

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

ESTUDO DE UMA FONTE CHAVEADA À RESSONÂNCIA

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

DOUGLAS SCHIRMER SCHRAMM

FLORIANÓPOLIS, SETEMBRO 1985

ESTUDO DE UMA FONTE CHAVEADA À RESSONÂNCIA

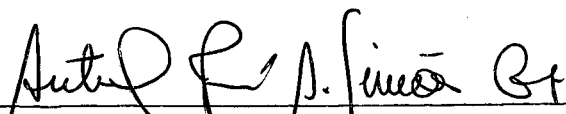
DOUGLAS SCHIRMER SCHRAMM

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA 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.

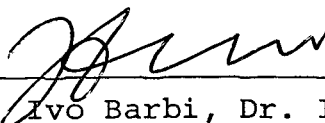
Orientador



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

Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA



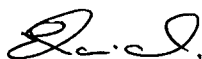
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Márcio Cherem Schneider, Dr.Eng.



Prof. Enio Valmor Kassick, M.Sc.

Aos Meus Pais Gentil e Elcy.

As Minhas Irmãs Beatriz e Terezinha.

Aos Meus Familiares.

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

Ao Professor Ivo Barbi, pela amizade, respeito e compreensão, aliada à sua orientação segura e objetiva.

Aos Professores Arnaldo José Perin e Enio Valmor Kassick, pela colaboração prestada no trabalho de simulação numérica da fonte.

Ao Professor Arnaldo José Perin, pela permanente disposição e boa vontade em colaborar.

Aos Amigos Paulo Torri e Adroaldo Raizer pela colaboração prestada.

Aos Professores, Técnicos e Funcionários do Curso de Pós-Graduação que contribuíram na elaboração desta.

Aos Colegas da Pós-Graduação pela amizade.

À Universidade Federal de Santa Catarina, ao CNEN e à ELETROBRÁS, pelo apoio financeiro.

À ICOTRON pela doação de componentes utilizados no trabalho.

Aos Meus Pais Gentil e Elcy, às minhas irmãs Beatriz e Terezinha e aos meus familiares, pelo incentivo e confiança demonstrados.

Aos Professores, Ivo Barbi, Dr. Ing.; Arnaldo José Perin, Dr. Ing.; Márcio Cherem Schneider, Dr. Eng.; Enio Valmor Kassick, M.Sc., que constituíram a banca examinadora da defesa da dissertação de mestrado.

R E S U M O

Este trabalho trata do estudo de uma fonte chaveada à ressonância, que utiliza um conversor paralelo à transistor.

Seu emprego destina-se à alimentação de micro-computadores.

Pertencente à terceira geração de fontes de tensão reguladas, a fonte proposta é analisada, estabelecendo-se as seqüências de funcionamento, os tempos envolvidos, a frequência e a potência entregue à carga em função da variável de controle.

Nesta fonte não é necessário um circuito gerador de sinais de comando. Devido à sua concepção, tanto a ordem de entrada em condução, quanto a ordem de bloqueio do transistor são produzidos pelo próprio circuito de comando.

É realizado a modelagem da fonte e o estudo da regulação, empregando o controle realimentado.

O projeto e implementação de uma fonte a partir da análise simplificada são realizados, e apresentados os resultados experimentais.

A B S T R A C T

This work is concerned with the study of a resonant switched power supply with a parallel transistor converter.

Its use is basically to supply power to micro computers.

Belonging to the third generation of regulated voltage sources, the proposed power supply is analyzed by establishing the operating sequences, the times involved, the frequency and power supplied to the load as a function of the control variable.

In this supply there is no need for a command signal generator circuit. Due to its design, both the conduction command as well as the blocking command for the transistor are produced by the command circuit of the power supply.

The modelling of the power supply is realized as well as the study of its regulation under feedback control.

The design and implementation of a supply is realized based upon a simplified analysis. Experimental results are also presented.

S I M B O L O G I A

a e b	-	Dimensões da Área da Perna Central do Núcleo.
A_d	-	Área Efetiva do Entreferro.
A_e	-	Área da Perna do Núcleo Central.
B	-	Indução Magnética.
C	-	Capacitor de ajuda à Comutação.
C_1	-	Capacitor de Filtragem da Entrada.
C_2	-	Capacitor de Filtragem da Saída.
C_3	-	Capacitor do 2º Estágio de Filtragem.
d	-	Entreferro.
d/2	-	Afastamento entre os Núcleos
d ϕ /dt	-	Taxa de Variação do Fluxo.
E_1	-	Tensão no Capacitor C_1 .
E_2	-	Tensão no Capacitor C_2
I_C	-	Corrente no Coletor do Transistor.
I_e	-	Corrente no Primário no final da 2ª Sequência.
I_g	-	Corrente no Primário no final da 4ª Sequência.
I_{L0}	-	Valor Inicial da Corrente no indutor.
I_{L1}	-	Corrente no Primário do Transformador.
I_{L2}	-	Corrente no Secundário do Transformador.
I_M	-	Corrente no Transistor no final de 1ª Sequência.

I_{mg}	- Corrente na Indutância Magnetizante.
I_0	- Corrente de Ondulação.
I_T	- Corrente no Transistor.
L_1	- Indutância Magnetizante do Transformador referida ao Primário.
L_2	- Indutância Magnetizante do Transformador referida ao Secundário.
L_{d1}	- Indutância de Dispersão do Primário do Transformador.
L_{d2}	- Indutância de Dispersão do Secundário do Transformador.
L_e	- Comprimento Magnético do Núcleo.
L_F	- Indutor do 2º Estágio de Filtragem.
N	- Relação de Transformação.
N_1	- Número de Espiras do Primário do Transformador.
N_2	- Número de Espiras do Secundário do Transformador.
$N.E_2$	- Tensão no Capacitor C_2 refletida ao Secundário.
P	- Potência entregue à Carga.
P_d	- Potência Dissipada nos Capacitores.
r	- Ondulação de Tensão.
R_{D2}	- Resistência de Condução do Diodo Secundário.
R_P	- Resistência que representa a Corrente de Fuga do Capacitor.
R_{SE}	- Resistência Série equivalente do Capacitor.
R_T	- Relutância do Circuito Magnético do Transformador.

R_{th}	- Resistência Térmica.
S	- Área da Perna do Núcleo Central do Transformador.
T	- Período de Funcionamento.
T_1	- Tempo de Duração da 1ª Sequência.
T_2	- Tempo de Duração da 2ª Sequência.
T_3	- Tempo de Duração da 3ª Sequência.
T_4	- Tempo de Duração da 4ª Sequência.
T_5	- Tempo de Duração da 5ª Sequência.
T_C	- Transformador de Chaveamento.
T_P	- Transistor de Chaveamento.
$tg \delta$	- Fator de Perdas.
V_1	- Tensão no Primário do Transformador.
V_2	- Tensão no Secundário do Transformador.
V_C	- Tensão no Capacitor de ajuda à Comutação.
V_{CO}	- Valor Inicial da Tensão no Capacitor.
V_{CE}	- Tensão Coletor-Emissor do Transistor.
V_M	- Tensão Média no Capacitor.
V_P	- Tensão de Pico no Capacitor.
W	- Energia Entregue à Carga.
ω	- Frequência Angular.
μ_e	- Permeabilidade Magnética relativa do Núcleo.
μ_0	- Constante Magnética = $4\pi \times 10^{-7}$ H/m.

S U M Á R I O

RESUMO	v
SIMBOLOGIA	vii
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	
1.1 - Introdução	01
1.2 - Fontes Lineares	01
1.3 - Fontes Chaveadas	03
1.3.1 - Famílias de Fontes Chaveadas	04
1.3.1.1 - Conversor Paralelo	04
1.3.1.2 - Conversor Série	07
1.3.1.3 - Conversor Push-Pull	10
1.3.1.4 - Conversor Série Ressonante	12
1.3.2 - Chaves	15
1.4 - Conclusões	16
CAPÍTULO II - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E REPRESENTAÇÃO ANALÍTICA DA FONTE PROPOSTA	
2.1 - Introdução	17
2.2 - Apresentação da Estrutura	17
2.3 - Seqüências de Funcionamento	19
2.4 - Análise do Funcionamento da Fonte	29
2.4.1 - Representação no Plano de Fase	30
2.4.2 - Comportamento da Fonte em Função de E_1 , E_2 e N	33

2.5 - Estudo Analítico	34
2.5.1 - Determinação do Tempo T_2	35
2.5.2 - Determinação do Tempo T_3	36
2.5.3 - Determinação do Tempo T_4	39
2.5.4 - Determinação do Tempo T_5	40
2.5.5 - Frequência de Funcionamento	43
2.5.6 - Potência Entregue à Carga	43
2.6 - Interpretação dos Resultados	45
2.7 - Conclusões	48

CAPÍTULO III - DIMENSIONAMENTO DA FONTE CHAVEADA À RESONÂNCIA

3.1 - Introdução	50
3.2 - Determinação dos Parâmetros da Fonte	50
3.2.1 - Especificação dos Principais Dados Técnicos	51
3.2.2 - Definição de Relação $N.E_2/E_1$	51
3.2.3 - Comportamento da Fonte Sem Carga	52
3.2.4 - Comportamento da Fonte sob Carga. Faixa de Variação da Frequência em Função dos Parâmetros L_1 e C	53
3.3 - Dimensionamento do Transformador	56
3.3.1 - Determinação do Número de Espiras	56
3.3.2 - Determinação da Corrente Eficaz no Enrolamento Primário do Transformador	57
3.3.3 - Determinação da Corrente Eficaz no Enrolamento Secundário do Transformador	61
3.3.4 - Escolha do Núcleo de Ferrite	63
3.3.5 - Determinação do Entreferro	64

3.4 - Apresentação e Análise dos Resultados Experimentais .	67
3.4.1 - Comparação entre os Resultados Experimentais e os Resultados Teóricos	71
3.4.2 - Simulação da Fonte Incluindo a Indutância de Dispersão do Transformador	72
3.4.3 - Comportamento do Diodo na Entrada em Condução	77
3.5 - Dimensionamento do Filtro de Entrada	79
3.6 - Dimensionamento do Filtro de Saída	81
3.6.1 - Dimensionamento do Capacitores do Primeiro Estágio de Filtragem-Cálculo Térmico 13 ...	82
3.6.2 - Dimensionamento do 2º Filtro de Saída	86
3.7 - Conclusões	88

CAPÍTULO IV - CIRCUITOS DE COMANDO

4.1 - Introdução	89
4.2 - Circuito de Comando de Base do Transistor	90
4.2.1 - O Tiristor Dual	90
4.2.2 - Características do Comando de Base	90
4.2.3 - Concepção e Princípio de Funcionamento	92
4.3 - Circuito de Partida Progressiva	96
4.3.1 - O Problema da Partida	96
4.3.2 - Apresentação e Princípio de Funcionamento ...	98
4.4 - Conclusões	101

CAPÍTULO V - REGULAÇÃO DA FONTE

5.1 - Introdução	102
5.2 - Modelagem da Fonte	103

5.2.1 - Obtenção de uma Expressão Analítica para a Frequência	103
5.2.2 - Determinação de Corrente Média no Secundário	104
5.2.3 - Modelo da Fonte	106
5.2.4 - Determinação do Ganho Estático	108
5.3 - Regulação da Tensão	108
5.3.1 - Controle Proporcional	109
5.3.2 - Controle Proporcional-Integral	111
5.3.3 - Implementação do Circuito de Controle	122
5.4 - Conclusões	123
CONCLUSÕES	125
APÊNDICE	128
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	129

C A P Í T U L O I

INTRODUÇÃO

1.1 - Introdução

Normalmente, a grande parte dos circuitos eletrônicos requerem fontes de tensão contínua com algum grau de regulação. Tais fontes podem ser obtidas a partir de diodos zener, ou de reguladores integrados. Como o rendimento é baixo, estes componentes são aplicados em pequenas potências, como por exemplo, nos circuitos de comando e controle das fontes lineares e chaveadas.

Para maiores potências temos as fontes lineares, que consistem de um divisor de tensão controlado, e as fontes chaveadas, que propiciaram um grande avanço em termos de rendimento e tamanho compacto.

Neste Capítulo são apresentadas as fontes lineares e chaveadas. Descreve-se o princípio dos conversores mais empregados nas fontes chaveadas, e o conversor série à ressonância, concebido com o objetivo de introduzir melhoramentos.

1.2 - Fontes Lineares

São constituídas por um transformador, um retificador e um circuito regulador série. É apresentado um exemplo na Figura 1.

O princípio desta fonte consiste em dividir a

tensão de entrada, de tal modo que, para uma variação especificada da corrente de carga ou da tensão de alimentação, se mantenha estabilizada a tensão na carga. Isto se obtém inserindo um elemento regulador, no caso o transistor. A potência dissipada pelo transistor é igual a diferença de tensão da entrada e da saída multiplicada pela corrente.

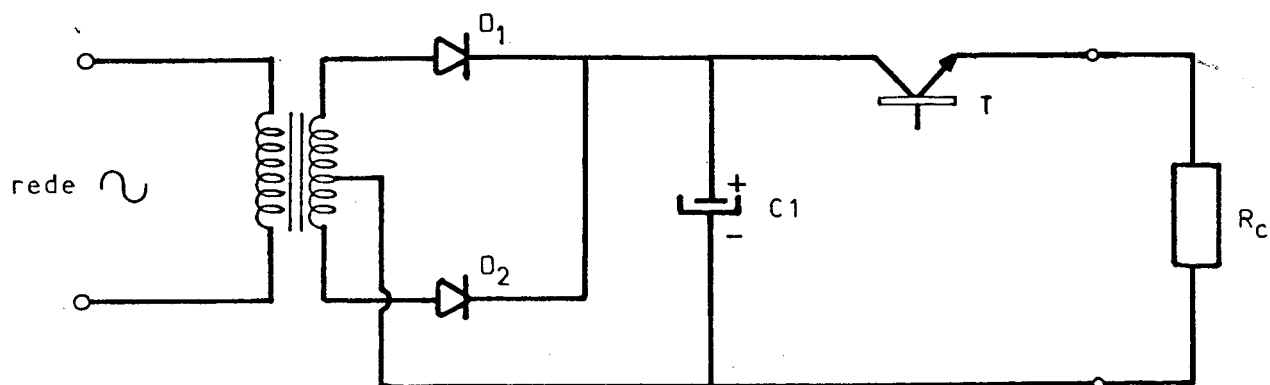


FIGURA 1.1 - Fonte Linear com Transformador a ponto médio.

Onde se deseje simplicidade e facilidade de projeto, as fontes lineares tem seu espaço.

Apresentam como desvantagens:

- maior volume e peso.
- baixa eficiência, em média inferior a 50%.

1.3 - Fontes Chaveadas

O seu princípio de funcionamento consiste em operar a chave, que pode ser um transistor bipolar, V-MOS, ou um GTO, na região de corte-saturação através de um comando adequado. Consegue-se assim diminuir consideravelmente as perdas na chave, uma vez que o produto tensão x corrente na chave é reduzido.

Conforme demonstrado na Figura 1.2, a fonte consiste basicamente de um retificador, de um filtro, um transformador de chaveamento, a chave, filtro de saída, circuito de comando da chave e circuito de controle.

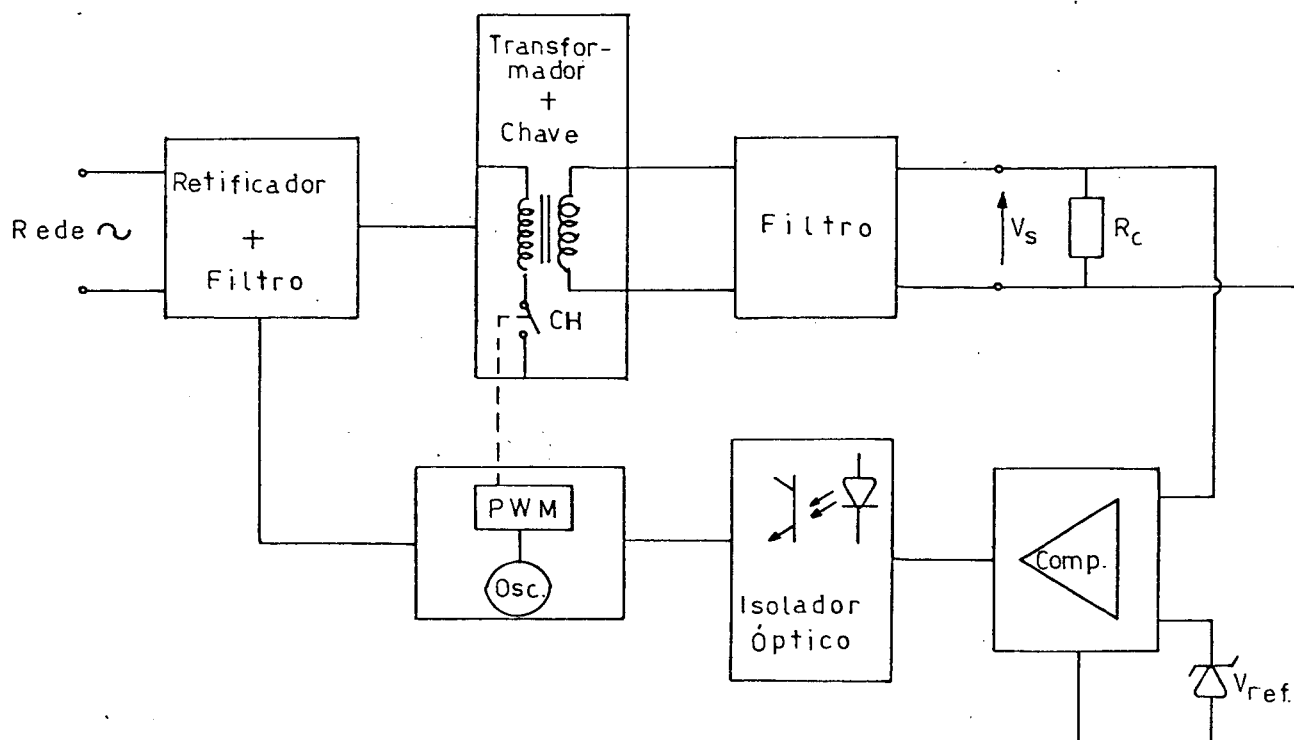


FIGURA 1.2 - Diagrama de Blocos de uma Fonte Chaveada.

Realizando-se o chaveamento em frequências acima da audível, reduz-se o peso e volume do transformador, com o emprego de núcleos de ferrite. O filtro de saída também é reduzido.

Apresenta a possibilidade de saídas múltiplas reguladas com tensões e correntes diferentes.

1.3.1 - Famílias de Fontes Chaveadas

Dentre os diferentes tipos de conversores isolados, são geralmente empregados nas fontes chaveadas, o conversor paralelo (Flyback), o conversor série (Forward) e o conversor Push-Pull.

A terceira geração de fonte C.C., estabilizada, denominada fonte chaveada à ressonância é apresentada.

1.3.1.1 - Conversor Paralelo

A estrutura está representada na Figura 1.3. Seu princípio de funcionamento consiste numa primeira sequência, armazenar energia na indutância magnetizante do transformador. Durante o tempo T_1 a chave permanece fechada. A polaridade do transformador deve ser correta, de modo que o diodo D_1 permaneça bloqueado nesta sequência.

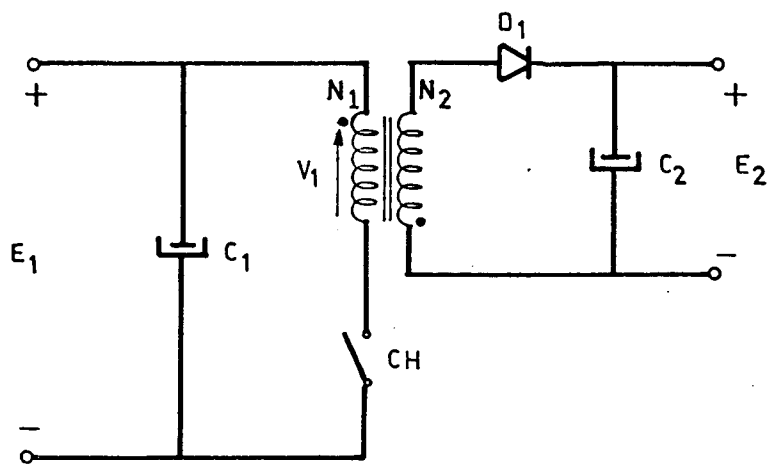


FIGURA 1.3 - Esquema Simplificado de um Conversor Paralelo.

Após o tempo T_1 a chave é aberta. A tensão no transformador se inverte e o diodo D_1 entra em condução. O transformador se desmagnetiza fornecendo energia ao capacitor C_2 e, conseqüentemente, à carga. As principais formas de onda para um ciclo de funcionamento estão representadas na Figura 1.4.

Enquanto há corrente no secundário, a tensão na chave é $E_1 + E_2 \cdot N_1/N_2$. Após a desmagnetização do transformador a tensão na chave é igual a E_1 .

Apresenta como vantagens:

- a simplicidade.
- menor número de componentes.
- possibilidade de múltiplas saídas.
- não necessita de indutor no primeiro estágio de filtragem.

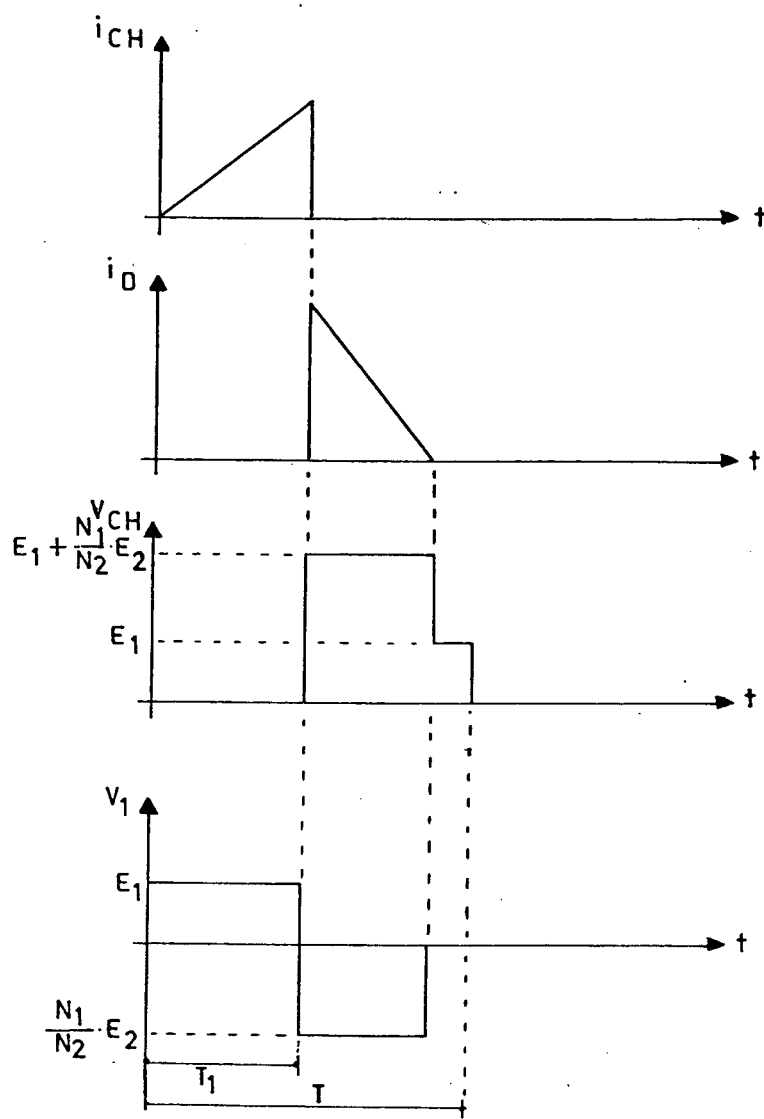


FIGURA 1.4 - Formas de Onda para o Conversor Paralelo.

- (a) Corrente na chave;
- (b) Corrente no diodo;
- (c) Tensão na chave;
- (d) Tensão no primário do transformador [1].

Como desvantagens:

- o volume do transformador.
- nociva forma de onda das correntes de entrada e saída.
- indutância de dispersão do transformador deverá ser pequena para que a sobretensão na chave no bloqueio não seja excessiva.

Como a tensão na carga depende da impedância da mesma, necessita de circuito de regulação, para que a tensão na saída seja estabilizada.

1.3.1.2 - Conversor Série

É um conversor de energia direto. No tempo de condução do transistor a energia é transferida ao secundário. O transistor conduz a corrente do secundário refletida ao primário.

O conversor série está representado na Figura 1.5.

O transformador tem que ser desmagnetizado a cada período de funcionamento da fonte, para que não surjam sobretensões na chave, com a saturação do transformador. A desmagnetização é feita por um terceiro enrolamento com um diodo em série, restituindo a energia acumulada na indutância magnetizante ao capacitor C_1 .

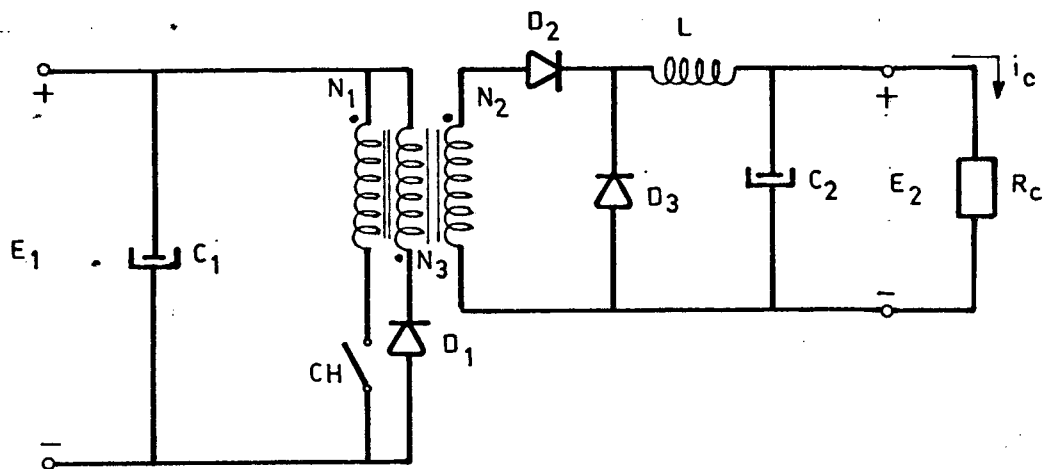


FIGURA 1.5 - Esquema Simplificado de um Conversor Série.

Neste conversor, a tensão máxima sobre a chave é igual a tensão de alimentação adicionada a tensão de desmagnetização refletida ao primário. As formas de onda de interesse estão representadas na Figura 1.6. Com a relação de transformação igual a 1, entre o enrolamento primário e o de desmagnetização, para que haja a desmagnetização completa, a razão cíclica poderá ser no máximo igual a 50%.

O conversor série apresenta como vantagens:

- a simplicidade.
- o volume reduzido do transformador.

Como desvantagens:

- a dificuldade de realizar um bom acoplamento entre o enrolamento primário e o de desmagnetização.

- transformador de três enrolamentos.
- necessita de um indutor no primeiro estágio de filtragem.

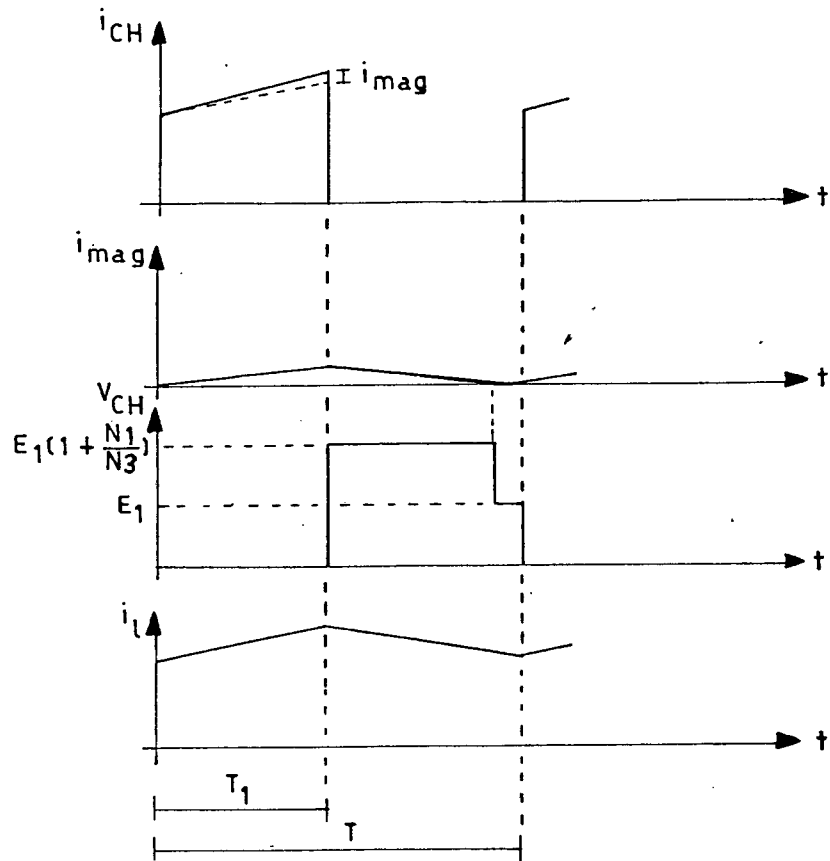


FIGURA 1.6 - Formas de Onda para o Conversor Sê
rie.

- (a) Corrente na chave;
- (b) Corrente magnetizante;
- (c) Tensão na chave;
- (d) Corrente no indutor de filtragem

[7].

1.3.1.3 - Conversor Push-Pull

O esquema está representado na Figura 1.7. As chaves CH_1 e CH_2 conduzem alternativamente durante um tempo T_1 . Como no conversor série, no tempo de condução de cada chave a energia é transferida diretamente à carga. O filtro L- C_2 é atado em tensão, com uma frequência o dobro da frequência de chaveamento de cada chave.

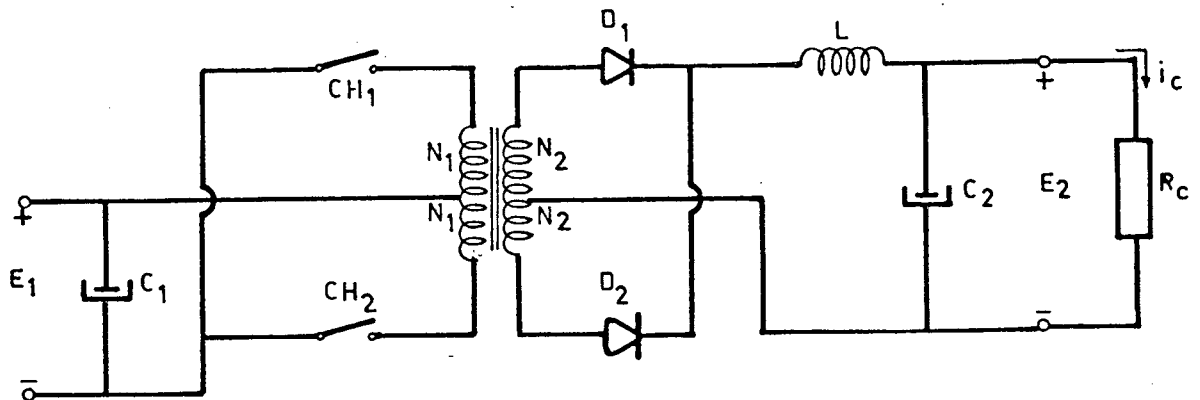


FIGURA 1.7 - Esquema simplificado de um Conversor Push-Pull.

A corrente que cada chave conduz, corresponde à corrente do indutor de filtragem refletida ao primário, acrescida da corrente de magnetização.

Durante a condução de uma chave a tensão na outra é duas vezes a tensão de alimentação. As formas de onda de

interesse estão representadas na Figura 1.8.

