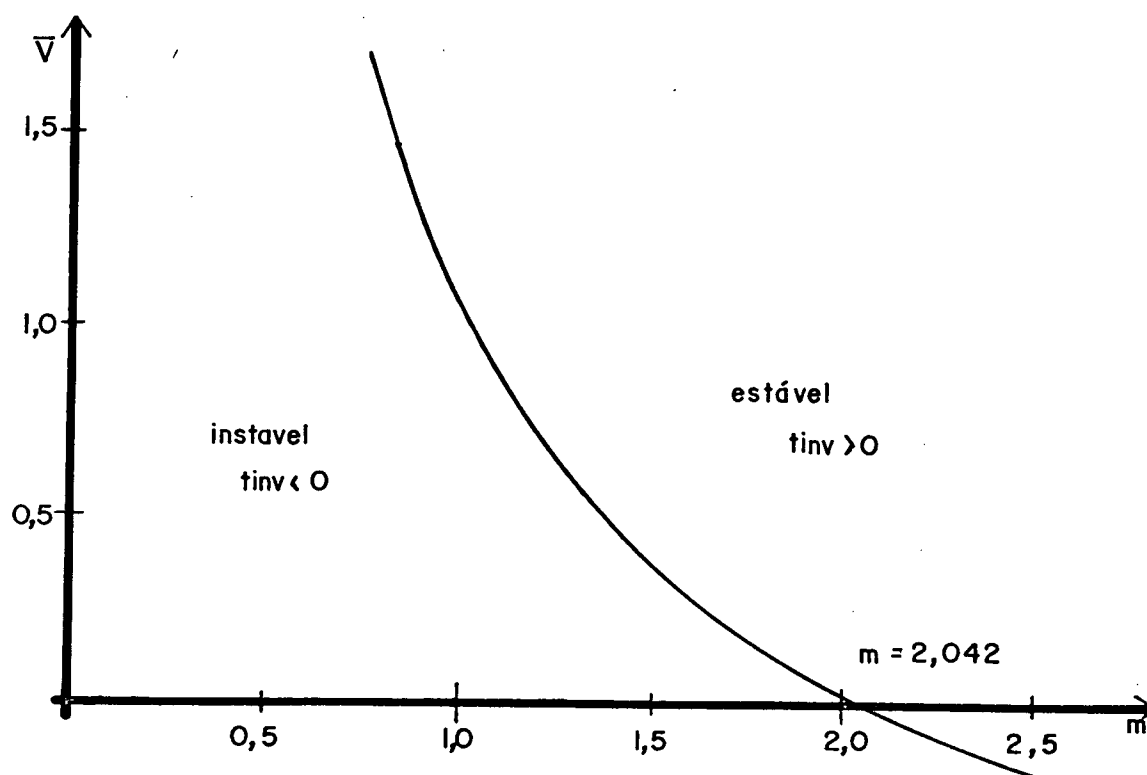


Figura 22 - Limite de Estabilidade

2.3 - Ábacos 02, 03 e 04 - Intervalo de Aplicação de Tensão Inversa no SCR

Estes ábacos relacionam os instantes inicial (z_{f2}),

final (z_{f3}) da terceira etapa e o intervalo entre estes (Z_{inv}), com os parâmetros " \bar{V} " e " m ".

O método usado é similar ao do âbaco anterior.

Determina-se os instantes onde ocorrem o zeramento das correntes no SCR e no diodo D os quais são respectivamente z_{f2} e z_{f3} (Figura 23).

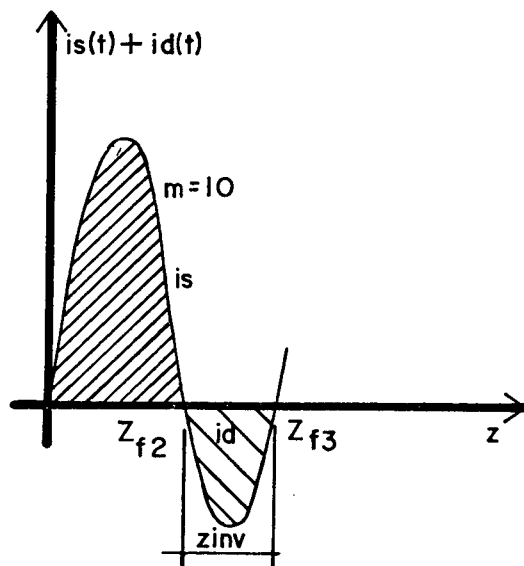


Figura 23 - Correntes no SCR e Diodo D.

Tomando a equação 2.3 e, igualando-a a zero, obtemos:

$$\frac{2\pi}{m} \Delta z + \bar{V}_2 \text{sen} (2\pi \Delta z) = 0 \quad (2.7)$$

Como esta equação é transcendental, sua solução pode ser obtida com a equação de iteração abaixo (Newton-Raphson).

$$z_{i+1} = z_i - \frac{\pi z_i + m(1+\bar{V}) \cdot \text{sen} (2\pi z_i)}{\pi + m(1+\bar{V}) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \text{cos} (2\pi z_i)} \quad (2.8)$$

A convergência para um ou outro ponto depende somente do valor inicial escolhido.

O instante onde ocorre o ponto de mínimo da função é obtido pela equação abaixo.

$$Z_{\min} = 0,5 + \frac{1}{2\pi} \cos^{-1} \left(\frac{1}{m \cdot 2(1+\bar{V})} \right) \quad (2.9)$$

Este pode ser usado como ponto de partida para ambos os instantes a calcular.

Para o instante inicial do intervalo inicializa-se o processo com um valor igual a 90% de Z_{\min} . E para o valor final do mesmo, toma-se 110% de Z_{\min} .

O valor do tempo de aplicação de tensão reversa sobre o tiristor (Z_{inv}) é obtido pela diferença entre estes dois instantes.

$$Z_{\text{inv}} = Z_{f3} - Z_{f2} \quad (2.10)$$

Os primeiros dois ábacos a seguir mostram a função Z_{inv} x $m(\bar{V})$. Estão separados em duas páginas somente para aumentar a definição gráfica entre as curvas.

Os dois seguintes representam Z_{f2} e Z_{f3} respectivamente.

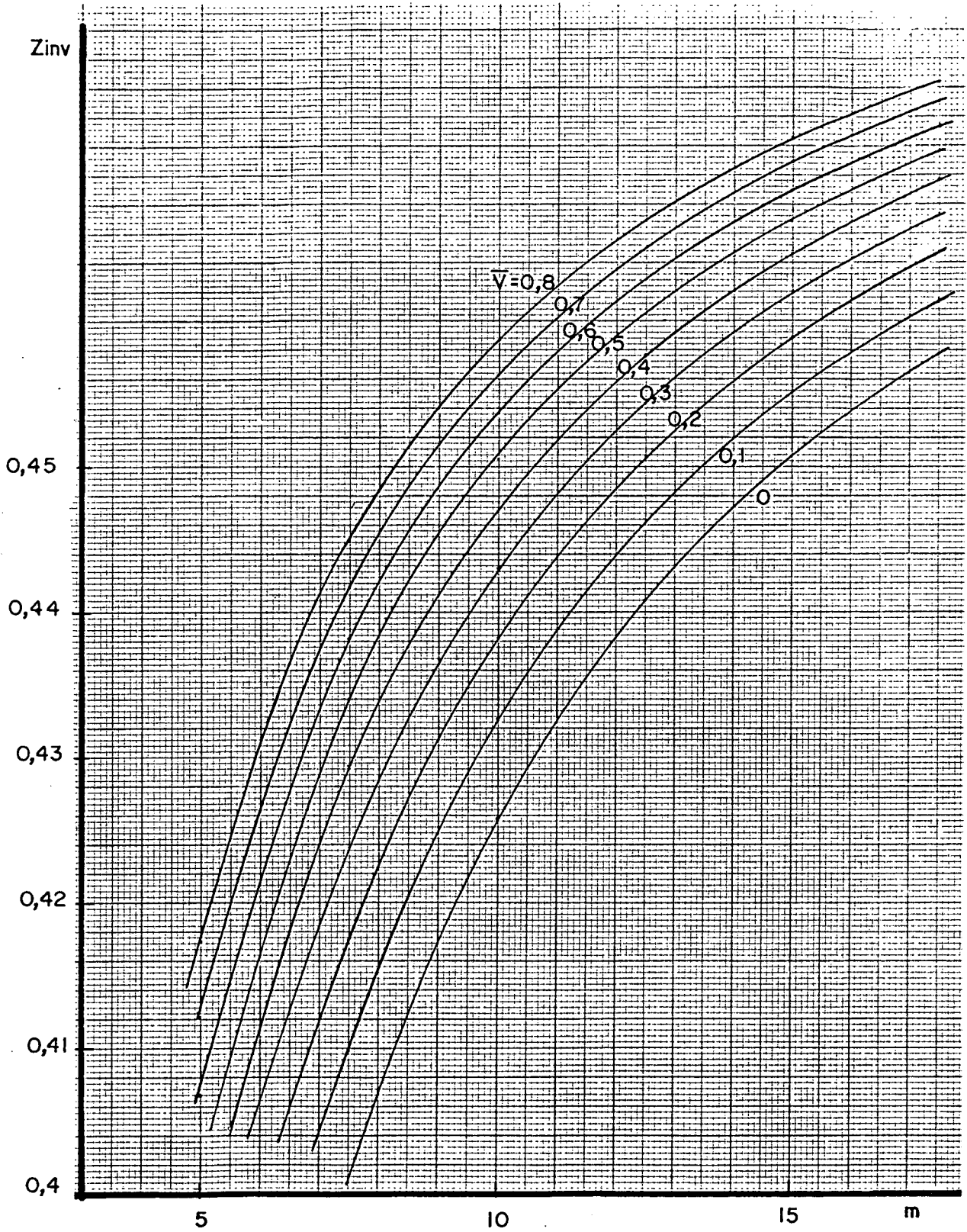


Figura 24.A - Ábaco 02 - $Z_{inv} \times m (\bar{V})$.

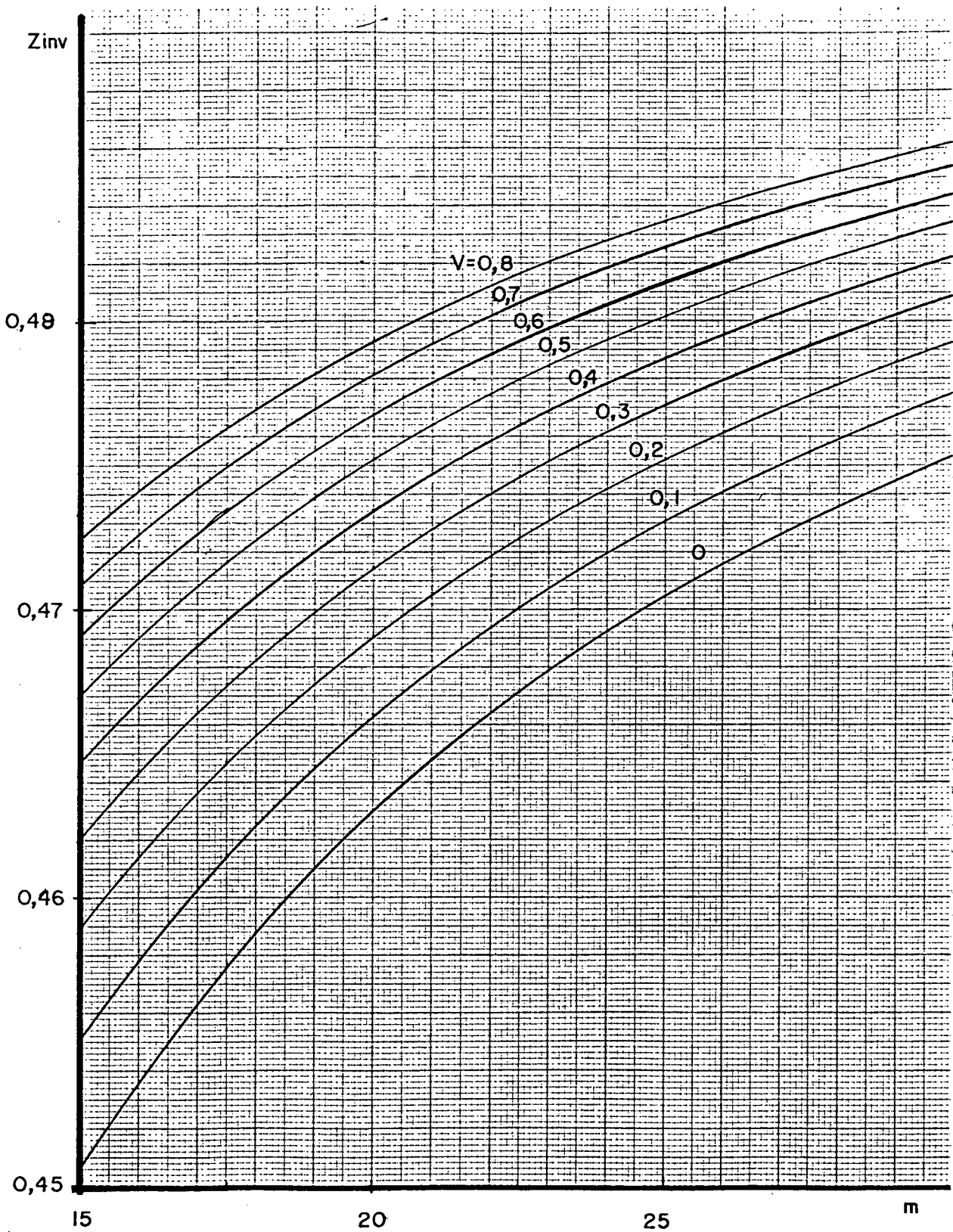


Figura 24.B - Ábaco 02 - $Z_{inv} \times m (\bar{V})$

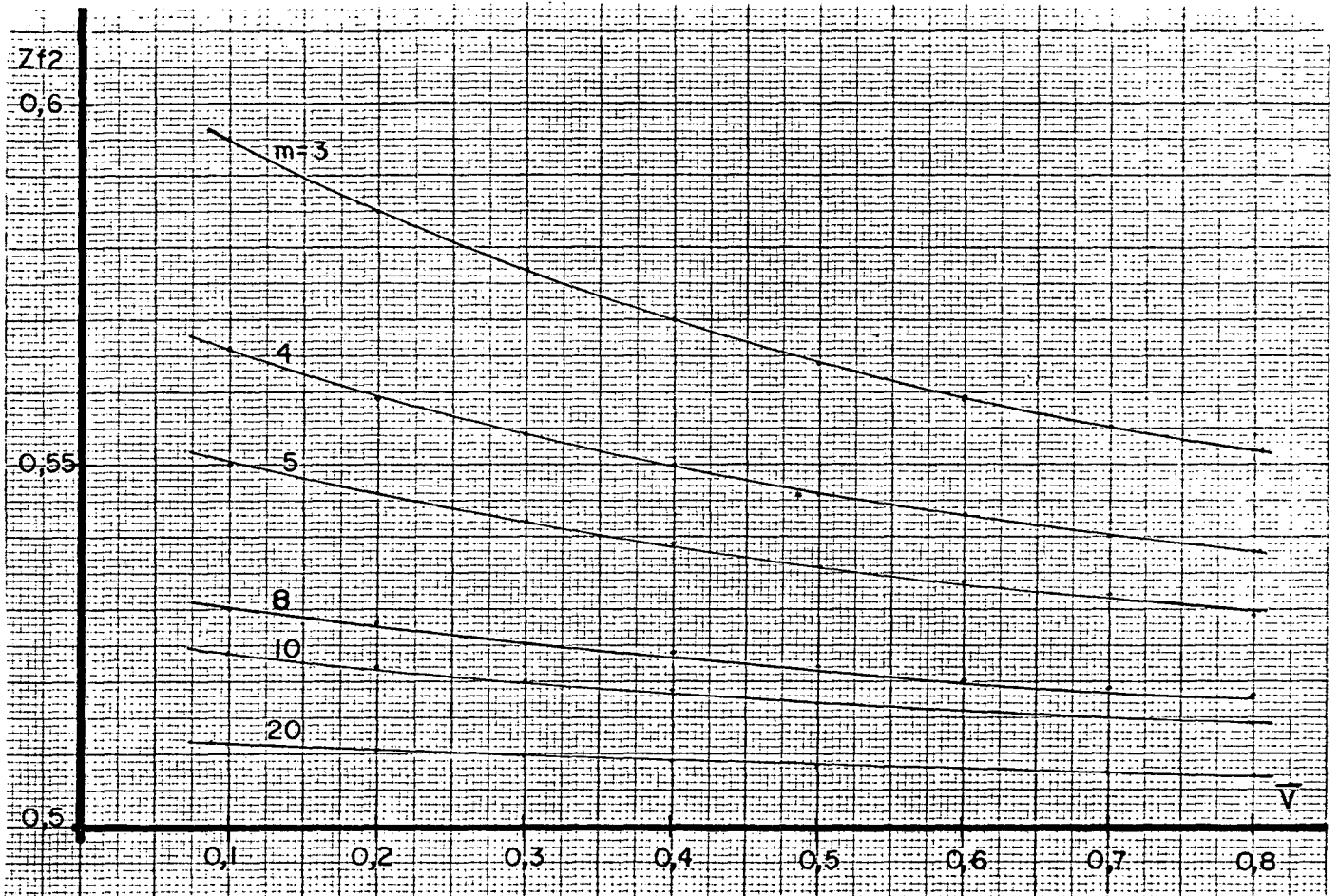


Figura 25 - Ábaco 03 - Z_{f2} x \bar{V} (m).