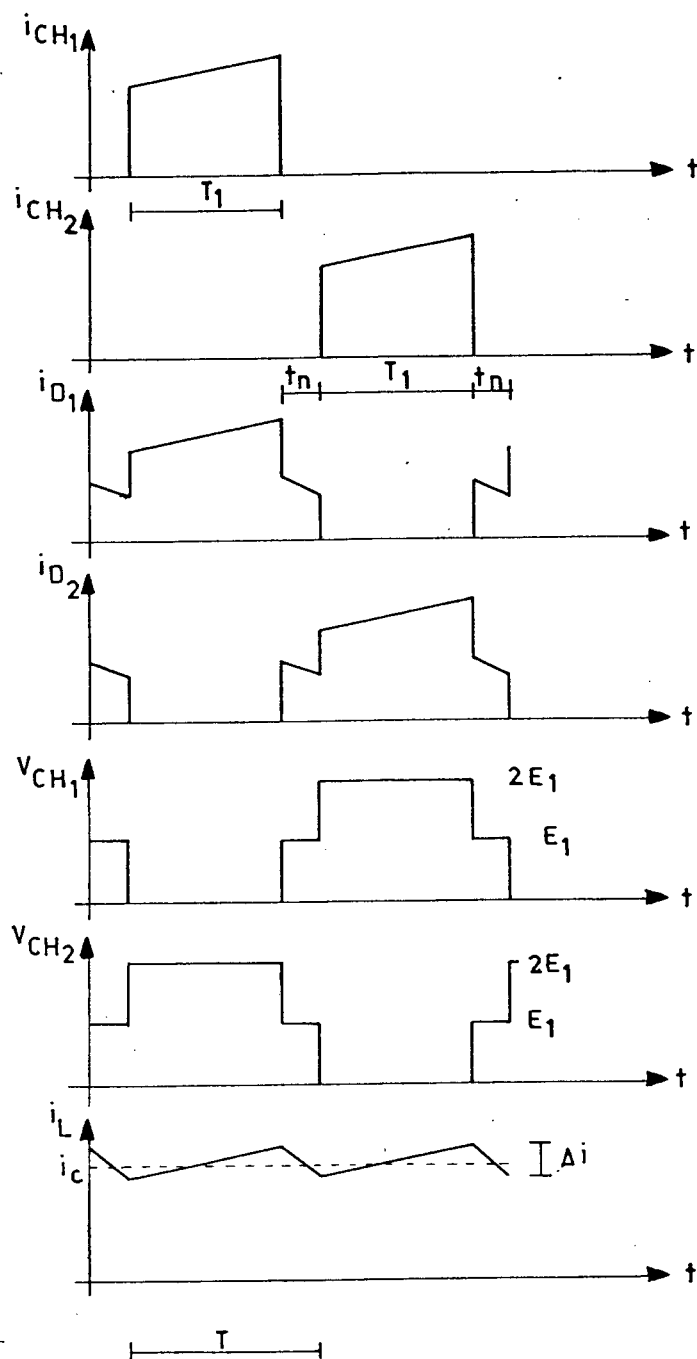


FIGURA 1.8 - Formas de Onda para o Conversor Push-Pull.

- (a) Corrente na chave 1;
- (b) Corrente na chave 2;
- (c) Corrente no diodo D_1 ;
- (d) Corrente no diodo D_2 ;
- (e) Tensão na chave CH_1 ;
- (f) Tensão na chave CH_2 ;
- (g) Corrente no indutor L [1].

Entre o tempo de condução de uma chave e de outra, existe um pequeno tempo t_n , para evitar o risco de condução das duas chaves simultaneamente. Durante o tempo t_n a tensão nas chaves é igual a E_1 .

O conversor Push-Pull apresenta como vantagens:

- o comando das chaves ao mesmo potencial,
- boa utilização dos transistores,
- facilidade de filtragem.

Como desvantagens:

- a necessidade de um bom acoplamento entre os enrolamentos primários,
- capacitâncias parasitas entre os enrolamentos primários,
- risco de assimetria e da condução simultânea,
- transformador com dois enrolamentos primários e dois secundários.

1.3.1.4 - Conversor Série Ressonante

O conversor série ressonante tem por característica, a formação de um circuito ressonante no primário do transformador, onde o fechamento da chave é feito em condições ideais, ou seja, com tensão e corrente nulas.

É apresentado na Figura 1.9 o esquema básico de uma fonte ressonante série [1].

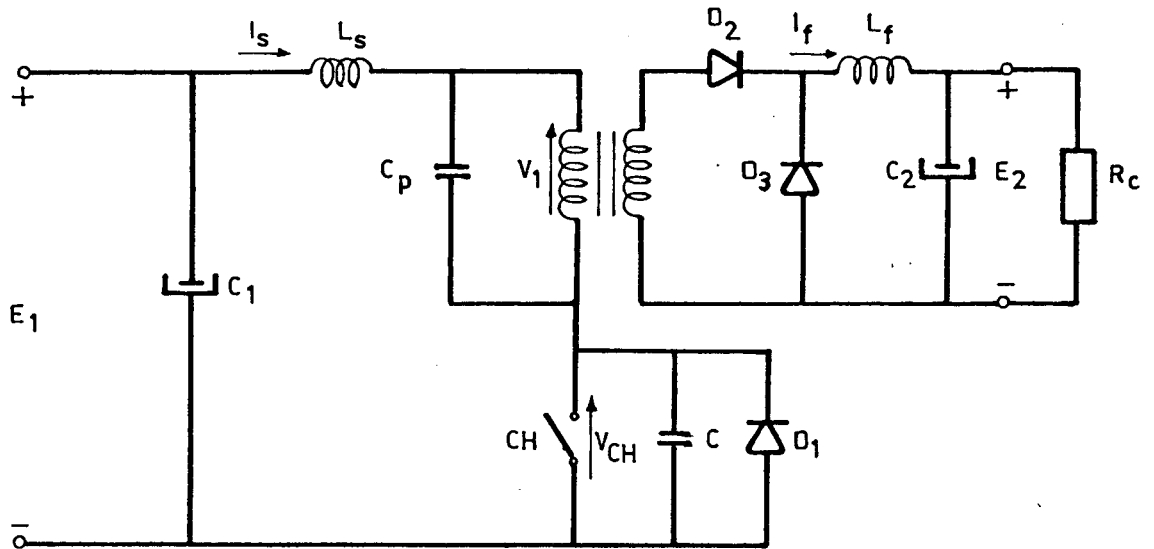


FIGURA 1.9 - Esquema simplificado de um conversor Série Ressonante.

Este conversor forma um circuito ressonante de 4ª ordem, que transforma tensões e correntes de forma retangular numa forma próxima à senoidal. Conseqüentemente os valores de dV/dt e dI/dt são baixos.

A Figura 1.10 ilustra as formas de onda de interesse do conversor série ressonante.

No tempo T_0 a chave fecha. A tensão e a corrente na chave V_{CH} são nulas.

Em T_1 a tensão V_1 torna-se positiva e o diodo D_2 entra em condução.

Através de comando adequado, a chave é aberta em T_2 . O diodo D_2 continua em condução. A corrente I_s decresce, passando por zero antes do tempo T_3 . Quando I_s se anula a tensão na chave V_{CH} atinge o seu valor máximo e decresce.

No tempo T_3 a tensão V_1 passa por zero e se torna

negativa, provocando o bloqueio de D_2 .

Em T_4 a tensão V_{CH} se anula, e o diodo D_1 é polarizado, conduzindo a corrente I_s até o tempo T_0 , onde reinicia uma nova sequência.

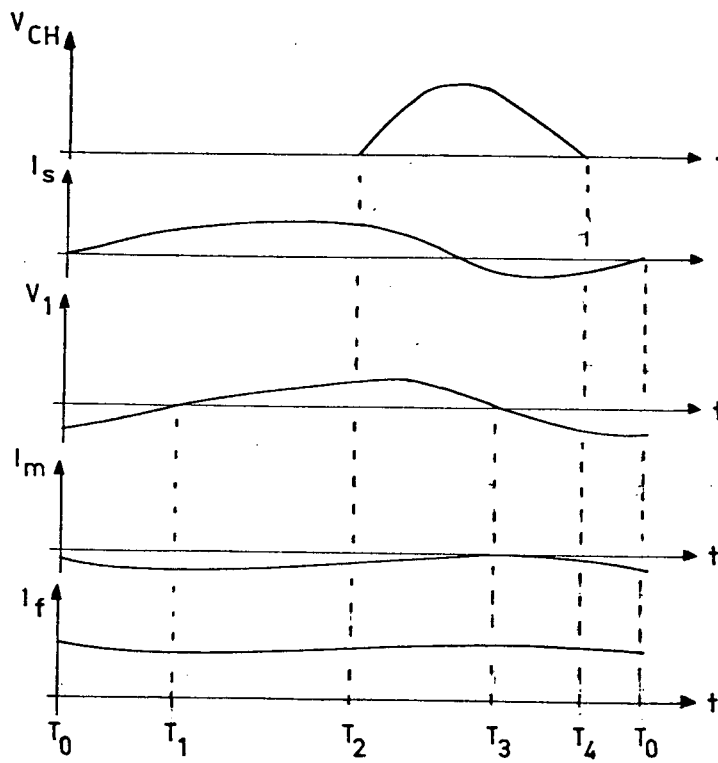


FIGURA 1.10 - Formas de Onda de interesse do Conversor Série Ressonante.

Este conversor apresenta como vantagens:

- as formas de tensão e corrente senoidais, proporcionando alto rendimento,
- proteção contra curto-circuito.

1.3.2 - Chaves

As chaves normalmente usadas em fontes chaveadas são: o transistor bipolar, transistor V-MOS e o tiristor.

Com o tiristor opera-se com frequências não muito elevadas. Normalmente um pouco acima da audível.

Na operação com o transistor bipolar, é de fundamental importância, o seu comportamento na passagem de estado de condução para o estado bloqueado, e vice-versa, sendo caracterizado pelos tempos de comutação.

O maior tempo envolvido na comutação ocorre no bloqueio do transistor, e é denominado tempo de estocagem. Devido a este tempo, a frequência de chaveamento em transistores bipolares fica normalmente limitada em 100 KHz.

O tempo de estocagem, que simplificarmente, é o tempo necessário para descarregar a capacitância intrínseca entre a junção base-emissor, é consideravelmente reduzido se for utilizado um bom comando de base. Este comando consiste em, durante a condução do transistor, através de um diodo de anti-saturação conectado entre a base e o coletor do transistor, adaptar a corrente de base à corrente de coletor. No bloqueio extrair uma corrente inversa da base, limitando a derivada desta corrente.

Consegue-se assim, diminuir a carga armazenada na capacitância intrínseca e efetuar uma descarga rápida.

Os transistores bipolares apresentam um determinado tempo para que a corrente se anule no bloqueio, como também a tensão se anule no disparo. As perdas devido ao produto $I_C \times V_{CE}$ poderão ser destrutivas. Para proteger o transistor, são normalmente utilizados circuitos de ajuda à comutação.

Frequências de chaveamento acima de 100 KHz são possíveis com transistores de tecnologia V-MOS.

1.4 - Conclusões

Neste Capítulo foram apresentadas as fontes de tensão contínua reguladas.

As fontes lineares são aplicadas onde se deseje simplicidade de projeto. Apresentam como desvantagens o volume, peso, e tem baixa eficiência.

Nos conversores utilizados em fontes chaveadas descreveu-se seu princípio de funcionamento e principais características.

Devido às características de cada conversor, utiliza-se o paralelo em potências inferiores a 200 W. O conversor série de 200 a 800 W e o conversor Push-Pull em potências acima de 1.000 W.

É apresentado o conversor série ressonante. Descreve-se seu princípio de funcionamento e vantagens do seu emprego em fontes chaveadas.

Com o objetivo de manter a robustez da chave empregada nas fontes chaveadas à ressonância, simplificar o comando, e obter uma fonte mais simples e com menor número de componentes, será estudada uma fonte chaveada com conversor paralelo à ressonância. No Capítulo seguinte ela é apresentada e analisada qualitativa e quantitativamente.

C A P Í T U L O I I

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E REPRESENTAÇÃO
ANALÍTICA DA FONTE PROPOSTA

2.1 - Introdução

Neste Capítulo será apresentado o princípio de funcionamento da fonte proposta.

O estudo que segue, considera o novo princípio de controle do chaveamento do transistor, realizado sob frequência variável.

Serão estabelecidas as sequências de funcionamento, os tempos envolvidos e a potência entregue a carga, como função da variável de controle.

2.2 - Apresentação da Estrutura

A fonte apresenta como característica principal, a formação de um circuito ressonante no primário do transformador, com a inclusão de um capacitor em paralelo com o transistor.

A Figura 2.1 representa esquematicamente a fonte, constituída por um conversor paralelo à ressonância.

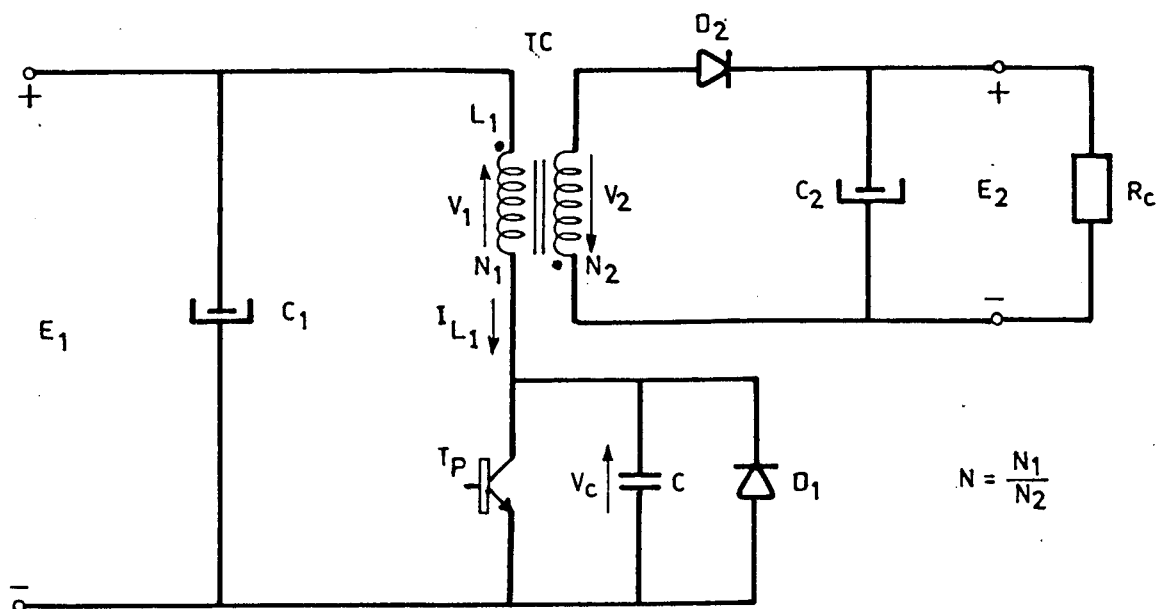


FIGURA 2.1 - Esquema simplificado da Estrutura.

A estrutura é constituída por:

- T_C - Transformador de chaveamento, onde L_1 é a indutância magnetizante do transformador referida ao primário.
- T_P - Transistor de chaveamento.
- C - Capacitor de ajuda à comutação.
- C_1, C_2 - Capacitores de filtragem.
- D_1, D_2 - Diodos.

Onde:

N_1 - é o número de espiras do enrolamento primário.

N_2 - é o número de espiras do enrolamento secundário.

$N = N_1/N_2$ - é a relação de transformação.

Para efeito de análise as tensões E_1 e E_2 serão consideradas constantes.

Devido ao circuito de ajuda à comutação e a forma de comando, o transistor é operado sob o conceito de tiristor-dual. O disparo é natural, com tensão e corrente nulas. Ver 4.2.2.

O capacitor em paralelo com o transistor garante a proteção contra dV/dt no bloqueio.

2.3 - Sequências de Funcionamento

a) 1ª Sequência

Apresentam-se como condições iniciais:

$$V_C = 0 \quad e$$

$$I_{L1} = 0$$

Sendo:

V_C - a tensão no capacitor C.

I_{L1} - a corrente no primário do transformador.

O transistor entra em condução. Esta sequência termina com o bloqueio no tempo $t = T_1$, através de comando adequado.

É aplicado uma tensão E_1 sobre a indutância magnetizante L_1 do transformador. O diodo D_2 permanece bloqueado nesta sequência devido à polaridade do transformador. A corrente no enrolamento primário num tempo t é dada por:

$$I_{L1} = \frac{E_1}{L_1} \cdot t \quad (2.1)$$

Quando $t = T_1$ a corrente $I_{L1} = I_M$, que será comutada do transistor para o capacitor C , é dada por:

$$I_M = \frac{E_1}{L_1} \cdot T_1 \quad (2.2)$$

Onde T_1 é o tempo de duração da 1ª sequência.

A Figura 2.2 ilustra esta sequência.

A corrente de carga é fornecida pelo capacitor C_2 .

Observa-se na Figura 2.7 as correntes e tensões de interesse, para um ciclo de funcionamento da estrutura.

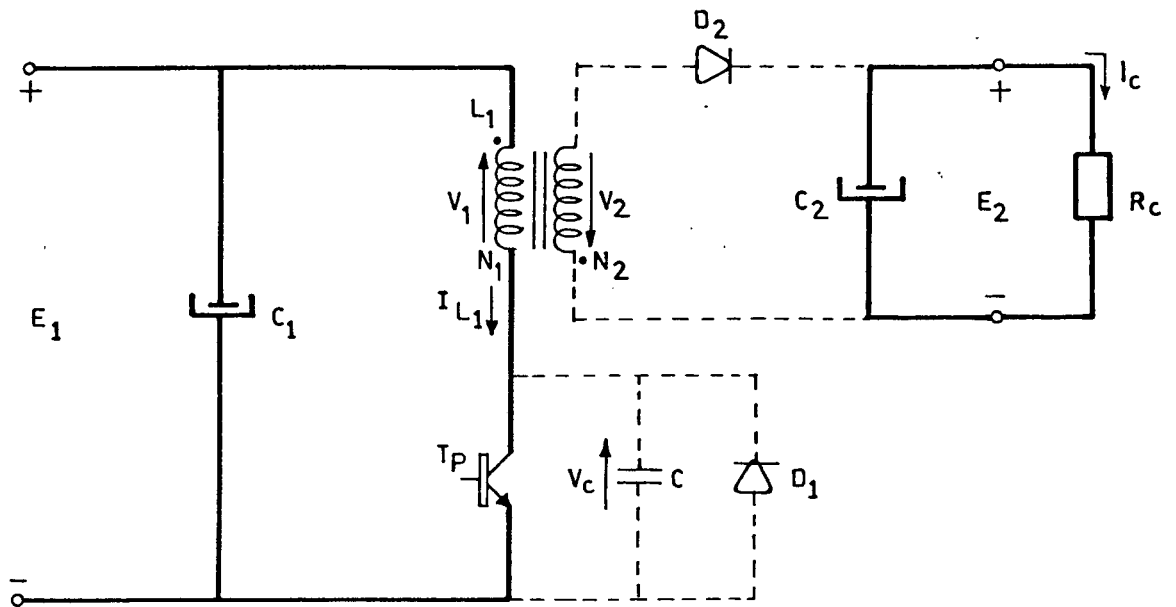


FIGURA 2.2 - 1ª Sequência de Funcionamento.

b) 2ª Sequência

O início se caracteriza pelo bloqueio do transistor e formação do circuito oscilante L_1 -C.

As condições iniciais são:

$$V_C = 0 \quad e$$

$$I_{L1} = I_M$$

A Figura 2.3 ilustra esta sequência.

A corrente I_{L1} passa por um máximo e diminui até o término desta sequência, que ocorre num tempo $t = T_2$, quando o diodo D_2 entra em condução.

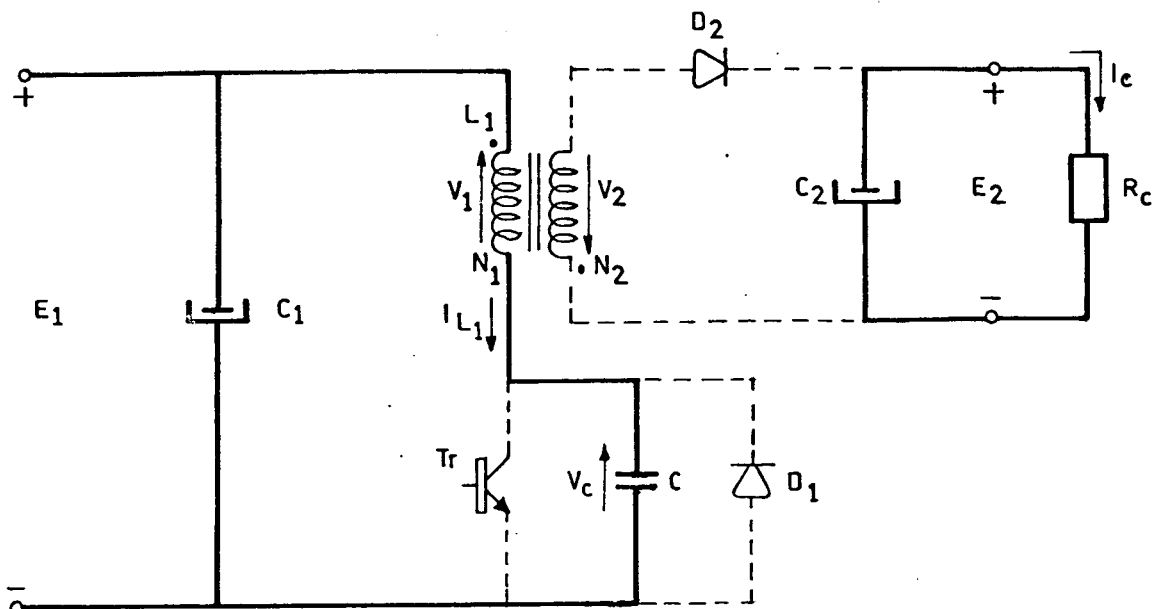


FIGURA 2.3 - 2ª Sequência de Funcionamento.

A condição para que o diodo D_2 seja polarizado diretamente é que a tensão no secundário V_2 seja igual a $-E_2$. Daí se obtém:

$$V_1 = N \cdot V_2 = -N \cdot E_2 \quad (2.3)$$

Onde:

$N \cdot E_2$ - é a tensão no capacitor C_2 refletida ao primário.

A corrente secundária assume o fluxo. A corrente no primário se anula porque V_2 fica fixada em $-E_2$, não permitindo que V_1 cresça, condição para que I_{L1} continuasse circulando.

A tensão no capacitor no final desta sequência é dada por:

$$V_C = E_1 - V_1 = E_1 + N.E_2 \quad (2.4)$$

A corrente no primário do transformador I_{L1} é igual a I_e no final desta sequência.

O tempo de duração desta sequência é igual a T_2 .

c) 3ª Sequência

Inicia com a entrada em condução de D_2 .

As condições iniciais são:

$$V_C = E_1 + N.E_2 \quad e$$

$$I_{L2} = N.I_e$$

A corrente do secundário assume o fluxo.

O transformador se desmagnetiza pelo secundário com tensão praticamente constante, transferindo energia ao capacitor C_2 e, conseqüentemente, à carga. Num período de funcionamento esta energia é dada por:

$$W = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_e^2 \quad (2.5)$$

A Figura 2.4 ilustra esta sequência.

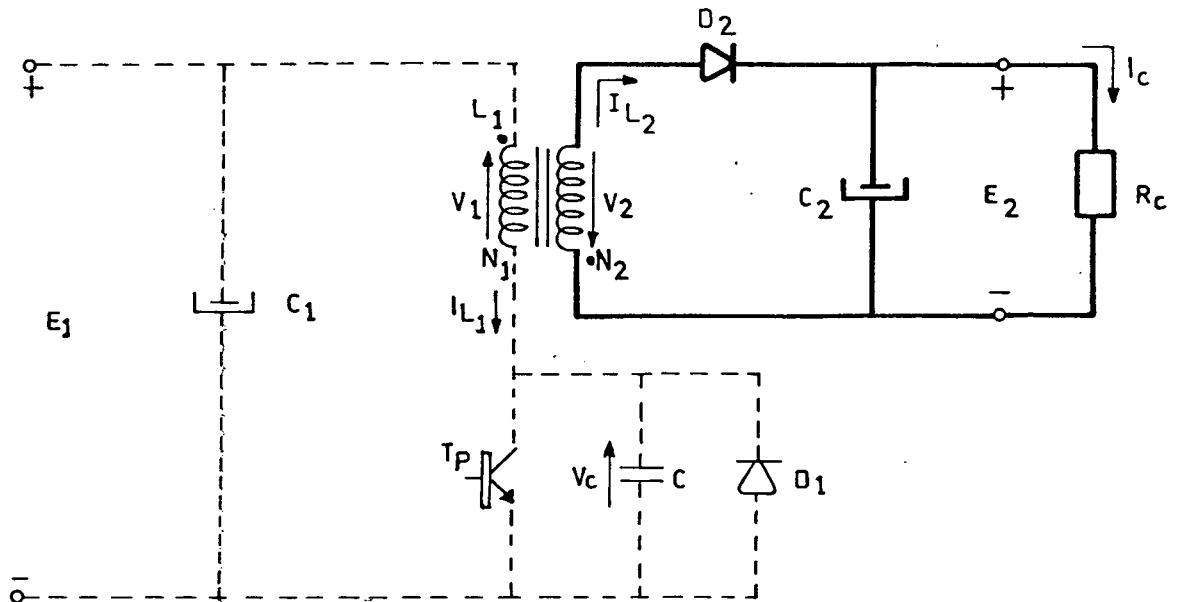


FIGURA 2.4 - 3ª Sequência de Funcionamento.

Num tempo t , a corrente no secundário do transformador é dada por:

$$I_{L2} = N \cdot I_e - \frac{E_2}{L_2} \cdot t \quad (2.6)$$

Onde:

$N \cdot I_e$ - é o valor da corrente secundária no início da 3ª sequência.

L_2 - é a indutância magnetizante refletida ao secundário, sendo:

$$L_2 = \frac{1}{N^2} \cdot L_1 \quad (2.7)$$

Esta seqüência termina quando o transformador se desmagnetiza e conseqüentemente $I_{L2} = 0$. Neste intervalo obtemos pela equação (2.6) e (2.7) para $t = T_3$:

$$T_3 = \frac{I_e \cdot L_1}{N \cdot E_2} \quad (2.8)$$

Onde T_3 é o tempo de duração de 3ª seqüência.

Conforme demonstrado na Figura 2.7 a tensão V_C neste intervalo é constante com o valor dado pela equação (2.4).

d) 4ª Seqüência

As condições iniciais são:

$$V_C = E_1 + N \cdot E_2 \quad e$$

$$I_{L1} = 0$$

O início desta seqüência ocorre com o bloqueio do diodo D_2 e formação do circuito oscilante L_1 -C. A energia acumulada no capacitor C na 2ª seqüência, cuja tensão V_C é dada pela equação (2.4), começa a ser restituída ao capacitor C_1 . A Figura 2.5 ilustra esta seqüência.

No tempo $t = T_4$ a tensão no capacitor C se anula. A seqüência termina portanto, com a entrada em condução do diodo D_1 , onde a corrente I_{L1} possui um valor igual a $-I_g$.

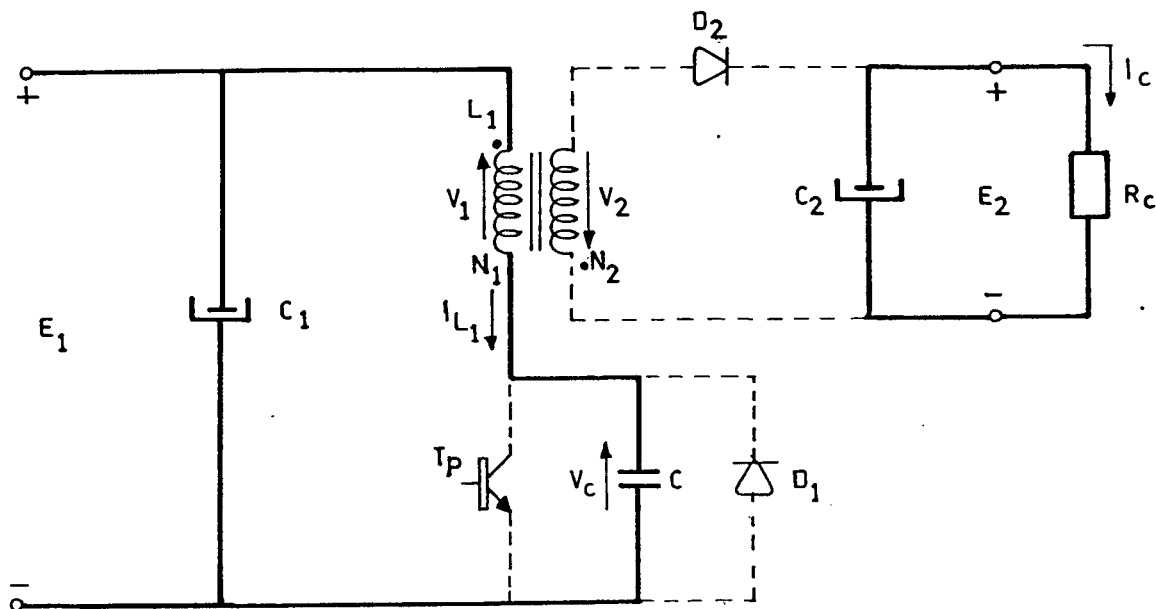


FIGURA 2.5 - 4ª Sequência de Funcionamento.

e) 5ª Sequência

Apresenta como condições iniciais:

$$V_C = 0 \quad e$$

$$I_{L1} = -I_g$$

O diodo D_1 é polarizado. A energia acumulada na indutância magnetizante L_1 é igual a $1/2 L_1 I_g^2$.

O transformador se desmagnetiza pelo capacitor C_1 com tensão praticamente constante. Num tempo t a corrente no primário do transformador é dada por:

$$I_{L1} = \frac{E_1}{L_1} \cdot t - I_g \quad (2.9)$$

Este intervalo termina quando $I_{L1} = 0$ no tempo $t = T_5$, dado por:

$$T_5 = \frac{L_1 \cdot I_g}{E_1} \quad (2.10)$$

O tempo T_5 caracteriza a duração deste intervalo.

A Figura 2.6 ilustra esta seqüência.

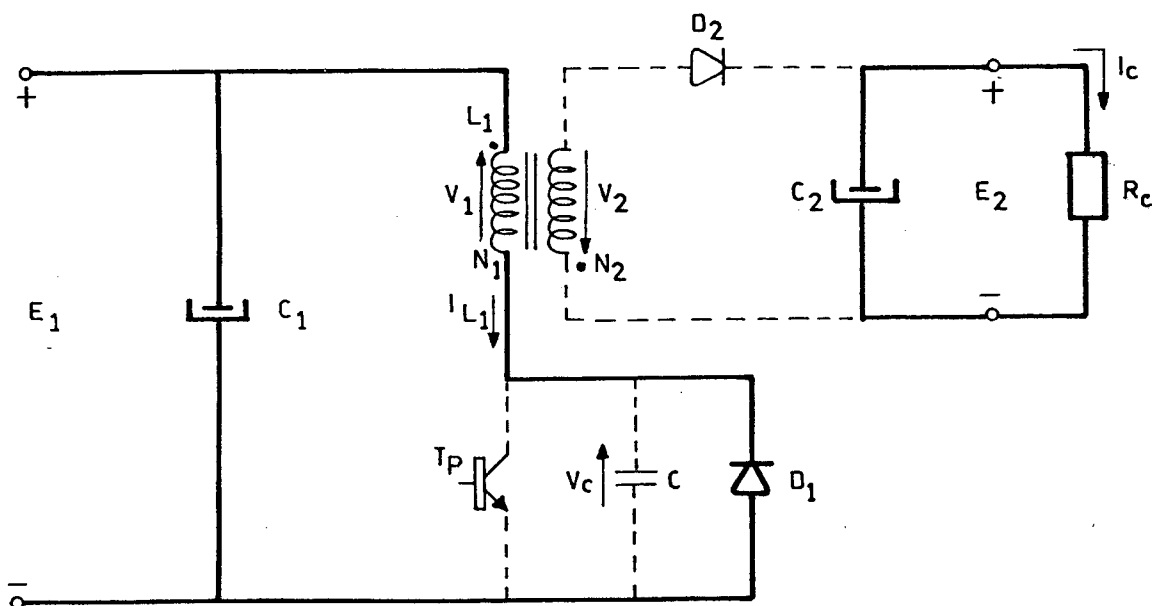


FIGURA 2.6 - 5ª Sequência de funcionamento.

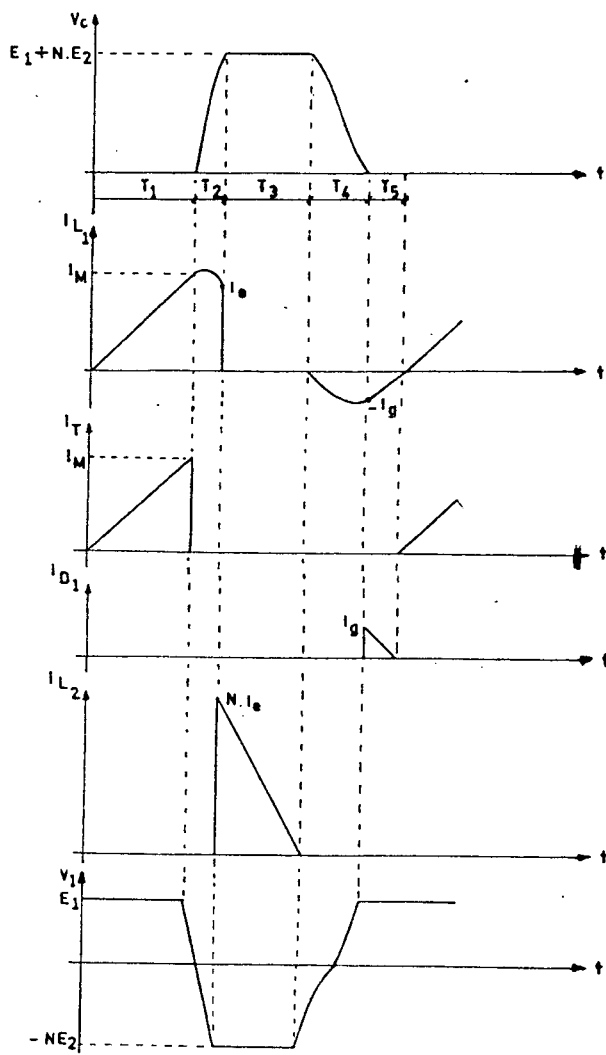


FIGURA 2.7 - Formas de Onda para um Ciclo de Funcionamento.

- (a) Tensão no capacitor C;
- (b) Corrente no primário do transformador;
- (c) Corrente no transistor;
- (d) Corrente do diodo D_1 ;
- (e) Corrente no secundário do transformador;
- (f) Tensão no primário do transformador.

2.4 - Análise do Funcionamento da Fonte

Conforme ilustrado na Figura 2.7, no tempo T_3 , que é o tempo de duração da 3ª sequência, a tensão no capacitor C é igual a $E_1 + N.E_2$. Na oscilação da 4ª sequência o capacitor C terá que anular sua tensão para que o transistor entre em condução, pois possui um comando específico, que só permite a sua entrada em condução em condições ideais, ou seja, com tensão nula.

O circuito oscilante L_1 -C está conectado em série com C_1 , cuja tensão é E_1 . Um imperativo para que a tensão no capacitor C na oscilação da 4ª sequência se anule, é que a tensão em C na 3ª sequência seja maior que $2.E_1$. Se considerarmos as resistências intrínsecas do circuito, V_C deverá ser suficientemente maior que $2.E_1$. Isto equivale a dizer $N.E_2 > E_1$.

A Figura 2.8 ilustra o caso em que a tensão no início da 4ª sequência é menor que $2.E_1$.

A tensão V_C passa por um valor mínimo não anulando. Ela volta a crescer e oscila em torno de E_1 . Devido ao amortecimento existente no circuito, o valor final de V_C será E_1 .

Desse modo a fonte chaveada não funciona, pois o transistor não entra em condução.

Como veremos no próximo item, todo fato que prova que a condição ilustrada na Figura 2.8, trará como consequência a interrupção da oscilação.

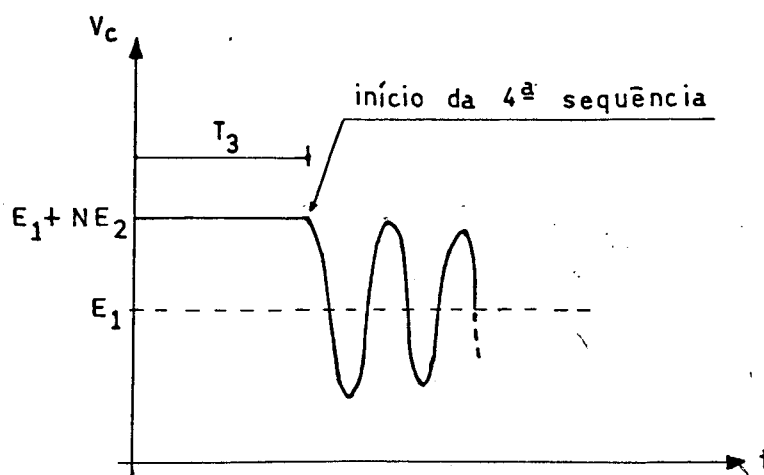


FIGURA 2.8 - Tensão no Capacitor C quando $N \cdot E_2 < E_1$.

2.4.1 - Representação no Plano de Fase

A Figura 2.9 ilustra o comportamento da fonte, tomando como variáveis as tensões E_1 , E_2 e a relação N .

O plano de fase representa a tensão no capacitor C , e a corrente na indutância magnetizante do transformador I_{mag} , multiplicada por $W_o \cdot L_1$, sendo:

$$W_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad (2.11)$$

É utilizado o circuito equivalente do transformador com as grandezas secundárias referidas ao primário. A corrente I_{mag} é dada por:

$$I_{mag} = I_{L1} + I_{L2}/N \quad (2.12)$$

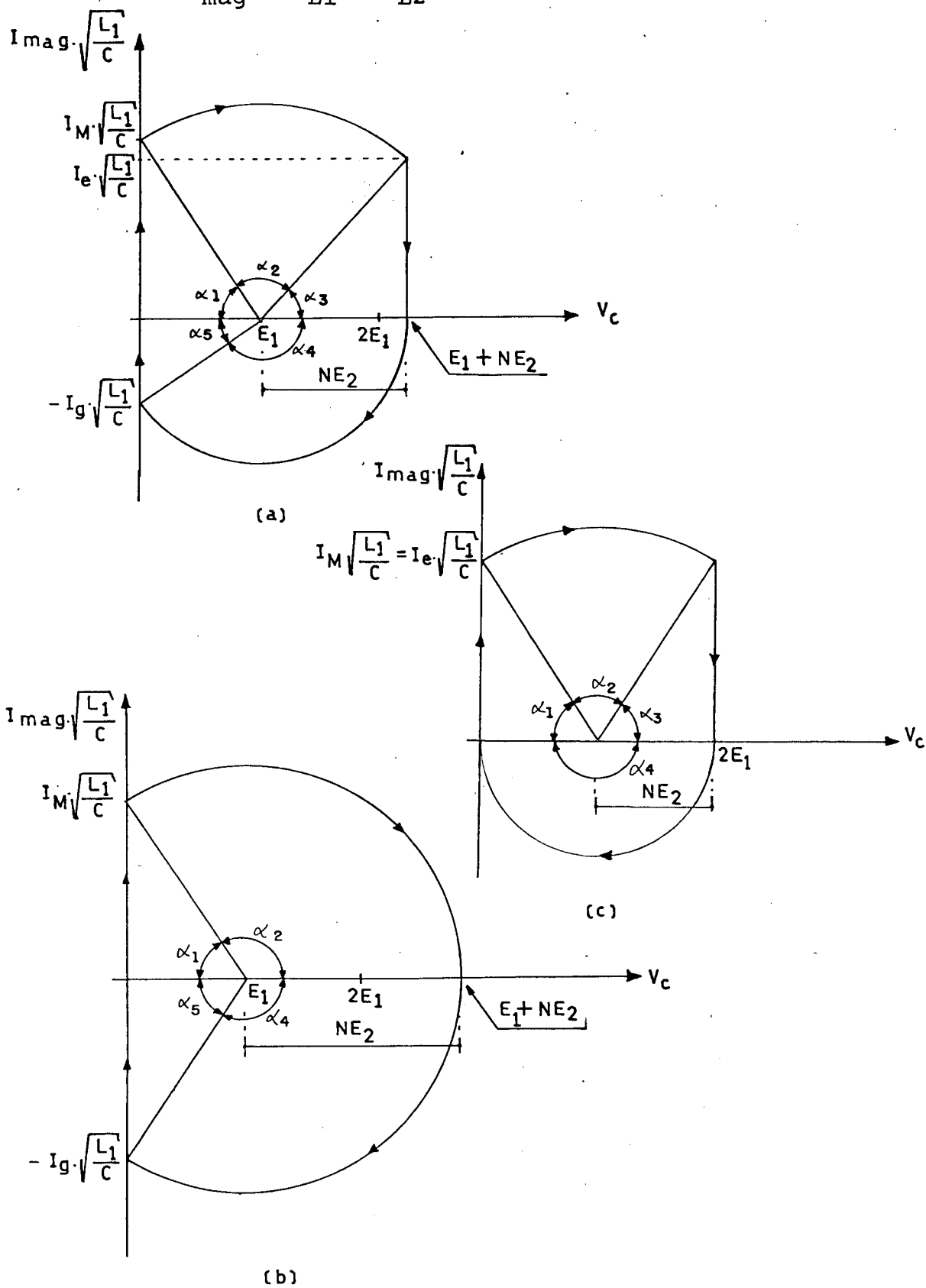


FIGURA 2.9 - Diagrama de Fase.

Os ângulos α_1 , α_2 , α_3 , α_4 e α_5 correspondem, respectivamente, no plano de fase, às sequências de funcionamento da fonte.

No caso (a) o valor de $N.E_2$ é maior que E_1 . Temos as cinco sequências de funcionamento.

No ângulo α_1 ocorre a 1ª sequência de funcionamento. A corrente I_{mag} atinge o valor I_M ocorrendo o bloqueio do transistor. A tensão V_C é nula no intervalo.

Na 2ª sequência representada no ângulo α_2 , tem-se a formação do circuito oscilante L_1 -C. A tensão V_C atinge $E_1 + N.E_2$ e a corrente I_{mag} passa por um máximo e atinge o valor I_e . Como a corrente I_e é menor que a corrente de pico no transistor I_M , conclue-se que parte da energia acumulada na indutância magnetizante é oscilante no primário do transformador.

Em α_3 temos a 3ª sequência de funcionamento, onde o valor inicial da corrente na indutância magnetizante é I_e . O transformador se desmagnetiza pelo secundário. A tensão V_C é constante, cujo valor é igual a $E_1 + N.E_2$.

No ângulo α_4 temos a 4ª sequência, que inicia com a corrente I_{mag} nula e tensão V_C igual a $E_1 + N.E_2$. Forma-se o circuito oscilante L_1 -C que termina quando a tensão V_C se anula. A corrente I_{mag} é igual a $-I_g$ no final desta sequência.

No ângulo α_5 temos representada a 5ª sequência onde a tensão no capacitor é nula e o transformador se desmagnetiza pelo capacitor C_1 .

Um novo período inicia com a entrada em condução do transistor.

No caso (b) a corrente do transistor I_M é a mesma do caso (a). O valor de $N.E_2$ é tal que toda a energia acumulada na

indutância magnetizante na 1ª sequência é oscilante no primário. O diodo D_2 não é polarizado, pois a tensão que surge no secundário não é superior a E_2 . A 3ª sequência não ocorre, isto é, não ocorre transferência de energia à carga.

No caso (C) a corrente I_M é a mesma que nos dois casos anteriores. O valor de $N.E_2$ é igual E_1 . A corrente no final da 2ª sequência I_e é igual a I_M . A energia acumulada na indutância magnetizante na 1ª sequência é toda transferida à carga. A 5ª sequência não ocorre.

2.4.2 - Comportamento da Fonte em Função de E_1 , E_2 e N

a) Considerando como variável a relação N

Para E_1 e E_2 constante, a relação N deve garantir um funcionamento seguro da fonte. Para isso N deve ser maior que E_1/E_2 .

Dimensiona-se o valor de N de forma a garantir a oscilação do circuito, para a variação especificada da tensão de alimentação.

b) Considerando como variável a tensão E_1

Com E_2 e N definidos, uma diminuição da tensão E_1 além do valor especificado pode provocar uma queda da tensão E_2 , devido à capacidade limitada de corrente do transistor.

Se um aumento de E_1 for maior que o valor especificado, $N.E_2$ torna-se menor que E_1 e a fonte não funciona pois o transistor não entra em condução.

c) Considerando como variável a tensão E_2

Nas fontes chaveadas, a tensão de saída, em princípio, deve manter-se regulada. Para E_1 e N definidos, se houver um curto-circuito na saída, ou sobrecarga excessiva, $N.E_2$ torna-se menor que E_1 . A fonte não funciona, pois a tensão no transistor não passa por zero.

Conclui-se, portanto, que esta fonte chaveada à ressonância possui proteção natural contra curto-circuito.

Possui a característica de não alimentar o curto-circuito ou uma sobrecarga excessiva.

2.5 - Estudo Analítico

Neste ítem será feito um estudo quantitativo da fonte, determinando-se os tempos de funcionamento, a frequência e a potência entregue à carga, em função do tempo de condução do transistor T_1 , dos parâmetros L_1 e C , respectivamente, indutância magnetizante do transformador e capacitância do capacitor de ajuda à comutação, e da relação $N.E_2/E_1$.

A variável utilizada no comando do transistor será a corrente. Conforme a equação (2.1), a corrente é proporcional ao tempo de condução do transistor T_1 . A solução analítica apresentada a seguir tem como variável de controle o tempo T_1 .

Com o objetivo de simplificar a análise, os capacitores C_1 e C_2 serão considerados como fontes de tensão, respectivamente, E_1 e E_2 .

2.5.1 - Determinação do Tempo T_2

Como solução do circuito E_1 L_1 C série, temos: |3|

$$Z_{\ell} = -(E_1 - V_{CO}) + j I_{LO} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C}} \quad (2.13)$$

$$V_C + j \sqrt{\frac{L_1}{C}} \cdot I_{L1} = Z_{\ell} (\cos \omega t - j \operatorname{sen} \omega t) + E_1 \quad (2.14)$$

Onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad (2.15)$$

Sendo:

- V_C - a tensão no capacitor,
- i_L - a corrente no indutor,
- V_{CO} - o valor inicial da tensão no capacitor,
- I_{LO} - o valor inicial da corrente no indutor.

O tempo T_2 ocorre quando $V_C = E_1 + N \cdot E_2$.

Substituindo-se este valor na equação (2.14) e (2.13), onde $V_{CO} = 0$ e $I_{LO} = E_1 \cdot T_1 / L_1$, e isolando a tensão V_C , obtemos:

$$V_C = -E_1 \cdot \cos \omega T_2 + \frac{E_1 \cdot T_1}{\sqrt{L_1 C}} \cdot \sin \omega T_2 + E_1 = E_1 + N \cdot E_2 \quad (2.16)$$

Isolando-se ωT_2 na equação (2.16), obtêm-se:

$$\frac{T_2}{\sqrt{L_1 C}} = \arccos \left(\frac{-\frac{N \cdot E_2}{E_1} + \frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \sqrt{1 + \left(\frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}}\right)^2 - \left(\frac{N \cdot E_2}{E_1}\right)^2}}{1 + \left(\frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}}\right)^2} \right) \quad (2.17)$$

A Figura 2.10 ilustra $T_2 / \sqrt{L_1 C}$ em função de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$ tomando $N \cdot E_2 / E_1$ como parâmetro.

2.5.2 - Determinação do Tempo T_3

De acordo com a equação (2.8), o tempo T_3 depende do valor de I_e . Determinaremos a seguir a expressão analítica da corrente I_e .

No tempo T_2 , temos $I_{L1} = I_e$ que ocorre no final da 2ª sequência.

Com as condições iniciais $V_{C0} = 0$ e $I_{L0} = E_1 \cdot T_1 / L_1 = I_M$ e isolando $\sqrt{\frac{L_1}{C}} \cdot I_{L1}$ obtemos pelas equações (2.14) e (2.13):

$$\sqrt{\frac{L_1}{C}} \cdot I_e = E_1 \cdot \sin \omega T_2 + \frac{E_1 \cdot T_1}{\sqrt{L_1 C}} \cdot \cos \omega T_2 \quad (2.18)$$

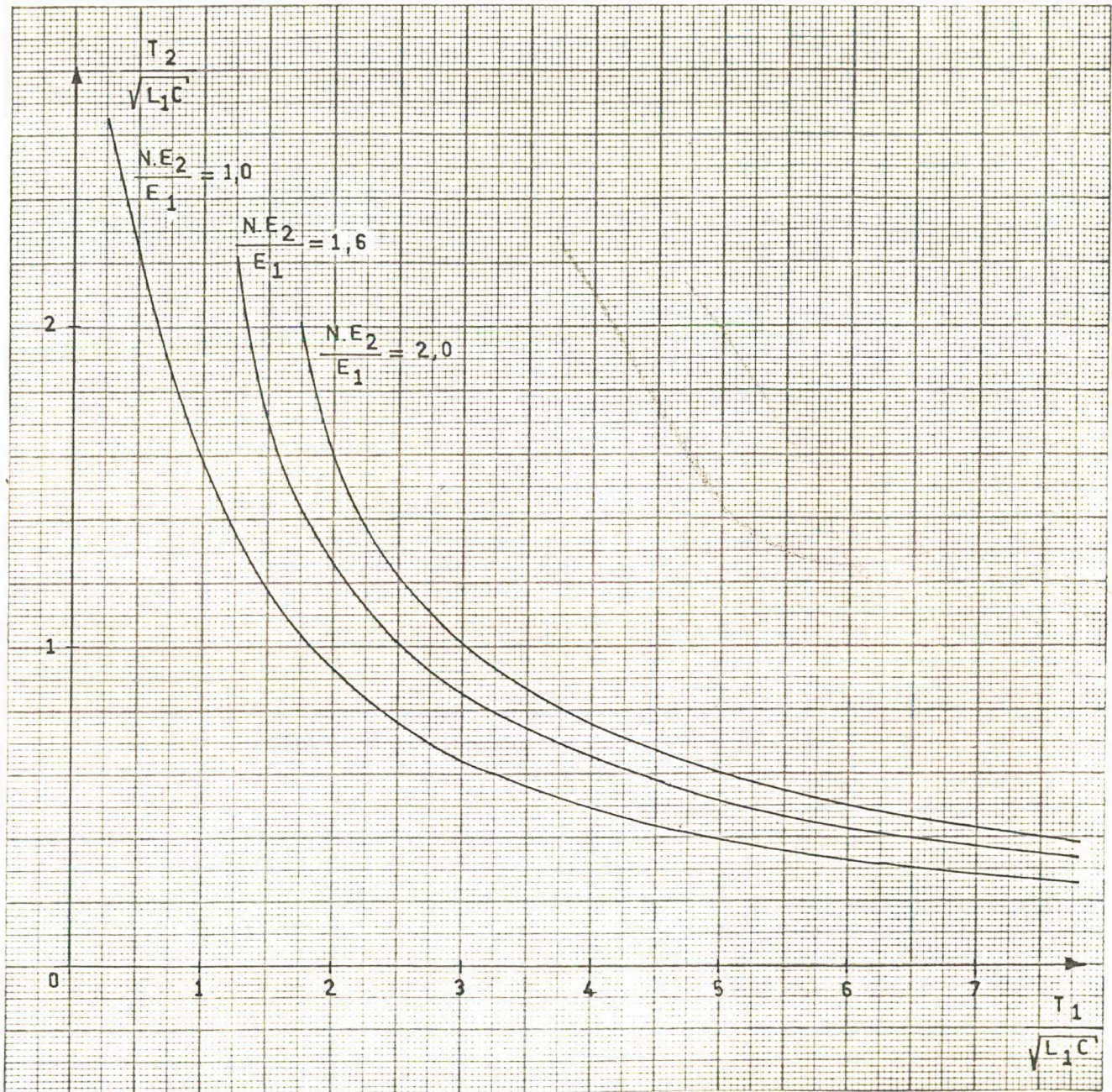


FIGURA 2.10 - $T_2/\sqrt{L_1 C}$ em função de $T_1/\sqrt{L_1 C}$, tomando $N.E_2/E_1$ como parâmetro.

Reunindo-se as equações (2.18) e (2.17) e rearranjando obtemos:

$$I_e = \frac{E_1}{\sqrt{\frac{L_1}{C}}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\frac{N \cdot E_2}{E_1} + \frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \right)^2} - \left(\frac{N \cdot E_2}{E_1} \right)^2}{1 + \left(\frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \right)^2} \right)^2} +$$

$$+ \frac{T_1}{L_1} \cdot E_1 \cdot \left(- \frac{\frac{N \cdot E_2}{E_1} + \frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \right)^2} - \left(\frac{N \cdot E_2}{E_1} \right)^2}{1 + \frac{T_1^2}{L_1 C}} \right) \quad (2.19)$$

Reunindo-se as equações (2.8) e (2.19) obtém-se $T_3/\sqrt{L_1 C}$ em função de $T_1/\sqrt{L_1 C}$ e $N \cdot E_2/E_1$:

$$\frac{T_3}{\sqrt{L_1 C}} = \frac{1}{\frac{N \cdot E_2}{E_1}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{-\frac{N \cdot E_2}{E_1} + \frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \sqrt{1 + \left(\frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \right)^2} - \left(\frac{N \cdot E_2}{E_1} \right)^2}{1 + \left(\frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \right)^2} \right)^2} +$$

$$\frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \cdot \left(-1 + \frac{\frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{N \cdot E_2}{E_1} \right)^2} \cdot \left(1 + \left(\frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \right)^2 \right)} - 1}{1 + \left(\frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \right)^2} \right) \quad (2.20)$$

A Figura 2.11 ilustra $T_3/\sqrt{L_1 C}$ em função de $T_1/\sqrt{L_1 C}$ tomando $N.E_2/E_1$ como parâmetro.

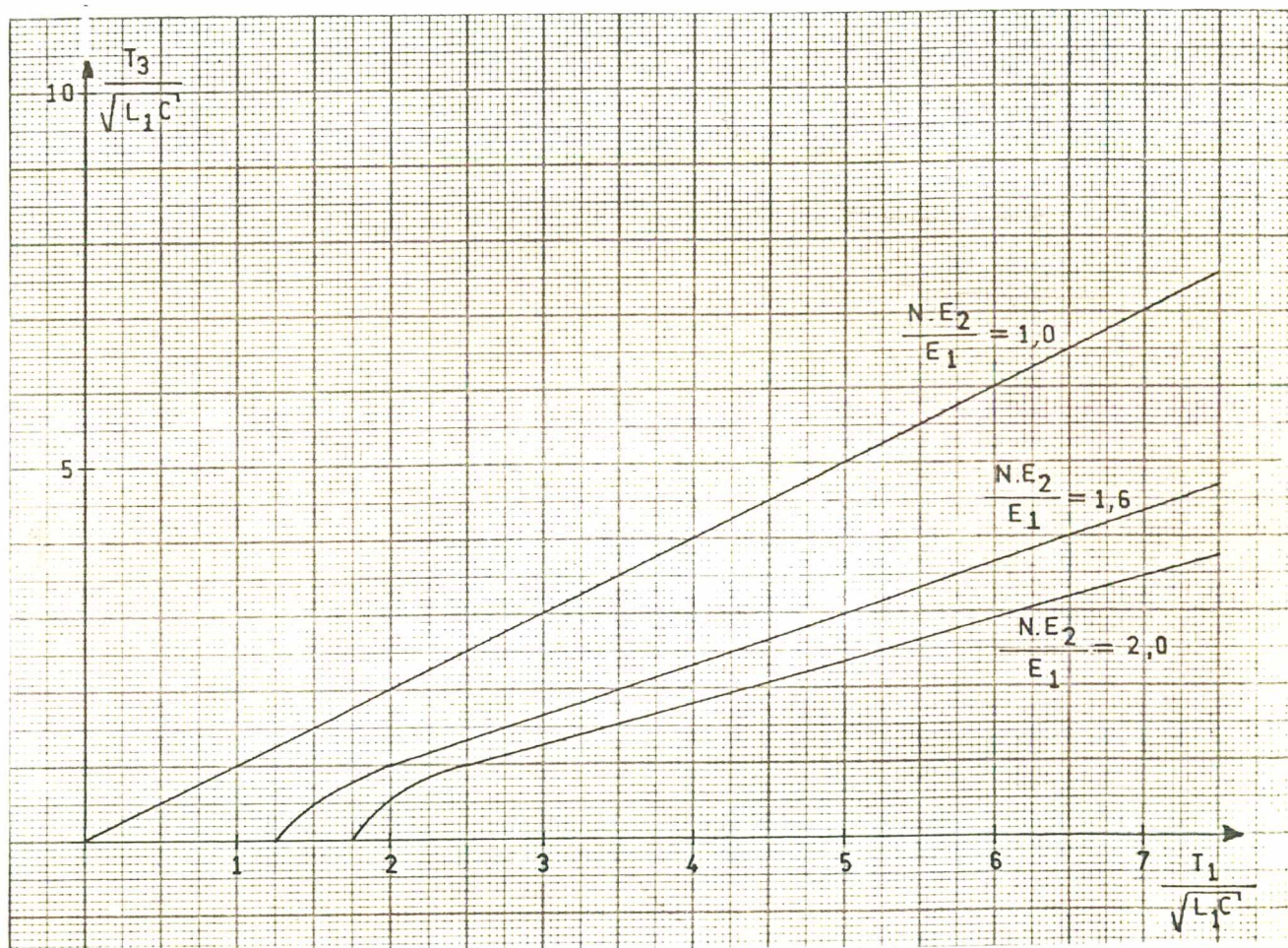


FIGURA 2.11 - $T_3/\sqrt{L_1 C}$ em função de $T_1/\sqrt{L_1 C}$, tomando $N.E_2/E_1$ como parâmetro.

2.5.3 - Determinação do Tempo T_4

Temos como condições iniciais nesta sequência $V_{CO} = E_1 + N.E_2$ e $I_{LO} = 0$. O tempo T_4 ocorre quando $V_C = 0$.

Com estas condições aplicadas as equações (2.14) e (2.13) e isolando V_C obtemos:

$$V_C = N \cdot E_2 \cos \omega T_4 + E_1 = 0 \quad (2.21)$$

Isolando-se ωT_4 na equação (2.21), obtém-se:

$$\frac{T_4}{\sqrt{L_1 C}} = \arccos \left(- \frac{1}{\frac{N \cdot E_2}{E_1}} \right) \quad (2.22)$$

A Figura 2.12 ilustra $T_4 / \sqrt{L_1 C}$ que independe do tempo de condução do transistor T_1 , sendo constante para um dado $N \cdot E_2 / E_1$.

2.5.4 - Determinação do Tempo T_5

O tempo T_5 é definido pela equação (2.10). Para sua determinação necessita-se do valor de I_g . A seguir será determinada a corrente I_g , que ocorre no final da 4ª sequência. As condições iniciais são $V_{CO} = E_1 + N \cdot E_2$ e $I_{LO} = 0$. O tempo T_4 ocorre quando $V_C = 0$ e $I_{L1} = -I_g$. Aplicando-se estas condições as equações (2.14) e (2.13) e isolando $\sqrt{\frac{L_1}{C}} \cdot I_{L1}$ obtemos:

$$\sqrt{\frac{L_1}{C}} \cdot I_{L1} = -N \cdot E_2 \operatorname{sen} \omega T_4 \quad (2.23)$$

Logo:

$$I_g = \frac{N \cdot E_2}{\sqrt{\frac{L_1}{C}}} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{\left(\frac{N \cdot E_2}{E_1}\right)^2}} \quad (2.24)$$

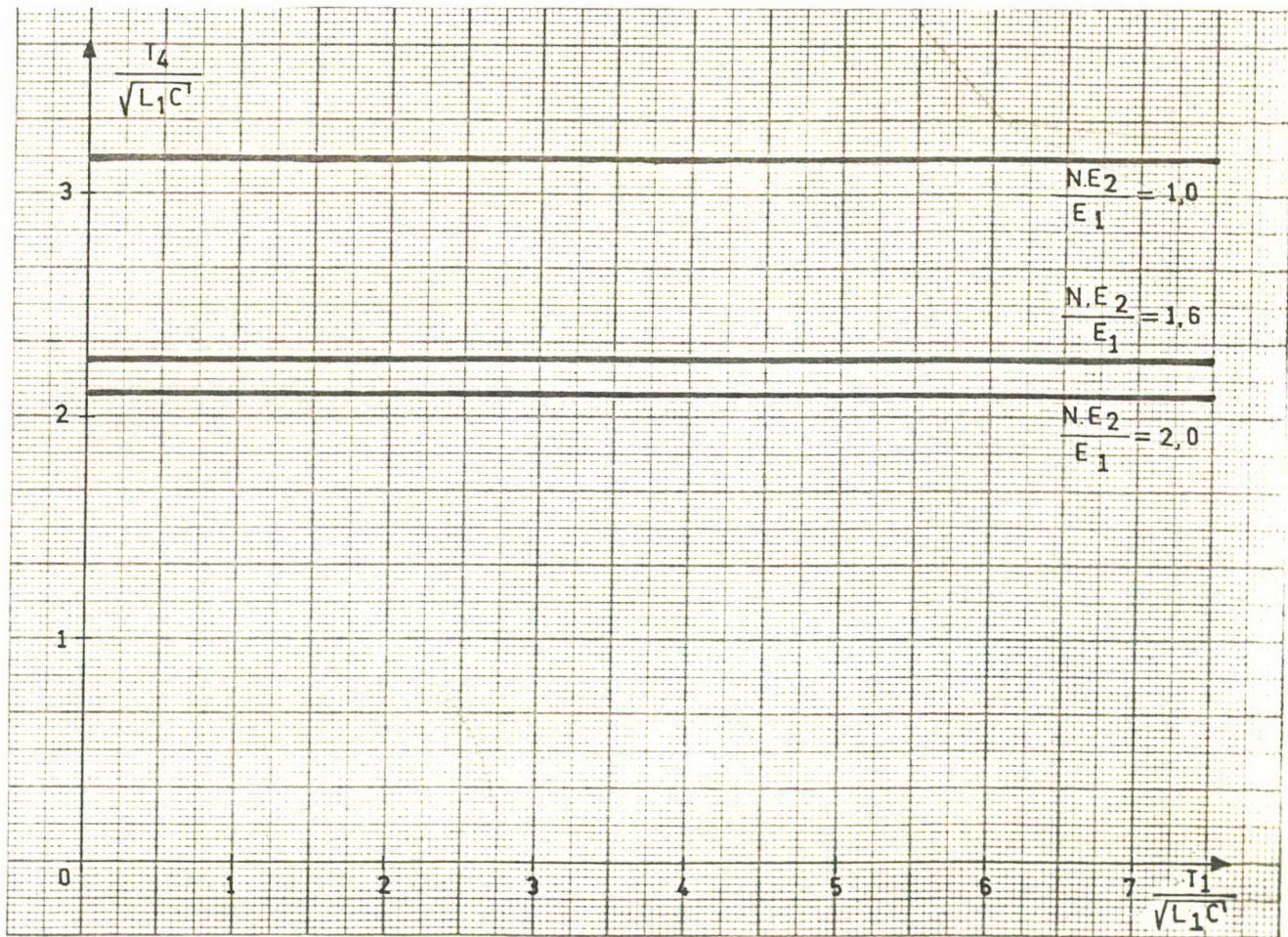


FIGURA 2.12 - $T_4/\sqrt{L_1 C}$ em função de $N \cdot E_2/E_1$.