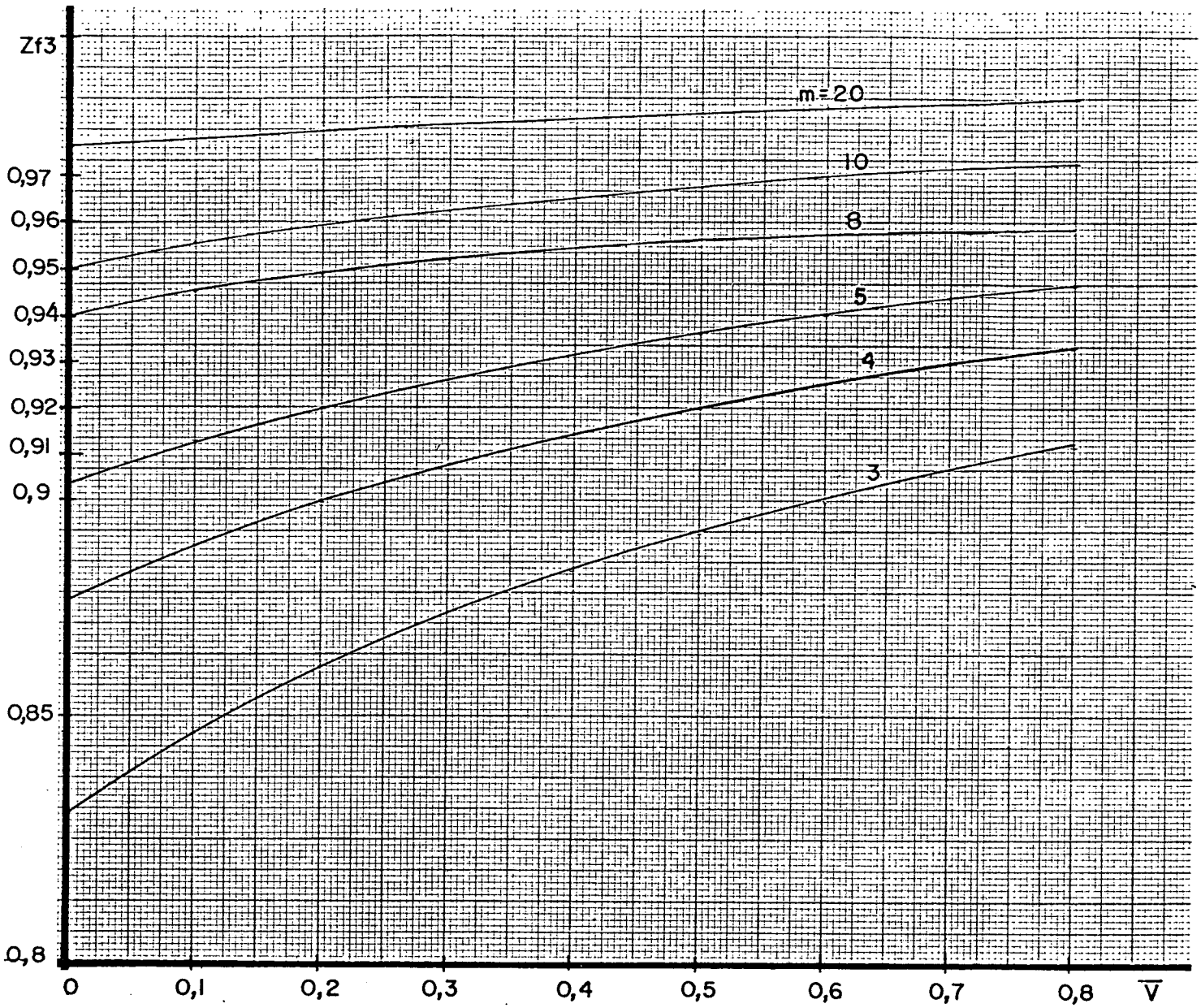


Figura 26 - Abaco 04 - $Z_{f3} \times \bar{V}(m)$.

2.4 - Ábacos 05 e 06 - Freqüência e Potência Máximas

Estes ábacos relacionam a freqüência de operação máxima normalizada (\bar{f}_{\max}) e a potência máxima (\bar{P}_{\max}) também normalizada, com os parâmetros \bar{V} e m .

Como a estrutura é do tipo fly-back, a freqüência máxima de operação está limitada pela freqüência de ressonância (f_0) e também pelo tempo de descarga da energia armazenada no transformador, através de seu secundário.

Logo, calculando o intervalo de tempo entre o disparo do SCR e o bloqueio do diodo DV, estaremos determinando a freqüência máxima de operação.

Quanto a potência máxima, é dada pela energia transferida à carga em cada ciclo, multiplicada pela freqüência máxima de operação.

A transferência de energia para a carga ocorre quando o diodo DV está conduzindo logo, somente nas etapas 5 e 6 da seqüência de funcionamento.

A etapa 4 será desprezada no cálculo da freqüência máxima porque um fator "m" menor do que 3.023 dificilmente ocorre pois, com um "m" baixo a influência da tensão de saída sobre a estabilidade aumenta.

Os valores iniciais das variáveis de estado são:

$$\bar{I}_{L5} = i_L(Z_{f3}) \quad (2.11)$$

$$\bar{I}_{T5} = i_T(Z_{f3}) \quad (2.12)$$

$$\bar{V}_5 = v_C(Z_{f3}) \quad (2.13)$$

A energia transferida durante a etapa 5 é dada pela equação abaixo.

$$\bar{W}_5 = \int_{z_{i5}}^{z_{f5}} p_5(z) dz \quad (2.14)$$

Fazendo $z_{i5} = 0$ e calculando z_{f5} pela equação abaixo (retirada da equação 1.103), determinamos os limites de integração

$$z_{f5} = 0,5 - \frac{1}{2\pi} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\bar{I}_5}{1+\bar{V}-\bar{V}_5} \right) \quad (2.15)$$

A potência instantânea é dada por,

$$p_5(z) = \bar{V} \cdot i_v(z)$$

Mas, substituindo a equação 1.113 e esta última na equação 2.14, obtemos:

$$\bar{W}_5 = \int_0^{z_{f5}} \left(\bar{V} \cdot \bar{I}_{L5} - \frac{2\pi\bar{V}^2}{m} \Delta z - \bar{I}_{L5} \cos(2\pi \Delta z) - (1+\bar{V}-\bar{V}_5) \operatorname{sen}(2\pi \Delta z) \right) dz$$

Cuja solução é:

$$\bar{W}_5 = \bar{V} \bar{I}_{L5} (z_{f5}) - \frac{1}{2\pi} \operatorname{sen}(2\pi z_{f5}) - \frac{\bar{V}^2 \pi}{m} z_{f5}^2 + \frac{(1+\bar{V}-\bar{V}_5)}{2\pi} \bar{V} \cos(2\pi z_{f5}) \quad (2.16)$$

Para a etapa 6, a condição inicial da corrente no transformador é:

$$\bar{I}_{T6} = i_T(z_{f5}) \quad (2.17)$$

A energia transferida para a carga durante esta etapa é dada pela solução de:

$$\bar{W}_6 = \int_{z_{i6}}^{z_{f6}} p_6(z) \cdot dz \quad (2.18)$$

Fazendo $z_{i6} = 0$ e, calculando z_{f6} pela equação a baixo (retirada da equação 1.126),

$$z_{f6} = \frac{m \bar{I}_{T6}}{2\pi \bar{V}} \quad (2.19)$$

E como a potência instantânea é dada por:

$$p_6(z) = \bar{V} \cdot i_v(z)$$

Podemos substituir a equação 1.126 e esta última na equação 2.18, obtendo:

$$\bar{W}_6 = \int_0^{z_{f6}} \left(\bar{V} \cdot \bar{I}_{T6} - \frac{\bar{V}^2}{m} 2\pi \Delta z \right) dz$$

Cuja solução é:

$$\bar{W}_6 = \bar{V} \left(\bar{I}_{T6} \cdot z_{f6} - \frac{\bar{V}}{m} \pi z_{f6}^2 \right) \quad (2.20)$$

A energia total transferida, por ciclo é dada en tão pela somas das equações 2.16 com a 2.20.

$$\bar{W}_{total} = \bar{W}_5 + \bar{W}_6 \quad (2.21)$$

A frequência máxima de operação, normalizada, pode ser obtida calculando o valor de Z_{f3} pelo ítem anterior e adicionando às equações 2.15 e 2.19, então:

$$\bar{f}_{\max} = \frac{1}{Z_{f3} + Z_{f5} + Z_{f6}} \quad (2.22)$$

E por fim, a potência máxima normalizada é obtida pelo produto das equações 2.22 e 2.21, resultando:

$$\bar{P}_{\max} = \bar{W}_{\text{total}} \cdot \bar{f}_{\max} \quad (2.23)$$

Nos dois ábacos a seguir estão expostas estas duas funções, como resultado das equações 2.22 e 2.23 acima.

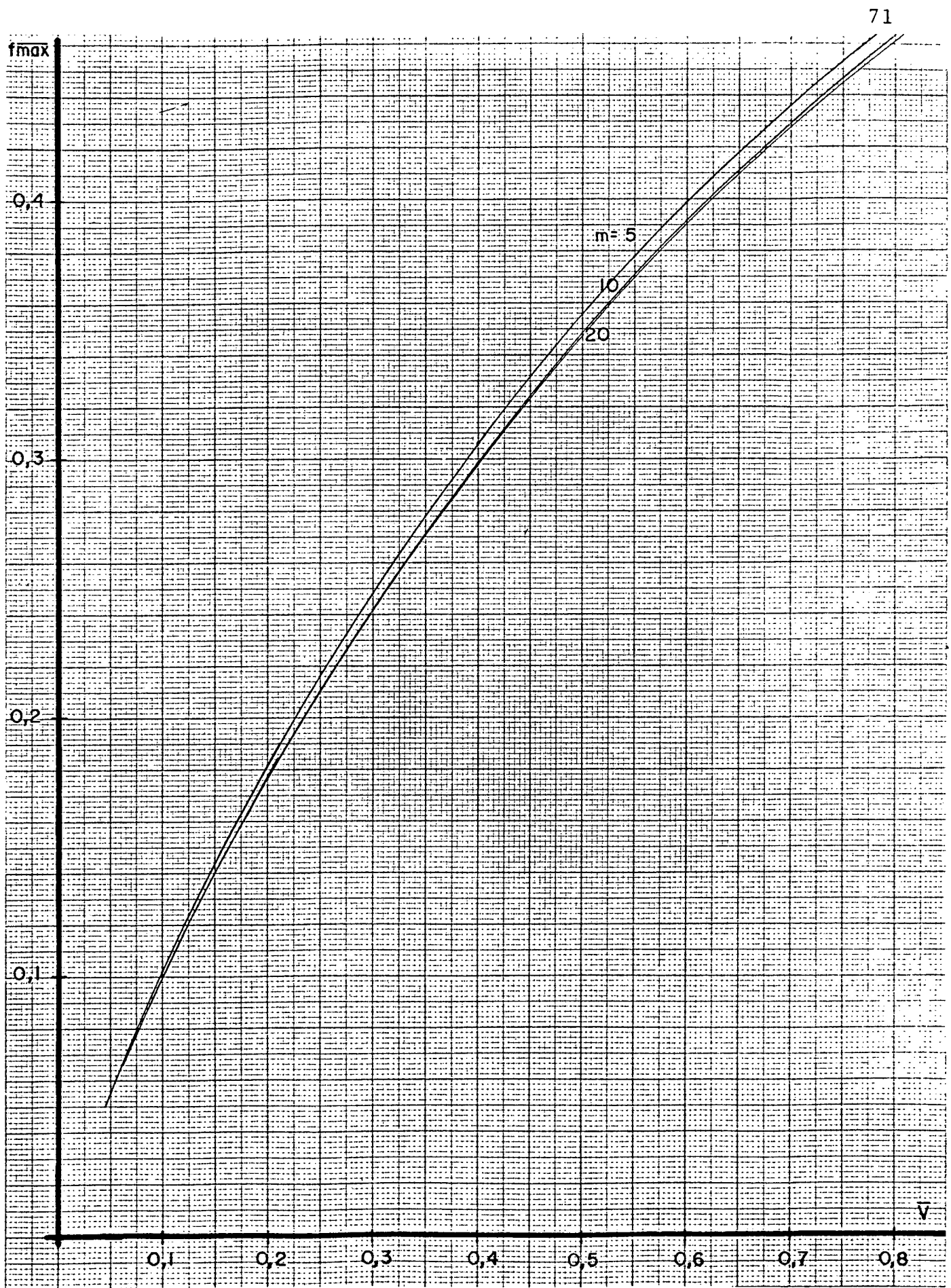


Figura 27 - Ábaco 05 - \bar{f}_{max} x $\bar{V}(m)$.

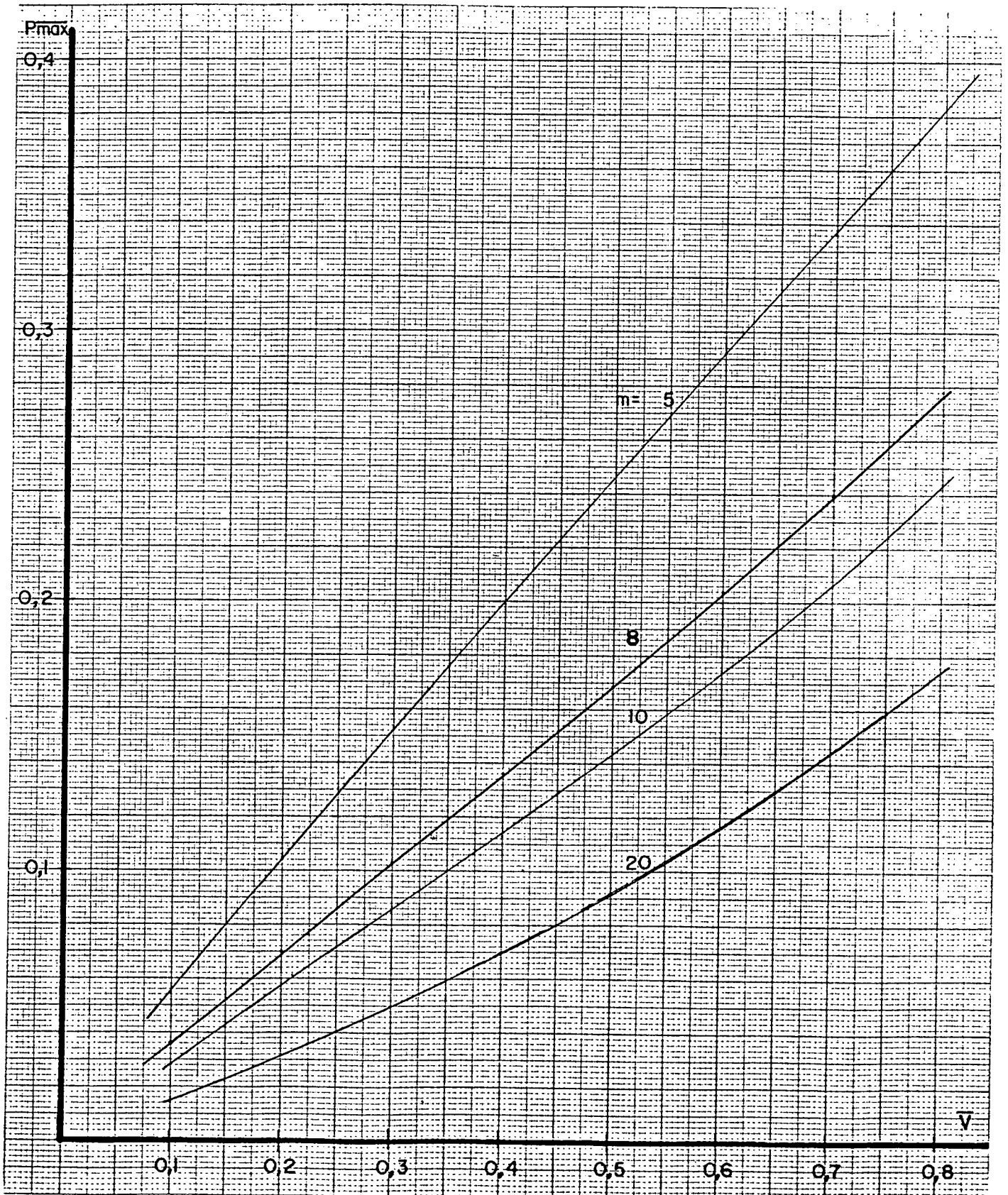


Figura 28 - Ábaco 06 - \bar{P}_{\max} x $\bar{V}(m)$.

2.5 - Ábaco 07 - Limite de Tensão

Relaciona o máximo valor de \bar{V} com a tensão direta repetitiva máxima do SCR, para dois valores de tensão de entrada.

O método consiste em determinar a máxima tensão que o SCR deverá suportar durante a sequência de funcionamento da estrutura.

Neste cálculo é feita uma previsão de variação da tensão de entrada de 20%.

Como pode ser observado, na prática, o valor máximo de tensão sobre o SCR (tensão máxima no capacitor) é muito difícil de calcular devido às oscilações que ocorrem no circuito (ver fotografias no Capítulo 4).

Deste modo, tomando o valor máximo da tensão no capacitor para circuito $\bar{E}VCL$, obtemos:

$$V_{smax} = 2.E (1 + \bar{V})$$

Levando ao caso crítico, onde a tensão de entrada é máxima (1,2 E) e, igualando à tensão V_{DROM} obtemos:

$$V_{DROM} = 2.E (1,2 + \bar{V})$$

Isolando o valor de \bar{V} .

$$\bar{V}_{max} = \frac{V_{DROM}}{2 E} - 1,2 \quad (2.24)$$

Esta equação é usada para traçar o ábaco a seguir.

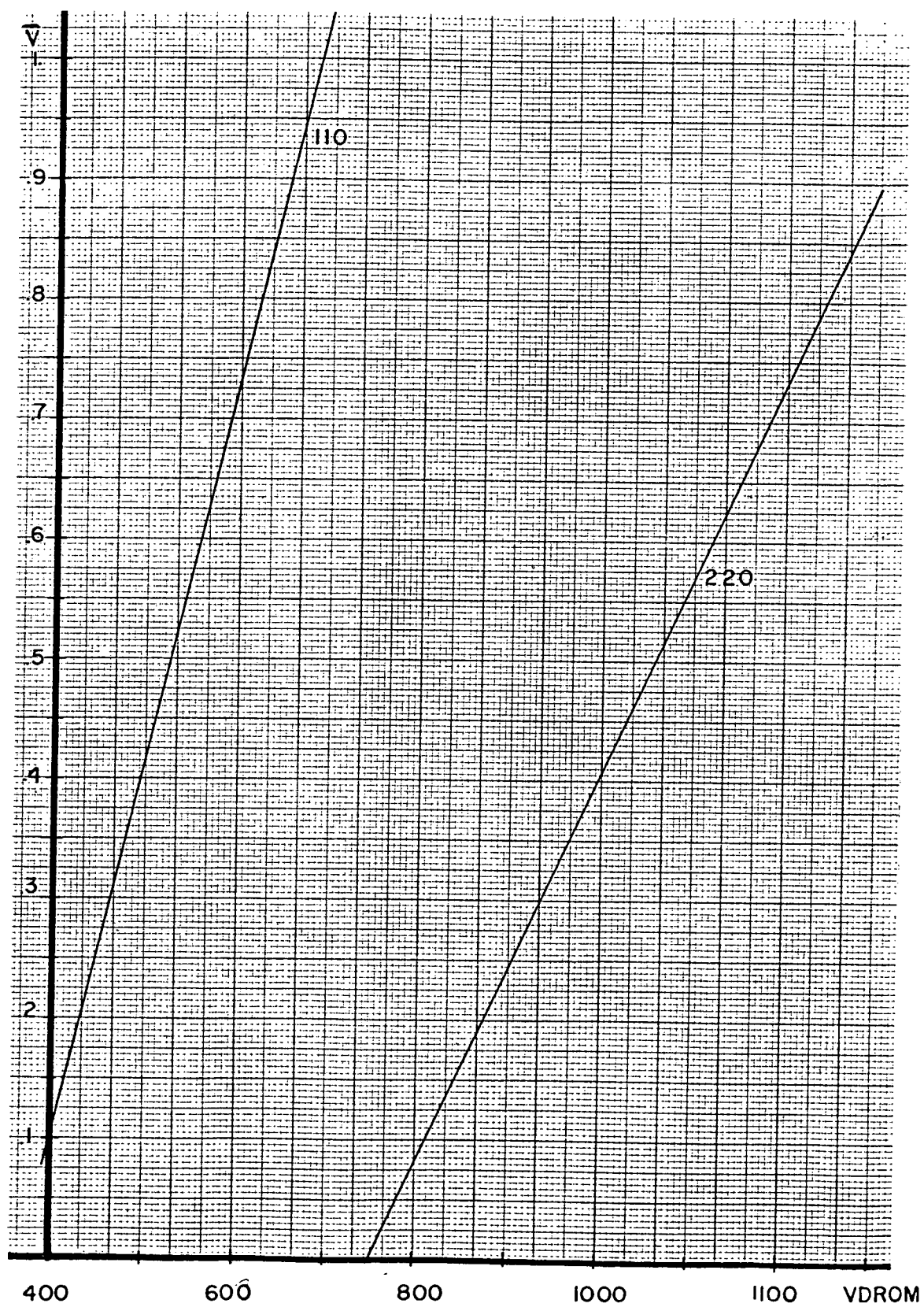


Figura 29 - Ábaco 07 - Limite de Tensão.