Reunindo-se as equações (2.10), (2.24) e rearranjando, obtêm-se $T_5 / \sqrt{L_1 C}$ como função de $N \cdot E_2 / E_1$:

$$\frac{T_5}{\sqrt{L_1 C}} = \sqrt{\left(\frac{N \cdot E_2}{E_1}\right)^2 - 1} \quad (2.25)$$

A Figura 2.13 ilustra $T_5 / \sqrt{L_1 C}$ que é constante para um dado $N \cdot E_2 / E_1$.

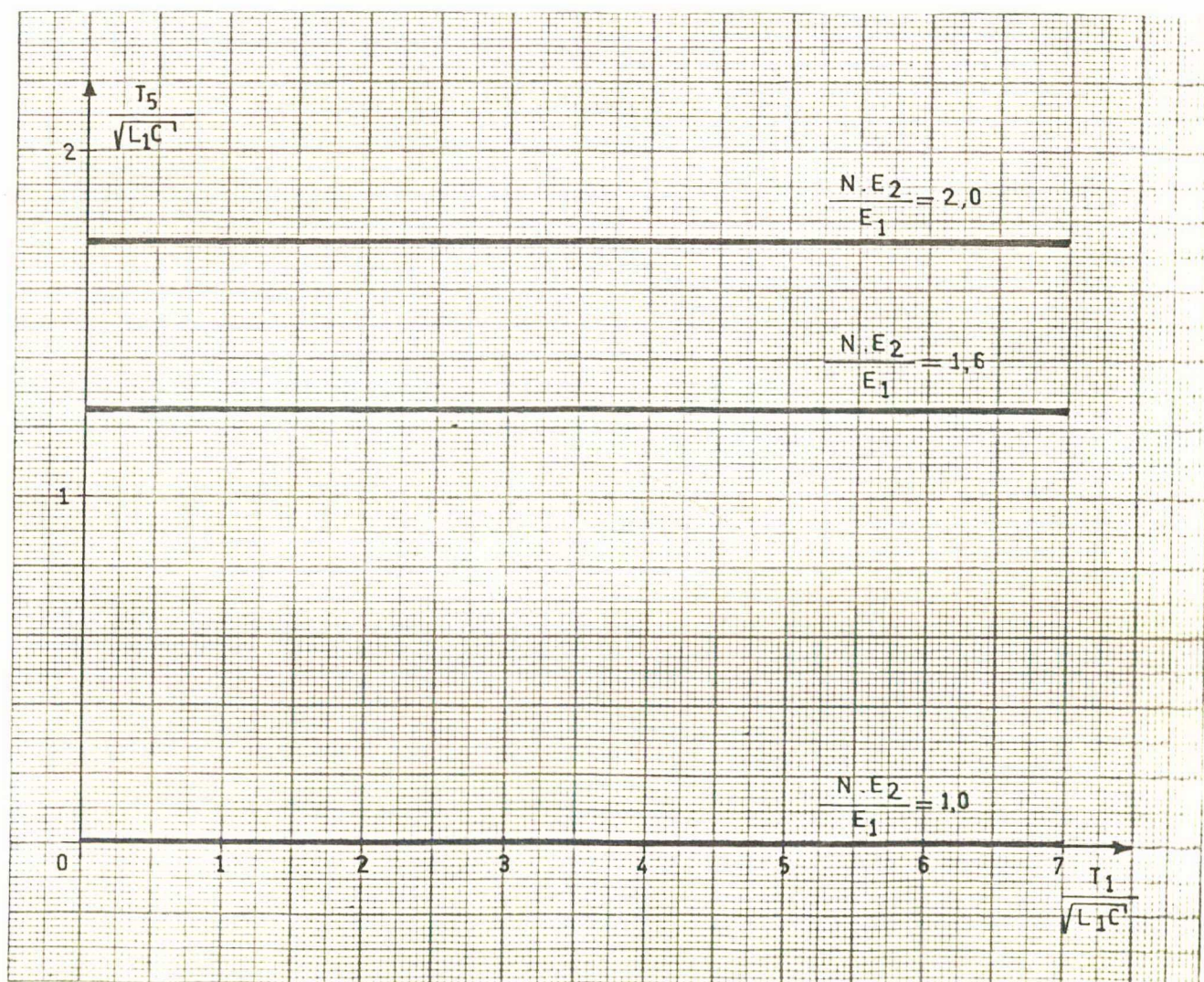


FIGURA 2.13 - $T_5 / \sqrt{L_1 C}$ em função de $N \cdot E_2 / E_1$.

2.5.5 - Freqüência de Funcionamento

O período de funcionamento é dado pela soma dos tempos, ou seja:

$$T = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_5 \quad (2.26)$$

Parametrizando em relação a $\sqrt{L_1 C}$ temos:

$$\frac{T}{\sqrt{L_1 C}} = \frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} + \frac{T_2}{\sqrt{L_1 C}} + \frac{T_3}{\sqrt{L_1 C}} + \frac{T_4}{\sqrt{L_1 C}} + \frac{T_5}{\sqrt{L_1 C}} \quad (2.27)$$

Como a freqüência é o inverso do tempo T , é ilustrado na Figura 2.14, $\sqrt{L_1 C} \cdot F$ como função de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$, tomando $N \cdot E_2 / E_1$ como parâmetro.

2.5.6 - Potência entregue à Carga

A potência fornecida à carga é dada por:

$$P = W/T = W \cdot F \quad (2.28)$$

Onde W é a energia transferida ao capacitor C_2 e, conseqüentemente, à carga, em um período.

Reunindo-se as equações (2.28), (2.5) e (2.19) e rearranjando, obtemos a potência P_u que é função de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$ e $N \cdot E_2 / E_1$:

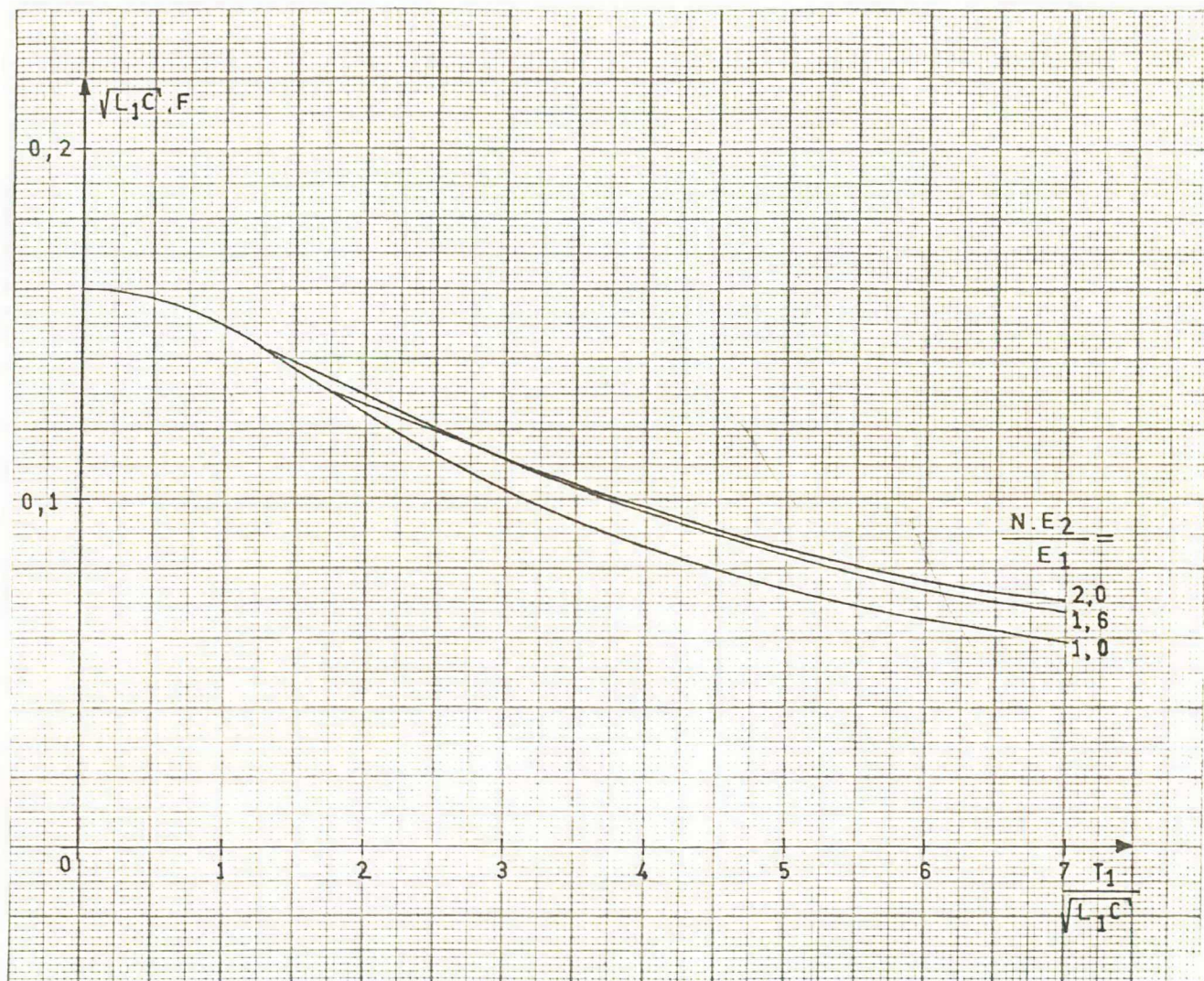


FIGURA 2.14 - $\sqrt{L_1 C} \cdot F$ em função de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$, tomando $N \cdot E_2 / E_1$ como parâmetro.

$$P_u = \sqrt{\frac{L_1}{C}} \cdot \frac{2P}{E_1^2} = \frac{(\sin S + X \cdot Y \cdot S_r)^2}{X + S + \frac{1}{Y} \cdot \sin S + X \cdot S_r + \arccos\left(-\frac{1}{Y}\right) + Y \cdot \sqrt{Y^2 - 1}} \quad (2.29)$$

Onde:

$$X = \frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}}$$

$$Y = \frac{N \cdot E_2}{E_1}$$

$$S = \arccos \left(\frac{-Y + X \cdot \sqrt{1 + X^2 - Y^2}}{1 + X^2} \right)$$

$$S_r = \left(\frac{-1 + X \cdot \sqrt{\frac{1}{Y^2} (1 + X^2) - 1}}{1 + X^2} \right)$$

A Figura 2.15 ilustra P_u em função de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$ tomando $N \cdot E_2 / E_1$ como parâmetro.

2.6 - Interpretação dos Resultados

A potência P_u representada na Figura 2.15 é função de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$, onde $N \cdot E_2 / E_1$ é tomado como parâmetro. A potência P entregue à carga é proporcional a potência P_u e é dada por:

$$P = P_u \cdot \frac{E_1^2}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L_1}} \quad (2.30)$$

Logo para valores de L_1 , C , N , E_1 e E_2 definidos, o controle da potência é feito pela variação do tempo de condução do transistor T_1 .

O circuito de comando implementado na fonte faz com

que o transistor funcione com corrente imposta. Como a corrente no transistor I_M é proporcional ao tempo T_1 , ou seja,

$$I_M = \frac{E_1}{L_1} \cdot T_1 \quad (2.31)$$

o controle da potência entregue pela fonte à carga é feito controlando-se a corrente I_M do transistor.

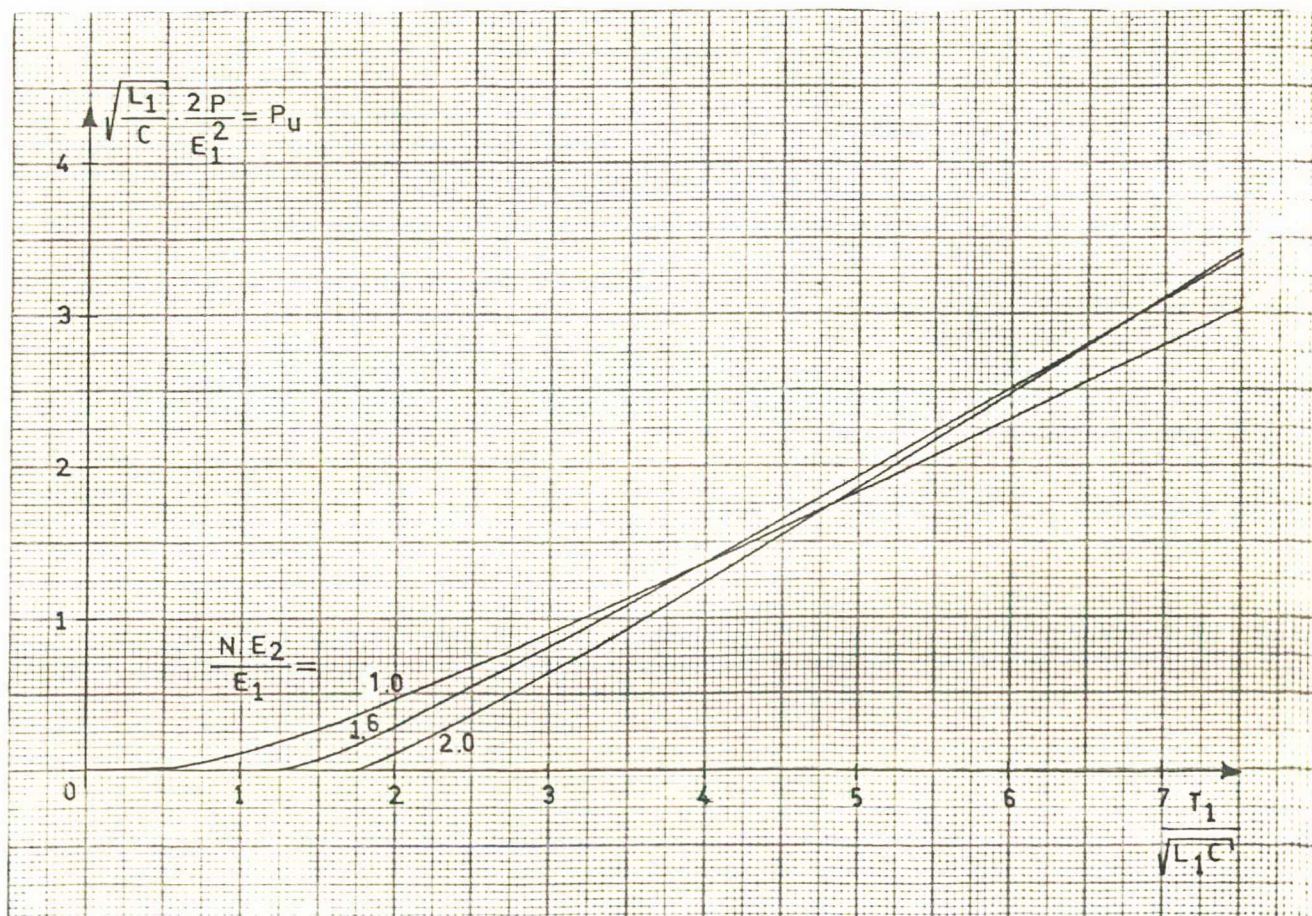


FIGURA 2.15 - Potência P_u em Função de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$, tomando $N \cdot E_2 / E_1$ como parâmetro.

A tensão de saída da fonte chaveada E_2 deve em princípio manter-se estabilizada. Se a carga solicitar maior potência da fonte, para que a tensão E_2 não diminua, deve-se aumentar a corrente I_M do transistor. Com isso iguala-se a potência solicitada pela carga com a potência fornecida pela fonte chaveada, mantendo-se a tensão E_2 estabilizada.

Pela Figura 2.15 verifica-se o comportamento da potência fornecida pela fonte à carga com a variação do tempo T_1 , ou seja, da corrente I_M do transistor.

Para uma relação $N.E_2/E_1$ maior que 1, existe um determinado tempo de condução do transistor, que aumenta com o incremento da relação $N.E_2/E_1$, onde não há transferência de energia à carga. Pode-se assim, manter a regulação da tensão de saída da fonte quando ela opera sem carga. Isto pode ser verificado nas Figuras 2.11, 2.14 e 2.15.

A Figura 2.14 ilustra $\sqrt{L_1 C} \cdot F$ como função de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$ tomando $N.E_2/E_1$ como parâmetro.

Para valores de L_1 , C , E_1 , E_2 e N definidos, a frequência diminui com o aumento da corrente I_M .

Verifica-se assim que para uma maior potência a ser fornecida pela fonte, a corrente no transistor aumenta e a frequência diminui.

Esta fonte funciona, portanto, com o tempo de condução do transistor variável, e a frequência variável. O que se mantém constante é a tensão de saída, regulada pelo circuito de controle realimentado.

No comando das fontes chaveadas convencionais, o controle da tensão de saída é realizado por um circuito modulador de largura de pulso (PWM). A frequência é fixa e o que se contro

la é o tempo de condução do transistor, dentro do período de funcionamento. Se a tensão de saída tende a diminuir, o tempo de condução do transistor aumenta, ou seja, a razão cíclica aumenta.

2.7 - Conclusões

Neste Capítulo foi estudada a fonte chaveada à ressonância com conversor paralelo.

Pelo estudo qualitativo, verificou-se que para uma dada tensão de alimentação e uma dada tensão de saída da fonte, a relação N deverá ser suficientemente superior a E_1/E_2 de forma a garantir o funcionamento da fonte dentro da variação específica da tensão de alimentação.

A fonte possui proteção natural contra curto-circuito, e sobrecarga excessiva não necessitando de circuito adicional de proteção.

No estudo quantitativo realizado são fornecidos gráficos que permitem, para um dado tempo de condução do transistor e parâmetros tais como L_1 , C , E_1 , N e E_2 , se determinar os tempos envolvidos, a frequência e a potência fornecida pela fonte.

A fonte funciona com o tempo de condução do transistor variável onde a frequência de funcionamento também é variável.

Os fatores que influenciam na variação da frequência de funcionamento são:

- variação da impedância da carga,
- variação da tensão de alimentação.

A regulação da fonte é mantida à vazio, sem a necessidade de resistores ou de saídas secundárias que garantam um consumo mínimo, como ocorre nas fontes chaveadas clássicas com comando por modulação de largura de pulso.

No próximo Capítulo será realizado o projeto de uma fonte chaveada à ressonância utilizando os resultados obtidos no estudo quantitativo.

C A P Í T U L O III

DIMENSIONAMENTO DA FONTE CHAVEADA À RESSONÂNCIA3.1 - Introdução

Neste Capítulo é realizado o projeto de uma fonte de 120 W. A partir da escolha de uma faixa de variação da frequência, serão determinados os valores da indutância magnetizante do transformador L_1 e do valor do capacitor C, através dos resultados obtidos no Capítulo 2.

Dimensiona-se o transformador, determinando o núcleo de ferrite, o número de espiras e o entreferro.

São comparados os resultados experimentais obtidos, e realizado um trabalho de simulação da fonte, ilustrando os fenômenos envolvidos.

Finalmente é mostrada a metodologia para o dimensionamento do filtro de saída da fonte.

3.2 - Determinação dos Parâmetros da Fonte

Neste item serão determinados a partir dos dados especificados para a fonte, a frequência de funcionamento, e a variação desta frequência em função de L_1 e C.

São determinados os tempos envolvidos num período de funcionamento e a corrente no transistor para a potência nominal.

3.2.1 - Especificação dos Principais Dados Técnicos

- Potência de saída: 120 W.
- Tensão de alimentação da rede: 110 V.
- Variação da tensão da rede: $\pm 20\%$.
- Tensão contínua de saída regulada: 12 V.
- Ondulação máxima da tensão de saída:
130 mV pico a pico com carga nominal.
- Resposta transitória: para uma variação da carga de 50%, a variação máxima da tensão de saída deve ser no máximo 5%.

3.2.2 - Definição da Relação $N.E_2/E_1$

Conforme visto no Capítulo 2, a relação N deverá ser tal, que garanta o funcionamento da fonte dentro da variação especificada da tensão da rede.

Devido ao amortecimento existente no circuito oscilante e à ondulação da tensão do filtro de entrada, adotamos para a relação $N.E_2/E_1$ o valor 1,7.

O valor da tensão nominal E_1 no capacitor C_1 é de 150 V.

A relação de transformação N será, portanto:

$$N = 21,25$$

3.2.3 - Comportamento da Fonte Sem Carga

Adotamos neste projeto uma frequência de funcionamento à vazio de 50 KHz.

Com a relação $N.E_2/E_1$ adotada e recorrendo-se ao ábaco da Figura 2.11, no ponto onde a potência P_u é nula e, consequentemente, a potência entregue a carga P , determina-se a relação $T_1/\sqrt{L_1C}$ que no caso é:

$$\frac{T_1}{\sqrt{L_1C}} = 1,4$$

Entrando com este valor no ábaco da Figura 2.10 e com a relação $N.E_2/E_1$ adotada obtém-se a relação $\sqrt{L_1C}.F$:

$$\sqrt{L_1C} \cdot F = 137 \times 10^{-3}$$

Uma vez que a frequência adotada é de 50 KHz, obtém-se:

$$\sqrt{L_1C} = 2,74 \times 10^{-6} \text{ s}$$

Através deste procedimento realizado, conclue-se que mantido o produto L_1C constante, quaisquer que sejam os valores de L_1 e de C , a frequência de funcionamento da fonte à vazio não se modifica, e a potência entregue à carga é nula.

Podemos agora, a partir dos resultados obtidos anteriormente, determinar o tempo de condução do transistor $T_1 = T_{1min}$, onde não há transferência de energia à carga:

$$T_{lmin} = 3,84 \mu s$$

Convém salientar que, estes resultados obtidos so-
frem pequenas variações, devido à variação da relação $N.E_2/E_1$, pois
com a variação da tensão da rede dentro dos valores especifica-
dos, a tensão E_1 se modifica.

3.2.4 - Comportamento da Fonte sob Carga. Faixa de Variação da Frequência em Função dos Parâmetros L_1 e C

Temos ainda a definir os valores de L_1 e C. O pro-
duto L_1C está definido no item anterior para o projeto em questão.

A cada combinação de L_1 e C, teremos corresponden-
tes valores de frequência de funcionamento e corrente no transis-
tor, para uma dada potência.

Como este processo de cálculo é realizado por ten-
tativa, utiliza-se um programa de cálculo computacional, que uti-
liza como algoritmo de cálculo, os resultados obtidos no estudo
quantitativo realizado no Capítulo 2.

É ilustrado na Tabela 1 os tempos envolvidos num
período de funcionamento da fonte, a frequência, e a corrente no
transistor, para a potência nominal da fonte.

O cálculo é realizado para cinco combinações de
 L_1 e C onde $\sqrt{L_1C}$ é mantido constante. Utiliza-se o valor nominal
adotado da tensão E_1 de 150 V.

Uma análise sobre os resultados representados na
Tabela 1 nos permite concluir:

- Para os valores de C menores, temos uma maior va

	C = 5 nF $L_1 = 1502 \mu\text{H}$	C = 10 nF $L_1 = 747,9 \mu\text{H}$	C = 20 nF $L_1 = 373,9 \mu\text{H}$	C = 30 nF $L_1 = 249,3 \mu\text{H}$	C = 100 nF $L_1 = 74,8 \mu\text{H}$
T_1 (μs)	31,400	18,200	11,500	9,100	5,550
T_2 (μs)	0,645	1,106	1,744	2,197	3,545
T_3 (μs)	18,337	10,475	6,393	4,875	2,441
T_4 (μs)	6,016	6,016	6,016	6,016	6,016
T_5 (μs)	3,760	3,760	3,760	3,760	3,760
F (KHz)	16,620	25,280	34,000	38,540	46,813
I_M (A)	3,137	3,650	4,613	5,480	11,230
I_e (A)	3,101	3,563	4,345	4,998	8,279

TABELA 1 - Tempos T_1 , T_2 , T_3 , T_4 e T_5 , frequência de funcionamento, corrente máxima no transistor e corrente I_e , para várias combinações de L_1 e C. P = 120 W.

riação da frequência de funcionamento, desde à vazio, até a carga nominal.

A corrente no transistor I_M é menor.

- Para valores de C maiores, temos uma menor variação da frequência. Em compensação a corrente I_M aumenta e o tamanho do capacitor começa a ficar significativo. Aliado a isso, a variação do tempo de condução do transistor, desde o funcionamento à vazio até a carga nominal, fica muito reduzido. A eficiência do controle pode ficar comprometida.
- Valores ótimos para L_1 e C , considerando os fatores comentados anteriormente, situam-se em capacitores de 20 nF a 30 nF.

Estes resultados obtidos podem ser confirmados nos âbacos destinados a projeto, apresentados no Capítulo 2. Entrando com o valor de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$ e com a relação $N.E_2/E_1$ adotada, obtem-se T_2 , T_3 , T_4 , T_5 , E e P , respectivamente, nas Figuras 2.10, 2.11, 2.12, 2.13, 2.14 e 2.15.

A corrente I_M pode ser obtida pela equação (2.2).

A corrente I_e é obtida pela expressão:

$$I_e = \sqrt{\frac{2 \cdot P}{L_1 \cdot F}} \quad (3.1)$$

Convém ressaltar que a análise feita no Capítulo 2 e os resultados aqui obtidos, são idealizados, pois não consideram

as perdas e os fenômenos associados à comutação dos componentes e letrônicos utilizados.

Na fonte chaveada à ressonância implementada utilizou-se o capacitor C de 10 nF por ser o que se tinha disponível. Os parâmetros utilizados na projeto são, portanto:

$$C = 10 \text{ nF}$$

$$L_1 = 747,9 \text{ } \mu\text{H}$$

3.3 - Dimensionamento do Transformador

Neste item serão determinados os parâmetros do transformador, tais como, o número de espiras do primário e do secundário, as bitolas dos enrolamentos, o tamanho do núcleo de ferrite a ser utilizado, e o entreferro necessário para que se obtenha a indutância magnetizante requerida no projeto.

3.3.1 - Determinação do Número de Espiras

Pela lei de Faraday temos:

$$V_1 = N_1 \cdot \frac{d\phi}{dt} = N_1 \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta T} \quad (3.2)$$

Onde:

V_1 = tensão no primário do transformador.

N_1 = número de espiras do enrolamento primário.

$\Delta\phi$ = variação do fluxo.

ΔT = variação do tempo.

Na 1ª seqüência de funcionamento da fonte, onde o corre a magnetização do transformador temos:

$$V_1 = E_1,$$

$$\Delta T = T_1 \text{ e}$$

$$\Delta\phi = B \cdot S$$

Sendo:

B = indução magnética

S = área da perna central do núcleo.

Com o objetivo de reduzir o número de espiras, normalmente utiliza-se a máxima indução magnética $B_{\text{máx}}$, recomendada pelo fabricante. Obtem-se, portanto:

$$N_1 = \frac{E_1 \cdot T_1}{B_{\text{máx}} \cdot S} = \frac{L_1 \cdot I_M}{B_{\text{máx}} \cdot S} \quad (3.3)$$

Para determinar o número de espiras é necessário es colher o tamanho do núcleo de ferrite a ser empregado.

3.3.2 - Determinação da Corrente Eficaz no Enrolamento Primário do Transformador

O valor eficaz de uma função $i(t)$ é dada por:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) \cdot dt} \quad (3.4)$$

Para várias funções com valores eficazes determinados para um período, o valor eficaz resultante é:

$$I_{ef} = \sqrt{I_{ef1}^2 + I_{ef2}^2 + I_{ef3}^2 + \dots} \quad (3.5)$$

a - Corrente eficaz devido à 1ª seqüência

A função que representa a corrente na 1ª seqüência é dada por:

$$I_{L1}(t) = I_M \cdot \frac{t}{T_1} \quad (3.6)$$

Com as expressões (3.6) e (3.4) obtém-se:

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_1} \left| I_M \cdot \frac{t}{T_1} \right|^2 \cdot dt} \quad (3.7)$$

Resolvendo a equação (3.7) obtém-se a parcela de corrente eficaz no primário devido à 1ª seqüência.

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{T_1}{T}} \cdot \frac{I_M}{\sqrt{3}} \quad (3.8)$$

b - Corrente eficaz devido à 2ª seqüência

Aproximando a função da corrente na 2ª seqüência por uma forma de onda retangular de valor I_M ; obtem-se:

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_2} I_M^2 \cdot dt} \quad (3.9)$$

A solução da equação (3.9) fornece a parcela de corrente eficaz no primário devido à 2ª seqüência:

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{T_2}{T}} \cdot I_M \quad (3.10)$$

c - Corrente eficaz devido à 4ª seqüência

Como temos uma senoide na forma de onda da corrente na 4ª seqüência, o valor de pico da corrente é obtido do diagrama de fase da Figura 2.9. Quando $V_C = E_1$ temos:

$$\sqrt{\frac{L_1}{C}} \cdot \frac{I_{L1m\acute{a}x}}{4} = N \cdot E_2 \quad (3.11)$$

A função da corrente é dada por:

$$I_{L1}(t) = - \frac{N \cdot E_2}{\sqrt{\frac{L_1}{C}}} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.12)$$

Com as expressões (3.12) e (3.4) obtem-se:

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_4} \left(\frac{N \cdot E_2}{\sqrt{\frac{L_1}{C}}} \cdot \text{sen}(\omega t) \right)^2 dt} \quad (3.13)$$

A solução da equação (3.13) fornece a parcela de corrente eficaz no primário devido à 4ª seqüência:

$$I_{L1ef} = \frac{N \cdot E_2}{\sqrt{\frac{L_1}{C}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{T}} \cdot \sqrt{L_1 C} \cdot \sqrt{\frac{T_4}{2\sqrt{L_1 C}} - \frac{1}{4} \text{sen} \frac{2T_4}{\sqrt{L_1 C}}} \quad (3.14)$$

d - Corrente eficaz devido à 5ª seqüência

A corrente I_{L1} na 5ª seqüência pode ser representada pela seguinte expressão:

$$I_{L1}(t) = \frac{E_1}{L_1} (t - T_5) \quad (3.15)$$

Com as expressões (3.15) e (3.4) obtém-se:

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_5} \left(\frac{E_1}{L_1} (t - T_5) \right)^2 dt} \quad (3.16)$$

A solução da equação (3.16) fornece a parcela de corrente eficaz no primário devido à 5ª seqüência.

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{T_5^3}{3 \cdot T}} \cdot \frac{E_1}{L_1} \quad (3.17)$$

Reunindo-se as equações (3.5), (3.8), (3.10), (3.14) e (3.17), determina-se a corrente eficaz no primário do transformador, dada por:

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{T_1}{T} \cdot \frac{I_M^2}{3} + \frac{T_2}{T} \cdot I_M^2 + \frac{(N \cdot E_2)^2}{\frac{L_1}{C}} \cdot \frac{1}{T} \cdot \sqrt{L_1 C} \left(\frac{T_4}{2 \sqrt{L_1 C}} - \frac{1}{4} \operatorname{sen} \frac{2T_4}{\sqrt{L_1 C}} \right)} + \sqrt{\frac{T_5^3}{3T} \cdot \frac{E_1^2}{L_1}} \quad (3.18)$$

3.3.3 - Determinação da Corrente Eficaz no Enrolamento Secundário do Transformador

A corrente I_{L2} existente no enrolamento secundário do transformador na 3ª seqüência de funcionamento pode ser representada pela seguinte expressão:

$$I_{L2}(t) = \frac{N \cdot I_e}{T_3} (T_3 - t) \quad (3.19)$$

Com as expressões (3.19) e (3.4) obtém-se:

$$I_{L2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_3} \left[\frac{N I_e}{T_3} (T_3 - t) \right]^2 dt} \quad (3.20)$$

A solução da equação (3.20) fornece a corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador, que é dada por:

$$I_{L2ef} = \sqrt{\frac{T_3}{T}} \frac{N \cdot I_e}{\sqrt{3}} \quad (3.21)$$

Convém ressaltar que os resultados obtidos nos itens 3.3.2 e 3.3.3 são teóricos. Deverão ser acrescidos no cálculo das correntes primárias e secundárias a parcela correspondente às perdas. Obtêm-se assim, ordens de grandeza das correntes eficazes nos enrolamentos primário e secundário.

Utilizando-se os resultados adotados para o projeto da fonte e representados na Figura 3.1, obtêm-se pela equação (3.18):

$$I_{L1ef} = 1,58 \text{ A}$$

Alimentou-se a fonte à ressonância com uma fonte C.C., cujos valores de tensão e corrente foram medidos. Os valores de tensão e corrente de saída da fonte chaveada à ressonância também foram medidos. Determinou-se assim o rendimento da fonte chaveada que é de 77%.

A corrente eficaz no primário incluindo as perdas fica:

$$I_{L1ef} = 1,29 \times 1,58 = 2,05 \text{ A}$$

Utilizando Tabelas que indicam a capacidade de corrente que um determinado fio pode conduzir dentro do transformador, adota-se o fio de cobre de $0,818 \text{ mm}^2$ (18 AWG) para o enrolamento primário.

Pela equação (3.21) determina-se a corrente eficaz no secundário:

$$I_{L2ef} = 22,5 \text{ A}$$

Conforme calculado no próximo item o enrolamento secundário tem somente 4 espiras, apresentando assim boa dissipação de calor pelos seus terminais, adota-se 4 fios de $1,65 \text{ mm}^2$ (15 AWG).

3.3.4 - Escolha do Núcleo de Ferrite

Para o projeto da fonte em questão, já temos definido a indutância magnetizante do transformador L_1 .

De acordo com a expressão (3.3), o número de espiras necessário, para que não se ultrapasse a indução magnética máxima do núcleo de ferrite, é função da área da perna central do núcleo, ou seja, é função do tamanho do núcleo utilizado.

Conforme será detalhado no próximo item, em princípio, pode-se obter para um dado núcleo de ferrite a indutância magnetizante desejada, ajustando-se apenas o entreferro.

Fica claro, portanto, que será utilizado um núcleo que comporte os enrolamentos cujas bitolas foram especificadas anteriormente.

Com o aumento do tamanho do núcleo de ferrite, é obtido um aumento da área da janela que comporta os enrolamentos. Pela equação (3.3), o aumento do núcleo implica num número de espiras menor, para a indução magnética máxima, pois N_1 é inversamente proporcional a S .

No processo realizado por tentativa o núcleo que satisfizes as condições anteriormente citadas, para a potência de 120 W, foi o E 42/15 |3|.

Os dados técnicos do núcleo de ferrite E 42/15 são:

- área da perna do núcleo central = 180 mm^2

onde $a = 12 \text{ mm}$ e $b = 15 \text{ mm}$

- comprimento magnético do núcleo $l_e = 97 \text{ mm}$
- permeabilidade magnética relativa do núcleo $\mu_e = 1500$
- indução magnética máxima recomendada pelo fabricante do núcleo de ferrite utilizado $B_{\text{máx}} = 0,2 \text{ T}$.

Pode-se agora determinar o número de espiras para o núcleo em questão. Devido às perdas e à variação da tensão de alimentação, adota-se $B_{\text{máx}} = 0,18 \text{ T}$. Pela equação (3.3) obtém-se:

$$N_1 = \frac{150 \cdot 18,2 \times 10^{-6}}{0,18 \cdot 180 \times 10^{-6}} \approx 85 \text{ espiras}$$

$$\text{e } N_2 = \frac{N_1}{N} = \frac{85}{21,25} = 4 \text{ espiras}$$

3.3.5 - Determinação do Entreferro

Conforme especificado no item 3.2.4, o transformador a ser utilizado na fonte, deverá ter uma indutância magnetizante L_1 igual a $747,9 \mu\text{H}$.

Pode-se, dentro de certos limites, escolher a indutância magnetizante em função do entreferro.

Sabe-se que:

$$L = \frac{N^2}{R_T} \quad (3.22)$$

Onde:

N - é o número de espiras e

R_T - é a relutância.

A relutância do circuito magnético do transformador é dada por:

$$R_T = \frac{d}{\mu_0 \cdot Ad} + \frac{l_e}{\mu_e \cdot \mu_0 \cdot A_e} \quad (3.23)$$

Sendo o primeiro termo do 2º membro da equação (3.23) a relutância do entreferro e o segundo a relutância do núcleo de ferrite,

Onde:

d = entreferro

μ_0 = constante magnética = $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

l_e = comprimento do circuito magnético do núcleo.

μ_e = permeabilidade relativa do núcleo

Ad = área efetiva do entreferro

Ae = área da perna do núcleo central.

É ilustrado na Figura 3.1 a forma geométrica do núcleo empregado.

Devido à tendência do fluxo espalhar na saída para o entreferro, ocorre um aumento da área efetiva de fluxo no entreferro em relação a área do núcleo adjacente.

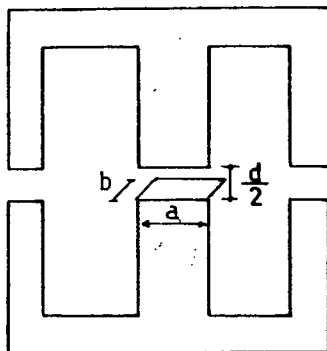


FIGURA 3.1 - Forma Geométrica do Núcleo E.

Para um núcleo de seção reta retangular de dimensões a e b , a área efetiva do entreferro é dada por |5|:

$$A_d = (a + d) \cdot (b + d) \quad (3.24)$$

Esta equação empírica fornece resultados satisfatórios, se a correção não excede a 1/5 da seção na qual está sendo aplicada.

O núcleo da ferrite do tipo E utilizado apresenta no circuito magnético dois entreferros. Deste modo o efeito do espraiamento é reduzido e a área efetiva de cada entreferro é dada por:

$$\frac{A_d}{2} = \left(a + \frac{d}{2} \right) \cdot \left(b + \frac{d}{2} \right) \quad (3.25)$$

Reunindo as equações (3.22), (3.23) e (3.25), ob

tem-se:

$$L = \frac{\mu_o \cdot N^2}{\frac{d}{\left(a + \frac{d}{2}\right) \cdot \left(b + \frac{d}{2}\right)} + \frac{l_e}{\mu_e \cdot A_e}} \quad (3.26)$$

Isolando $d/2$ na equação (3.26), determina-se a distância entre os dois núcleos, conforme representado na Figura 3.1. Para se obter a indutância magnetizante desejada, o valor de $d/2$ é dado por:

$$\frac{d}{2} = \frac{1 - \frac{\alpha}{2} (a+b) - \sqrt{\left(\frac{\alpha}{2} (a+b) - 1\right)^2 - \alpha^2 \cdot a \cdot b}}{\alpha} \quad (3.27)$$

Onde:

$$\alpha = \frac{\mu_o \cdot N^2}{L} - \frac{l_e}{\mu_e \cdot A_e}$$

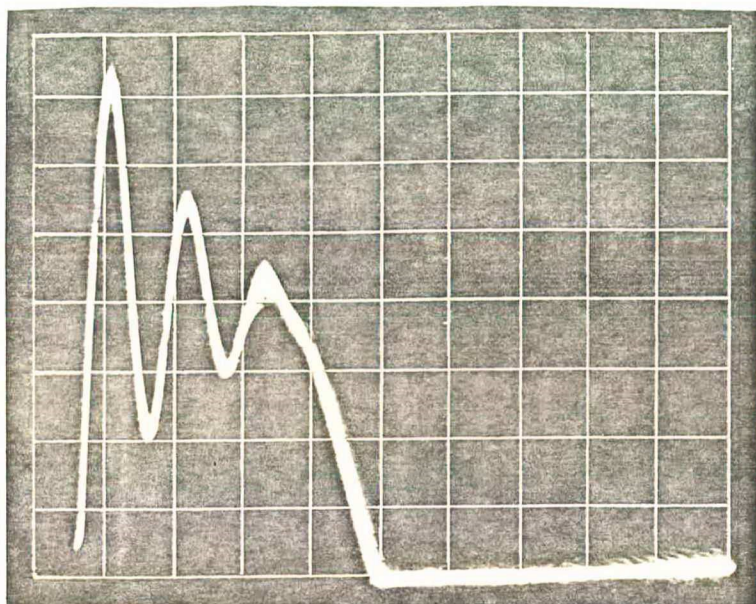
Determina-se pela equação (3.27) o valor do espaçamento entre os dois núcleos $d/2$, a ser utilizado no projeto da fonte.

$$\frac{d}{2} = 1,272 \text{ mm}$$

3.4 - Apresentação e Análise dos Resultados Experimentais

As formas de onda de interesse estão ilustradas nas fotos apresentadas a seguir, onde a corrente de carga é igual a 8 A.

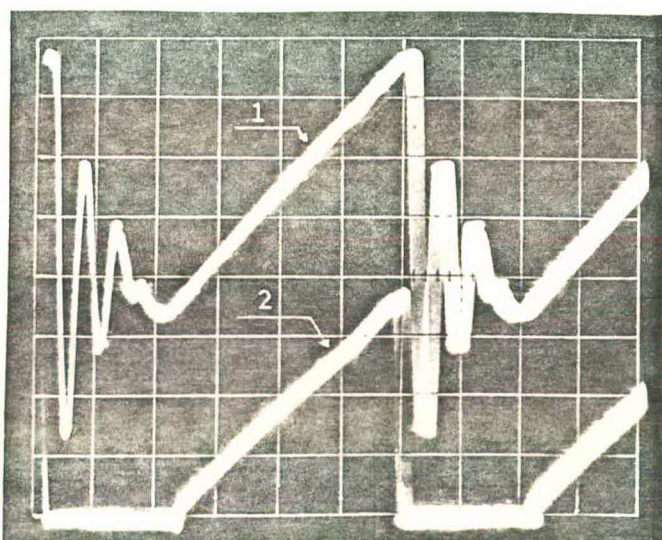
Na obtenção dos resultados experimentais, a tensão média existente no capacitor de filtragem C_1 foi de 125 V.



$$V_C = 100 \text{ V/d}$$

$$t = 5 \text{ } \mu\text{s/d}$$

FIGURA 3.2 - Tensão no Capacitor C.

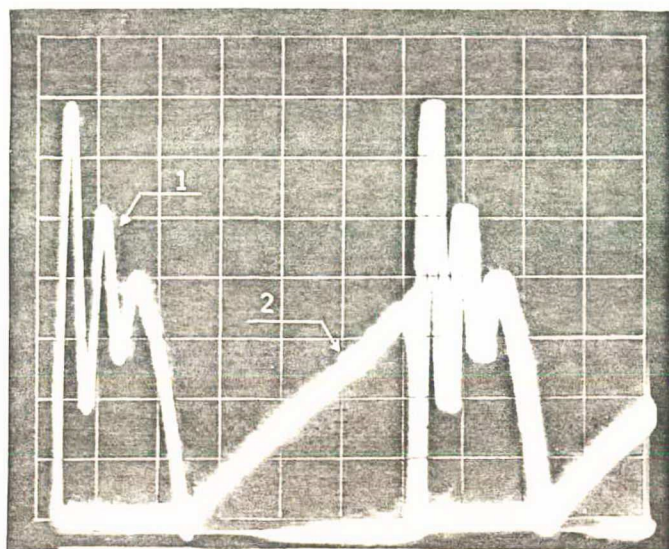


$$I_{L1} = 1\text{A/d}$$

$$I_T = 1\text{A/d}$$

$$t = 10 \text{ } \mu\text{s/d}$$

FIGURA 3.3 - Corrente no primário do transformador (1) e corrente no transistor de comutação (2).

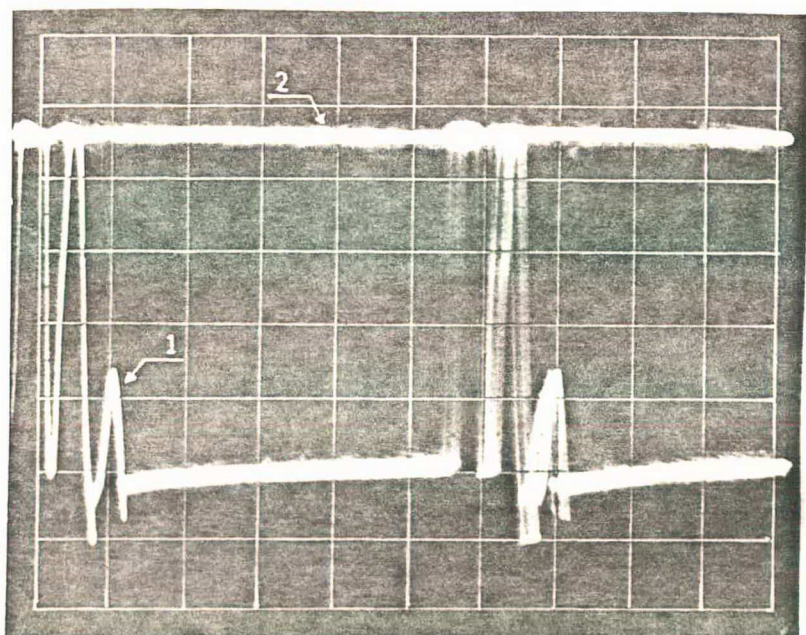


$$V_C = 100 \text{ v/d}$$

$$I_T = 1 \text{ A/d}$$

$$t = 10 \text{ } \mu\text{s/d}$$

FIGURA 3.4 - Tensão (1) e corrente (2) no transistor de comutação.



$$I_{D_2} \approx 20 \text{ A/d}$$

$$V_{C_2} = 2 \text{ v/d}$$

$$t = 10 \text{ } \mu\text{s/d}$$

FIGURA 3.5 - Corrente no diodo D_2 (1) e tensão no Capacitor de filtragem C_2 (2).

Nas Figuras 3.2 e 3.4 estão representadas as fotografias da tensão no capacitor C. Verifica-se um pico de tensão acima do valor $E_1 + N.E_2$ e uma oscilação em torno deste valor. Um fator provável para a ocorrência deste fenômeno é a indutância de dispersão do transformador.

A sobretensão que ocorre nos terminais do transistor é um fator limitativo em termos de potência para a fonte.

No próximo item será realizado um trabalho de simulação para a comprovação e explicação destes fenômenos.

Na Figura 3.3 está representado a fotografia da corrente no primário do transformador e da corrente do transistor. A forma de onda da corrente no transistor corresponde a forma de onda prevista na teoria. A corrente no primário do transformador possui a 1ª, 2ª, 4ª e 5ª seqüência bem definidas conforme a previsão teórica.

Durante a 3ª seqüência de funcionamento a corrente oscila em torno do valor nulo. Esta oscilação está fisicamente em concordância com as oscilações ocorridas na tensão do capacitor nesta seqüência.

Na Figura 3.4 temos representado a fotografia da tensão e da corrente no transistor. Para estas potências, o produto $V_{CE} \times I_C$ no bloqueio é muito reduzido. O transistor opera, portanto, em condições ideais na entrada em condução, e com baixas perdas no bloqueio. Como o capacitor é dimensionado em função da freqüência e não da corrente a ser comutada, as perdas no bloqueio tendem a aumentar com o aumento da potência do conversor.

Na Figura 3.5 esta representada a corrente no diodo secundário D_2 e a tensão no capacitor de filtragem. Devido ao valor elevado da corrente secundária, a ponteira de corrente satura.

Apesar da ondulação sobreposta existente, a forma de onda da corrente tende a uma forma triangular conforme representado na Figura 2.6. O diodo D_2 é bloqueado duas vezes num período de funcionamento para uma corrente secundária de 8 A.

3.4.1 - Comparação entre os Resultados Experimentais e os Resultados Teóricos

Obtemos pelos resultados experimentais, para uma corrente de carga de 8 A:

Frequência de funcionamento à vazio = 37,7 KHz.

$$T_1 \approx 36 \mu s$$

$$T_2 \approx 1 \mu s$$

$$T_3 \approx 13 \mu s$$

$$T_4 \approx 5 \mu s$$

$$T_5 \approx 3,5 \mu s$$

$$F \approx 17 \text{ KHz}$$

$$I_M \approx 3,85 \text{ A}$$

O valor médio da tensão no capacitor C_1 é de 125 V.

Pelos resultados apresentados acima, verifica-se que a indutância magnetizante do transformador L_1 é:

$$L_1 \doteq \frac{E_1}{I_M} \cdot T_1 = \frac{125}{3,85} \cdot 36 \cdot 10^{-6} = 1,17 \text{ mH}$$

Refazendo o cálculo teórico com os valores de ten

são, potência e indutância magnetizante obtidos pelos resultados experimentais, temos:

A frequência de funcionamento à vazio = 37,8 KHz

$$T_1 = 29,5 \mu\text{s}$$

$$T_2 = 1,21 \mu\text{s}$$

$$T_3 = 14,15 \mu\text{s}$$

$$T_4 = 7,13 \mu\text{s}$$

$$T_5 = 6,08 \mu\text{s}$$

$$F = 17,22 \text{ KHz}$$

$$I_M = 3,15 \text{ A}$$

A diferença existente entre L_1 teórico e L_1 obtido pela experimentação se deve em parte à dificuldade de obter um entreferro com precisão. Além disso a correção da área do entreferro é de 1/5, limite de aplicação da equação (3.24).

Recomenda-se além do emprego da equação (3.24), um ajuste do entreferro para se obter os resultados desejados.

3.4.2 - Simulação da Fonte Incluindo a Indutância de Dispersão do Transformador

A Figura 3.6 ilustra o circuito equivalente utilizado no trabalho de simulação. As grandezas do secundário foram referidas ao primário. Consideramos o capacitor de filtragem C_2 e a carga, como uma fonte de tensão em série com um resistor. Este resistor representa a resistência série equivalente dos capacitores

de filtragem.

O dimensionamento do filtro de saída será visto no item 3.6.

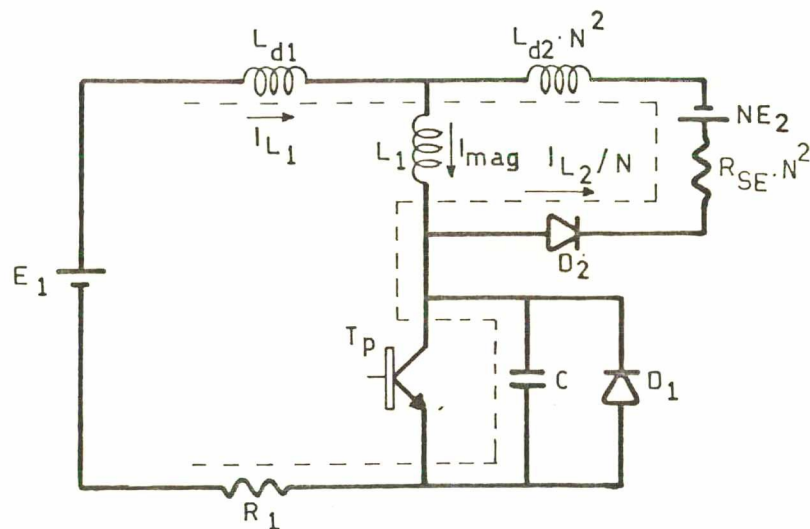


FIGURA 3.6 - Circuito Equivalente.

Na Figura 3.10 é apresentada a fotografia da ten são e da corrente no diodo D_2 . Verifica-se que a tensão máxima de condução do diodo é 3V.

A resistência de condução do diodo D_2 utilizada no programa de simulação, é calculada de forma que o diodo apresente a tensão máxima de condução, quando a corrente secundária atinge o seu valor de pico.

O transformador foi bobinado com o enrolamento se cundário no centro do primário, conforme ilustrado na Figura 3.7, de forma a diminuir a dispersão [3].

PRIMÁRIO
SECUNDÁRIO
PRIMÁRIO
NÚCLEO
PRIMÁRIO
SECUNDÁRIO
PRIMÁRIO

FIGURA 3.7 - Distribuição dos Enrolamentos.

Os dados utilizados na simulação efetuada com o programa SACEC são | 6 |:

$$E_1 = 125 \text{ V}$$

$$N = 21,25$$

$$E_2 = 12 \text{ V}$$

$$L_1 = 1,17 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C = 10 \text{ nF}$$

$$L_{d1} = 0,1 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_{d2} = 0,1 \text{ } \mu\text{H}$$

$$R_{SE} = \text{resist\^encia s\^erie equivalente dos capacitores de filtragem} = 0,0076 \text{ } \Omega.$$

$$R_{D_2} = \text{resist\^encia de condu\c\~ao do diodo } D_2 = 0,033 \text{ } \Omega$$

$$R_1 = 1 \text{ } \Omega$$

$$I_M = 3,5 \text{ A}$$

Na Figura 3.8 s\~ao apresentados os resultados obtidos atrav\^es do programa. Est\~ao representados a corrente no transis

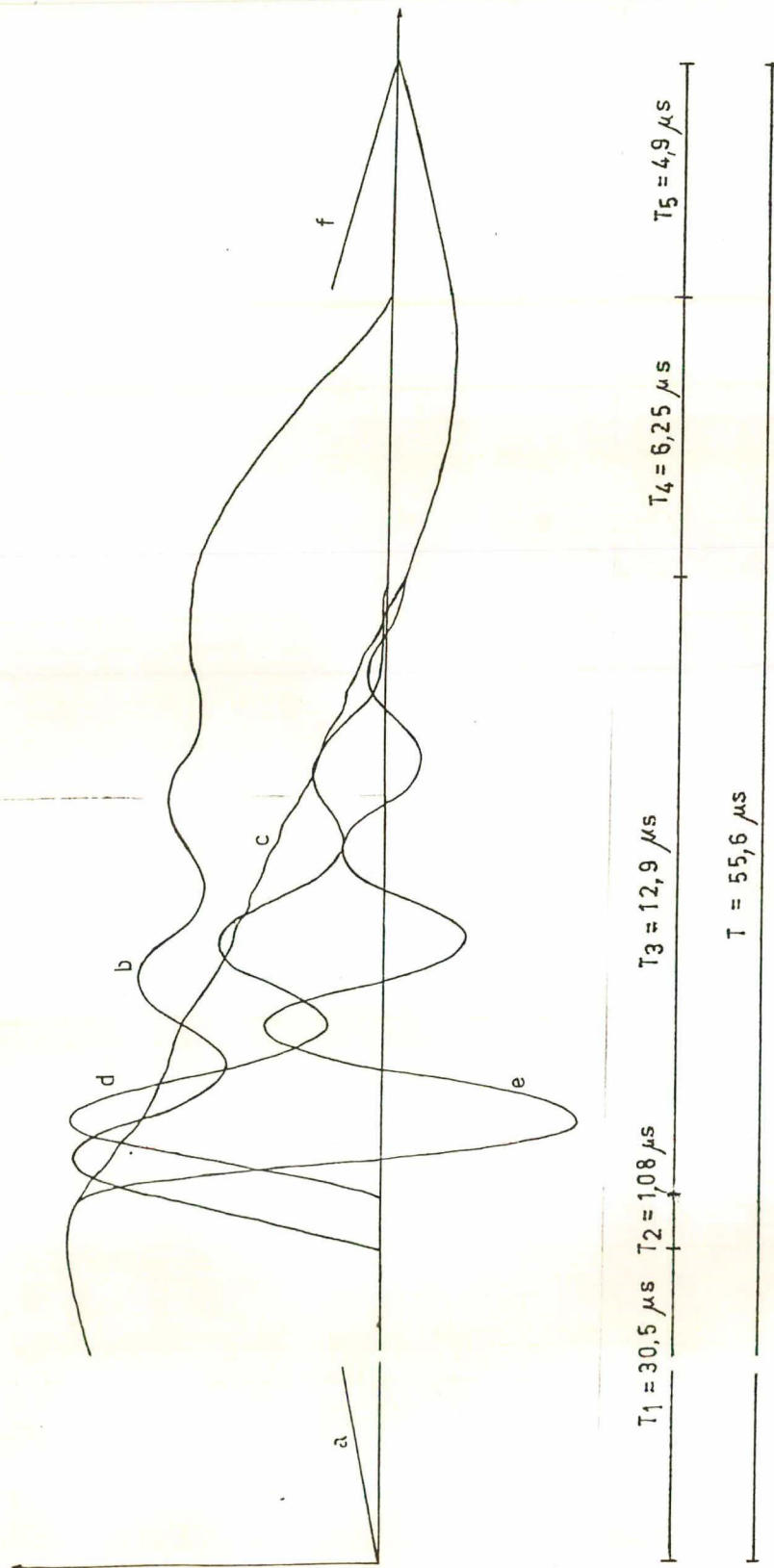


FIGURA 3.8 - Curvas obtidas por simulação: (a) corrente no transistor; (b) tensão no capacitor C; (c) corrente na indutância magnetizante; (d) corrente no diodo D_2 ; (e) corrente no primário; (f) corrente no diodo em anti-paralelo com o transistor.

tor, corrente no primário do transformador, tensão no capacitor, corrente no diodo D_2 , corrente na indutância magnetizante e corrente no diodo em anti-paralelo com o transistor.

Os valores máximos de corrente e tensão são:

$$I_M = 3,5 \text{ A}$$

$$V_C = 598 \text{ V}$$

$$I_{\text{mag}} = 3,51 \text{ A}$$

$$I_{D_2} = 104 \text{ A}$$

$$I_{L1} = 3,51 \text{ A}$$

$$I_{D_1} = 0,474 \text{ A}$$

A frequência é de 17,97 KHz.

Verifica-se que a tensão máxima no transistor obtida na simulação representada na Figura 3.8 é de 598 V, inferior aos 700 V obtidos pela experimentação.

Isto nos leva a concluir que fenômenos ligados à entrada em condução do diodo D_2 contribuem para a sobretensão no transistor.

Os resultados obtidos por simulação apresentam boa correspondência com os resultados obtidos experimentalmente.

A oscilação que ocorre na 3ª seqüência pode ser fisicamente interpretada pela formação do circuito oscilante $L_{dT}-C$, onde L_{dT} é a dispersão total do transformador. Na Figura 3.6 está representado o circuito envolvido na oscilação. A corrente magnetizante decresce conforme o previsto na teoria, ou seja, o fluxo

do transformador decresce segundo uma forma de onda triangular. Isto pode ser verificado na curva (c) da Figura 3.8.

3.4.3 - Comportamento do Diodo na Entrada em Condução

É ilustrado na Figura 3.9, o fenômeno transitório que se produz num diodo inicialmente bloqueado, quando se aplica uma rampa de corrente.

O fenômeno é caracterizado por dois parâmetros.

- o tempo de entrada em condução t_{fr} .
- a amplitude da sobretensão V_{FP} provada pela rampa de corrente d_{IF}/dt .

A sobretensão V_{FP} e o tempo de entrada em condução do diodo t_{fr} caracterizam a velocidade da entrada em condução do diodo.

Fisicamente este fenômeno pode ser explicado representando-se o diodo por uma resistência variável que decresce com o tempo, conforme representado na Figura 3.9 (c).

Na Figura 3.10 está representado a fotografia da tensão e da corrente no diodo secundário D_2 . O zero da tensão está localizado no eixo central.

Verifica-se na Figura 3.10 um tempo de aproximadamente $0,2 \mu s$ desde a polarização do diodo até o início do crescimento da corrente. Durante este tempo a corrente no primário continua fluindo sobre o capacitor C.

A sobretensão que ocorre em C é, portanto, função principalmente de dois fatores:

- a) indutância de dispersão do transformador,
 b) fenômenos ligados à entrada em condução do diodo.

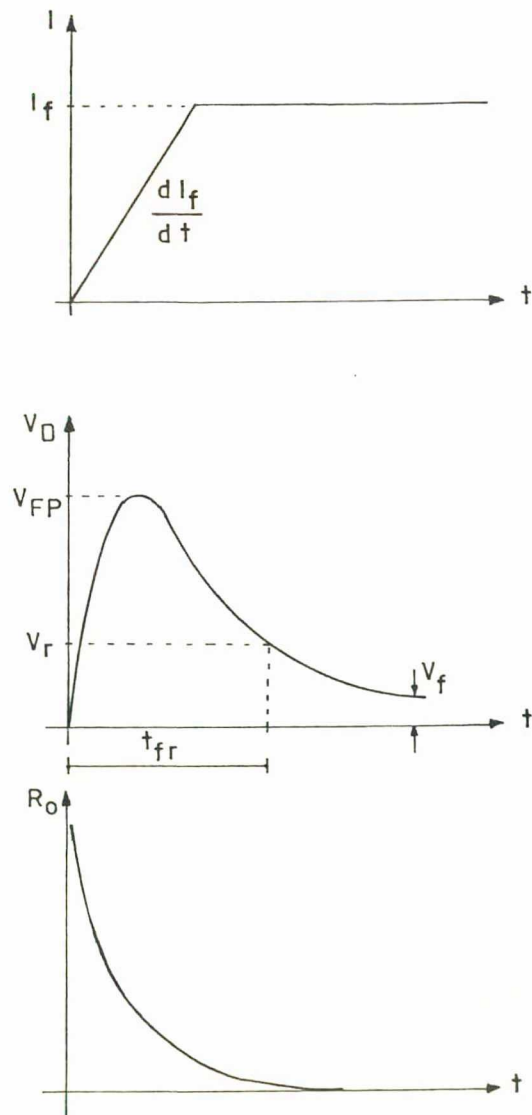
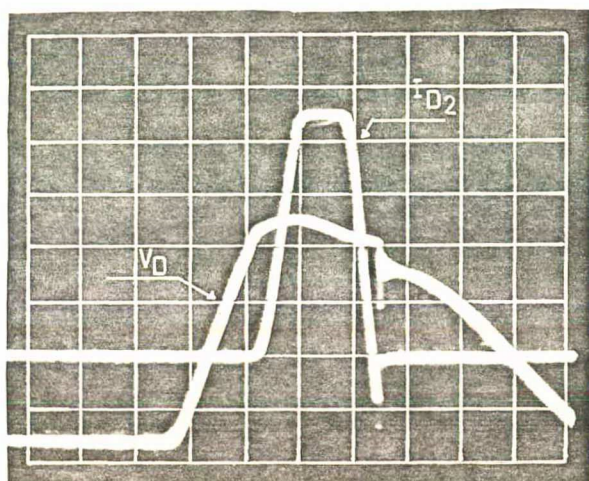


FIGURA 3.9 - Comutação do Diodo na Entrada em Condução | 7 |.



$$I_d \approx 20A/d$$

$$V_D = 5 V/d$$

$$t = 2 \mu s/d$$

FIGURA 3.10 - Tensão e Corrente no Diodo D_2 para uma Corrente de Carga de 2,2 A.

3.5 - Dimensionamento do Filtro de Entrada

O capacitor de filtragem C_1 é dimensionado de forma a garantir que a ondulação da tensão de entrada do conversor não se reproduza na tensão de saída a níveis indesejáveis. A reprodução da ondulação é função da fonte utilizada e do regulador.

O valor de C_1 adotado no projeto foi de 833 μF , pois obteve-se uma ondulação na saída satisfatória, comparada com a ondulação máxima de projeto.

A forma de onda no capacitor C_1 pode ser representada pela Figura 3.11.

A tensão média no capacitor V_M é dada por:

$$V_M = V_P - \frac{V_M}{240 \cdot C_1 \cdot R_L} \quad (3.28)$$

$$R_L = \frac{V_M^2}{P} \quad (3.29)$$

Onde:

V_P - é a tensão de pico em C_1 .

V_M - é a tensão média em C_1 .