2.6 - Conclusão

Neste Capítulo montou-se um conjunto de ábacos genéricos para o projeto da estrutura proposta.

O ábaco 01 mostra a necessidade de um "m" mínimo para cada valor de t_q do SCR. Só é exposto o limite de estabili
dade para o caso de $t_q = 0$.

Na medida em que o t_q aumenta, o valor mínimo possível de "m" também aumenta.

Esta é uma das razões para a não existência da 4ª etapa de funcionamento.

Nos ábacos 2, 3 e 4, é interessante salientar que, para baixos valores de "m", aumenta a variação de Z_{inv} com \bar{V} . Logo, aumenta a possibilidade de falha do bloqueio do SCR. É mais uma razão para usar "m" grande.

Pode-se notar a limitação de tensão de rede for
necida pela ábaco 07, devido ao fato da tensão máxima repetitiva direta do SCR ser limitada. Nos SCR's comerciais este limite es
tã na faixa de 600 à 800 volts, em geral. Isto mostra que, para uma rede de 220 volts é necessário o uso de mais de um SCR em sé
rie, a não ser que o \bar{V} usado seja muito baixo.

Os ábacos e considerações obtidas neste Capítulo podem ser usados na análise e projeto de qualquer fonte baseada na estrutura em questões. Constituindo deste modo uma grande con
tribuição à novos estudos na área.

C A P Í T U L O 3

PROJETO DA ESTRUTURA

3.1 - Introdução e Metodologia

Toda a análise efetuada até este ponto é normalizada para valores-base de tensão, corrente, potência e tempo.

Esta normalização é uma ótima ferramenta de análise mas, torna um pouco complicada a obtenção de valores reais para o projeto.

O problema do projeto consiste então em fixar alguns dados conhecidos para determinar os valores-base. Após determinar um primeiro valor-base, o restante do projeto torna-se relativamente simples, utilizando-se dos ábacos do Capítulo anterior.

Como existe um número bastante grande de variáveis, é necessário a especificação de algumas como ponto de partida.

Logicamente as variáveis do usuário (características mais externas, mais próximas do usuário, como por exemplo potência e tensão de saída), são usadas como dados de partida.

Outro aspecto a ser salientado é que, como não existem SCR's rápidos e de baixo custo em grande variedade no mercado nacional, este componente torna-se um limitante do projeto, podendo também ser usado como ponto de partida.

Dentre todas as características do SCR, quando usado nesta função, o tempo de bloqueio (t_q) e a corrente RMS máxima são os que mais interessam no algoritmo de projeto usado.

Por isso, usando estes dois fatores e algumas outras variáveis para partida, pode-se estruturar o projeto.

O procedimento seguido consiste na montagem de um ábaco, específico para os dados escolhidos, que relacione a potência obtida na saída para uma dada frequência de ressonância, tomando como parâmetro a relação de transformação.

3.2 - Cálculo e Montagem do Ábaco de Partida

O primeiro passo no projeto consiste na determinação da frequência de ressonância (f_0).

A solução analítica para este parâmetro é bastante complexa, por esta razão escolheu-se desenvolver um ábaco que relacione a potência na saída (P_o) com a frequência de ressonância (f_0), tomando a relação de transformação (N) como parâmetro.

O procedimento é pois, escolher uma relação de transformação e, para uma potência desejada, determinar a freqüência.

A elaboração do ábaco requer as seguintes variáveis de partida:

- V_o - Tensão de saída (Volts)
- E - Tensão de entrada (Volts)
- ΔE - Variação da tensão de entrada (% de E)
- t_q - Tempo de bloqueio do SCR escolhido
- I_{SRMS} - Corrente RMS máxima no SCR

O procedimento para a montagem deste ábaco consis

te em fixarmos um valor para a relação de transformação e, variando o valor da frequência de ressonância, calcular a potência máxima de saída. Executando este procedimento para vários valores de N, podemos montar o ábaco em questão.

O cálculo de cada ponto do ábaco segue os seguintes passos.

1º PASSO - DADOS DE ENTRADA

Monta-se o conjunto de variáveis de partida dando valores para E, ΔE , V_o , t_q e I_{SRMS} .

2º PASSO - CÁLCULO DE \bar{V} E Z_q

Determina-se o valor da tensão de saída referida ao primário normalizada.

$$\bar{V} = \frac{V_o \cdot N}{E} \quad \text{pu} \quad (3.1)$$

O tempo de aplicação de tensão inversa normalizado necessário para garantir o bloqueio do SCR é calculado por:

$$z_q = t_q \cdot f_o \quad \text{pu} \quad (3.2)$$

3º PASSO - DETERMINAÇÃO DE m

Com os valores de " \bar{V} " e Z_{inv} podemos determinar o valor da relação "m", com a ajuda do ábaco 02 do Capítulo anterior.

4º PASSO - DETERMINAÇÃO DE Z_{f2} e t_{f2}

O intervalo de tempo entre o disparo e a extin

ção do SCR pode ser obtido levando os valores de " \bar{V} " e " m " no á baco 03, determinando seu valor normalizado Z_{f2} .

O valor em segundos pode ser obtido pela equação a seguir.

$$t_{f2} = \frac{Z_{f2}}{f_o} \quad \text{seg (3.3)}$$

5º PASSO - DETERMINAÇÃO DE \bar{f}_{\max} \bar{P}_{\max}

A frequência máxima permissível normalizada pode ser obtida no ábaco 05, com os valores de " \bar{V} " e " m ".

A potência máxima normalizada é dada pelo ábaco 06, com os mesmos dados de entrada.

6º PASSO - CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA

Como será visto no ítem 3.4 posteriormente, a potência de saída em Watts é dada por:

$$P_o = K E^2 f \quad \text{watts (3.4)}$$

Onde K é uma constante, não interessando seu valor neste instante.

Supondo uma variação da tensão de entrada necesariamente a frequência também variará para manter constante a potência de saída.

É necessário reservar aqui, uma margem de variação da frequência de operação entre o valor máximo, dado pelo valor mínimo da tensão de entrada ($E - \Delta E$), e seu valor médio, dado por E .

Substituindo as variações de tensão e frequência

na equação anterior, obtemos:

$$P_o = K (E \pm \Delta E)^2 (f \mp \Delta f)$$

Ou

$$P_o = K E^2 f (1 \pm \frac{\Delta E}{E})^2 (1 \mp \frac{\Delta f}{f})$$

Logo

$$f \mp \Delta f = \frac{f}{(1 \pm \Delta E / E)^2}$$

E, para o valor máximo de frequência, obtemos:

$$f_{\max} = f + \Delta f = \frac{f}{(1 - \frac{\Delta E}{E})^2}$$

Definindo razão cíclica como sendo,

$$\delta = \frac{f}{f_o}$$

Normalizando f_{\max} com T_{BA} obtemos a expressão da razão cíclica.

$$\delta = (1 - \frac{\Delta E}{E})^2 \cdot \bar{f}_{\max} \quad (3.5)$$

7º PASSO - CÁLCULO DE f E \bar{P}_o

A frequência de operação pode ser calculada agora, pela seguinte expressão.

$$f = f_o \cdot \delta \quad \text{Hertz (3.6)}$$

A potência da saída é dada por:

$$P_o = \bar{P}_o \cdot P_{ba} = K E^2 f \quad \text{watts (3.7)}$$

Mas como a potência máxima é calculada por:

$$P_{\max} = \bar{P}_{\max} \cdot P_{ba} = K E^2 f_{\max} \quad \text{watts (3.8)}$$

Podemos usar esta equação para eliminar P_{ba} da equação 3.7, obtendo então:

$$\bar{P}_o = \bar{P}_{\max} \cdot \frac{\delta}{f_{\max}} \quad \text{pu (3.9)}$$

8º PASSO - CÁLCULO DA INDUTÂNCIA L

A indutância do circuito ressonante L pode ser calculada utilizando a expressão para a corrente eficaz no SCR. Deduzindo esta expressão e isolando o valor de L obtemos:

$$L^2 = f \cdot \frac{E^2}{I_{SRMS}^2} \cdot \left(\frac{t_{f2}^2}{3m^2} + \frac{2\bar{V}_2}{m w_o^2} \left(t_{f2} \cdot \sqrt{1-A^2} - \frac{A}{w_o} \right) + \frac{\bar{V}_2^2}{w_o^2} \left(\frac{t_{f2}}{2} - \frac{A}{2w_o} \sqrt{1-A^2} \right) \right) \quad \text{Henry (3.10)}$$

$$\text{Onde } A = \frac{E \cdot t_{f2} \cdot w_o}{m V_2}$$

9º PASSO - CÁLCULO DA POTÊNCIA-BASE

Com os dados obtidos e, usando a equação da de finição de P_{BA} , obtemos:

$$P_{BA} = \frac{E^2}{Lw_o} \quad \text{watts} \quad (3.11)$$

10º PASSO - CÁLCULO DA POTÊNCIA DE SAÍDA

Por fim, a potência de saída é dada por:

$$P_o = \bar{P}_o \cdot P_{BA} \quad \text{watts} \quad (3.12)$$

Efetuando-se estes dez passos para vários valores de f_o e N podemos montar o ábaco exposto logo abaixo.

Os dados de partida usados são:

$$E = 110 \sqrt{2} = 155,56 \text{ volts}$$

$$\Delta E = 31,113 \text{ volts (20\%)}$$

$$V_o = 12 \text{ volts}$$

SCR - Fabricante → RCA

Modelo → S3704M

$$t_q = 6,5 \mu\text{S (médio)}$$

Quanto à corrente RMS máxima do SCR, usaremos aqui um valor acima do especificado pelo fabricante pois, na prá

tica observa-se que ocorre uma redução da corrente neste componente, devido às perdas e a redução da tensão sobre o capacitor do circuito ressonante.

Tomando um valor 40% acima do especificado, temos então:

$$I_{SRMS} = 7 \text{ amperes}$$

Com estes dados e, usando o programa exposto no apêndice B montou-se o ábaco da Figura 30.

Levando em conta o fato de que o rendimento observado na estrutura, na prática, está na faixa de 50 a 65%, podemos especificar a potência de saída bem acima da desejada (60 Watts), de modo a aproximarmos os resultados reais dos requeridos.

$$P_o = 60 / 0,5 = 120 \text{ Watts}$$

Quanto à relação de transformação, o ideal seria escolher a mais alta possível para assim reduzir a corrente sobre o SCR. Mas verifica-se que na prática, um alto N traz muitos problemas de acoplamento magnético no transformador, aumentando a indutância de dispersão e, causando sobretensões no SCR durante o chaveamento, podendo provocar inclusive, um curto-circuito na fonte.

O limite superior para a relação de transformação pode ser calculado com o valor de \bar{V}_{max} do ábaco 07 e o valor de V_o .

$$N_{max} = \bar{V}_{max} \cdot \frac{E}{V_o} = 9$$

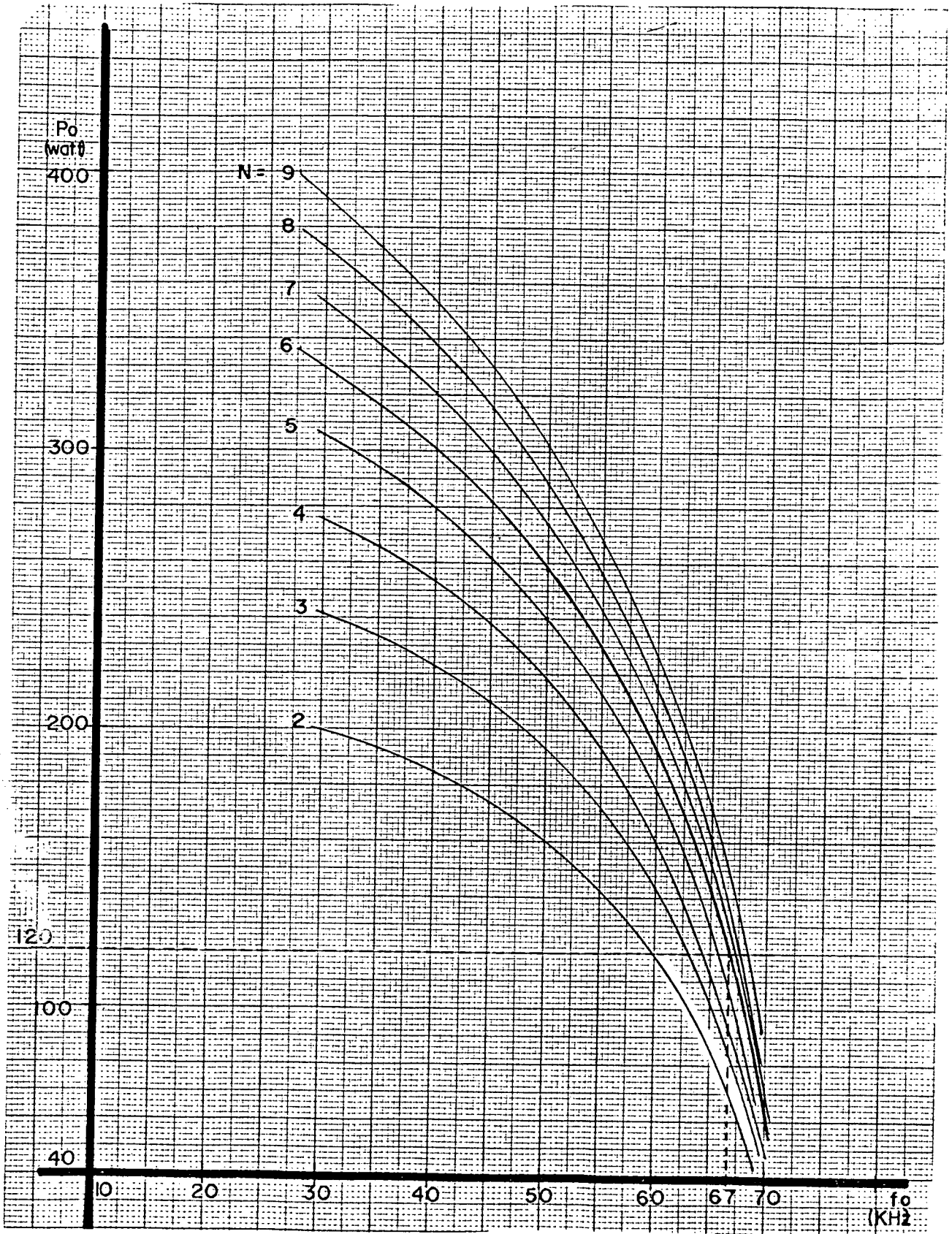


Figura 30 - Potência de Saída em Função da Frequência de Ressonância e Relação de Transformação.

A redução da relação de transformação força uma redução da frequência de operação, para uma mesma potência de saída, o que também não é interessante, pois aumenta o volume dos componentes magnéticos.

Levando em conta o fato de que o limite audível fica próximo de 16 KHz, pode-se usar este valor para escolher uma relação de transformação apropriada.

A que melhor se ajusta nestas condições é a curva de $N = 6$, como pode ser comprovado efetuando-se o cálculo de f dado anteriormente.

Logo, para $N = 6$ e $P_o = 120$ Watts, obtemos:

$$f_o = 67 \text{ KHz}$$

Podemos agora retornar o cálculo para determinar todos os parâmetros da estrutura.

3.3 - Cálculo dos Parâmetros da Estrutura

Com a solução da relação de transformação e frequência de ressonância pode-se agora, com o uso dos ábacos e equações já citadas, calcular todos os parâmetros necessários à implementação da estrutura.

1º PASSO - CÁLCULO DE "V"

Tomando o valor da relação de transformação e os valores das tensões de saída e entrada, podemos calcular,

$$V = V_o \cdot N = 12 \cdot 6 = 72 \text{ volts}$$

$$\bar{V} = V / E = 72 / 155,56 = 0,4628 \text{ pu}$$

2º PASSO - DETERMINAÇÃO DE "m"

Com o valor de Z_q usado no cálculo de f_o , e com o valor de " \bar{V} ", podemos obter o valor de "m" no ábaco 02 do Capítulo 2.

$$m = 8$$

3º PASSO - DETERMINAÇÃO DE \bar{f}_{\max} E \bar{p}_{\max}

Com os valores de "m" e " \bar{V} ", entrando nos ábacos 05 e 06 citados, obtemos:

$$\bar{f}_{\max} = 0,33 \text{ pu}$$

$$\bar{p}_{\max} = 0,15 \text{ pu}$$

4º PASSO - CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA E
POTÊNCIA NORMALIZADA

Da equação 3.5, substituindo os valores conhecidos, obtemos:

$$\delta = 0,21$$

E agora, tomando a equação 3.9, obtemos o valor da potência de saída normalizada.

$$\bar{p}_o = 0,0960$$

5º PASSO - CÁLCULO DE P_{ba} , L , L_t e C

Tomando a equação 3.7, podemos calcular:

$$P_{BA} = 1250 \text{ watts}$$

Substituindo este valor na equação 3.11, obtemos a solução para a indutância.

$$L = 45,989 \text{ } \mu\text{H}$$

E, da definição de m tiramos o valor de L_T

$$L_T = 361,9 \text{ } \mu\text{H}$$

E por fim, da definição de ω_o , tiramos:

$$C = 122,7 \text{ nF}$$

6º PASSO - CÁLCULO DA FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO

Substituindo o valor de f_o e da razão cíclica na equação 3.6, obtemos:

$$f = 14,07 \text{ KHz}$$

7º PASSO - DETERMINAÇÃO DE t_{f2} E t_{f3}

Dos âbacos 03 e 04 do Capítulo 2 podemos determinar os valores dos tempos t_{f2} e t_{f3} normalizados, os quais, se multiplicados por $1/f_o$ nos fornecem:

$$t_{f2} = 7,76 \text{ } \mu\text{s} \quad t_{f3} = 14,4 \text{ } \mu\text{s}$$

3.4 - Projeto do Transformador

3.4.1 - Introdução

Na estrutura em uso, como foi possível observar nos Capítulos anteriores, um dos parâmetros de maior interesse é o valor da indutância equivalente do primário do transformador. Logicamente este parâmetro, bem como a corrente RMS nos enrolamentos e a relação de transformação, forma a base do projeto deste componente. A seqüência seguida no projeto é:

- 1º - Determinação do núcleo necessário
- 2º - Determinação do número de espiras necessárias
- 3º - Cálculo da bitola dos condutores

Após a montagem deste transformador é feita a calibragem do entreferro para obtermos o valor de indutância desejado.