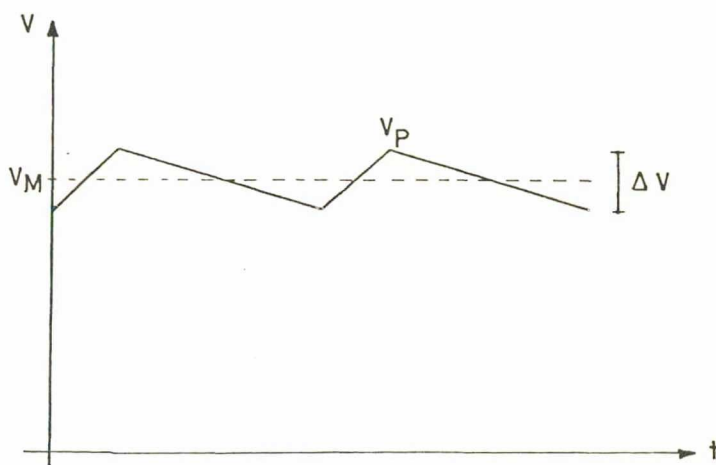


FIGURA 3.11 - Forma de Onda da Tensão em C_1 .

Reunindo-se as equações (3.28) e (3.29) obtém-se:

$$V_M^2 - V_P \cdot V_M + \frac{P}{240 \cdot C_1} = 0 \quad (3.30)$$

Para $P = 155 \text{ W}$, $C_1 = 833,3 \text{ } \mu\text{F}$ e $V_P = 153 \text{ V}$ obtém-se:

$$V_M = 147,7 \text{ V}$$

O valor pico a pico da ondulação é dado por:

$$\Delta V = (V_P - V_M) \cdot 2 \quad (3.31)$$

Com o que se obtem: $\Delta V = 10,6 \text{ V}$

A ondulação da tensão é dada por:

$$r = \frac{\Delta V/2}{V_P - \Delta V/2} \cdot 3 \quad (3.32)$$

Obtendo-se $r = 2,07\%$.

3.6 - Dimensionamento do Filtro de Saída

O capacitor eletrolítico utilizado no filtro de saída de fontes chaveadas, deve apresentar baixa impedância em altas frequências, e alta capacidade de corrente de ondulação.

É ilustrado na Figura 3.12 o circuito equivalente de um capacitor. Para que o capacitor apresente baixa impedância deverá ter baixa indutância série e baixa resistência série equivalente. O resistor em paralelo representa a corrente de fuga.

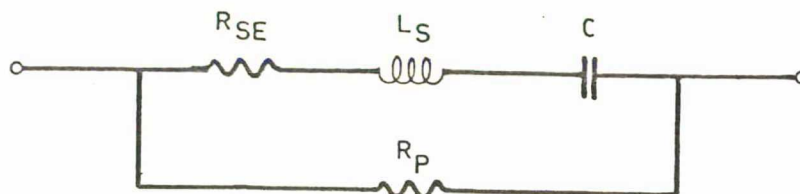


FIGURA 3.12 - Circuito equivalente de um capacitor | 9 |.

A influência da resistência série equivalente é maior em relação à componente capacitiva, sendo necessário o uso de um capacitor maior que o calculado, para se obter a ondulação da tensão dentro dos limites especificados.

3.6.1 - Dimensionamento dos Capacitores do Primeiro Estágio de Filtragem-Cálculo Térmico | 8 |

A potência de dissipação de um capacitor quando alimentado por uma tensão senoidal, com frequência angular ω , e tensão de pico V , é:

$$P = \frac{C}{2} \cdot V^2 \cdot \omega \cdot \operatorname{tg} \delta \quad (3.33)$$

Onde $\operatorname{tg} \delta$ é o fator de perdas.

Como o capacitor C_2 é atacado em corrente, temos:

$$V = X_C \cdot I = \frac{I}{\omega C} \quad (3.34)$$

Onde I é a corrente de pico.

Reunindo-se (3.33) e (3.34) obtemos:

$$P = \frac{I^2}{2\omega C} \cdot \operatorname{tg} \delta \quad (3.35)$$

Decompondo a forma de onda da corrente em série de Fourier, temos para a potência dissipada a seguinte expressão:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2n\omega C} \cdot \text{tg } \delta_n \quad (3.36)$$

O fator de perdas é definido como:

$$\text{tg } \delta = \frac{1}{R_p \cdot C \cdot \omega} + R_{SE} \cdot C \cdot \omega \quad (3.37)$$

Como R_p é muito grande, o primeiro termo é desprezado.

A forma de onda no secundário do transformador é ilustrada na Figura 3.13.

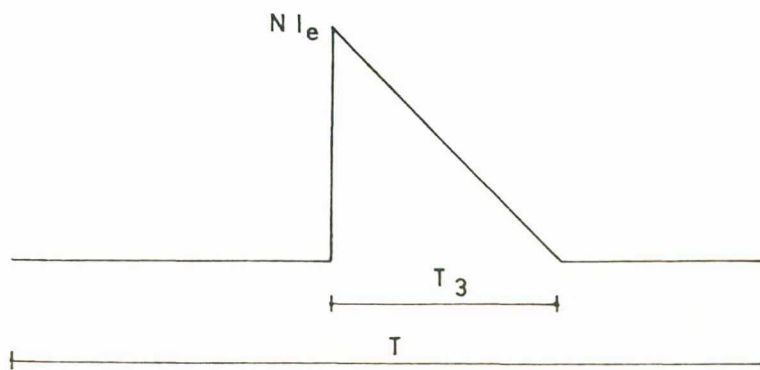


FIGURA 3.13 - Forma de onda no secundário do transformador.

Decompondo em série de Fourier obtém-se os termos gerais da série:

$$a_0 = N \cdot I_e \cdot \frac{T_3}{T} \quad (3.38)$$

$$a_n = \frac{N \cdot I_e \cdot T}{2\pi^2 \cdot n^2 \cdot T_3} \cdot \left[\cos \left(\frac{2\pi T_3 \cdot n}{T} \right) + \frac{2\pi T_3 \cdot n}{T} \sin \left(\frac{2\pi T_3 \cdot n}{T} \right) - 1 \right] \quad (3.39)$$

$$b_n = \frac{N \cdot I_e \cdot T}{2\pi^2 \cdot n^2 \cdot T_3} \cdot \left[\sin \left(\frac{2\pi T_3 \cdot n}{T} \right) - \frac{2\pi T_3 \cdot n}{T} \cos \left(\frac{2\pi T_3 \cdot n}{T} \right) \right] \quad (3.40)$$

Onde a_0 representa a corrente média que no caso é de 10 A.

Reunindo-se (3.36), (3.39) e (3.40) obtemos:

$$P_d = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n\omega C} \left[\frac{N \cdot I_e \cdot T}{2\pi^2 \cdot n^2 \cdot T_3} \left(\cos \left(\frac{2\pi T_3 \cdot n}{T} \right) + \frac{2\pi T_3 \cdot n}{T} \sin \left(\frac{2\pi T_3 \cdot n}{T} \right) - 1 \right) \right]^2$$

$$R_{SE} \cdot C \cdot \frac{2\pi}{T} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n\omega C} \left[\frac{N \cdot I_e \cdot T}{2\pi^2 \cdot n^2 \cdot T_3} \sin \left(\frac{2\pi T_3 \cdot n}{T} \right) - \frac{2\pi \cdot T_3 \cdot n}{T} \cos \left(\frac{2\pi T_3 \cdot n}{T} \right) \right]^2$$

$$\cdot R_{SE} \cdot C \cdot \frac{2\pi}{T} \quad (3.41)$$

Substituindo na equação (3.41) os valores teóricos do projeto inicial, para as dez primeiras harmônicas, obtem-se:

$$P_d = 300,4 \cdot R_{SE} \quad (3.42)$$

A equação (3.42) fornece a potência dissipada nos

capacitores em função da resistência série equivalente.

Os capacitores a serem utilizados são eletrolíticos de alumínio da série HFC | 9 |. São desenvolvidos especialmente para aplicações em circuitos de alta frequência. Apresentam baixa impedância em alta frequência e alta corrente de ondulação.

O catálogo de capacitores da ICOTRON apresenta para o capacitor de 1000 μF , uma resistência série equivalente máxima R_{SE} de 0,1 Ω |14|. A corrente de ondulação máxima é 3A para uma temperatura de 85°C.

Pela curva da corrente nominal de ondulação em função da temperatura ambiente obtemos para uma temperatura ambiente de 40°C.

$$\frac{I_0}{I_{85^\circ\text{C}}} = 2,2 \quad (3.43)$$

Obtem-se assim a corrente nominal de ondulação I_T para o capacitor de 1000 μF que é:

$$I_0 = 6,6 \text{ A}$$

A corrente eficaz nos capacitores de filtragem é calculada pela equação (3.21). Da corrente NI_e é diminuída a corrente de carga. O valor eficaz da corrente nos capacitores de filtragem é, portanto, igual a 19,5 A.

Com três capacitores, a corrente eficaz em cada capacitor é igual a 6,5 A.

São portanto, necessário, três capacitores em paralelo para a fonte em questão, sob o ponto de vista do aquecimento. A potência máxima dissipada nos capacitores determinada por (3.42) é igual a 10 W.

3.6.2 - Dimensionamento do 2º Filtro de Saída

Utilizou-se no capacitor do 1º filtro de saída uma capacitancia equivalente de $3940 \mu\text{F}$ para reduzir a ondulação máxima da tensão para aproximadamente 0,6 V.

É ilustrado na Figura 3.14 o circuito equivalente da 2ª célula de filtragem necessária para se ter uma ondulação máxima de saída de 130 mV.

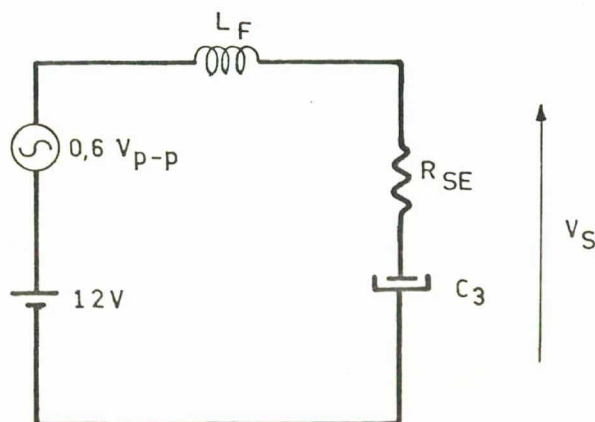


FIGURA 3.14 - Circuito equivalente da 2ª célula de Filtragem.

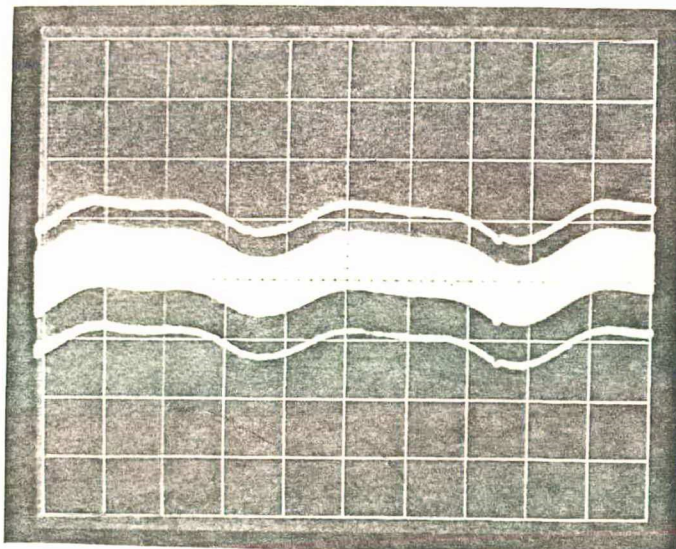
Os valores utilizados de L_F e C_3 que proporcionaram a ondulação de saída dentro das especificações são:

$$L_F = 1,7 \mu F$$

$$C_3 = 940 \mu F$$

Se equacionarmos a malha representada na Figura 3.14 considerando a resistência R_{SE} máxima fornecida pelo fabricante obtemos uma ondulação na saída de 279 mV. Verifica-se assim que o valor real R_{SE} é menor que o valor máximo.

É ilustrado na Figura 3.15 a fotografia da ondulação da tensão de saída.



$$V = 50 \text{ mV/d}$$

$$t = 2 \text{ ms/d}$$

FIGURA 3.15 - Ondulação da Tensão de Saída.

O valor pico a pico da ondulação da tensão de saída é de 120 mV para uma corrente de carga de 8A.

A ondulação da tensão de saída devido à ondulação no capacitor C_1 é de 20 mV.

A ondulação da tensão de saída devido à ondulação de chaveamento é de 100 mV.

3.7 - Conclusões

Neste Capítulo foi visto detalhadamente a metodologia para o projeto da fonte ressonante.

Comprovou-se a validade dos resultados obtidos no Capítulo 2 para se obter ordens de grandeza em um projeto inicial da fonte.

Os resultados obtidos por simulação se mostraram úteis na interpretação dos fenômenos envolvidos, comprovando em parte a análise simplificada realizada no Capítulo 2.

O Cálculo térmico dos capacitores de filtragem da fonte é fundamental sob o ponto de vista da confiabilidade obtida no emprego do componente.

O rendimento da fonte desconsiderando a alimentação do comando a plena carga está em torno de 77%. As maiores perdas ocorrem no diodo de alta tensão empregado no secundário.

A utilização de diodos de tecnologia Schottky traria significativa melhoria no rendimento, pois apresentam baixas perdas em condução. Possuem limitação em tensão, mas no caso desta fonte, devido a relação de transformação utilizada, poderia ser empregado em tensões de saída de 12 V.

C A P Í T U L O IV

CIRCUITOS DE COMANDO4.1 - Introdução

Neste Capítulo serão apresentados os circuitos de comando utilizados na fonte chaveada à ressonância proposta, que são:

- Comando de base do transistor.
- Comando de partida progressivo

No circuito de comando de base do transistor será descrito sua concepção, o princípio de funcionamento, as proteções obtidas, e o seu dimensionamento.

Devido ao princípio de comando do transistor, que só recebe ordem de entrada em condução com tensão nula, a fonte possui proteção natural contra curto-circuito na carga.

A partida da fonte deve ser realizada corretamente para que a tensão nula nos capacitores do filtro de saída não provoque o desligamento da fonte.

Será apresentado no circuito de partida, sua concepção e princípio de funcionamento.

4.2 - Circuito de Comando de Base do Transistor

4.2.1 - O Tiristor Dual

A fonte chaveada à ressonância implementada é concebida de forma que o capacitor colocado em paralelo com o transistor, forme um circuito ressonante no primário do transformador e possibilite o comando do transistor sob o conceito de tiristor dual.

É possível definir, por dualidade, as propriedades do tiristor-dual, a partir das propriedades do tiristor.

A proteção do tiristor no disparo contra di/dt é realizada pela colocação de uma indutância em série com o mesmo. Por dualidade, a proteção contra dV/dt no bloqueio do tiristor-dual é feita pela colocação de um capacitor em paralelo.

As propriedades do tiristor e do tiristor-dual estão resumidamente comparadas na Tabela 1.

A característica estática do tiristor-dual é obtida através de um transistor de potência e um diodo em anti-paralelo.

4.2.2 - Características do Comando de Base

Para que o comando de base do ^{TRANSISTOR} ~~tiristor~~ de potência seja realizado com as propriedades do tiristor-dual, e ainda, que ele se adapte ao comando requerido pela fonte ressonante, o comando de base deve ter as seguintes propriedades:

TIRISTOR	TIRISTOR-DUAL
1) Condição para disparo: $V \geq 0$ e ordem de disparo.	1) Condição para o bloqueio: $I \geq 0$ e ordem de bloqueio.
2) Condição para bloqueio: $I \leq 0$	2) Condição de disparo: $V \leq 0$
3) Proteção contra di/dt no disparo: Indutor em série.	3) Proteção contra dV/dt no bloqueio: Capacitor em paralelo.
4) Disparo espontâneo se $V = V_{m\acute{a}x}$	4) Bloqueio espontâneo se: $I = I_{m\acute{a}x}$
5) Destruição do componente se: $I \geq I_{m\acute{a}x}$	5) Destruição do componente se: $V \geq V_{m\acute{a}x}$

TABELA 1 - Comparação entre: Tiristor e Tiristor-Dual |10|.

a) A ordem de entrada em condução somente deve existir quando a tensão V_{CE} do transistor for nula.

Como em cada novo ciclo de funcionamento da fonte, as condições iniciais de tensão no capacitor C e corrente na indutância magnetizante L_1 são nulas, a fonte é auto-comandada na entrada em condução do transistor.

Em condução é recomendável o emprego de um diodo de anti-saturação, para minimizar o tempo de estocagem.

b) O bloqueio deve ser provocado por extração de corrente inversa, através de polarização negativa da base. Obtem-se assim, a máxima capacidade em tensão dos transistores de potência.

Devido ao fato da frequência de funcionamento da fonte ser variável, e o controle da corrente do transistor ser realizado por comparação entre a imagem da corrente real e a tensão de saída do regulador, o comando no bloqueio do transistor deve ser rápido e decidido.

4.2.3 - Concepção e Princípio de Funcionamento

O circuito de comando de base do transistor concebido é simples e compacto. Está representado na Figura 4.1.

É constituído por três transistores, um comparador, três diodos, doze resistores e um pequeno indutor ℓ .

O circuito de comando de base pode ser dividido basicamente em três partes:

a - Entrada em condução do transistor de potência

No início da 1ª seqüência a tensão no coletor do transistor é nula.

O transistor de chaveamento T_p entra em condução, pois D_2 é polarizado, saturando o transistor T_1 . É proporcionado ao transistor T_p alimentação direta de base.

O resistor R_3 é dimensionado de forma a garantir a saturação do transistor T_p , até a corrente que T_p atinge na potência nominal da fonte.

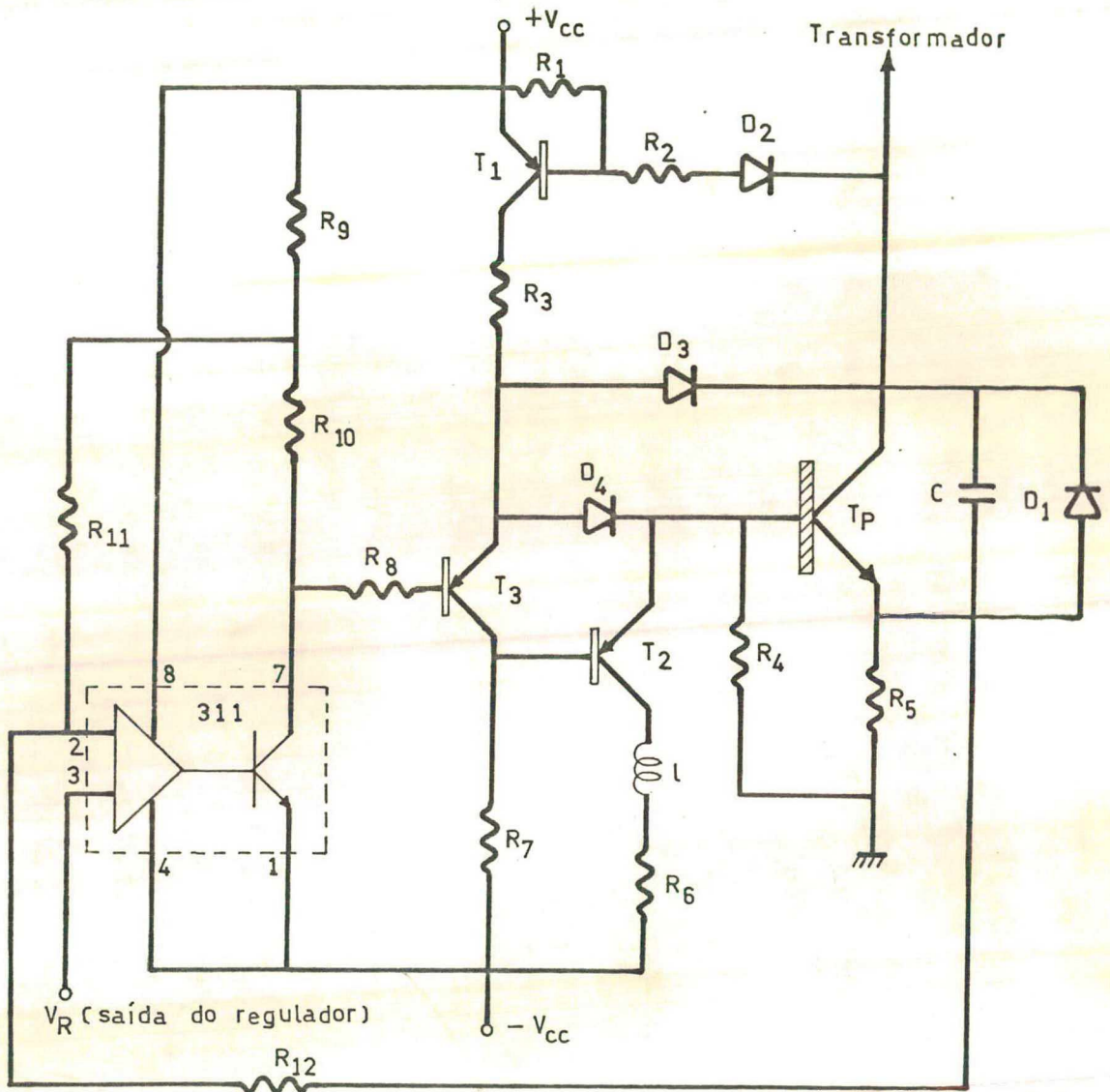


FIGURA 4.1 - Circuito de Comando de Base.

Os diodos D_3 e D_4 constituem o circuito que adapta a corrente de base à corrente de coletor. O excesso de corrente de base é desviada ao coletor pelo diodo D_3 . O tempo de estocagem é reduzido consideravelmente evitando-se a supersaturação do transistor.

Durante a condução do transistor TP, a tensão no resistor R_5 é menor que a tensão de saída do regulador V_R .

O comparador nestas condições, mantém saturado o seu transistor de saída, e desse modo satura o transistor T_3 . O transistor T_2 fica assim, bloqueado.

b - Bloqueio do transistor de potência

No final da 1ª seqüência de funcionamento da fonte, ocorre o bloqueio do transistor T_P .

Quem define a corrente que T_P conduz em cada período de funcionamento é a tensão de saída do regulador.

Quando a tensão no resistor R_5 , que é uma imagem da corrente no transistor, atinge a tensão de saída do regulador, o comparador muda de estado bloqueando o seu transistor de saída.

O transistor T_3 bloqueia e permite a aplicação de uma tensão negativa na base do transistor T_2 , que satura.

Efetua-se desse modo, a polarização negativa da base de T_P , bloqueando-o por extração de corrente inversa.

Enquanto a tensão V_{CE} não ultrapassa a tensão de alimentação $+V_{CC}$, o transistor T_1 continua conduzindo. A sua corrente circula por D_4 e T_2 .

Quando a tensão V_{CE} ultrapassa a tensão de alimentação $+V_{CC}$, o diodo D_2 é polarizado reversamente e T_1 bloqueia.

A tensão no resistor R_5 é uma imagem da corrente no primário do transformador, ao invés de uma imagem da corrente no transistor. Isto é fundamental para o funcionamento correto do comando.

Se R_5 representasse a corrente no transistor, após uma ordem de bloqueio, a corrente no transistor começaria a

decrecer. O comparador, pelo fato da tensão em R_5 ser inferior a tensão V_R mudaria de estado habilitando a condução do transistor, devido a sua velocidade de resposta que é muito rápida, antes mesmo que a tensão V_{CE} ultrapassasse a tensão de alimentação $+V_{CC}$.

O transistor seria bloqueado e novamente entraria em condução. O comando neste caso ficaria indeciso.

Com o resistor R_5 representando a corrente no primário, quando a corrente no transistor começa a decrescer durante o bloqueio, inicia a 2ª seqüência e a corrente no primário I_{L1} aumenta conforme demonstrado na Figura 2.7. Garante-se, assim, o bloqueio correto do transistor, pois o comparador continua enviando ordem de bloqueio.

Consegue-se com o circuito de comando de base representado na Figura 4.1, um circuito eficiente e com um número bastante reduzido de componentes.

No início da 3ª seqüência a tensão $R_5 \cdot I_{L1}$ diminui rapidamente, tornando-se menor que a tensão V_R e, conseqüentemente, o comparador envia ordem de condução ao transistor. O transistor T_3 é habilitado a conduzir. Como o transistor T_1 está bloqueado, a base de T_2 continua sendo polarizada negativamente.

Garante-se assim que o transistor T_p tenha polarização reversa na base quando a tensão V_{CE} é superior a $+V_{CC}$ mesmo que o comparador envie ordem de condução.

O resistor R_4 garante, durante o tempo em que T_p fica bloqueado, a condução de T_2 e, portanto, a polarização reversa de T_p .

Os resistores R_9 , R_{10} e R_{11} reforçam o sinal que vem de R_5 , na mudança de estado do comparador, no bloqueio do transistor. Evita-se, assim, oscilações na saída do comparador.

c - Disjuntor Eletrônico

O circuito formado por R_1 , R_2 , T_1 e D_2 tem a característica de, no caso de uma corrente elevada no transistor, enviar uma ordem de bloqueio por dessaturação do transistor.

Se a tensão V_{CE} ultrapassa a tensão de alimentação $+V_{CC}$ o diodo D_2 é bloqueado. T_1 é bloqueado e na base de T_2 é aplicada uma tensão negativa. O transistor T_2 satura e provoca a extração da corrente inversa de T_p que bloqueia.

A proteção realizada pelo circuito R_1 , R_2 , T_1 e D_2 é redundante, pois pode-se limitar a corrente no transistor, limitando-se a tensão de saída do regulador V_R , pois o comando de base do transistor é realizado com corrente imposta.

4.3 - Circuito de Partida Progressiva

4.3.1 - O Problema da Partida

Verificamos no estudo qualitativo realizado no Capítulo 2, que a relação $N.E_2$ deverá ser maior que E_1 para que o circuito oscile. O limite teórico que garante a oscilação é $N.E_2 = E_1$.

É ilustrado na Figura 4,2 a faixa de valores que a tensão E_2 deve ter para um dado E_1 , de forma a garantir a oscilação da fonte. Devido ao amortecimento no circuito oscilante, a faixa de valores de E_2 é menor.

Se na partida a subida da tensão no capacitor C_1 for muito rápida a fonte não tem condições de carregar os capacitores do filtro de saída neste tempo. A condição $E_2 > E_1/N$ não

se mantêm. A tensão no capacitor C não passa por zero e o transistor não entra em condução. A tensão na 3ª seqüência é menor que $2 E_1$.

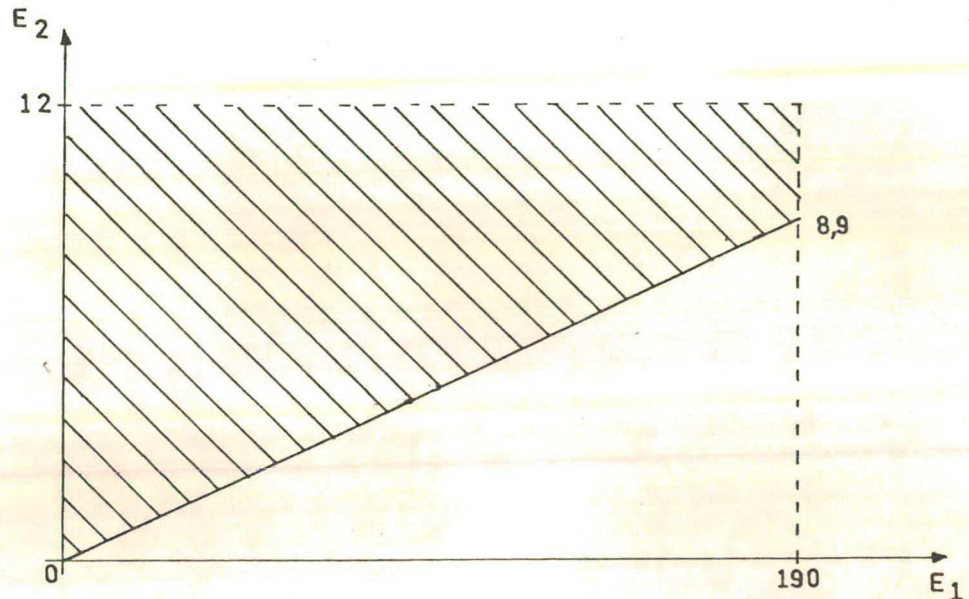


FIGURA 4.2 - Limite da Tensão de saída E_2 em função da tensão E_1 para $N.E_2/E_1 = 1,7$.

Aliado a este fato, se no início da 3ª seqüência a tensão no capacitor C for $E_1 + N.E_2$, onde E_1 tem um determinado valor e cresce muito rapidamente, até o final da 4ª seqüência, a tensão em C não se anula e cessa a oscilação.

Verifica-se a necessidade de um método de partida, onde a tensão no capacitor C_1 cresça suavemente de modo que a tensão E_2 acompanhe a tensão E_1 segundo a relação demonstrada na Figura 4.2.

4.3.2 - Apresentação e Princípio de Funcionamento

O método de partida progressivo é realizado por intermédio de um triac.

O princípio de funcionamento consiste em aumentar o ângulo de disparo do triac com uma velocidade tal, que a tensão no capacitor C_1 aumente suavemente.

O circuito de partida progressivo com o triac, seu circuito de comando, o retificador de entrada, e o capacitor de filtragem C_1 , estão representados na Figura 4.3.

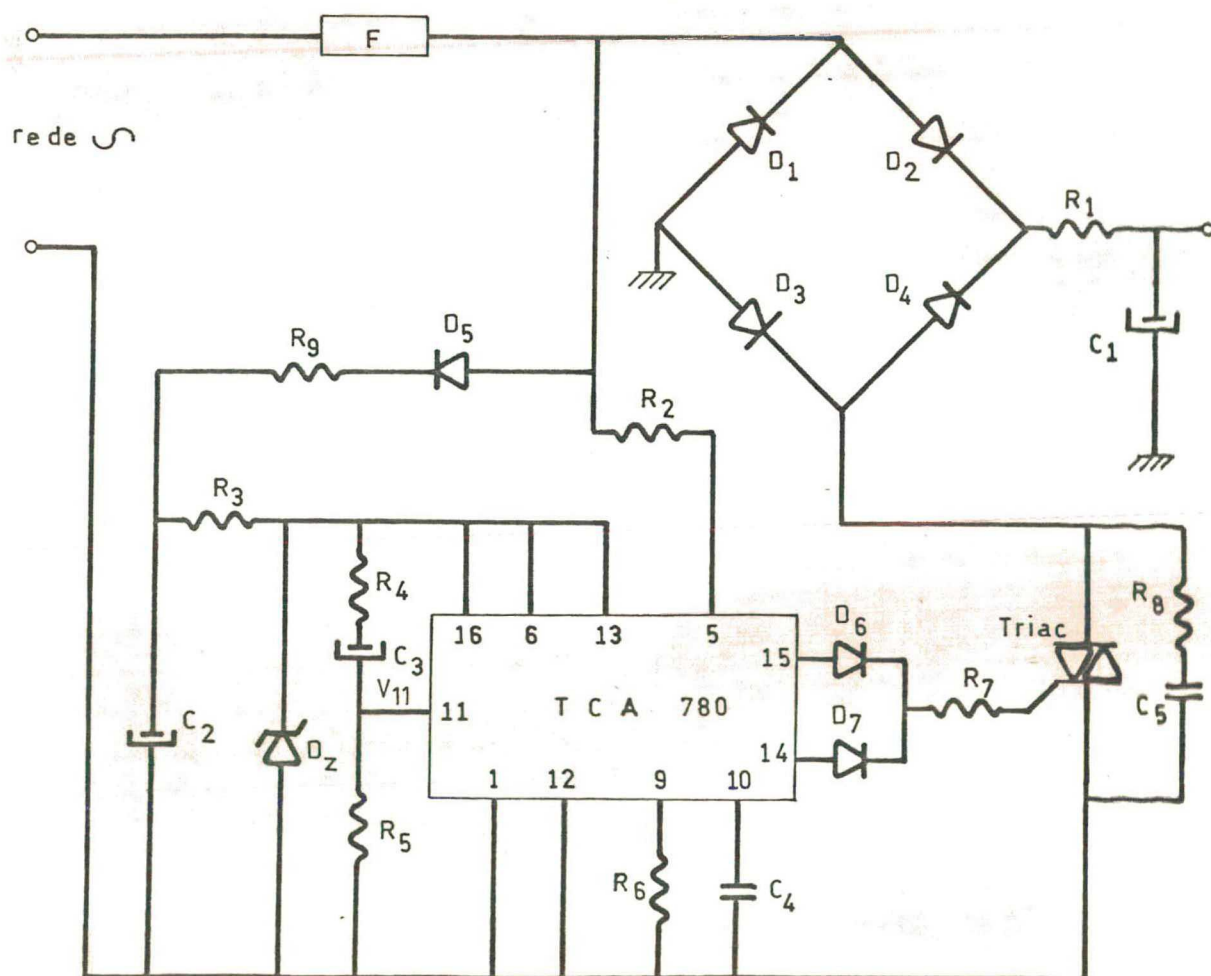


FIGURA 4.3 - Circuito de partida progressivo com o re-
tificador e filtro de entrada.

Como o capacitor C_2 está inicialmente descarregado a tensão de controle V_{11} decresce e o ângulo de disparo do triac aumenta.

Pelo circuito formado pelos resistores R_4 e R_5 e pelo capacitor C_3 determina-se a constante de tempo de crescimento da tensão em C_1 .

No pino 5 do integrado TCA 780 é fornecida a tensão de sincronismo.

O capacitor R_8 e o capacitor C_5 formam o circuito de proteção ao triac contra di/dt .

É ilustrado na Figura 4.4 a tensão da rede e os pulsos de disparo do triac gerados pelo TCA 780.

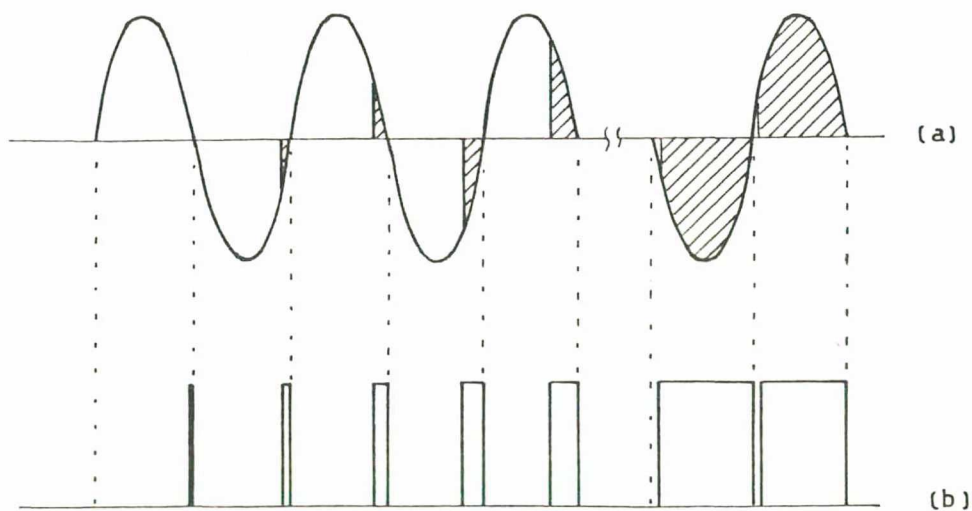
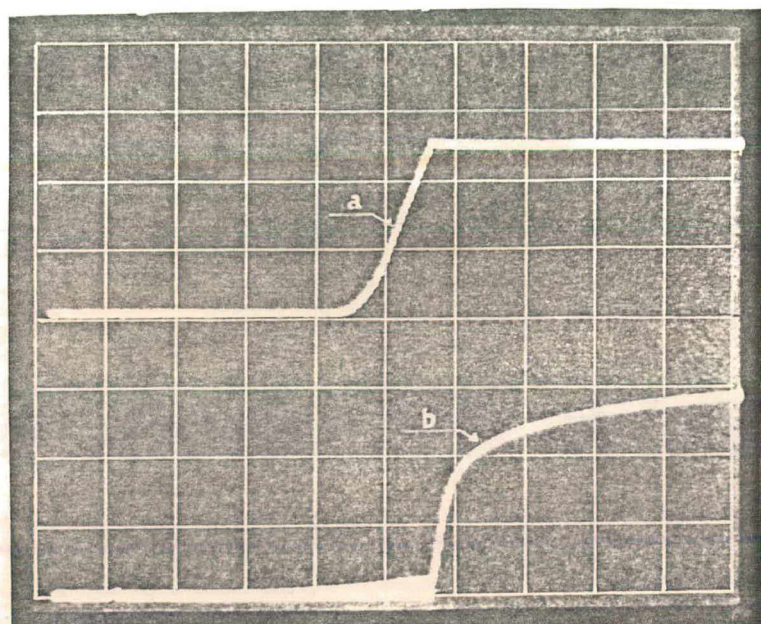


FIGURA 4.4 - (a) Tensão de rede e ângulo de condução do triac.

(b) Pulsos gerados pelo TCA 780.

A Figura 4.5 ilustra a fotografia da tensão no capacitor C_1 , e a tensão de saída da fonte, na partida sem carga.



$$V_{C2} = 5 \text{ V/d}$$

$$V_{C1} = 50 \text{ V/d}$$

$$t = 0,2 \text{ ms/d}$$

FIGURA 4.5 - Partida da fonte sem carga.

(a) tensão de saída

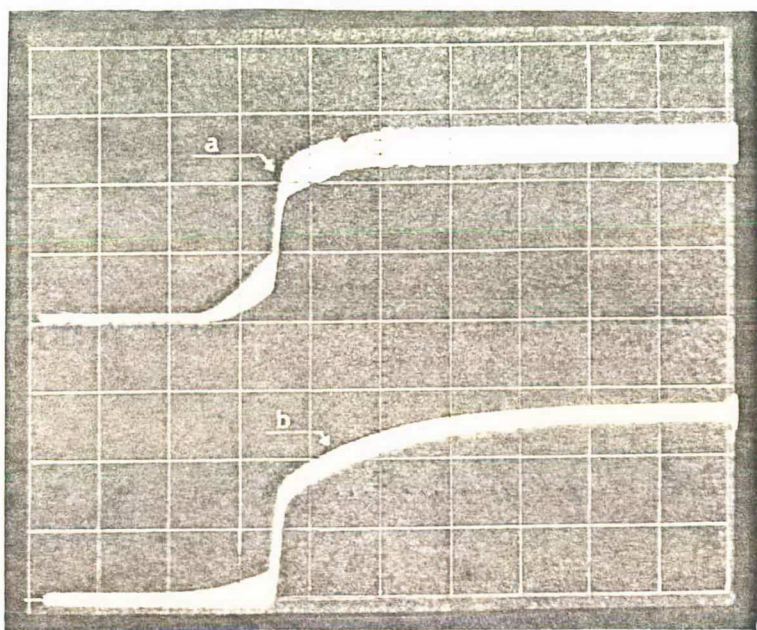
(b) tensão no capacitor C_1 .

A Figura 4.6 ilustra a fotografia da tensão no capacitor C_1 , e a tensão de saída da fonte, na partida com a corrente de carga igual a 8A com tensão nominal.

Em fontes chaveadas de potências superiores à aproximadamente 40 W se faz necessário um circuito de partida progressivo.

Se fosse utilizado uma partida direta da fonte, os capacitores do filtro de entrada estando inicialmente descarregados, trariam como consequência altas correntes nos diodos da ponte. Seria necessário colocar em série com a ponte retificadora um resistor de valor elevado dissipando muita potência, ou superdi

mensionar os diodos da ponte.



$$V_{C2} = 5 \text{ v/d}$$

$$V_{C1} = 50 \text{ v/d}$$

$$t = 0,5 \text{ ms/d}$$

FIGURA 4.6 - Partida da fonte com $I_C = 8A$ quando $E_2 = 12 \text{ V}$.

(a) Tensão de saída.

(b) Tensão no capacitor C_1 .

4.4 - Conclusões

O circuito de comando de base do transistor é com pacto, possuindo um número bastante reduzido de componentes. Apre sentou um comportamento eficiente em ampla faixa de freqüência de de vido aos componentes empregados apresentarem alta velocidade de de resposta.

Devido à concepção do comando, nesta fonte não há hã necessidade de um circuito gerador de sinais de comando. Tanto a ordem de entrada em condução, quanto a ordem de bloqueio do tran tran sistor são produzidos pelo próprio circuito de comando.

O comando de partida é compacto e eficiente desde que o triac possua a devida proteção contra di/dt .

Consegue-se realizar a partida da fonte desde à vazio até a plena carga.

O método de partida da fonte em estudo possui duas finalidades:

- proporcionar uma partida progressiva.
- limitar a corrente de pico nos diodos da ponte retificadora na partida.

C A P Í T U L O V

REGULAÇÃO DA FONTE5.1 - Introdução

Este Capítulo trata do estudo do controle da fonte em questão.

A malha de realimentação é modelada com o regulador proporcional e o regulador proporcional-integral.

É verificada a resposta dinâmica da fonte à perturbações na carga, na tensão de alimentação e na tensão de referência, pela simulação da equação dinâmica.

O controle com regulador proporcional-integral é implementado.

5.2 - Modelagem da fonte

Neste item será determinada a função que representa a tensão de saída da fonte no tempo, para uma dada tensão de saída do regulador V_R . Em regime permanente determina-se o ganho estático da fonte tomando-se a impedância da carga como parâmetro.

5.2.1 - Obtenção de uma Expressão Analítica para a Freqüência

Linearizando a faixa de freqüência de funcionamento

to da fonte, obtemos pela Figura 2.14 os pontos onde a frequência é mínima e máxima, pelos valores teóricos de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$ para a potência a plena carga e à vazio.

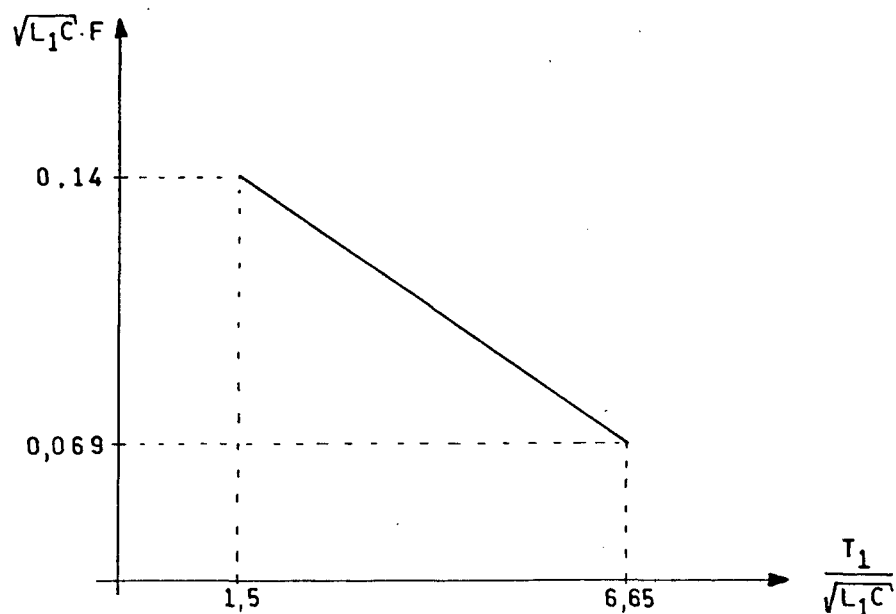


FIGURA 5.1 - $\sqrt{L_1 \cdot C} \cdot F$ em função de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$ linearizada para a faixa de variação da frequência da fonte.

Obtemos pela Figura 5.1 a expressão analítica de $\sqrt{L_1 \cdot C} \cdot F$ em função de $T_1 / \sqrt{L_1 C}$:

$$\sqrt{L_1 \cdot C} \cdot F = 0,16 - 13,786 \times 10^{-3} \cdot T_1 / \sqrt{L_1 C} \quad (5.1)$$

5.2.2 - Determinação da Corrente Média no Secundário

A forma de onda da corrente no secundário é ilustrada na Figura 5.2.

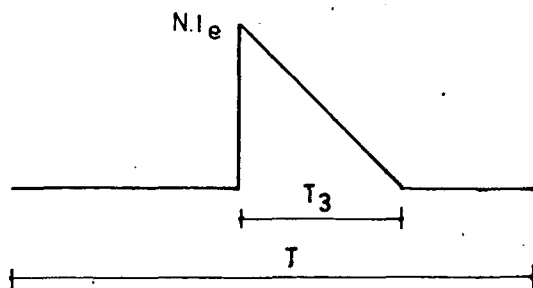


FIGURA 5.2 - Forma de Onda da Corrente no Secundário.

O tempo T_3 é dado pela equação 2.8.

A corrente média no secundário é dada por:

$$I_{md} = \frac{N \cdot I_e}{2} \cdot \frac{T_3}{T} \quad (5.2)$$

Substituindo a equação (2.8) na equação (5.2) ob

tem-se:

$$I_{md} = \frac{L_1 \cdot I_e^2}{2 \cdot E_2 \cdot T} = \frac{L_1 \cdot I_e^2 \cdot F}{2 \cdot E_2} \quad (5.3)$$

Reunindo as equações (5.1) e (5.3) obtem-se:

$$I_{md} = \frac{L_1 \cdot I_e^2}{2 \cdot E_2} \cdot \left| \frac{0,16}{\sqrt{L_1 C}} - 13,786 \times 10^{-3} \frac{T_1}{\sqrt{L_1 C}} \right| \quad (5.4)$$

Com o valor de $N \cdot E_2 / E_1$ utilizado, podemos adotar

$$I_e \approx I_M$$

Reunindo as equações (5.4) e (2.2) obtém-se:

$$I_{md} = \frac{L_1 \cdot I_M^2}{2 E_2} \cdot \frac{0,16}{\sqrt{L_1 C}} \cdot \left(1 - 0,086 \cdot \frac{L_1 \cdot I_M}{\sqrt{L_1 C} \cdot E_1} \right) \quad (5.5)$$

5.2.3 - Modelo da Fonte

Neste estudo, o modelo utilizado para a fonte chaveada à ressonância obtido a partir da equação (5.5), está representado na Figura 5.3.

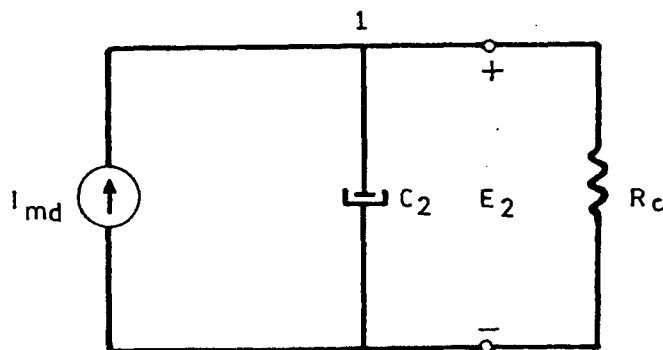


FIGURA 5.3 - Modelo da fonte chaveada à ressonância utilizada no estudo da regulação.

O filtro de saída da fonte é considerado alimentado por uma fonte de corrente cujo valor I_{md} é dado pela equação (5.5).

A soma das correntes no nó 1 da Figura 5.3 é dada por:

$$I_{md} - C_2 \cdot \frac{d E_2}{dt} - \frac{E_2}{R_c} = 0 \quad (5.6)$$

Reunindo as equações (5.5) e (5.6) obtem-se:

$$\frac{d E_2}{dt} + \frac{E_2}{R_c \cdot C_2} = \frac{L_1}{C_2} \cdot \frac{I_M^2}{2 E_2} \cdot \frac{0,16}{\sqrt{L_1 C}} \cdot \left(1 - 0,086 \cdot \frac{L_1 \cdot I_M}{\sqrt{L_1 C} \cdot E_1} \right) \quad (5.7)$$

A corrente I_M no transistor no bloqueio, é função da tensão de saída do regulador V_R .

Conforme demonstrado no item 4.2.3, quando a tensão no sensor resistivo de corrente R_5 atinge a tensão V_R , o comparador envia ordem de bloqueio ao transistor. Pode-se, portanto, devido à velocidade de resposta do comando de base do transistor, considerar:

$$I_M = \frac{V_R}{R_5} \quad (5.8)$$

Reunindo as equações (5.8) e (5.7), obtemos a equação dinâmica (5.9) com a qual podemos obter a tensão de saída no tempo em função de V_R .

$$\frac{d E_2}{dt} + \frac{E_2}{R_c C_2} = \frac{L_1}{C_2} \cdot \frac{V_R^2}{R_5^2} \cdot \frac{0,16}{2 E_2 \cdot \sqrt{L_1 C}} \cdot \left(1 - 0,086 \cdot \frac{L_1 \cdot V_R}{R_5 \cdot \sqrt{L_1 C} \cdot E_1} \right) \quad (5.9)$$

5.2.4 - Determinação do Ganho Estático

Em regime permanente, o valor de dE_2/dt é nulo. Da equação (5.9), obtemos a expressão que fornece o ganho estático da fonte:

$$E_2 = V_R \cdot \sqrt{\frac{R_C \cdot L_1 \cdot 0,16}{2 \cdot \sqrt{L_1 C} \cdot R_5^2} \left(1 - \frac{0,086 \cdot L_1 \cdot V_R}{R_5 \cdot \sqrt{L_1 C} \cdot E_1} \right)} \quad (5.10)$$

Substituindo os valores obtidos no cálculo teórico da fonte na equação (5.10), obtem-se para um dado valor da resistência de carga R_C , a tensão E_2 como função de V_R .

É traçado na Figura 5.4, a tensão E_2 em função de V_R , tomando R_C como parâmetro.

Uma análise da Figura 5.4 nos permite concluir que fisicamente o modelo determinado só é válido para $V_R \leq 2$.

A utilização deste modelo implica em limitar a corrente no transistor em $2/R_5$. Este resultado é obtido da equação (5.8).

Devido à corrente no transistor ser limitada na fonte implementada, este modelo é válido, pois representa fisicamente o comportamento da fonte.

5.3 - Regulação da Tensão

Neste item será modelada a malha de realimentação utilizando os reguladores proporcional e proporcional-integral.

Pela simulação da equação dinâmica da malha, é ve

rificada a resposta dinâmica da fonte à perturbações na carga, na tensão de alimentação e na tensão de referência.

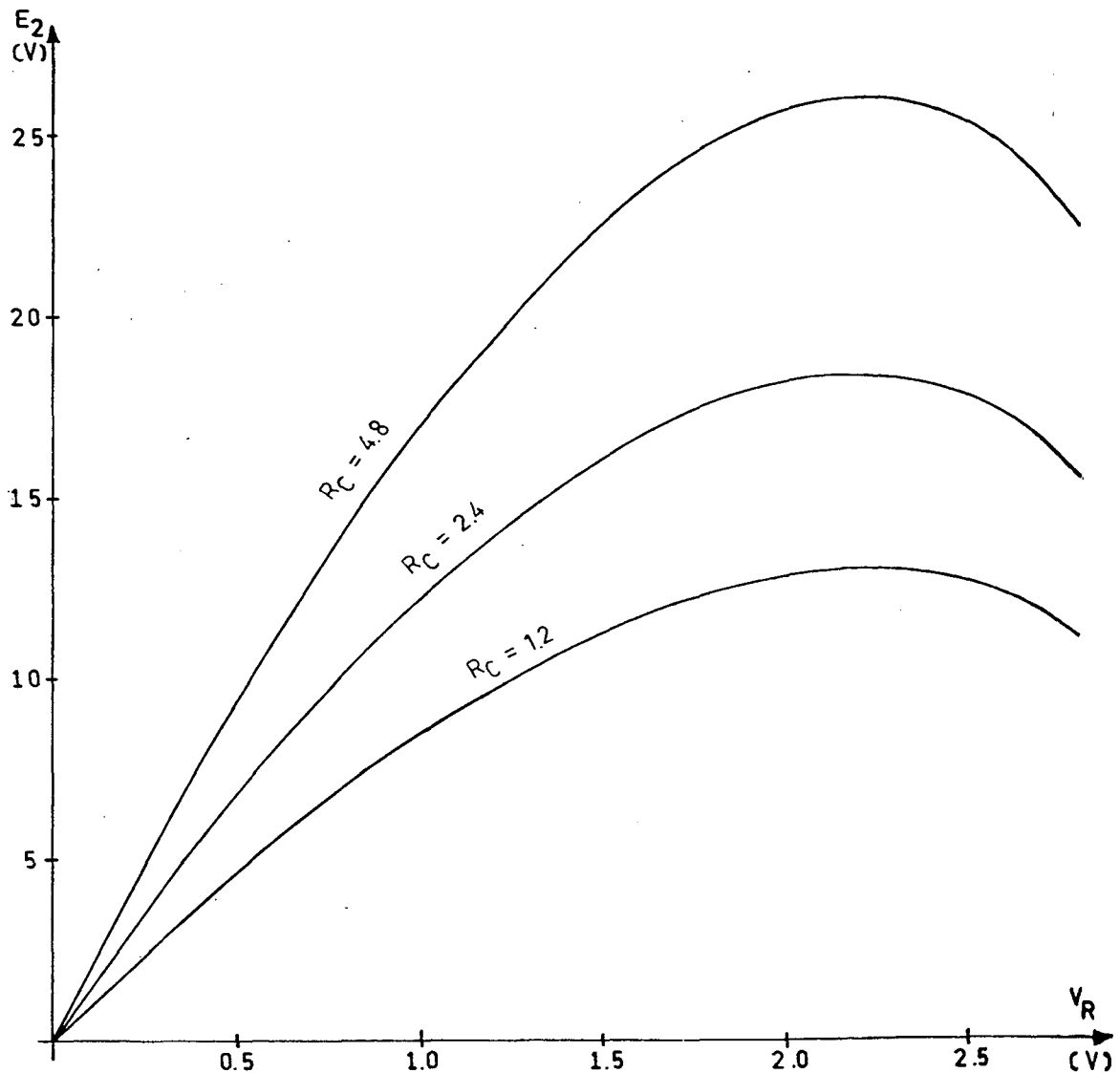


FIGURA 5.4 - Ganho Estático da Fonte Tomando R_C como Parâmetro.

5.3.1 - Controle Proporcional

É ilustrado na Figura 5.5 o diagrama de blocos do

circuito de controle realimentado com regulador proporcional.

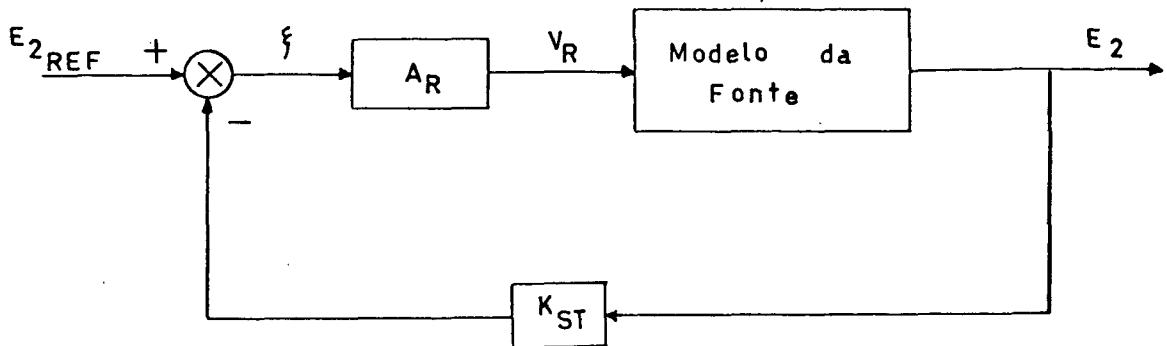


FIGURA 5.5 - Diagrama de Blocos do Controle Realimentado com Regulador Proporcional.

O modelo da fonte é dado pela equação (5.9). A tensão de saída do regulador V_R é:

$$V_R = A_R \cdot (E_{2REF} - K_{ST} \cdot E_2) \quad (5.11)$$

A equação dinâmica da malha de realimentação é obtida reunindo-se as equações (5.9) e (5.11).

$$\frac{d E_2}{dt} + \frac{E_2}{R_C \cdot C_2} = \frac{L_1}{C_2} \cdot \frac{A_R^2}{R_5^2} \cdot (E_{2REF} - K_{ST} \cdot E_2)^2 \cdot \frac{0,16}{2 E_2 \sqrt{L_1 C}}$$

$$\left[1 - 0,086 \cdot \frac{L_1 \cdot A_R}{R_5 \cdot \sqrt{L_1 C} \cdot E_1} \cdot (E_{2REF} - K_{ST} \cdot E_2) \right] \quad (5.12)$$

Foi realizada a simulação da equação (5.12), com o objetivo de se determinar o ganho do regulador que proporcionasse

uma boa regulação da fonte.

Com o ganho do sensor de tensão $K_{ST} = 0,1234$, obteve-se $A_R = 243$.

É ilustrada a tensão de saída da fonte E_2 e a tensão de saída do regulador nas Figuras 5.6, 5.7 e 5.8, para perturbações, respectivamente, na carga, na tensão de referência e na tensão de alimentação.

Na Figura 5.6 a regulação obtida desde a meia carga à plena carga é de 0,19%.

Na Figura 5.7 no caso (2), onde é aplicada uma tensão de referência maior, o tempo de resposta é maior, pois a saída do regulador é limitada em 2 V.

Na Figura 5.8, no caso (1), para variação de +20% na tensão de alimentação, a regulação é de 0,05%.

5.3.2 - Controle Proporcional-Integral

a - Determinação dos ganhos fixando o ponto de operação na potência nominal

O diagrama de blocos do circuito de controle realimentado, com regulador proporcional-integral, está representado na Figura 5.9.

O ganho estático da fonte para a potência nominal obtido pela Figura 5.4 é 7,1.

A tensão V_R é dada por:

$$V_R = \left(A_R + \frac{B_R}{S} \right) \cdot (E_{2REF} - K_{ST} \cdot E_2) \quad (5.13)$$

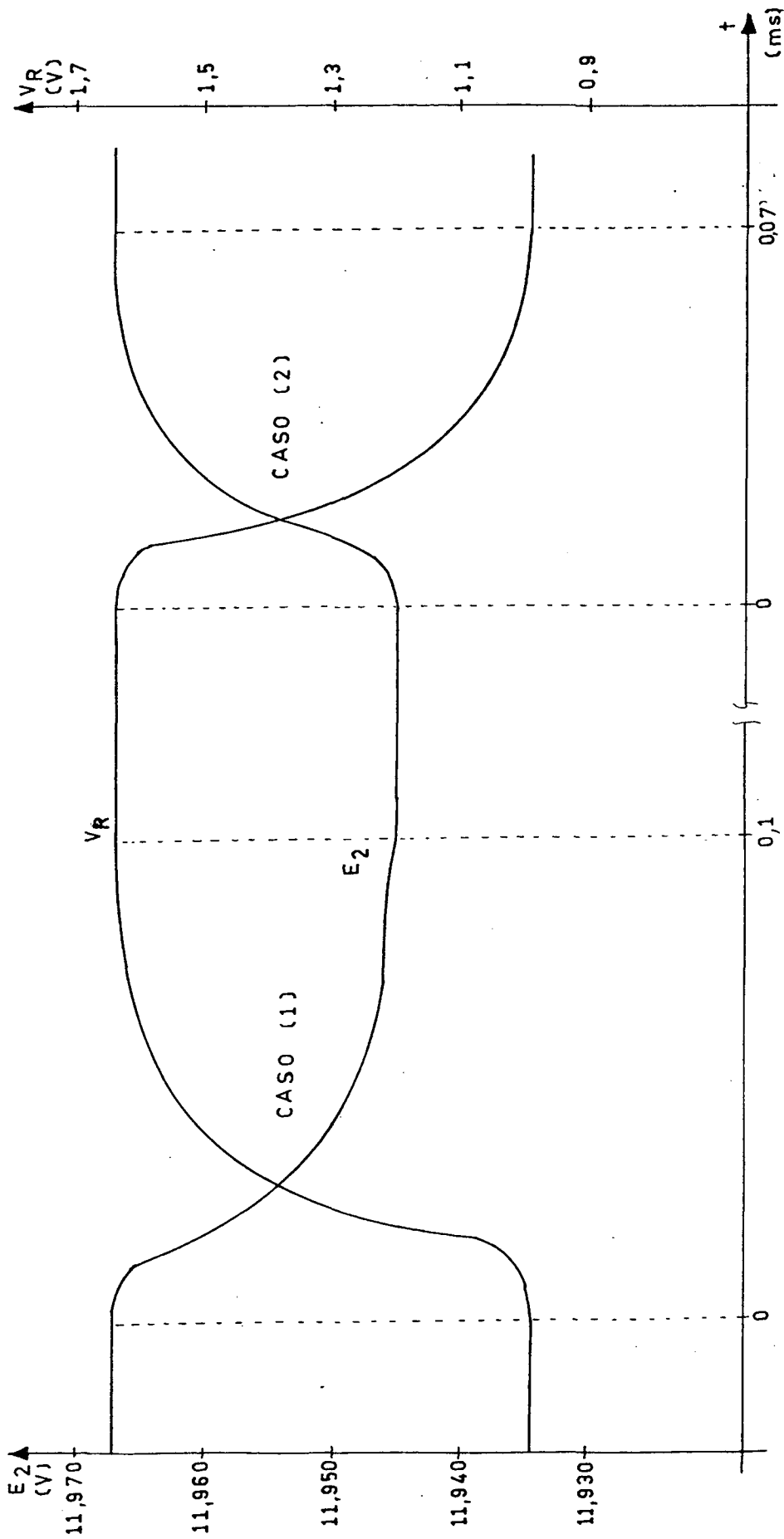


FIGURA 5.6 - Resposta transitória de E_2 e V_R com controle proporcional, onde $E_1 = 150$ V e

$E_{2REF} = 1,48$ V.

Caso (1) : Inicialmente $R_C = 2,4 \Omega$. Em $t = 0$, $R_C = 1,2 \Omega$.

Caso (2) : Inicialmente $R_C = 1,2 \Omega$. Em $t = 0$, $R_C = 2,4 \Omega$.