Este método de projeto está descrito com maiores detalhes na referência [6].

3.4.2 - Escolha do Núcleo

A potência máxima transferida através de um determinado núcleo pode ser calculada pela expressão a seguir.

$$P_{tr} = 0,61 \cdot f \cdot \Delta B \cdot d \cdot f_{cu} \cdot A_e \cdot A_j \cdot 10^{-6} \quad \text{watts (3.13)}$$

Onde

P_{tr} - Potência máxima transferida (watts)

f - Frequência de operação (KHz)

ΔB - Execução máxima do fluxo magnético
Recomendado como 200 mT

d - Densidade de corrente
Recomendado como 3 A / mm²

f_{cu} - Fator de ocupação da janela do núcleo

A_j - Área da janela do núcleo

A_e - Área efetiva da perna central do núcleo

A partir da equação anterior é possível montar um gráfico que relaciona a frequência de operação com a potência transferida, para cada núcleo padronizado de ferrite.

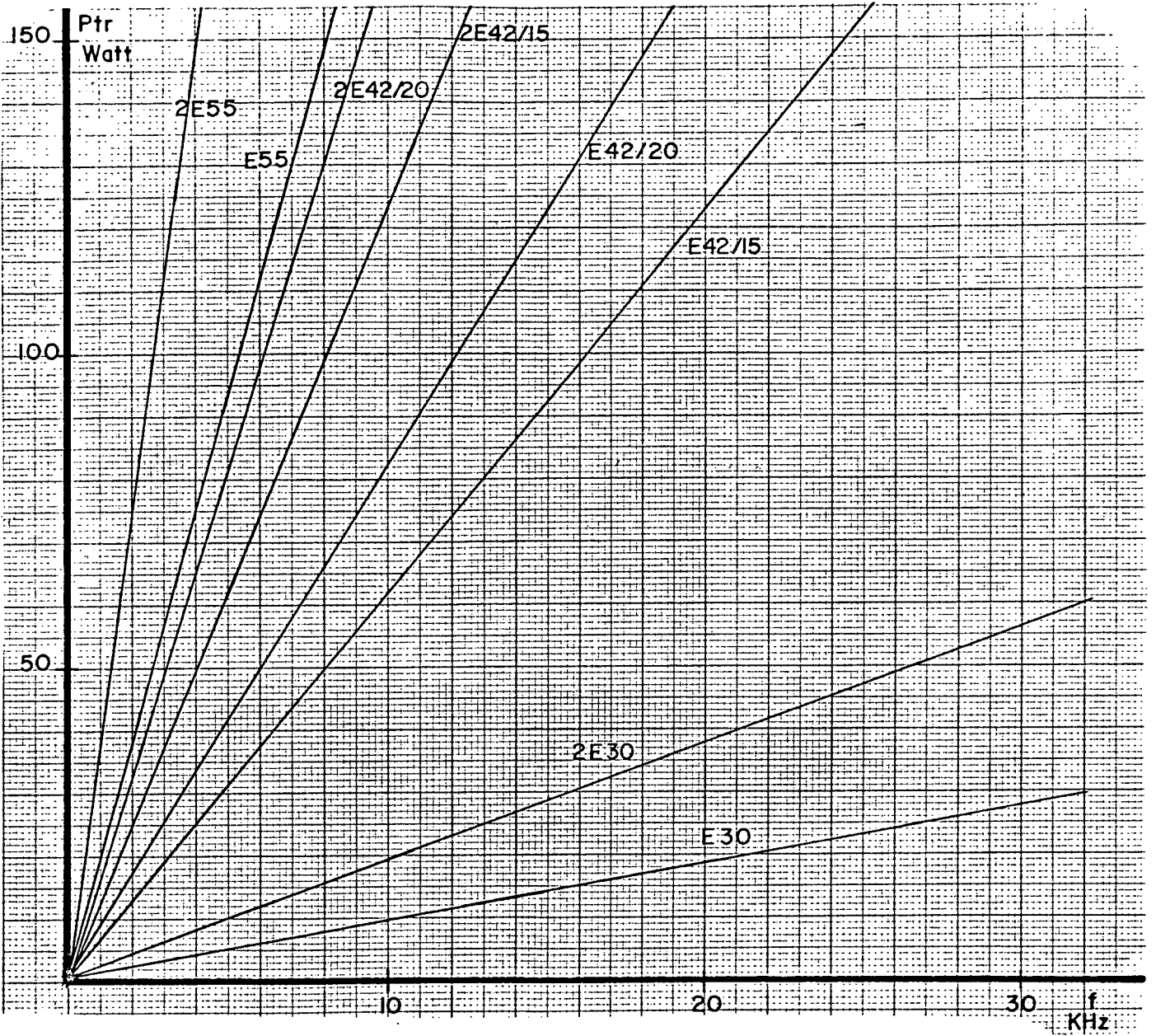


Figura 31 - Potência transformada pela frequência de Operação

Os valores dos parâmetros para cada núcleo são listados na Tabela abaixo.

NÚCLEO	ΔB (mT)	S	f_{cu}	A_j	A_e	$P_{tr/f}$
E30	200	3	0,6	73	60	0,962
2E30	200	3	0,6	73	120	1,924
E42/15	200	3	0,6	157	181	6,240
2E42/15	200	3	0,6	157	362	12,48
E42/20	200	3	0,6	170	220	8,213
2E42/20	200	3	0,6	170	440	16,43
E55	200	3	0,6	238	350	18,50
2E55	200	3	0,6	238	708	37,00

Tabela 1 - Dados dos Núcleos de Ferrite

Levando em conta que o rendimento prático máximo esperado está próximo de 60%, podemos escolher um núcleo para uma potência de 70 watts.

Para uma frequência de 14 KHz e para a potência acima, o núcleo E42/15 é o apropriado.

$$P_{tr} = 87,5 \text{ watts}$$

As características do núcleo escolhido são:

Fabricante - Thornton - Inpec Eletrônica S/A

Modelo - E42/15

$$A_e = 1,81 \text{ Cm}^2$$

$$A_j = 1,57 \text{ Cm}^2$$

$$B_{max} = 3,0 \text{ KGauss}$$

$$l_e = 9,7 \text{ Cm}$$

$$u_e = 1500$$

3.4.3 - Cálculo do Número de Espiras Necessário

Da referência [6] tiramos que, o número de espiras necessárias ao secundário do transformador é dado por:

$$N_2 = \frac{V_2 (1 - \delta_M) \cdot 10^2}{B_{\max} \cdot A_e \cdot f} \quad \text{esp} \quad (3.14)$$

Onde V_2 - Tensão no secundário

δ_M - Razão cíclica máxima = \bar{f}_{\max}

B_{\max} - Densidade de fluxo máxima (KGauss)

A_e - Área efetiva da perna central do núcleo

f - Frequência de operação (KHz)

Substituindo os valores das variáveis na expressão acima, obtemos:

$$N_2 = 10,52 \text{ espiras}$$

Como na prática a frequência deve subir um pouco para compensar as perdas, é possível reduzir este número de espiras de um fator de 30%, logo:

$$N_2 = 7 \text{ espiras}$$

O número de espiras no primário é determinado pela equação a seguir.

$$N_1 = N_2 \cdot N \quad \text{esp} \quad (3.15)$$

Substituindo as variáveis, obtemos:

$$N_1 = 42 \text{ espiras}$$

3.4.4 - Cálculo da Bitola dos Condutores

O procedimento para determinarmos a bitola dos condutores consiste em calcularmos o valor das correntes RMS no primário e secundário do transformador e, com a densidade de corrente especificada, calcular os condutores.

As formas de onda de tensão e corrente no primário e no secundário do transformador são:

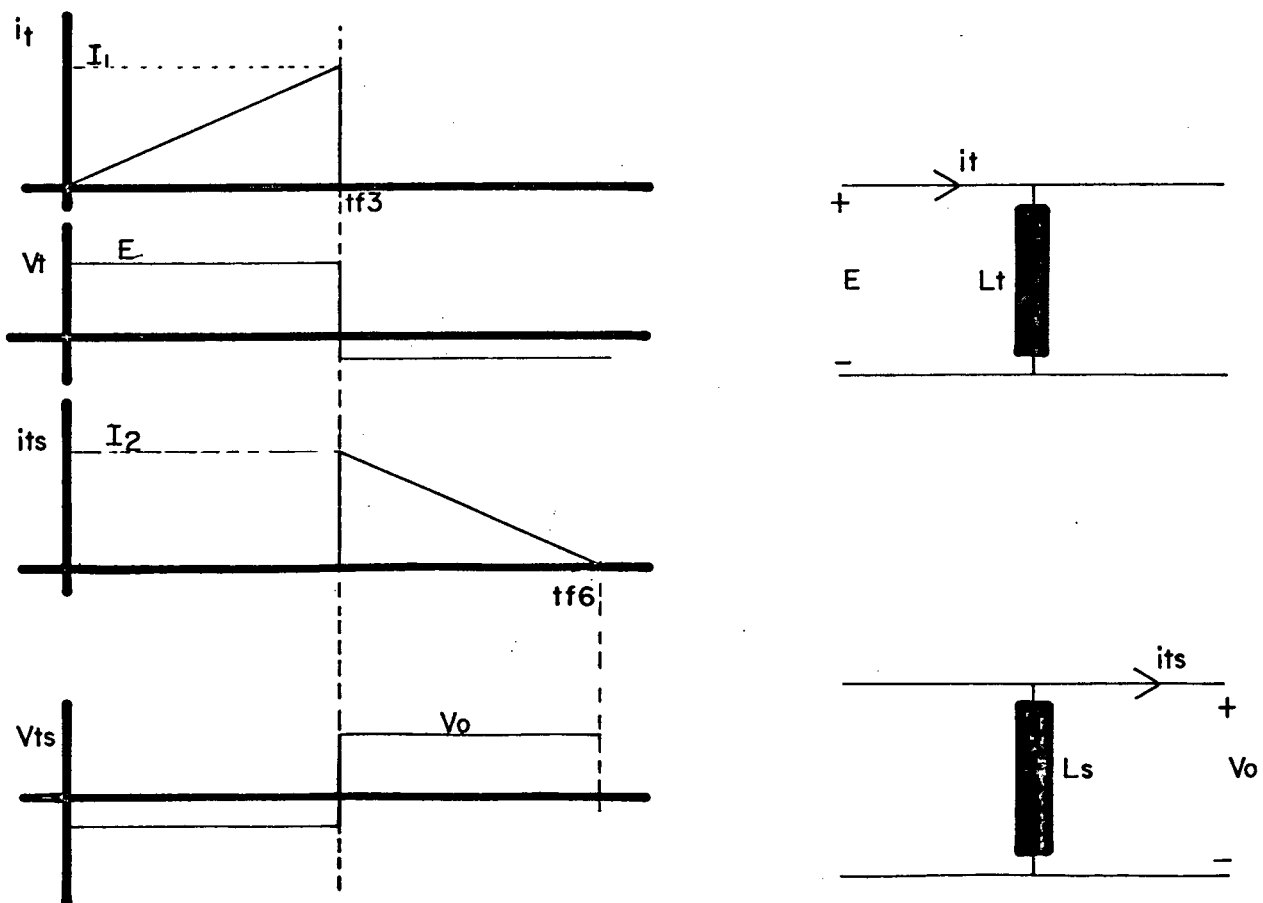


Figura 32 - Formas de Onda no Transformador

Da equação 1.38 tiramos que,

$$i_T(t) = \frac{E}{L_T} \Delta t \quad (3.16)$$

E o valor RMS desta corrente é dado pela solução da expressão,

$$I_{\text{TRMS}}^2 = \frac{1}{T} \int_{t_i}^T i_T^2(t) dt$$

Substituindo a equação 3.16 nesta última, fazendo o tempo inicial igual a zero e, notando que o período T é dado pelo inverso da frequência de operação, podemos reescrever a expressão acima.

$$I_{\text{TRMS}}^2 = f \cdot \int_0^T \frac{E^2}{L_T^2} \Delta t^2 dt$$

O intervalo de condução do primário é dado pelo tempo de condução do diodo DE. Mas, com um erro muito pequeno, podemos simplificar o cálculo, supondo o intervalo de tempo da etapa 4 e 5 desprezível frente ao das etapas 2 e 3, o que realmente acontece. O limite de integração é então t_{f3} .

Resolvendo a expressão anterior, obtemos:

$$I_{\text{TRMS}}^2 = \frac{1}{3} \frac{f E^2}{L_T^2} t_{f3}^3 \quad (3.17)$$

Levando em conta que no instante final t_{f3} a corrente primária é igual a I_1 , substituindo em 3.16, obtemos:

$$t_{f3} = \frac{I_1 L_T}{E} \quad (3.18)$$

Substituindo em 3.17, chegamos a:

$$I_{\text{TRMS}} = I_1 \cdot \sqrt{f \frac{t_{f3}}{3}} \quad \text{amperes} \quad (3.19)$$

Tomando agora a equação da corrente no secundário, tirada por inspeção na Figura 32 podemos usar o mesmo processo acima para chegar a solução de seu valor RMS.

$$i_{\text{TS}}(t) = I_2 - \frac{V_o}{L_S} \Delta t \quad (3.20)$$

Cuja solução é,

$$I_{\text{TSRMS}} = I_2 \cdot \sqrt{f \frac{t_{f6}}{3}} \quad \text{amperes} \quad (3.21)$$

Onde,

$$t_{f6} = \frac{I_2 L_S}{V_o} \quad (3.22)$$

Se levarmos em conta que o filtro de saída é idealmente não dissipativo, a potência de saída deve ser igual a potência que flui no secundário do transformador, logo:

$$P_S = P_o = \frac{1}{T} \int_0^T P_S(t) dt$$

Mas como $P_S(t) = i_{\text{TS}}(t) \cdot V_o$ e que só existe flu-

o de potência no intervalo de condução de DV, podemos escrever, então:

$$P_o = f \int_0^{t_{f6}} V_o \left(I_2 - \frac{V_o}{L_s} \Delta t \right) dt$$

Cuja solução é:

$$P_o = \frac{1}{2} L_s \cdot I_2^2 \cdot f \quad \text{watts (3.23)}$$

Ou, isolando I_2 nesta última,

$$I_2 = \sqrt{\frac{2 P_o}{f L_s}} \quad \text{amperes (3.24)}$$

Substituindo as equações 3.24 e 3.22 na 3.21 chega-se a:

$$I_{TSRMS} = \sqrt[4]{\frac{8}{9} \frac{P_o^3}{f L_s V_o^2}} \quad \text{amperes (3.25)}$$

Esta expressão é bastante útil, pois relaciona a corrente RMS no secundário com os parâmetros externos da fonte (tensão de saída, potência de saída e frequência de operação). O único parâmetro não conhecido é a indutância L_s , mas pode ser facilmente calculada a partir da indutância primária, como será visto a seguir.

Supondo a inexistência de perdas, a energia armazenada no primário deve ser igual a energia descarregada pelo secundário.

Igualando as expressões de energia para as indutâncias primária e secundária, obtemos:

$$\frac{1}{2} L_T I_1^2 = \frac{1}{2} L_S I_2^2$$

Mas como $I_2 = N \cdot I_1$, chegamos a:

$$L_T = N^2 L_S \quad \text{Henry (3.26)}$$

Levando estas duas últimas equações na 3.22, podemos escrever que:

$$t_{f6} = t_{f3} \cdot \frac{E}{N V_o} = \frac{t_{f3}}{\bar{V}} \quad \text{seg (3.27)}$$

Substituindo nas equações 3.21 e 3.19, obtemos:

$$I_{TRMS} = \frac{\sqrt{\bar{V}}}{N} I_{TSRMS} \quad \text{amperes (3.28)}$$

Que é a relação entre os valores RMS das correntes primária e secundária para um transformador de fonte fly-back.

Para a fonte do projeto, temos:

$$P_o = 120 \text{ watts}$$

$$V_o = 12 \text{ volts}$$

$$f = 14,07 \text{ KHz}$$

$$L_s = 10,05 \text{ } \mu\text{H}$$

$$N = 6$$

Substituindo em 3.25 e 3.28, obtemos:

$$I_{\text{TSRMS}} = 16,573 \text{ amperes}$$

$$I_{\text{TRMS}} = 1,879 \text{ amperes}$$

Levando em conta que a potência de saída prevista está 40% abaixo da usada no cálculo, a corrente no secundário pode ser reduzida. Calculando novamente a equação 3.25, agora para 72 watts, obtemos:

$$I_{\text{TSRMS}} = 11,3 \text{ amperes}$$

A corrente no primário não pode ser reduzida pois a energia perdida flui por ele.

Por fim, a bitola necessária aos condutores é dada por:

$$S = \frac{I_{\text{RMS}}}{d} \text{ mm}^2 \quad (3.29)$$

Deste modo chegamos a:

$$S_1 = 0,626 \text{ mm}^2 \rightarrow \text{fio 19 AWG}$$

$$S_2 = 3,77 \text{ mm}^2 \rightarrow \text{fio 11 AWG}$$

Resta agora verificar se a seção de cobre necessária cabe na área de janela do núcleo escolhido.

$$A_C = N_1 \cdot S_1 + N_2 \cdot S_2 \text{ mm}^2 \quad (3.30)$$

$$A_C = 72,45 \text{ mm}^2$$

O fator de ocupação da janela usado é:

$$f_{cu} = A_C / A_J \quad (3.31)$$

$$f_{cu} = 46,15\%$$

O que é bem menor do que os 60% recomendados como máximo pela literatura especializada.

O transformador projetado resume-se em:

Núcleo - E42/15

$N_1 = 42$ espiras

$S_1 = 19$ AWG

$N_2 = 7$ espiras

$S_2 = 11$ AWG

Por fim resta verificar as dimensões do entreferro necessária para obtermos o valor de indutância desejado. Esta é dada pela expressão:

$$A_g = \frac{1,26 \cdot N_1^2 \cdot A_e \cdot 10^{-8}}{L_T} - \frac{l_e}{\mu_e} \quad \text{Cm} \quad (3.32)$$

Substituindo as variáveis, obtemos:

$$A_g = 0,11 \text{ Cm}$$

Para evitar a saturação do núcleo é necessário um entreferro mínimo dado por,

$$A = 1,26 \cdot \frac{N_1 \cdot I_1}{B_{\max}} \quad \text{Cm} \quad (3.33)$$

Logo, $A_{gmin} = 0,123$. Como o transformador irá trabalhar abaixo da potência usada no cálculo, este valor não chega a ser um problema.

3.5 - Projeto do Indutor

O projeto do indutor é similar ao do transformador. Determina-se inicialmente a corrente RMS e a bitola dos condutores. Após escolhe-se o núcleo e calcula-se o número de espiras necessárias.

3.5.1 - Corrente RMS no Indutor e Bitola dos Condutores

A forma de onda da corrente no indutor do circuito ressonante é:

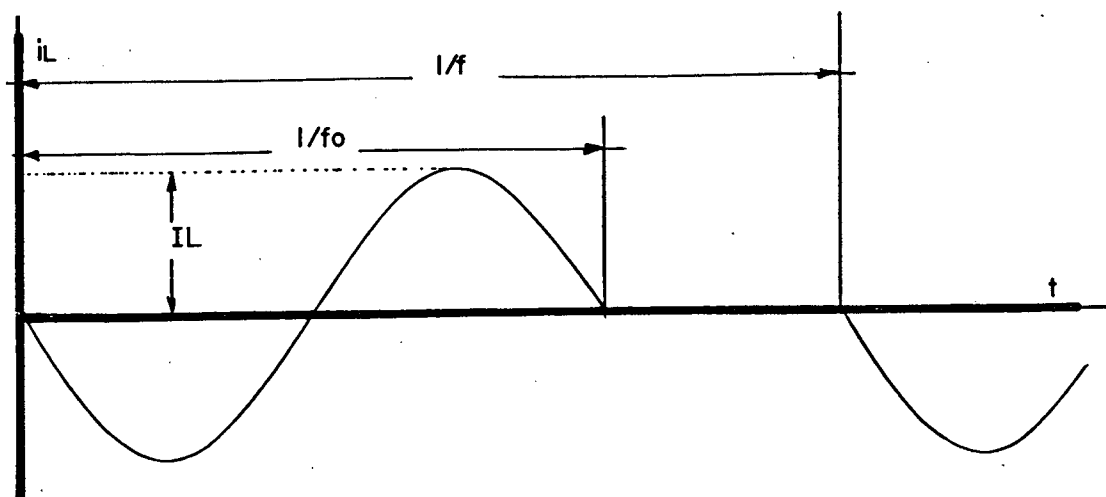


Figura 33 - Corrente no Indutor

E a equação que a define é:

$$i_L(t) = -I_L \operatorname{sen} \omega_0 t = -\frac{2(E+V)}{L\omega_0} \operatorname{sen} \omega_0 t$$

O valor RMS desta função pode ser obtido pela solução da expressão abaixo.

$$I_{LRMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_L^2(t) dt$$

Como pode-se ver na Figura 33, o período de integração é dado pelo inverso da frequência de operação. E o intervalo de integração é dado pela frequência de ressonância. Deste modo, substituindo e resolvendo esta última expressão, obtemos:

$$I_{LRMS} = I_L \sqrt{\frac{\delta}{2}} = \frac{E+V}{L\omega_0} \sqrt{2\delta} \quad \text{ampères (3.34)}$$

Substituindo os valores das variáveis, obtemos:

$$I_{LRMS} = 7,6176 \text{ ampères}$$

A bitola do fio necessária para a corrente RMS calculada, é dada pela equação abaixo, tirada das equações 3.29 e 3.34.

$$S_L = \frac{I_{LRMS}}{d} = \frac{E+V}{L\omega_0 d} \sqrt{2\delta} \quad (3.35)$$

Substituindo os valores das variáveis obtemos:

$$S_L = 2,539 \text{ mm}^2$$

Para esta seção será usado o fio 12 AWG, que possui $3,3 \text{ mm}^2$.

3.5.2 - Escolha do Núcleo e Cálculo do Número de Espiras

Devido a questão do espaço físico, decidiu-se usar um indutor de núcleo de ferrite, com entreferro.

O produto $A_e \cdot A_j$ para este núcleo é dado pela expressão abaixo, onde I_{\max} é a soma das componentes AC e DC da corrente no indutor, o que no caso em questão é dado pela corrente RMS no mesmo. [7]

$$A_e \cdot A_j > \frac{S_L \cdot L \cdot I_{\max}}{0,8 \cdot B_{\max}} \cdot 10^8 \text{ cm}^4 \quad (3.36)$$

Para evitar a saturação do núcleo e, para reduzir as perdas sobre este, usa-se um B_{\max} igual a metade do valor especificado.

Substituindo os valores conhecidos, obtemos:

$$A_e \cdot A_j = 0,9633 \text{ Cm}^4$$

Usaremos o núcleo E42/15 pois o imediatamente abaixo (E30) possui $A_e \cdot A_j = 0,87$ (Tabela 1).

Por fim o número de espiras mínimo é dado por:

$$N = \frac{L \cdot I_{\max}}{A_e \cdot B_{\max}} \cdot 10^8 \quad (3.37)$$

Substituindo seus parâmetros obtemos:

$$N = 12,9 \text{ espiras} \approx 13$$

O entreferro necessário para obtermos o valor desejado de indutância é dado pela equação 3.32, da qual tiramos:

$$A_g = 0,8 \text{ mm}$$

3.6 - Projeto do Circuito Regulador

Como o objetivo deste trabalho está centrado na estrutura de potência, não é feito aqui projeto ótimo da malha de regulação. Não foram estudadas outras possibilidades de comando, modulação, componentes etc.

No ítem de sugestões, no final do trabalho cita-se algumas idéias surgidas no decorrer deste, que podem servir como fonte de posteriores estudos nesta área.

Elabora-se aqui, um circuito simples e barato mas, com bom desempenho garantindo um bom funcionamento da estrutura de potência.

3.7.1 - Apresentação do Circuito

A idéia inicial era localizar todo o circuito no secundário da estrutura, aproveitando a própria fonte para alimentá-lo. Mas isto traz alguns inconvenientes como a necessidade de um circuito de partida no primário ou de uma fonte adicional para alimentar o secundário durante a partida.

3.7.2 - Oscilador

Como a estrutura é regulada em frequência, é necessário um circuito que gere esta a partir do erro.

Como a malha de regulação trabalha com sinais de tensão (e não de frequência como é sugerido ao final do trabalho), foi escolhido um VCO (voltage controlled oscillator) integrado, de baixo custo e grande comercialização, o LM566.

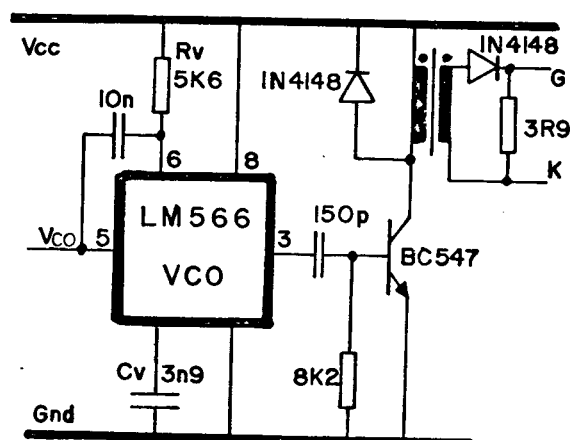


Figura 35 - Circuito do Oscilador

O fabricante dá as seguintes características: |8|

$$f_v = \frac{2}{R_v \cdot C_v} \cdot \left(1 - \frac{V_{CO}}{V_{CC}}\right) \quad \text{Hertz (3.38)}$$

$$\frac{3}{4} V_{CC} < V_{CO} < V_{CC} \quad (3.39)$$

Destas duas expressões podemos tirar que:

$$f_{V_{\max}} = \frac{1}{2 R_V C_V} \quad \text{Hertz} \quad (3.40)$$

Substituindo a expressão para a frequência máxima da estrutura nesta última obtemos:

$$R_V C_V = \frac{1}{2 f_o \cdot \bar{f}_{\max}} \quad \text{seg} \quad (3.41)$$

Escolhendo $C_V = 3,9 \text{ nF}$ resulta $R_V = 5,6 \text{ KOhm}$.

3.7.3 - Somador

Este estágio foi colocado como interface entre o integrador e o VCO para cobrir a necessidade de tensão mínima deste último (3.39).

Aproveitou-se também para implementar uma partida lenta para a estrutura.

Para reduzir o número de variáveis de escolha, especificou-se um ganho unitário para este estágio, com relação a entrada do sinal de erro de tensão.

A equação da tensão de saída deste estágio é:

$$v_{CO} = \frac{R_f}{R_i} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{cc} - v_i \right)$$

Seu circuito está exposto a seguir.

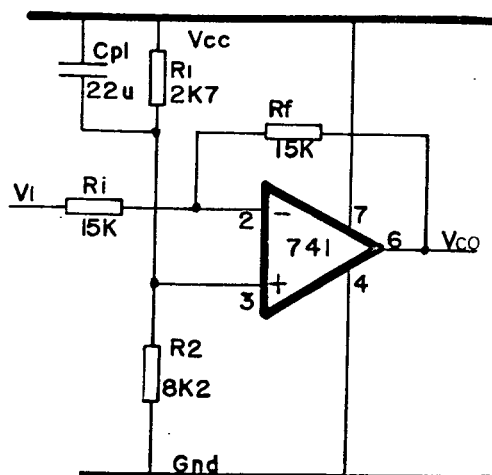


Figura 36 - Circuito do Somador + Partida Lenta

Para um ganho unitário entre v_i e v_{CO} , necessariamente $R_f = R_i$. Escolheu-se um valor de 15 KOhm.

Levando em conta a equação 3.39 citada, o ganho entre V_{cc} e V_{CO} é necessariamente 0.75.

Para estas condições os resistores que mais se aproximam desta relação são:

$$R_1 = 2,7 \text{ KOhm}$$

$$R_2 = 8,2 \text{ KOhm}$$

Quanto à partida lenta, é implementada pelo capacitor C_{pl} em paralelo com o resistor R_1 .

Ao ligarmos a estrutura, este capacitor força uma saída aproximadamente igual a tensão V_{cc} . Com isto a frequência de saída do VCO é mínima.

Na medida em que C_{pl} se carrega, a frequência de operação aumenta até que inicie o processo de regulação.

Seu valor pode ser deduzido, resultando a expressão:

$$C_{Pl} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \tau \quad \text{Farad} \quad (3.42)$$

Para um atraso de 50 mseg, substituindo os parâmetros da equação acima, obtemos:

$$C_{Pl} = 24,62 \text{ uF} \quad \text{usaremos } 22 \text{ uF}$$

3.7.4 - Comparador - Integrador

Neste circuito é gerado o erro de tensão, pela diferença entre as tensões de saída e de referência.

Este valor é integrado, permitindo que a estrutura trabalhe com erro estático nulo.

É um circuito integrador com entrada diferencial implementado com um único amplificador operacional.

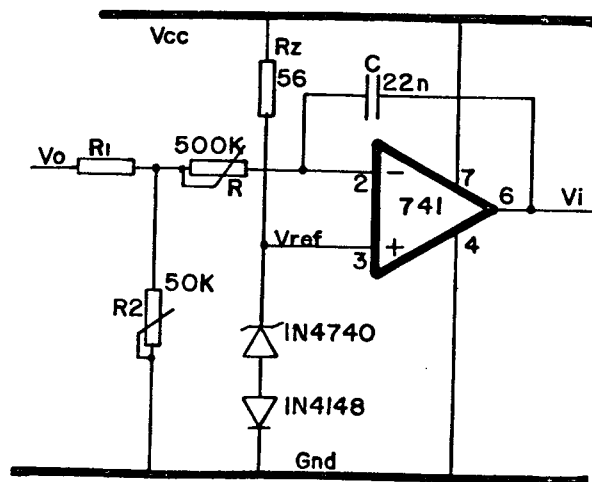


Figura 37 - Circuito Integrador

Como a alimentação do operacional não é simétrica, necessariamente a tensão de referência deve ser menor que a saída da fonte supondo a configuração exposta na Figura 37.

Escolhendo uma tensão de 10 Volts (1N4740), necessitamos de uma corrente de 25 mA para polarizá-lo. Deste modo, o valor do resistor R_z é:

$$R_z = 56 \text{ Ohms}$$

O diodo em série com o zener serve para melhorar a estabilidade térmica do circuito de referência.

Para um erro estático nulo, a tensão sobre o pino 3 do operacional deve ser igual a tensão de referência logo,

$$V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{\text{ref}} = V_z + V_j \approx 10,6$$

Como $V_o = 12$ volts e, escolhendo um valor de 4,7 KOhm para R_1 , obtemos:

$$R_2 = 35,58 \text{ KOhm}$$

Usaremos um potenciômetro de 50 KOhm, multi-voltas para podermos calibrar a tensão de saída.

Quanto ao ganho do integrador, como não foi feito um modelamento em frequência da estrutura, e uma análise da resposta transitória da mesma, escolheu-se através de uma calibração prática, valores para uma resposta adequada. Estes valores são 22 nF para C e de 400 KOhm para R o que dá um ganho de aproximadamente 120.

3.8 - Projeto do Filtro de Saída

O filtro de saída de uma estrutura fly-back é basicamente um capacitor. Mas, geralmente usa-se um segundo estágio LC para eliminar ao máximo a ondulação reduzindo o tamanho dos componentes.

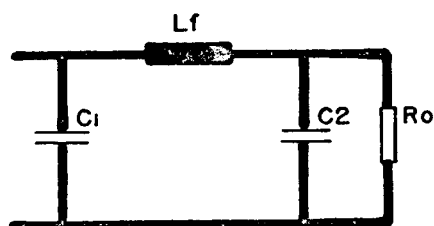


Figura 38 - Filtro de Saída

O valor do primeiro capacitor pode ser obtido pela equação abaixo. [7]

$$C_1 = \frac{I_o \cdot t_{f6}}{V_{ond}} \quad \text{Farad} \quad (3.43)$$

Onde I_o - Corrente de saída

t_{f6} - Tempo de condução de DV

V_{ond} - Tensão de ondulação máxima desejada

O tempo t_{f6} pode ser obtido pelas equações 3.22 e 3.24 ou, de forma aproximada pela expressão abaixo.

$$t_{f6} = \frac{1}{f_o} \left(\frac{1}{f_{max}} - 1 \right) \quad \text{seg} \quad (3.44)$$

Para uma ondulação máxima em C_1 de 100 mV, substituindo os valores nas expressões acima, obtemos:

$$C_1 = 3030,3 \mu\text{F}$$

Usaremos $C_1 = 3000 \mu\text{F}$ da série HFC da Icotron que possui baixas perdas em alta frequência.

A impedância do capacitor C_2 de saída, deve ser na mesma ordem da menor resistência de carga possível. Isto reduz ao máximo o efeito de carga sobre a tensão de saída.

Fazendo então $XC_2 = 10\% R_{\text{omin}}$, obtemos:

$$XC_2 = 0,12 \text{ Ohms}$$

O valor do capacitor pode ser obtido por:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f XC_2} \quad \text{Farad} \quad (3.45)$$

Substituindo os valores das variáveis obtemos:

$$C_2 = 94,26 \mu\text{F}$$

Usar 100 μF série HFC,

Quanto à indutância, pode ser calculada pela expressão

$$L_f = \frac{1}{2\pi f} \cdot XC_2 \cdot \left(\frac{\Delta V_{C1}}{\Delta V_{C2}} - 1 \right) \quad \text{Henry} \quad (3.46)$$

Para uma ondulação de saída de 0,1% da tensão DC, necessitamos de um indutor de 9,1 μF .

3.8 - Conclusão

Neste Capítulo é efetuado o projeto de uma fonte-exemplo, de 60 watts e 12 volts.

Estrutura-se um algoritmo de projeto apropriado para obter resultados com boa precisão e relativa facilidade de operação.

O ponto de partida é a elaboração de um ábaco específico para algumas variáveis.

As variáveis escolhidas são as mais próximas do usuário, ou seja: Tensão de entrada; Variação da tensão de entrada; Tensão de saída; Potência de saída e SCR.

O SCR foi tomado como ponto de partida por ser limitado o número de opções existentes no mercado nacional.

O ábaco relaciona a potência de saída com a frequência de ressonância, tomando como parâmetro a relação de transformação.

Com a escolha de uma relação de transformação apropriada é possível determinar a frequência de ressonância, que é o inverso do Tempo-base.

A partir deste valor o projeto é bastante fácil usando-se as equações citadas e os ábacos do Capítulo 2.

Com a determinação dos parâmetros da estrutura de potência, é possível projetar cada um dos dispositivos magnéticos, circuito regulador, filtro de saída, etc.

É interessante salientar a grande simplicidade e precisão do circuito regulador. A partida lenta implementada foi uma necessidade de proteção, pois a estrutura não parte sem ela sob carga.

C A P Í T U L O 4

RESULTADOS OBTIDOS

4.1 - Desempenho Teórico

Após a montagem da estrutura, foi efetuada uma calibração para obter-se um melhor desempenho da mesma, dentro dos valores desejados. Para esta situação os valores dos componentes magnéticos são:

$$L = 48,66 \mu\text{H}$$

$$L_T = 442,86 \mu\text{H}$$

$$L_f = 10,5 \mu\text{H}$$

O valor do capacitor do circuito ressonante e da relação de transformação são:

$$C = 140 \text{ nF}$$

$$N = 6$$

Utilizando as equações dadas nos capítulos anteriores, obtemos:

$$f = 60,98 \text{ KHz}$$

$$\bar{V} = 0,4628$$

$$Z_{inv} = 0,44$$

$$Z_{f2} = 0,52$$

$$Z_{f3} = 0,96$$

$$Z_{f5} = 1,032$$

$$Z_{f6} = 3,026$$

$$V = 72 \text{ volts}$$

$$m = 9,1$$

$$t_{inv} = 7,27 \mu\text{s}$$

$$t_{f2} = 8,48 \mu\text{s}$$

$$t_{f3} = 15,75 \mu\text{s}$$

$$t_{f5} = 16,92 \mu\text{s}$$

$$t_{f6} = 49,63 \mu\text{s}$$

$$\begin{array}{ll}
 V_2 = 454 \text{ volts} & V_3 = -451,14 \text{ volts} \\
 V_5 = 439,7 \text{ volts} & V_6 = 454 \text{ volts} \\
 I_{L3} = 2,968 \text{ amperes} & I_{T3} = 2,968 \text{ amperes} \\
 I_{L5} = 5,51 \text{ amperes} & I_{T5} = 5,51 \text{ amperes} \\
 I_{T6} = 5,318 \text{ amperes} &
 \end{array}$$

Com estes valores, definimos todos os parâmetros para as equações do capítulo 1, podendo agora traçar as formas de onda teóricas para a estrutura montada.

A relação potência/frequência teórica pode ser obtida da equação 3.23, onde:

$$P_o = 0,5 L_s I_2^2 f$$

Substituindo a expressão 3.18, obtemos finalmente,

$$P_o = \frac{E^2 t_f^2}{2 L_T} f \quad \text{Watts (4.1)}$$

Substituindo os seus parâmetros chega-se a:

$$P_o = 0,006773 \cdot f \quad \text{Watts}$$

Na figura 39 estão traçadas a função acima e o valor obtido na montagem, para efeito de comparação.

As formas de onda teóricas para a montagem final são expostas na figura 40, e após, para efeito de comparação expõe-se as fotografias obtidas das principais variáveis, na montagem.

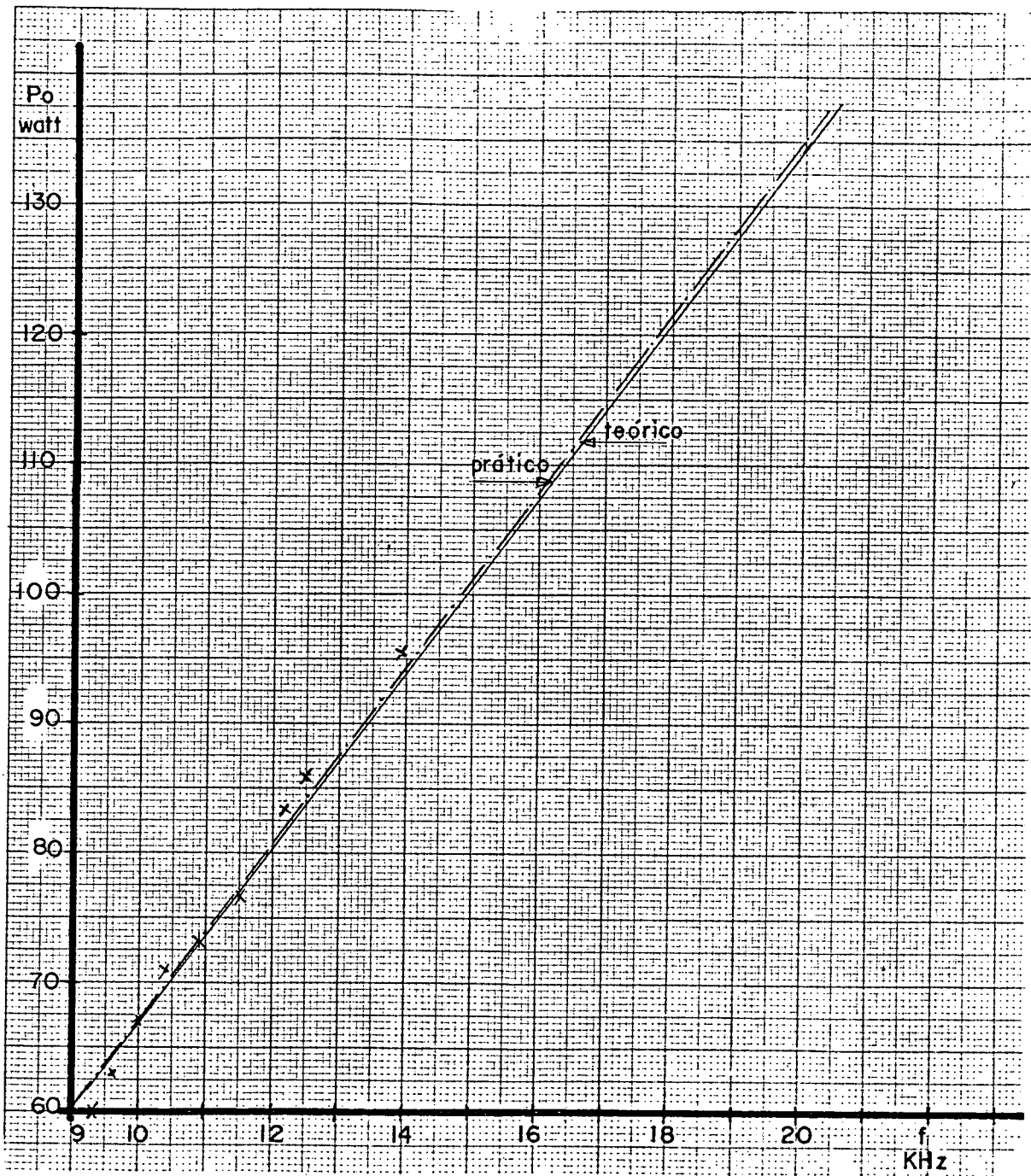


Figura 39 - Relação Potência da Saída X Frequência de Operação.

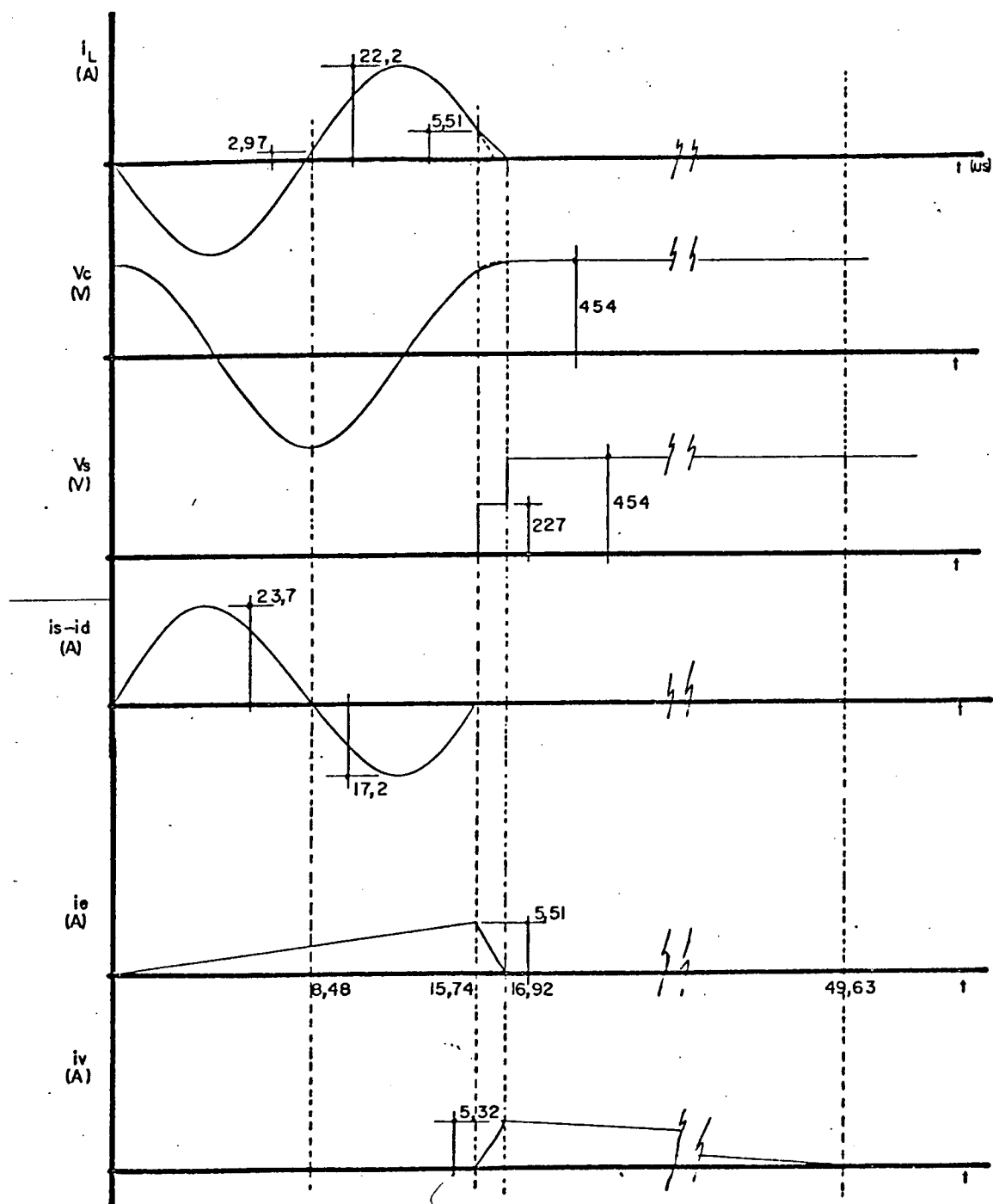


Figura 40 - Formas de ondas teóricas da montagem final.

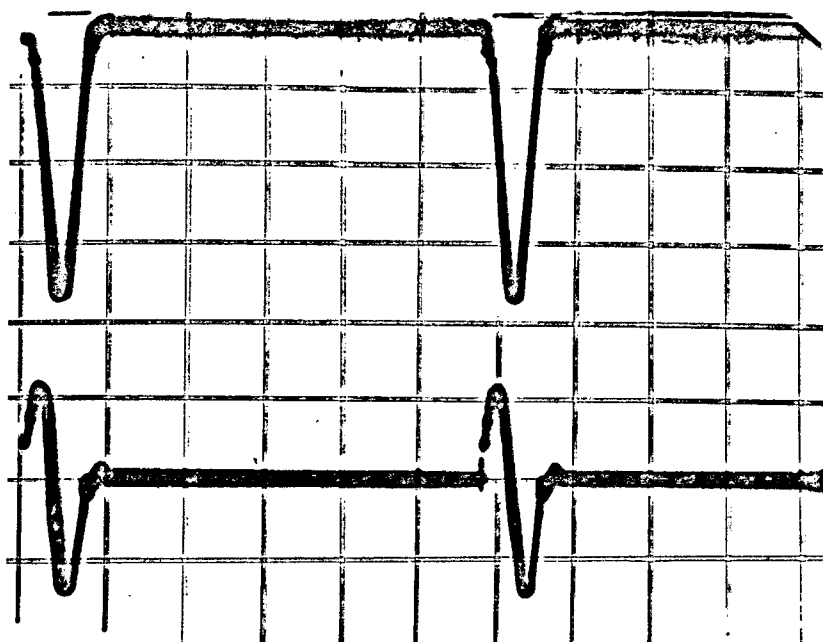


Figura 41 - Superior - tensão no capacitor do circuito ressonante (200 V/div)

Inferior - corrente no indutor do circuito ressonante (4A/div)

Tempo - 20 μ s/div

Obs.: Esta fotografia foi efetuada sob carga reduzida por razões de estabilidade.

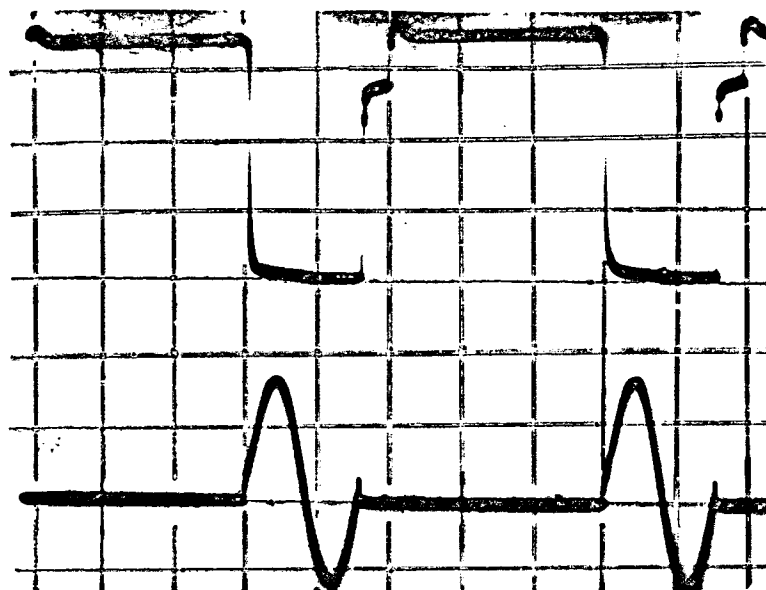


Figura 42 - Superior - tensão no SCR (100 v/div)

Inferior - corrente no SCR-D (6,5 A/div)

Tempo - 10 μ s/div

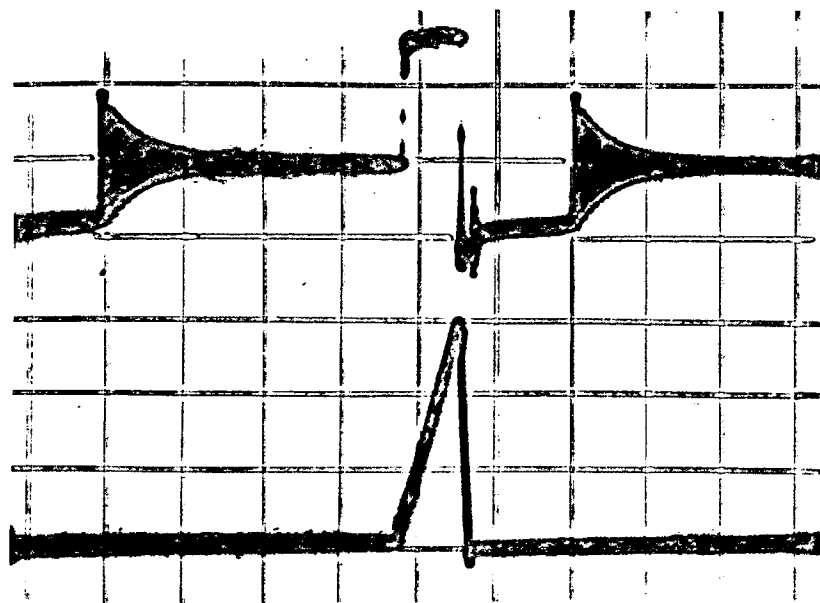


Figura 43 - Superior - tensão no primário do transformador
(100 v/div)

Inferior - corrente no primário do transformador
(2A/div)

Tempo - 20 μ s/div

Obs.: Esta fotografia foi efetuada sob carga reduzida por razões de estabilidade.

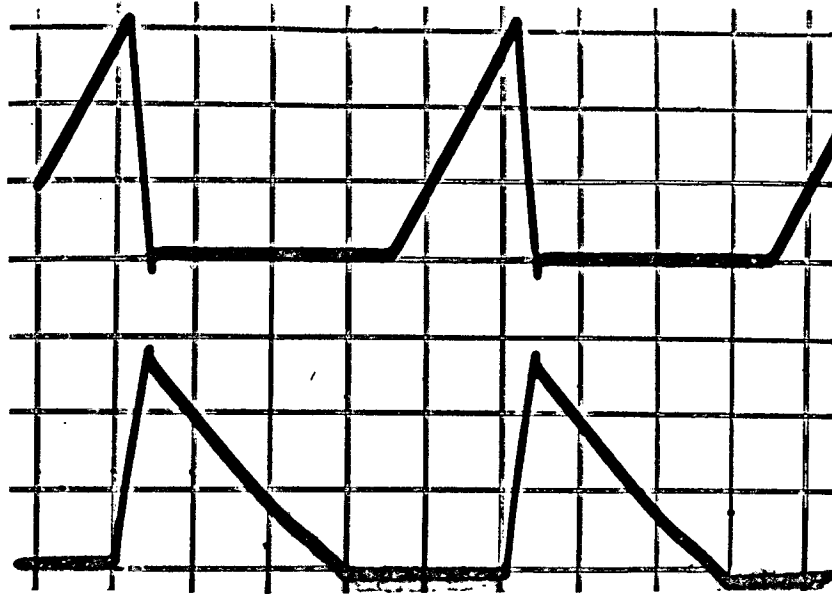


Figura 44 - Superior - corrente no primário do transformador
(2A/div)

Inferior - corrente no secundário do transformador
(10A/div)

Tempo - 10 μ s/div

4.2 - Simulação - SACEC

Utilizando o programa de Simulação Automática de Conversores Estáticos - SACEC, do LAMEP-UFSC, para analisar e comprovar a resposta prevista para a estrutura real, obteve-se as curvas das figuras 37, 38 e 39 a seguir.

Os dados da simulação foram:

VERIFICACAO DOS DADOS

NUMERO DE RAMOS : 12 NUMERO DE NOS: 7

FONTES DE TENSÃO (E)

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

1,	2	, 1	, .15500E+03,	.000000E+00,	.000000E+00

CAPACITORES (C) :

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

1,	5	, 6	, .140E-06
2,	5	, 4	, .300E-02
3,	7	, 4	, .470E-03

THIRISTORES (T) :

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

1,	5	, 1	, .100E+06,	.100E+00,	.000000E+00,	.400000E-03

DIODOS (D) :

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

1,	1	, 5	, .100E+06,	.100E+00
2,	2	, 3	, .100E+06,	.100E+00
3,	4	, 3	, .100E+06,	.100E+00

RESISTENCIAS (R) :

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

1,	7	, 4	, .432E+02

INDUTANCIAS (L) :

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

1,	6	, 1	, .487E-04
2,	3	, 5	, .443E-03
3,	5	, 7	, .100E-04

FREQUENCIA(HZ)= .179E+05 PASSO DE CALCULO(SEC)= .500E-07

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSÃO = 1

NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 4

NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 0

LEVA EM CONTA A APLICACAO DE TENSÃO INVERSA

TOFF= 6.500000E-006

UM DISPARO POR PERIODO

VARIAVEL DE ESTADO X1	INICIALIZADA COM VALOR :	454.0000000
VARIAVEL DE ESTADO X2	INICIALIZADA COM VALOR :	72.0000000
VARIAVEL DE ESTADO X3	INICIALIZADA COM VALOR :	72.0000000

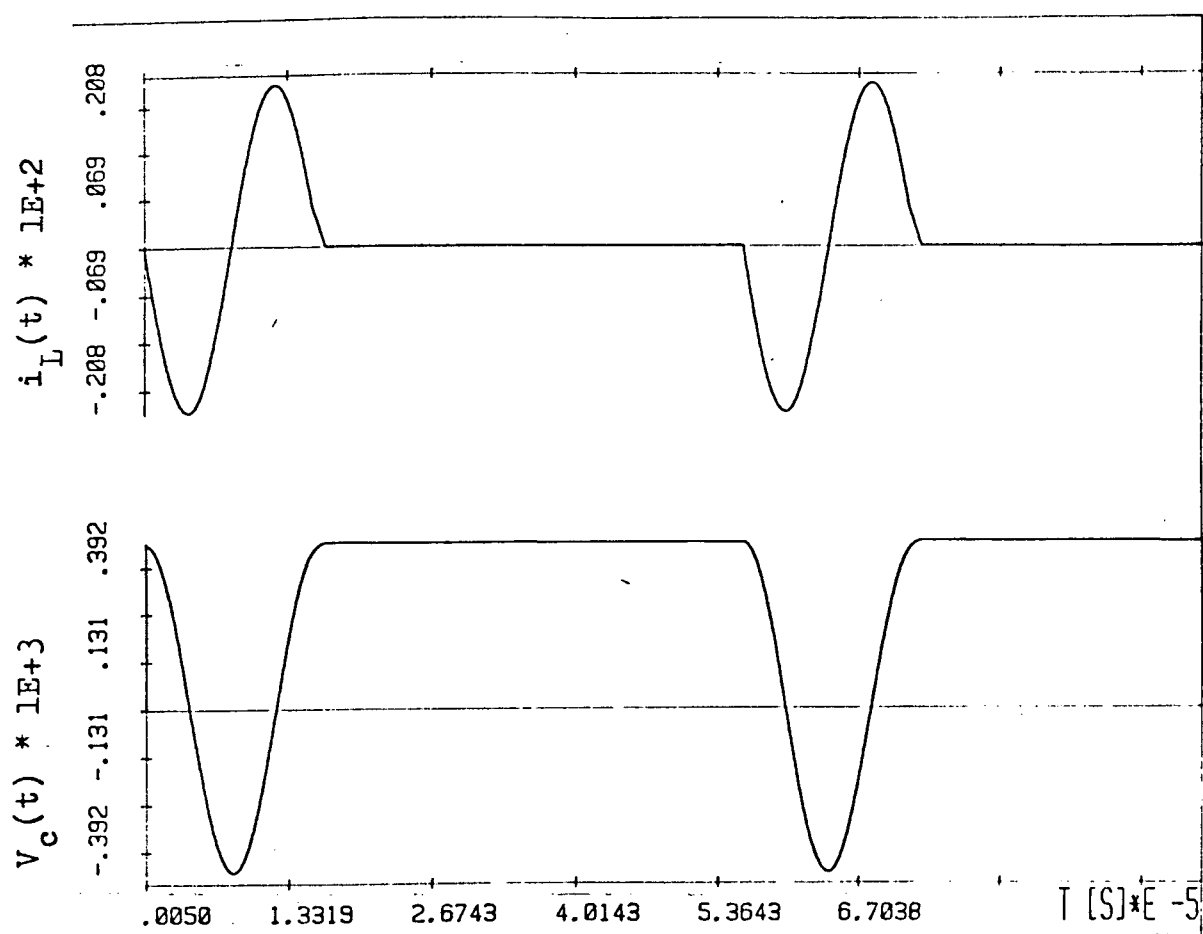


Figura 45 - Simulação da estrutura

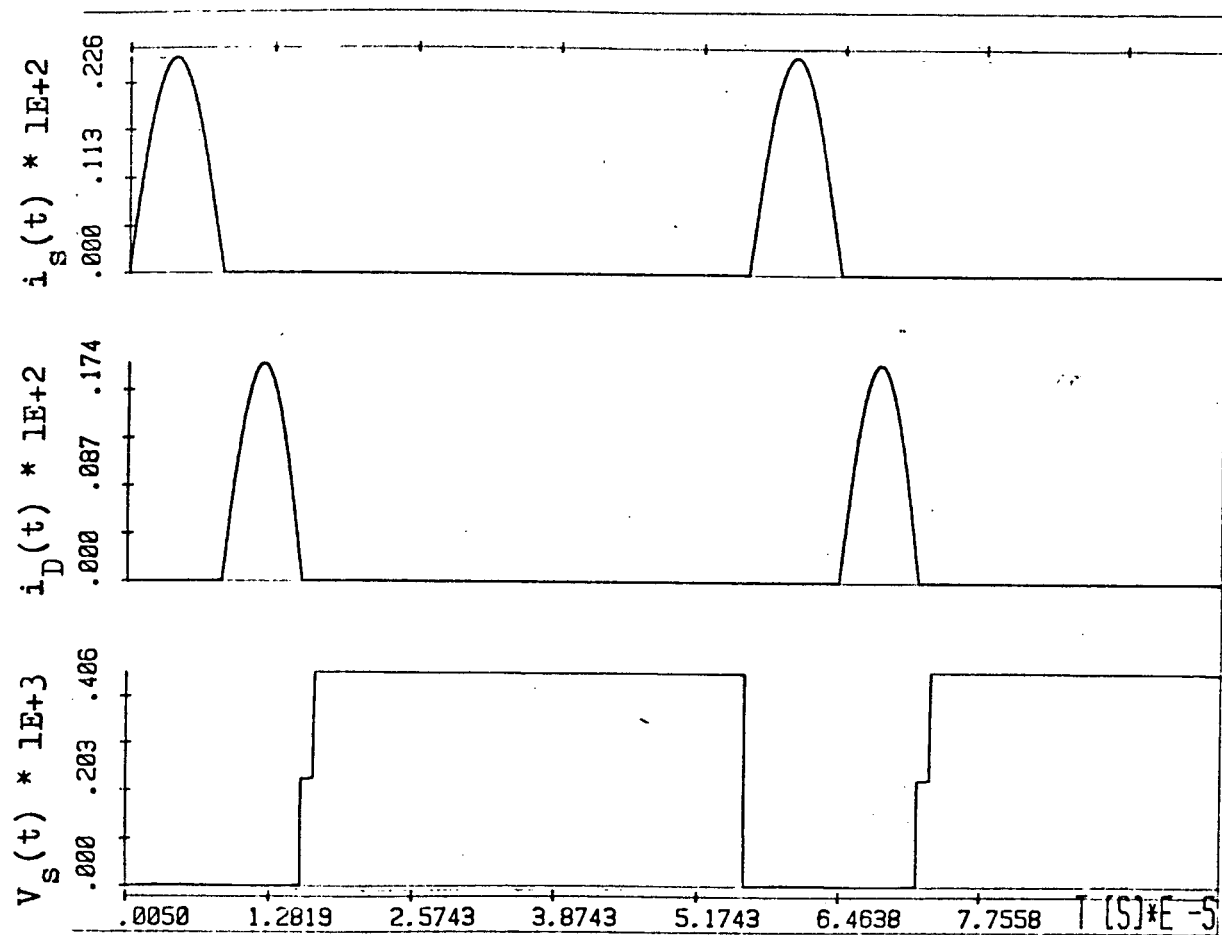


Figura 46 - Simulação da estrutura

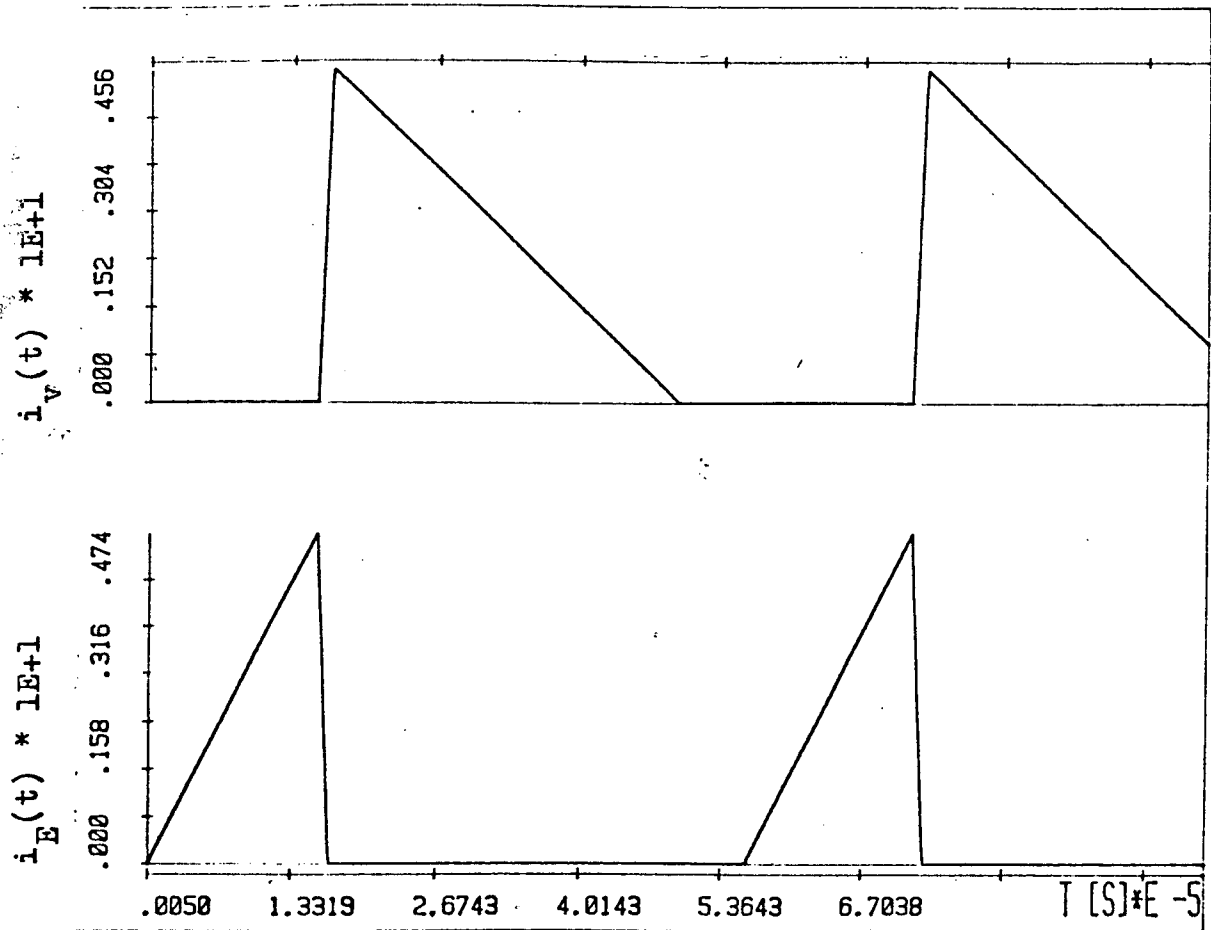


Figura 47 - Simulação da estrutura

4.3 - Parâmetros de Avaliação de Desempenho

4.3.1 - Regulação de Linha

É definida como a variação da tensão de saída da fonte para uma dada variação da tensão de entrada.

$$R_L = \frac{\Delta V_o}{V_o} \cdot \frac{1}{\Delta E} \quad 100 \% / \text{volt} \quad (4.2)$$

Na montagem, em sua versão atual, como não possui ainda a fonte DC (está utilizando uma outra fonte auxiliar), a variação de E é obtida pela variação da tensão de saída da fonte auxiliar.

Com uma variação de 20% (31,11 volts) não foi observada qualquer variação na medida da tensão de saída.

Este fator fica então, limitado à precisão do instrumento de medida.

Como resultado obtemos então:

$$R_L < 0,0027 \% / \text{volt}$$

4.3.2 - Regulação de Carga

É definida como a variação da tensão de saída para uma variação de carga entre o máximo e mínimo possíveis, sob alimentação constante.

$$R_C = V_o \text{ (carga min)} - V_o \text{ (carga max)} \quad \text{mV} \quad (4.3)$$

$$R_{C\%} = \frac{V_o \text{ (carga min)} - V_o \text{ (carga max)}}{V_o \text{ (carga min)}} 100 \% \quad (4.4)$$

Este ensaio foi feito, chaveando a carga de 50% a 100% da potência máxima de saída.

Com estas condições não foi verificada nenhuma variação na tensão de saída.

Deste modo a precisão do instrumento de medida nos dá:

$$R_C \% < 0,08 \%$$

4.3.3 - Rejeição de Ruído

É definido como a razão entre o valor RMS do componente AC da saída pelo valor RMS do componente AC da entrada, quando é injetado um sinal com uma dada frequência na entrada.

Este fator só foi possível medir para uma frequência de 60 Hz, colocando em série com a fonte de entrada uma amostra da rede através de um transformador.

$$RR = \frac{V_{iRMS} - V_{oRMS}}{V_{iRMS}} 100 \% \quad (4.5)$$

Como resultado, injetado um sinal de 100 volts-pp obteve-se apenas 2 volts-pp na saída.

Deste modo:

RR % = 98 %

4.3.4 - Ondulação e Ruído de Saída

É definido como o valor em RMS ou pico-a-pico da ondulação e do ruído, presentes na saída da fonte sob carga máxima.

Os valores obtidos podem ser observados na Figura 48 onde:

$V_{ond} \approx 75 \text{ mVpp}$ e $V_{ruído} \approx 300 \text{ mVpp}$

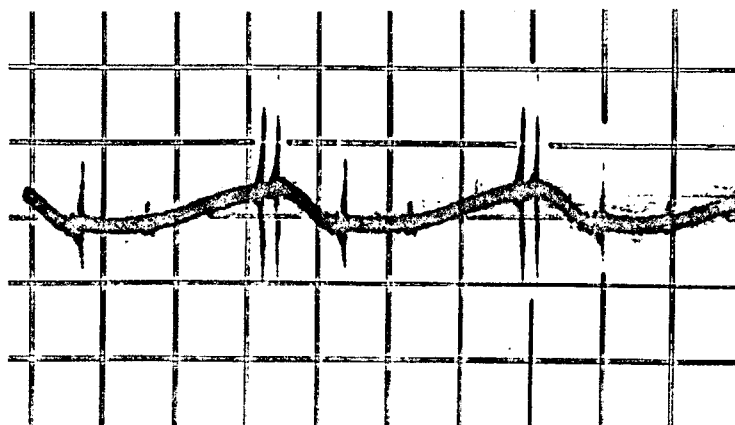


Figura 48 - Componente AC da saída (100 mV/div)

Tempo - 20 μ S/div

4.3.5 - Tempo de Subida e Sobretensão de Partida

Quando a fonte é ligada é necessário algum tempo para que sejam carregados os capacitadores do filtro de entrada e, para que o circuito regulador entre em regime permanente.

Este tempo é definido como tempo de partida da fonte.

Na montagem efetuada ainda não é possível medir o efeito do filtro de entrada neste tempo, pois ainda não está implementado. O tempo medido então, diz respeito a resposta da partida lenta e do filtro de saída.

Apesar disso, este é um dado interessante para mostrar a dinâmica da estrutura.

Na Figura 49 pode-se ver a tensão de saída (em baixo) e a tensão de controle do VCO (em cima), durante a partida.

Pode-se notar a operação da partida lenta, na rampa decrescente no sinal superior, nos primeiros 30 ms.

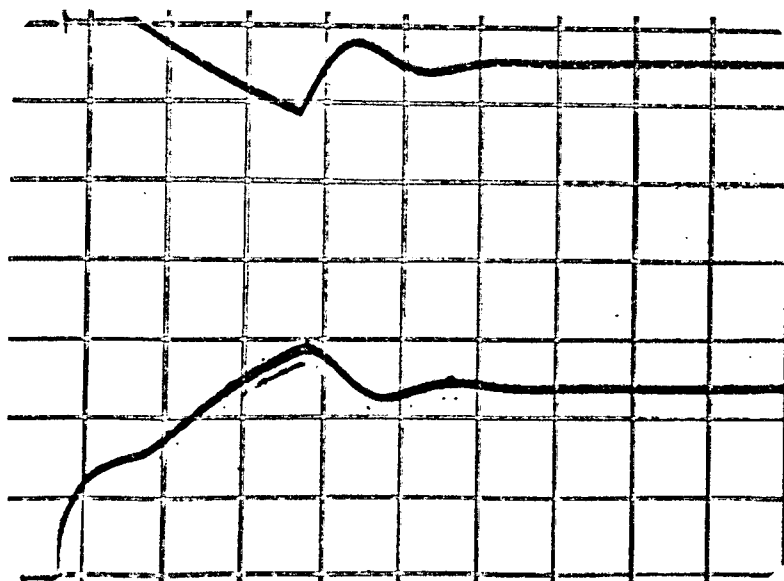


Figura 49 - Dinâmica de Partida

Superior - Tensão de controle do VCO (1v/div)

Inferior - Tensão da saída (5v/div)

Tempo - 10 ms/div

4.3.6 - Resposta a Transitórios de Carga

Consiste na medida da resposta da tensão de saída quando a fonte é submetida a um chaveamento brusco da carga.

O ensaio foi efetuado com um chaveamento entre 50% e 100% da potência máxima.

O resultado obtido pode ser observado na Figura 50.

Desta podemos tirar que o tempo de recuperação para um erro de 2% é de aproximadamente 10 ms, e a sobretensão é de 16,6% da tensão de saída (1,8 volts).

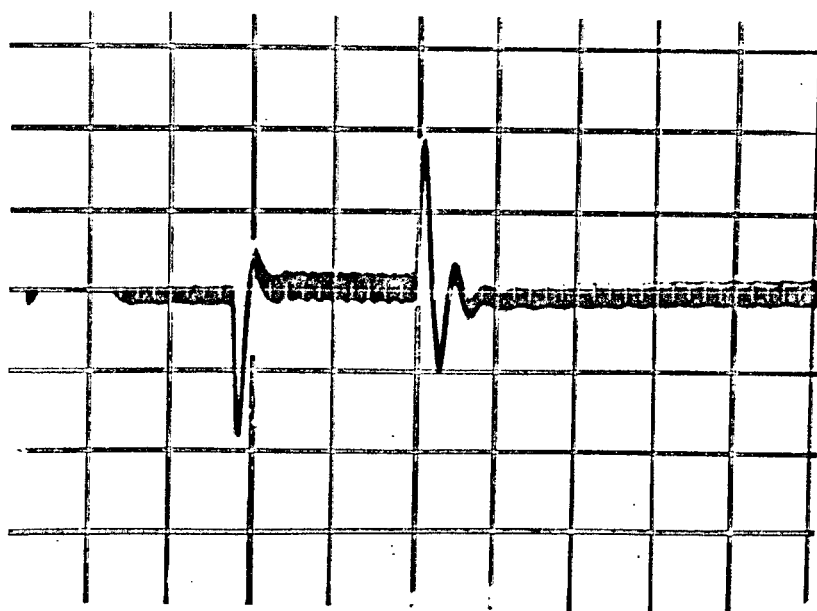


Figura 50 - Transitório de Carga - Tensão de Saída (1v/div)

Tempo - 50 ms/div

4.3.7 - Resposta à Degrau de Referência

Consiste na medida da resposta da tensão de saída quando a referência de tensão do circuito regulador é um degrau.

Este ensaio foi feito substituindo a referência por um gerador de função.

O resultado observado pode ser visto na Figura 51 onde, a curva superior é a imagem da tensão de saída e a inferior a da tensão de referência.

Desta podemos tirar que:

Tempo de resposta à subida 18 mS

Tempo de resposta à descida 10 mS



Figura 51 - Transitório da referência de tensão
 Superior - tensão de saída (2v/div)
 Inferior - tensão de referência (2v/div)
 Tempo - 10 ms/div

4.4 - Resultados Obtidos

Após efetuar os ensaios propostos no ítem anterior, além de outras medidas padrão, obteve-se os seguintes resultados para o desempenho da fonte.

TENSÃO DE ENTRADA	110 $\sqrt{2} \pm 20\%$ VOLTS
TENSÃO DE SAÍDA	12 VOLTS
POTÊNCIA SAÍDA MAX	102 WATTS
RENDIMENTO MÍNIMO	57,4 %
RELAÇÃO POTÊNCIA/FREQUÊNCIA ..	0,006749 W/Hz
REGULAÇÃO DE LINHA	0,0027 %/VOLT
REGULAÇÃO DE CARGA	0,08 %
REJEIÇÃO DE RUÍDO 60 Hz	98 %
ONDULAÇÃO MÁXIMA	75mV
RUÍDO MÁXIMO	300 mVpp
TEMPO DE PARTIDA	50 mS
SOBRETENSÃO DE PARTIDA	2,5 V

C A P Í T U L O 5

CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Partindo de uma idéia proposta em alguns trabalhos [4,5], foi possível chegar a um protótipo de uma fonte de 60 W / 12 V com características a nível de mercado.

Conseguiu-se montar uma teoria bastante precisa para análise e projeto deste tipo de estrutura.

O método de análise usado é, de certo modo, uma inovação na eletrônica de potência. Somente uns poucos autores de outros países, já utilizaram algo parecido. É de se salientar que esta metodologia de análise pode ser usada para qualquer outro trabalho, constituindo por si só uma grande contribuição à pesquisa em eletrônica de potência no Brasil.

Quanto ao aspecto técnico, o protótipo apresentou características muito próximas das esperadas, como é possível observar no item anterior dos resultados.

É interessante salientar a excelente regulação de linha e carga apresentada (0,0027% / Volt e 0,08%, respectivamente).

Por outro lado, apresentou algumas deficiências quanto à resposta dinâmica.

O valor encontrado para o tempo de recuperação é de 10 mS para um erro máximo de 2% (transitório de carga), que são valores muito altos. Nas fontes comerciais estes parâmetros estão na faixa de 1 mS para 0,5% de erro de tensão admissível.

Os maiores causadores deste fato são a baixa frequência de operação e as constantes de tempo do filtro de saída e do circuito regulador.

Estas duas últimas causas são passíveis de melhora imediata com uma otimização destes elementos.

A primeira é mais complexa pois depende da evolução dos SCR's quanto a velocidade (t_q) e a tensão direta máxima (V_{DROM}).

Com o SCR usado ainda é possível melhorar estes parâmetros pois para a potência de 60 W desejada, a frequência de operação ficou abaixo do valor esperado, com um tempo de aplicação de tensão reversa de 17% acima do t_q do SCR.

Uma otimização do transformador permitiria a elevação da relação de transformação, e por conseguinte, da frequência de operação.

Uma característica realmente interessante é a sua "robustez".

Como a chave usada é um SCR, e este dispositivo é muito resistente, não são necessárias grandes preocupações com a segurança da estrutura.

Toda a proteção contra sobrecorrente e sobretenção está baseada em fusíveis rápidos.

Qualquer das razões externas, causadoras de sobrecorrente (tensão de alimentação, sobrecarga) provocam falha de comutação no SCR, causando a ruptura do fusível, sempre que

ultrapassados os valores limites.

Outro fato a ser ressaltado é o rendimento observado (57%), inferior ao de outras estruturas de fontes chaveadas.

Este fato leva à necessidade de um estudo mais aprofundado sobre as perdas no circuito.

Estas são mais acentuadas no indutor do circuito ressonante, no SCR e em seu circuito de proteção (snubber).

Para o indutor a solução é procurar uma geometria que mantenha o volume pequeno, mas reduza o número de camadas da bobina.

No caso do SCR e seu circuito de proteção, uma das soluções é o projeto de um circuito não dissipativo com as mesmas características do em operação.

Um fator a ser observado é o pequeno volume ocupado pela fonte, aproximadamente 1125 cm^3 o que dá uma relação potência/volume de 107 mW/cm^3 , bastante alta.

Apesar de já ser um volume reduzido, com um layout mais apurado é ainda possível diminuí-lo.

Devido ao fato de ser regulada em frequência, este tipo de fonte é mais indicada para cargas fixas ou com pequenas variações, para que não haja uma grande redução na frequência com a redução da carga.

Quanto ao custo, esta estrutura mostrou-se exce -

lente pois possui um número reduzido de componentes razoavelmente baratos.

Avaliando todos os fatos verifica-se ser esta uma estrutura viável tanto técnica como economicamente.

Como sugestões para posterior estudos sobre esta estrutura, deixamos a seguinte lista:

- Geometria dos componentes magnéticos.
- Redução de perdas.
- Cálculo ótimo da malha de regulação.
- Estudo de outros métodos de regulação.
- Redução de volume.
- Blindagem magnética.
- Utilização de SCR's mais rápidos ou ASCR.

Também mostraram-se interessantes os estudos sobre esta estrutura nas configurações direta e inversora.

No atual estágio de desenvolvimento, esta estrutura possui uma faixa de mercado bem definida, onde se requer grande robustez, elevada precisão mas sem grandes requisitos quanto à resposta dinâmica.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] LINEAR/SWITCHMODE VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK, THEORY AND PRACTICE. Motorola Semiconductor Product. 1982.
- [2] HARVER, R. J. A. DESIGNER'S GUIDE TO SWITCHING POWER SUPPLIES, PART 1. POWER CONVERSION INTERNATIONAL. Jul-Aug. 1982. pp 45-51.
- [3] SWITCHED-MODE POWER SUPPLIES (SMPS), TECHNOLOGY AND COMPONENTS. Siemens AG. AN N° B9-B3269-X-X-7600. 1985.
- [4] DESIGN EXAMPLES OF SEMICONDUCTOR CIRCUITS. Siemens AG. 1974/1975.
- [5] VIETSON, N. M. AND MARVHASHI, T. ANALYSIS OF A CURRENT-FED-TYPE HIGH-FREQUENCY INVERTER USING A SINGLE REVERSE-CONDUCTING THYRISTOR. IEEE Trans. on Industrial and Control Instrumentation. Vol IECI-26, no. 1, feb 1979.
- [6] TRANSFORMADORES DE FERRITE PARA FONTES SWITCH-MODE. Boletim Técnico Informativo Icotron. Agosto/Setembro 1983.
- [7] NAPPE, J. AND WELLENSTEIN, N. AN 80-WATT SWITCHING REGULATOR FOR CATV AND INDUSTRIAL APPLICATIONS. Motorola Semiconductor Products Inc. AN-752. 1975.
- [8] LINEAR DATABOOK. National Semiconductor Co. 1982.
- [9] PERIN, A. J. e RAIZER, A. SIMULAÇÃO AUTOMÁTICA DE CONVERSORES ESTÁTICOS POR COMPUTADOR - SACEC. Manual de utilização. Publicação Interna LAMEP-UFSC.
- [10] THYRISTORS, RECTIFIERS AND DIAC DATABOOK. RCA Solid State Division. 1974.
- [11] SCHRAMM. D.S. ESTUDO DE UMA FONTE CHAVEADA À RESSONÂNCIA. Tese de Mestrado. UFSC. 1985.

A P Ê N D I C E A

CIRCUITO TOTAL

Compondo a parte de potência com o regulador obtemos o circuito da Figura 52 a seguir.

Neste circuito total não está representada a proteção (fusíveis ultra rápidos).

A fonte de potência (110 volts) é a representação da fonte auxiliar usada. A fonte V_{CC} é usada somente para alimentar o circuito de comando, mas em uma montagem definida esta pode ser eliminada alimentando o circuito de comando com a própria estrutura.

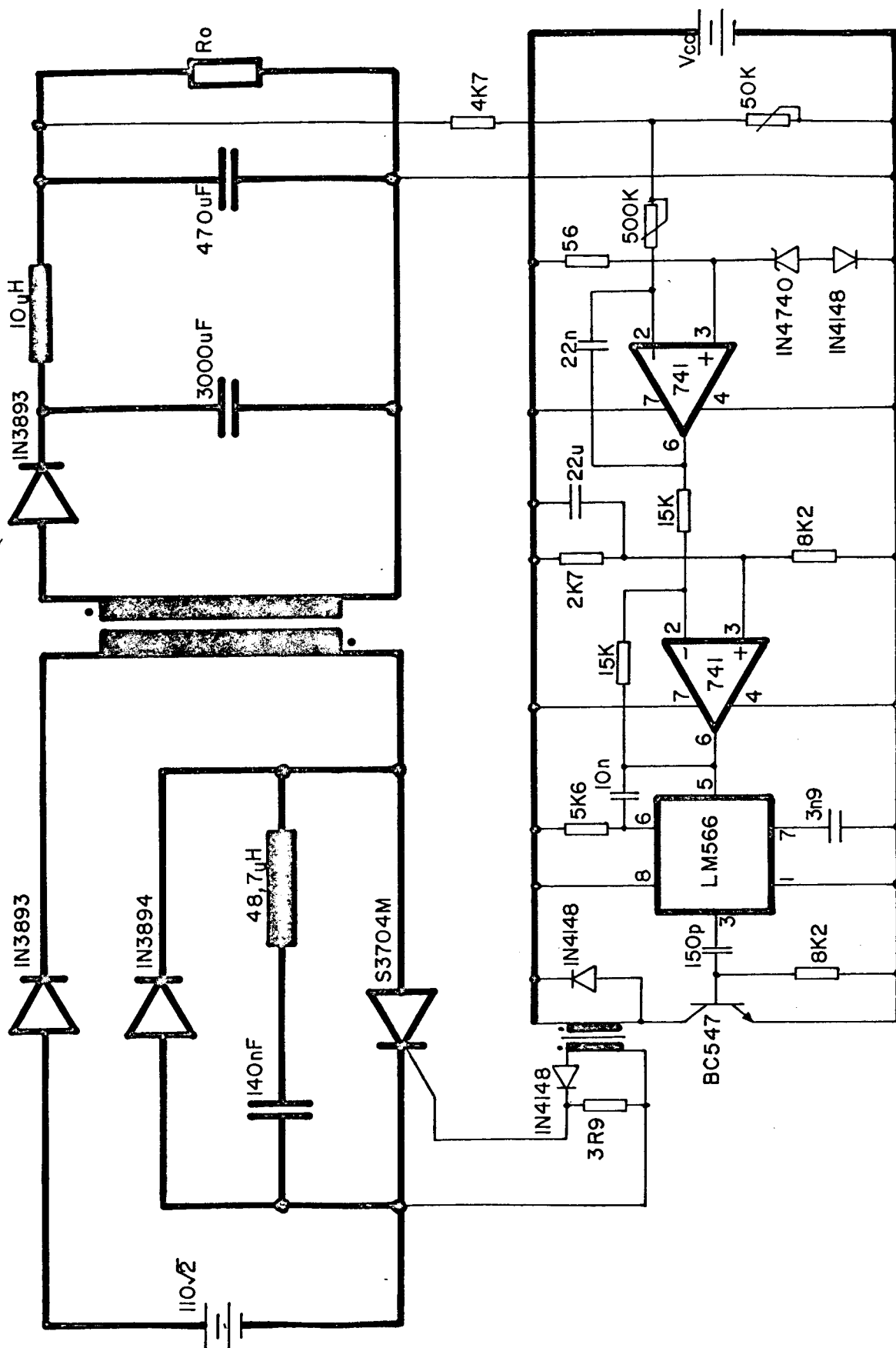


Figura 52 - Circuito Total

A P Ê N D I C E B

PROGRAMA PARA PROJETO

O programa usado para a montagem do âbaco $P_o \times f_o(N)$ está listado em sua totalidade a seguir. A linguagem é o Basic e pode ser utilizada diretamente em qualquer microcomputador da família APPLE.

```

10 REM #####
20 REM PRINCIPAL
30 REM #####
40 E = SCR / (2) * 110; DW = 20; VO = 12; TQ = 6.5E - 6
50 HOME : INVERSE : PRINT TAB( 39) " " : NORMAL
60 PRINT TAB( 5) "PROJETO DA ESTRUTURA DE POTENCIA"
70 PRINT TAB( 12) "Alexandre Campos"
80 PRINT : INVERSE : PRINT TAB( 39) " " : NORMAL
90 VTAB 10
100 PRINT TAB( 5) "0.....ABORTA"
110 PRINT TAB( 5) "1.....ENTRADA DE DADOS"
120 PRINT TAB( 5) "2.....CALCULA Pout x fo"
130 PRINT : PRINT "QUAL A SUA OPCAO?";
140 GET I$: ZZ = VAL (Z$)
150 IF ZZ < 0 OR ZZ > 2 THEN GOTO 140
160 IF I$ = 0 THEN END
170 ON I$ GOSUB 500, 1000
180 GOTO 50
500 REM #####
510 REM ENTRADA DE DADOS
520 REM #####
530 POKE 34,5
540 HOME
550 VTAB 9: PRINT TAB( 8) "ENTRADA DE DADOS"
560 VTAB 14
570 PRINT "Tensao entrada (E) =====> " : INVERSE : PRINT E : NORMAL
580 INPUT Z$: IF Z$ > < "" THEN E = VAL (Z$)
590 PRINT "Variacao de E =====> " : INVERSE : PRINT DW : " %": NORMAL
600 INPUT Z$: IF Z$ > < "" THEN DW = VAL (Z$)
605 DE = DW * E / 100
610 PRINT "Tensao de saida =====> " : INVERSE : PRINT VO : NORMAL
620 INPUT Z$: IF Z$ > < "" THEN VO = VAL (Z$)
630 PRINT "Tensao direta max =====> " : INVERSE : PRINT WB : NORMAL
640 INPUT Z$: IF Z$ > < "" THEN WB = VAL (Z$)
650 PRINT "Tempo bloqueio do SCR =====> " : INVERSE : PRINT TQ : NORMAL
660 INPUT Z$: IF Z$ > < "" THEN TQ = VAL (Z$)
670 PRINT "fo inicial =====> " : INVERSE : PRINT FI : NORMAL
680 INPUT Z$: IF Z$ > < "" THEN FI = VAL (Z$)
690 PRINT "fo FINAL =====> " : INVERSE : PRINT FT : NORMAL
700 INPUT W$: IF W$ > < "" THEN FT = VAL (W$)
710 PRINT "Var. fo =====> " : INVERSE : PRINT DF : NORMAL
720 INPUT W$: IF W$ > < "" THEN DF = VAL (W$)
730 PRINT "Rel. de transformacao =====> " : INVERSE : PRINT NX : NORMAL
740 INPUT W$: IF W$ > < "" THEN NX = VAL (W$)
750 PRINT "Corrente RMS max =====> " : INVERSE : PRINT SR : NORMAL
760 INPUT W$: IF W$ > < "" THEN SR = VAL (W$)
770 PRINT
780 PRINT "PRESSIONE ALGO PARA CONTINUAR";
790 GET I$
800 POKE 34,0
810 RETURN

```

```

1000 REM ##### CALCULA #####
1010 PI = 3.1415927:F2 = 2 * PI
1030 POKE 34,5: VTAB 6: HTAB 1: PRINT "-->Pressine P para impressao": POKE 34,7
1040 HOME : VTAB 12
1060 NN = INT ((WB / 2 - E - DE) / VO)
1070 IF NX > NN THEN NX = NN
1080 FL = 1 / (2 * TQ)
1090 IF FT > FL THEN FT = FL
1100 FOR FO = FI TO FT STEP DF
1110 REM ##### CALCULA M #####
1120 VB = VO / E * NX
1130 ZQ = TQ * FO
1140 VC = 2 * (1 + VB)
1150 SM = 25:MA = 50
1160 GOSUB 2510
1170 IF WW = 1 THEN 1200
1180 IF ZI > = ZQ THEN 1200
1190 GOTO 1840
1200 IF ABS (ZI / ZQ - 1) < = .0001 THEN 1260
1210 MA = MA + SGN (ZQ - ZI) * SM
1220 SM = SM / 2
1230 GOSUB 2510
1240 IF WW = 1 THEN 1840
1250 GOTO 1200
1260 WO = P2 * FO
1270 REM ##### CALCULA DADOS #####
1280 Z3 = ZI:ML = SQR (MA + 1)
1290 Z4 = 0:Z2 = ZI
1300 V3 = E * VC * COS (P2 * Z3)
1310 VX = MA * (E - V3) / ML
1320 I4 = P2 * Z3 / MA
1330 V4 = VC * SQR (1 - (P2 * Z3 / MA / VC) ^ 2)
1340 IF VX > = (VO * NX) THEN 1440
1350 F4 = ATN ((1 - V4) / I4 / ML)
1360 ZE = SQR ((I4 * ML) ^ 2 + (1 - V4) ^ 2)
1370 X4 = (MA + 1) / MA / ZE * VB
1380 Z4 = ML / P2 * ATN (X4 / SQR (1 - X4 * X4))
1390 S4 = SIN (P2 / ML * Z4)
1400 C4 = COS (P2 / ML * Z4)
1410 V5 = 1 + I4 * ML * S4 - (1 - V4) * C4
1420 I5 = I4 * C4 + (1 - V4) / ML * S4
1430 GOTO 1460
1440 I5 = I4
1450 V5 = V4
1460 Z5 = .5 - ATN (I5 / (VC / 2 - V5)) / P2
1470 I6 = I5 - VB * P2 * Z5 / MA
1480 Z6 = MA * I5 / VB / P2
1490 S5 = SIN (P2 * Z5)
1500 C5 = COS (P2 * Z5)
1510 W5 = VB * I5 * Z5 - VB * I5 / P2 * S5
1520 W5 = W5 - (VB * Z5) ^ 2 * PI / MA + (VC / 2 - V5) * VB / P2 * C5
1530 W6 = MA * I6 * I6 / 2 / P2
1540 FM = 1 / (Z3 + Z4 + Z5 + Z6)
1550 PM = (W5 + W6) * FM
1560 FF = FO * FM * (1 - DE / E) ^ 2
1570 T2 = (Z3 - ZQ) / FO
1580 DD = T2 * WO / VC / MA
1590 X1 = (VC / WO) ^ 2 * (T2 / 2 - DD / 2 / WO * SQR (1 - DD * DD))
1600 X2 = 2 * VC / MA / WO / WO * (T2 * SQR (1 - DD * DD) - DD / WO)
1610 L0 = SQR (FF * (E / SR) ^ 2 * (T2 ^ 3 / 3 / MA / MA + X1 + X2))
1620 L1 = MA * L0
1630 FO = FM * E * E / L0 / WO * (1 - DE / E) ^ 2

```

```

1640 REM ##### SAIDA #####
1650 PRINT CHR$(7): GET Z$: IF Z$ < > "P" THEN GOTO 1680
1660 PR# 1
1680 PRINT "RELACAO DE TRANSF. ==> ";NX
1690 PRINT "RELACAO L1/L =====> ";MA
1700 PRINT "V NORMALIZADO =====> ";VB
1710 PRINT "RAZAO CICLICA =====> ";FF / FO.
1720 PRINT "RAZAO CICLICA MAX ==> ";FM
1730 PRINT "POT. MAX NORMALIZADA=> ";PM
1740 PRINT "FREQUENCIA RESSON. ==> ";FO
1750 PRINT "FREQUENCIA OPER. =====> ";FF
1760 PRINT "INDUTANCIA RESS. =====> ";L0
1770 PRINT "INDUTANCIA TRANSF.=====> ";L1
1780 PRINT "CAPACITOR RESS. =====> ";1 / (L0 * WO * WO)
1790 PRINT "POTENCIA SAIDA MAY ==> "PO
1810 PRINT
1820 INVERSE : PRINT "TAB( 39)" ": NORMAL
1830 PR# 0
1840 NEXT FO
1850 POKE 34,0
1860 PRINT "PRESSIONE ALGO P/ CONTINUAR";: GET Z$: RETURN
2500 REM ##### CALCULA ZINV #####
2510 XM = 1 / (2 * MA * (1 + VB))
2520 WP = PI * 3 / 2 - ATN (XM / SQR (1 - XM ^ 2))
2530 IM = WP / MA + VC * SIN (WP)
2540 IF IM > = 0 THEN ZI = 0: RETURN
2550 ZI = WF * 1.1 / P2
2560 GOSUB 2620
2570 ZI = ZI
2580 ZI = ZI / 2
2590 GOSUB 2620
2600 ZI = ZI - ZI
2610 RETURN
2620 NV = 0:WV = 0
2630 EX = 1E - 6
2640 ZP = P2 * ZI
2650 SZ = MA * VC / 2 * SIN (ZP)
2660 CZ = NA * VC * PI * COS (ZP)
2670 IF PI = - CZ THEN WV = 1: RETURN
2680 ER = - (P1 * ZI + SZ) / (PI + CZ)
2690 ZI = ZI + ER
2700 NV = NV + 1
2710 IF ER < = EX THEN RETURN
2720 IF NV > = 50 THEN EX = EX * 10:WV = 0
2730 GOTO 2640

```