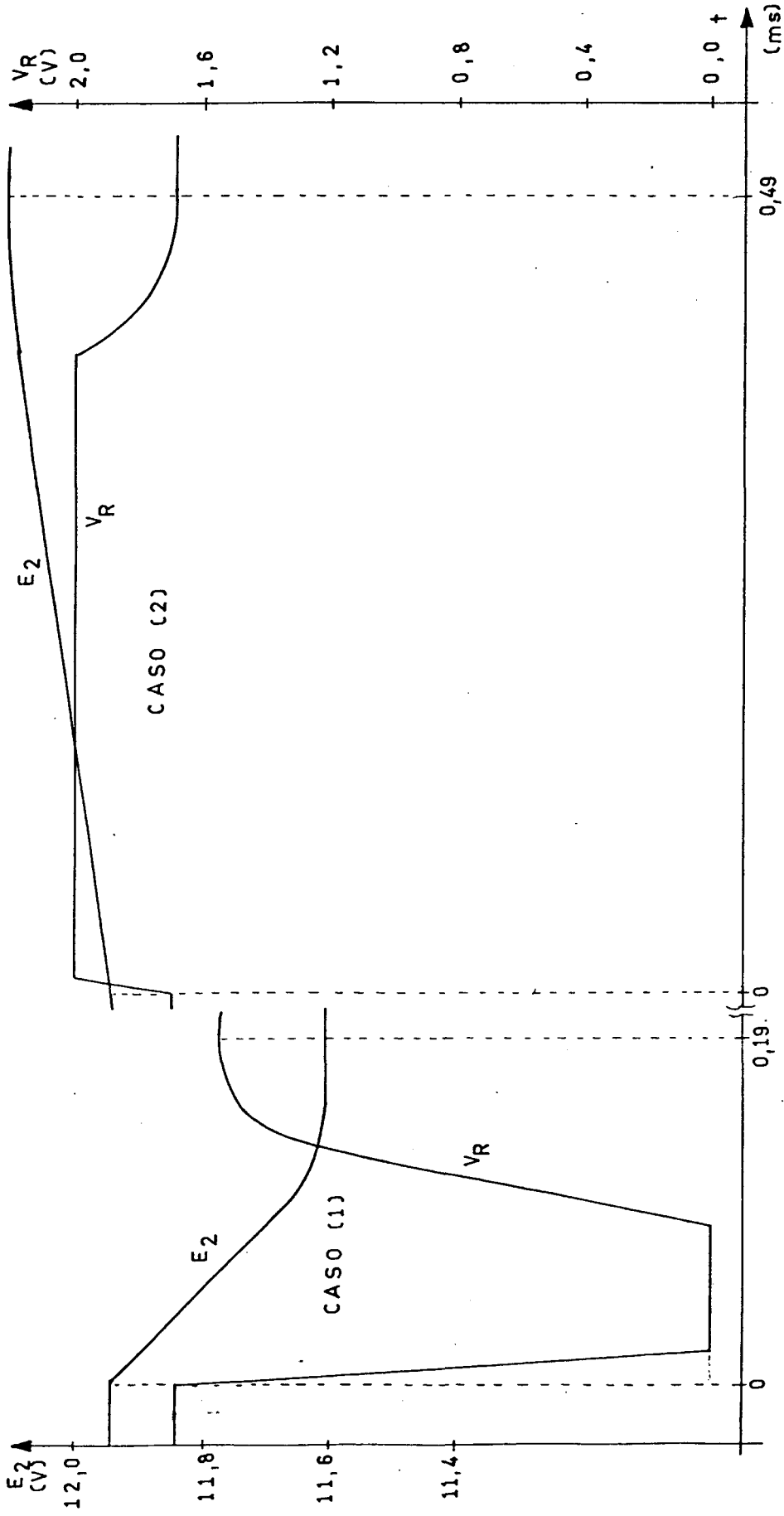


FIGURA 5.7 - Resposta transitória de E_2 e V_R com controle proporcional, onde $E_1 = 150$ V e

$$R_C = 1,2 \Omega.$$

Caso (1): Inicialmente $E_{2REF} = 1,480$ V. Em $t = 0$, $E_{2REF} = 1,4389$ V.

Caso (2): Inicialmente $E_{2REF} = 1,480$ V. Em $t = 0$, $E_{2REF} = 1,5$ V.

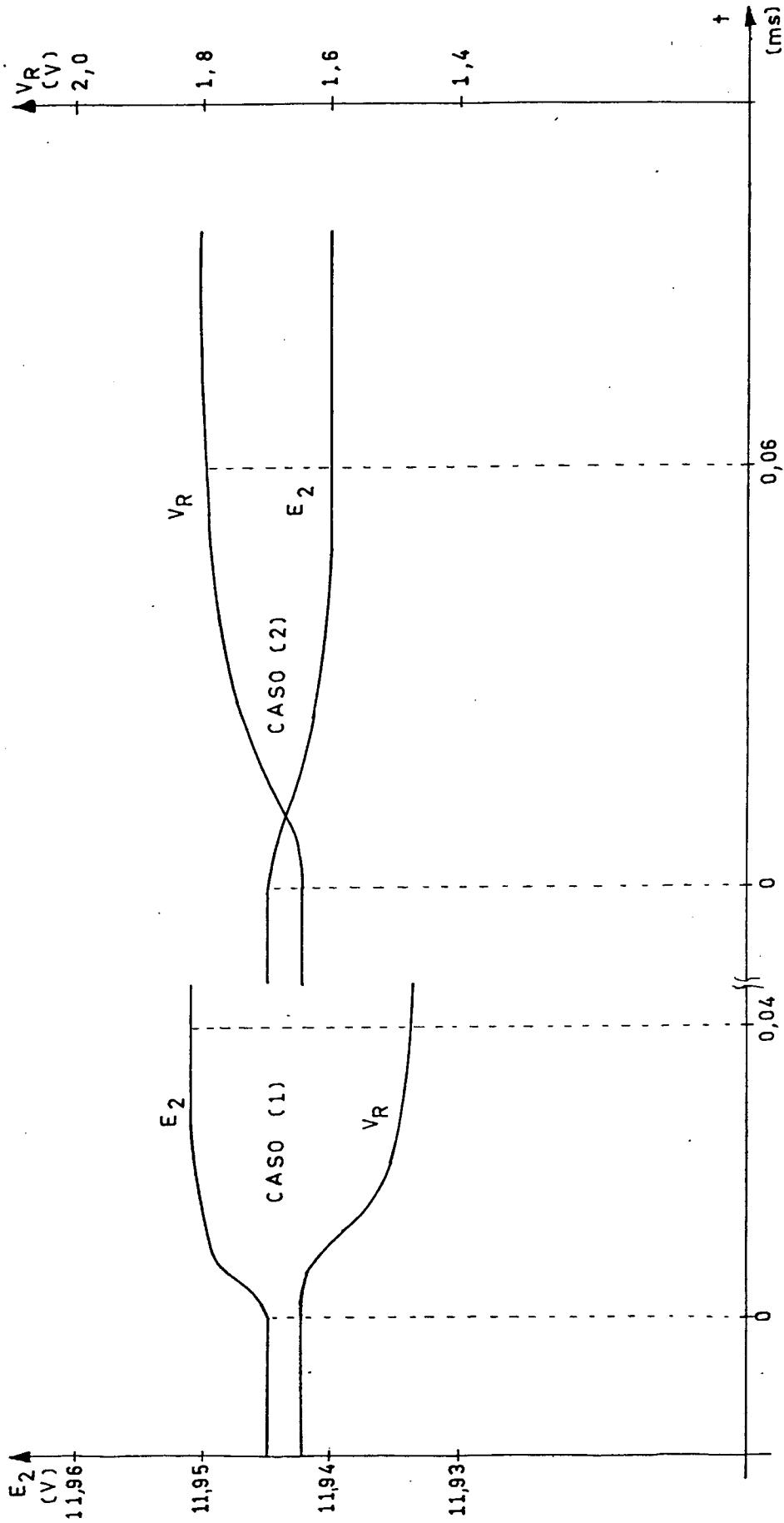


FIGURA 5.8 - Resposta transitória do E_2 e V_R com controle proporcional, onde $R_C = 1,2 \Omega$

e $E_{2REF} = 1,48$ V.

Caso (1): Inicialmente $E_1 = 150$ V. Em $t = 0$, $E_1 = 180$ V.

Caso (2): Inicialmente $E_1 = 150$ V. Em $t = 0$, $E_1 = 140$ V.

Onde:

A_R - é o ganho do regulador proporcional e

B_R - é o ganho do regulador integral.

Desenvolvendo-se a equação (5.13) obtém-se:

$$(1+7,1.A_R.K_{ST}) S. E_2 + 7,1. B_R. K_{ST}. E_2 = 7,1. B_R. E_{2REF} + S. 7,1. A_R. E_{2REF}$$

(5.14)

Como E_{2REF} é constante, temos:

$$\left(\frac{1}{K_{ST}} + 7,1. A_R \right) \cdot S. \left(\frac{E_2 \cdot K_{ST}}{E_{2REF}} \right) + 7,1. B_R. \left(\frac{K_{ST} \cdot E_2}{E_{2REF}} \right) = 7,1 B_R \quad (5.15)$$

Fazendo $e_2 = \frac{E_2 \cdot K_{ST}}{E_{2REF}}$ obtemos:

$$\left(\frac{1 + 7,1. A_R \cdot K_{ST}}{K_{ST}} \right) \cdot \frac{d e_2}{dt} + 7,1. B_R \cdot e_2 = 7,1 B_R \quad (5.16)$$

$$\frac{d e_2}{dt} + \frac{7,1. B_R \cdot K_{ST}}{1 + 7,1. A_R \cdot K_{ST}} \cdot e_2 = \frac{7,1. B_R \cdot K_{ST}}{1 + 7,1. A_R \cdot K_{ST}} \quad (5.17)$$

$$\text{Onde } C_1 = \frac{7,1. B_R \cdot K_{ST}}{1 + 7,1. A_R \cdot K_{ST}} \quad (5.18)$$

Logo:

$$\frac{d e_2}{dt} + C_1 \cdot e_2 = C_1 \quad (5.19)$$

Resolvendo a equação (5.19), obtêm-se:

$$e_2(t) = \frac{E_2(t) \cdot K_{ST}}{E_{2REF}} = 1 + (e_2(0^+) - 1) \cdot e^{-C_1 t} \quad (5.20)$$

Logo:

$$E_2(t) = \frac{E_{2REF}}{K_{ST}} \cdot \left(1 + \left(\frac{K_{ST}}{E_{2REF}} \cdot E_2(0^+) - 1 \right) \cdot e^{-C_1 t} \right) \quad (5.21)$$

Por desconsiderarmos o pólo constituído pelo filtro de saída, a resposta é de 1ª ordem, onde a tensão de saída varia exponencialmente com o tempo.

Adotando uma constante de tempo $\tau = 0,5$ ms, obtém-se:

$$C_1 = \frac{1}{\tau} = 2000/s$$

Escolhendo $A_R = 10$, obtemos pela equação (5.18)

$$B_R = 20282.$$

Com estes valores temos ordens de grandeza para realizar a simulação do sistema.

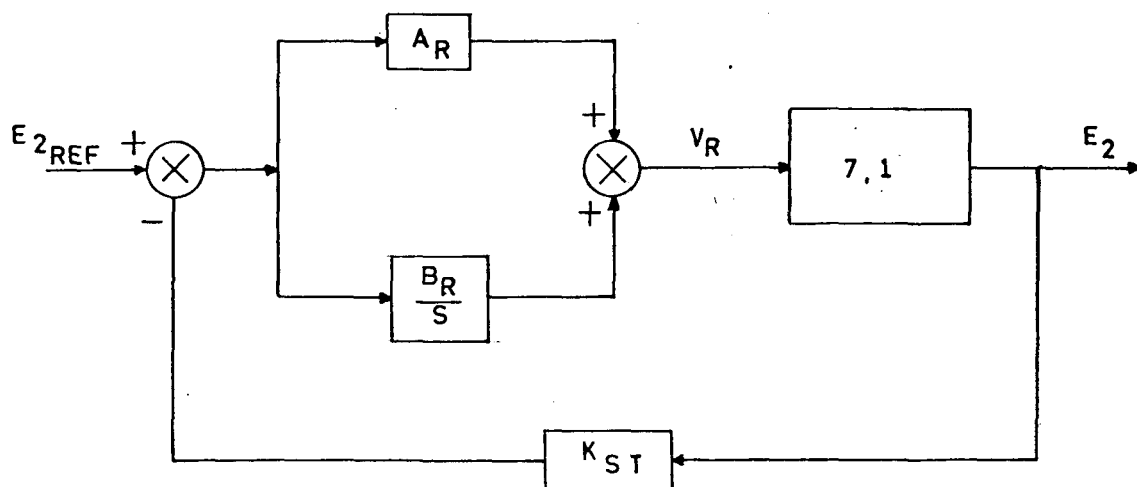


FIGURA 5.9 - Diagrama de blocos do controle realimentado com o ponto de operação da fonte fixado na potência nominal.

b - Determinação da equação dinâmica do circuito realimentado

O diagrama de blocos com o circuito de controle realimentado com regulador proporcional-integral é ilustrada na Figura 5.10.

A tensão de saída do regulador V_R é dada por:

$$V_R = \left(A_R + \frac{B_R}{S} \right) \cdot \left(E_{2REF} - K_{ST} \cdot E_2 \right) \quad (5.22)$$

Realizando a simulação da equação dinâmica da malha de realimentação, obtida pelas equações (5.9) e (5.22), obtém-se a resposta dinâmica do sistema.

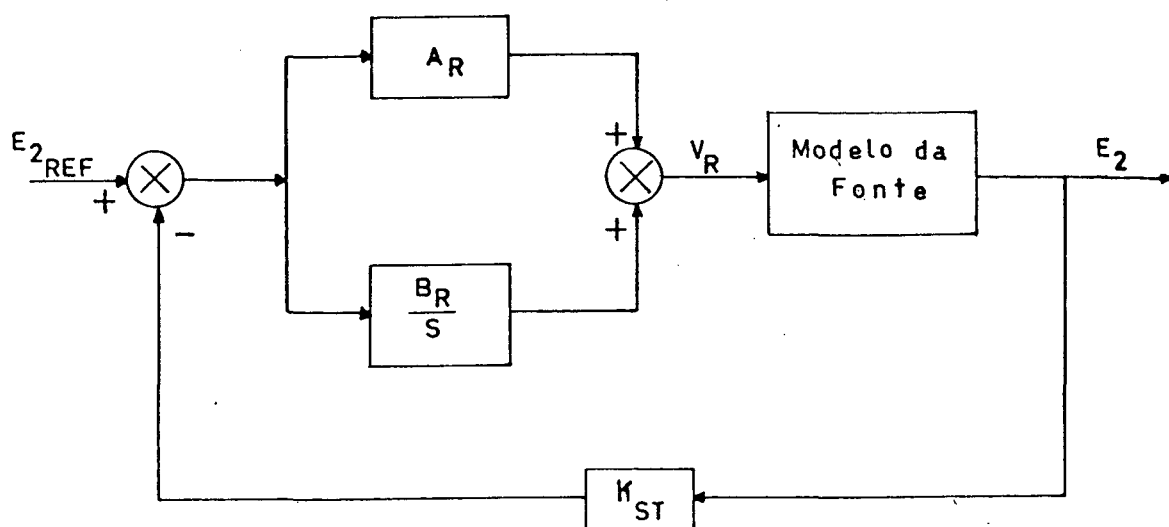


FIGURA 5.10 - Diagrama de blocos do controle realimentado com regulador proporcional-integral.

É ilustrada a tensão de saída da fonte E_2 e a tensão de saída do regulador nas Figuras 5.11, 5.12 e 5.13, para perturbações, respectivamente, na carga, na tensão de referência e na tensão de alimentação.

Os valores de A_R e B_R utilizados são os obtidos no item anterior.

Na Figura 5.11, no caso (1), com a variação de meia carga à carga máxima, a variação da tensão é de 1,2%. O retorno à regulação é feito em 1,88 ms. No caso (2), com a variação de plena carga à meia carga, a variação de tensão é de 1,25% com o retorno à regulação em 1,64 ms.

Na Figura 5.13, no caso (1), para uma variação da tensão de alimentação de +20%, a variação da tensão é de 0,33%, com um retorno à regulação em 1,32 ms.

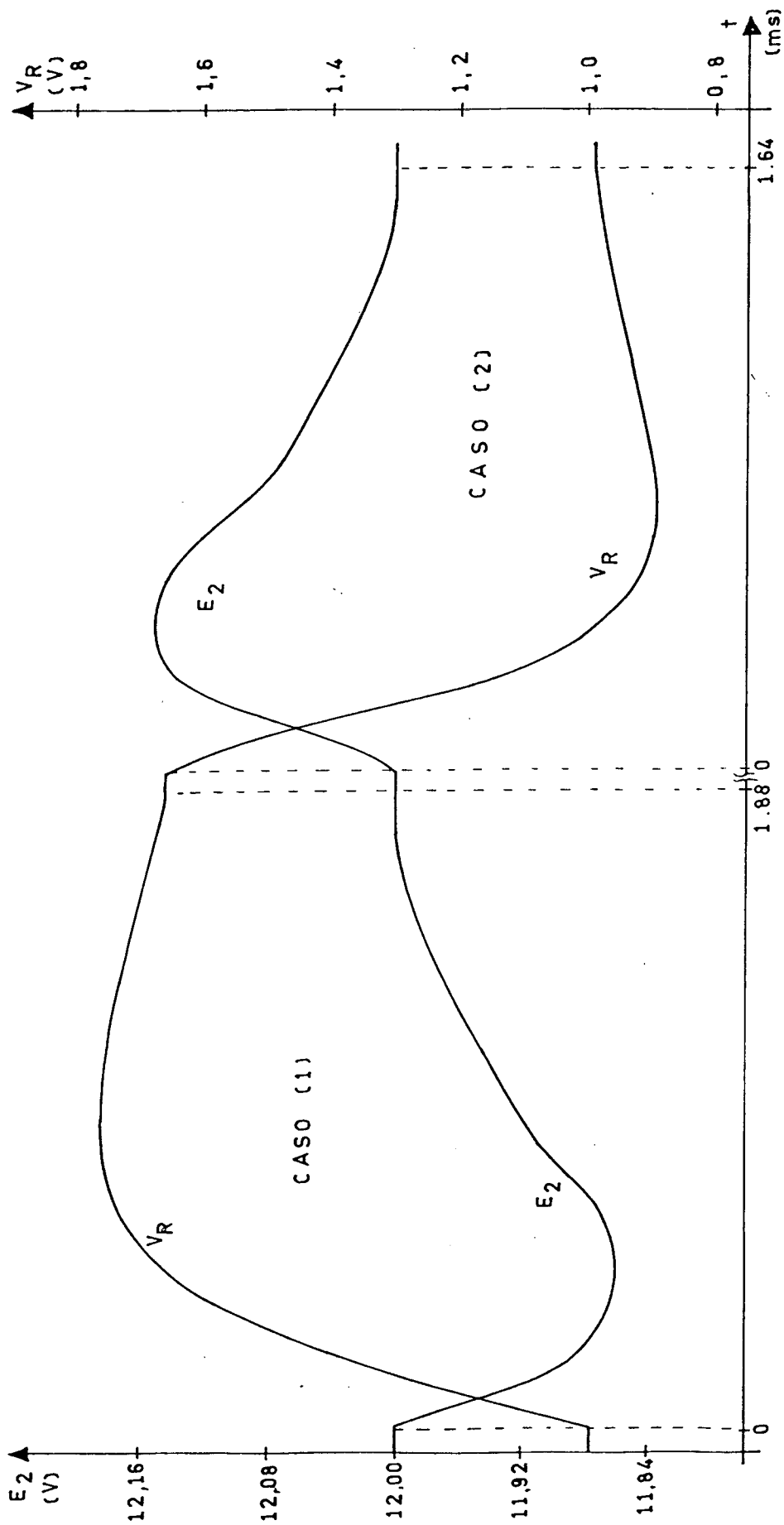


FIGURA 5.11 - Resposta transitória de E_2 e V_R com controle proporcional-integral onde

$E_1 = 150 \text{ V}$ e $E_{2REF} = 1,48 \text{ V}$.

Caso (1): Inicialmente $R_C = 2,4 \Omega$. Em $t = 0$, $R_C = 1,2 \Omega$.

Caso (2): Inicialmente $R_C = 1,2 \Omega$. Em $t = 0$, $R_C = 2,4 \Omega$.

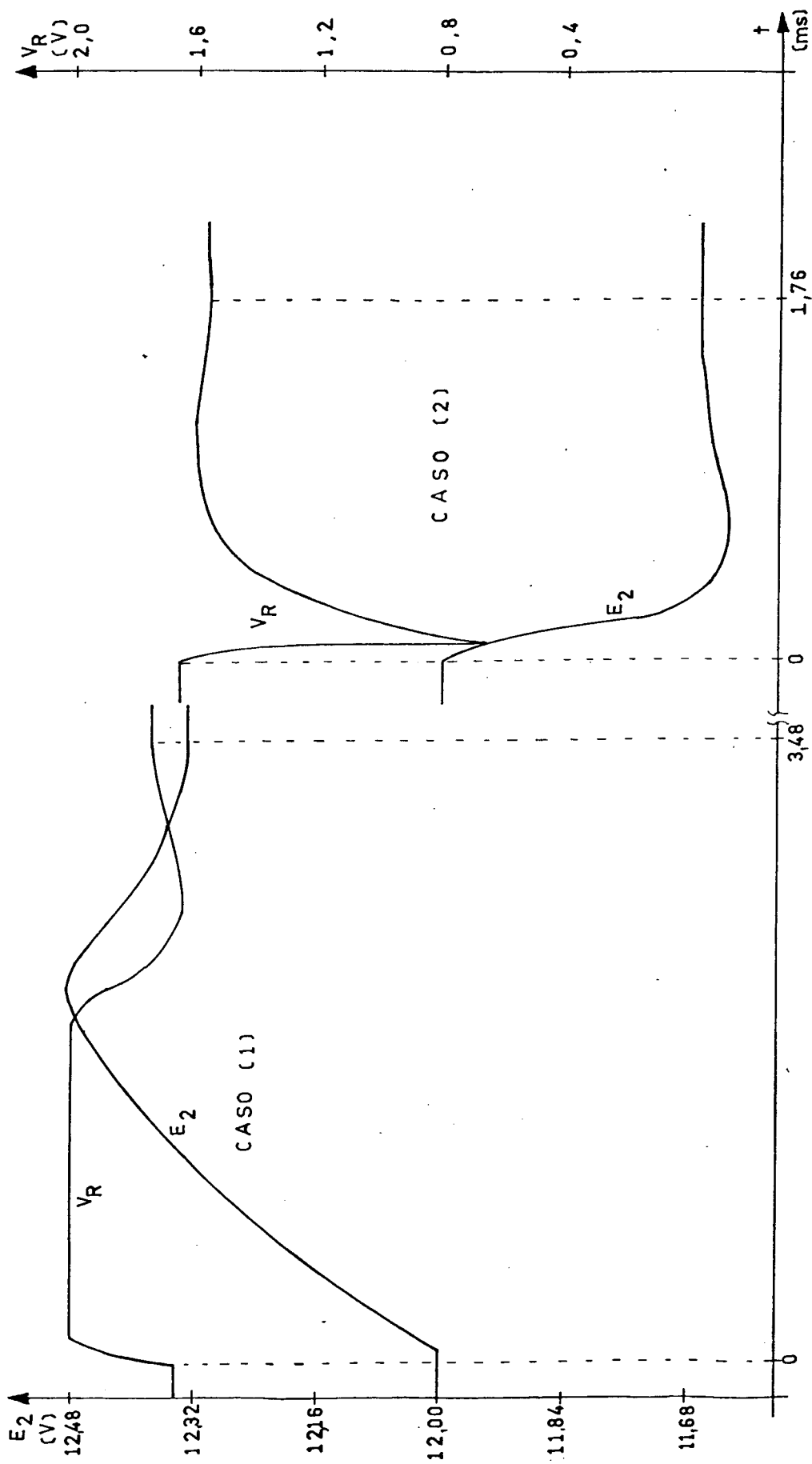


FIGURA 5.12 - Resposta transitória de E_2 e V_R com controle proporcional-integral onde

$E_1 = 150 \text{ V}$ e $R_C = 1,2 \Omega$.

Caso (1): Inicialmente $E_{2REF} = 1,48 \text{ V}$. Em $t = 0$, $E_{2REF} = 1,52 \text{ V}$.

Caso (2): Inicialmente $E_{2REF} = 1,48 \text{ V}$. Em $t = 0$, $E_{2REF} = 1,438 \text{ V}$.

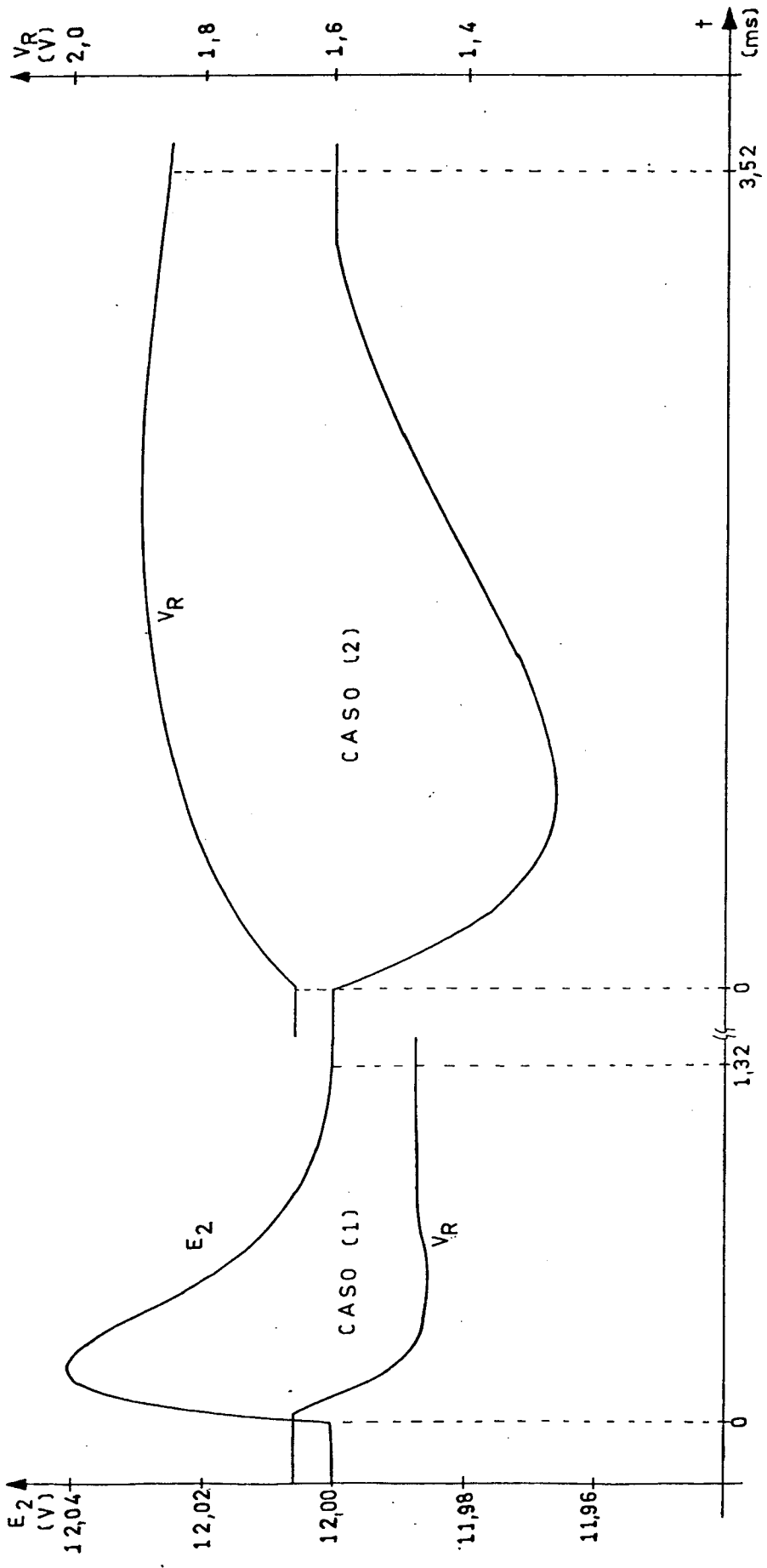


FIGURA 5.13 - Resposta transitória de E_1 e V_R com controle proporcional-integral onde

$E_{2REF} = 1,48$ V e $R_C = 1,2 \Omega$.

Caso (1): Inicialmente $E_1 = 150$ V. Em $t = 0$, $E_1 = 180$ V.

Caso (2): Inicialmente $E_1 = 150$ V. Em $t = 0$, $E_1 = 140$ V.

5.3.3 - Implementação do circuito de controle

É ilustrado na Figura 5.14 o circuito de controle implementado, com controlador proporcional-integral.

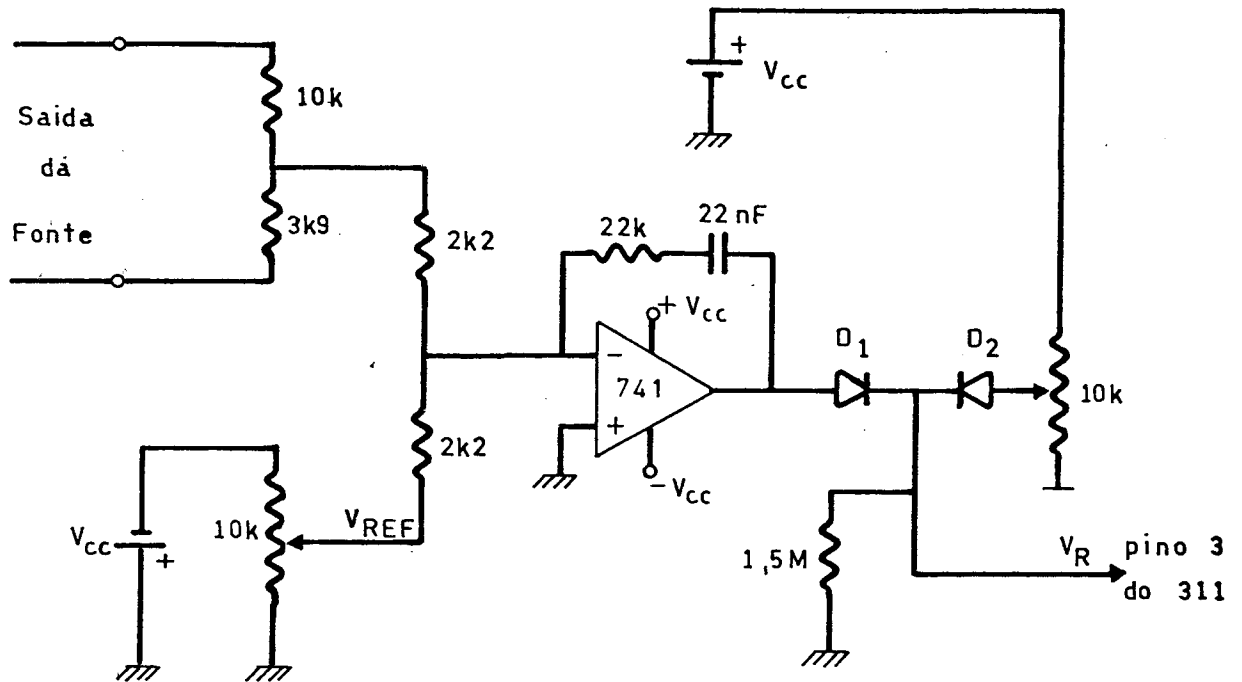


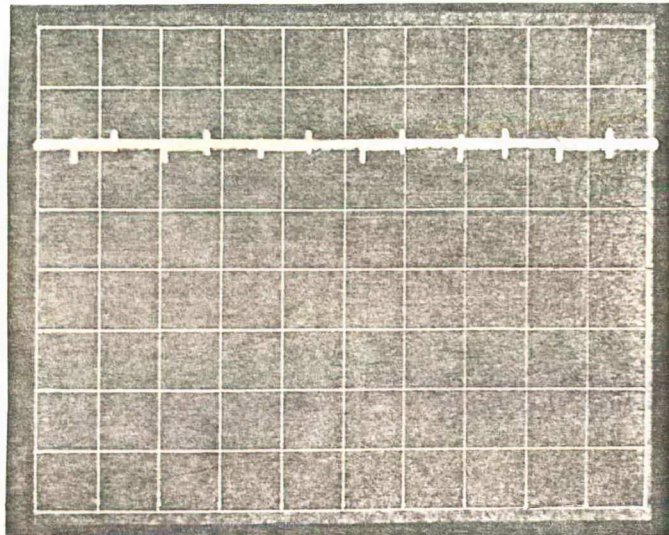
FIGURA 5.14 - Circuito de Controle implementado.

O diodo D_2 garante a corrente mínima de condução do transistor, sem transferência de energia à carga. Impede desse modo, o desligamento da fonte que ocorreria se fosse retirada a carga subitamente. O regulador anularia a sua tensão não permitindo a entrada em condução do transistor. Devido ao amortecimento a tensão V_C tende a E_1 e o transistor não entra mais em condução.

É apresentada na Figura 5.15 a resposta transitória da fonte para uma variação de 80% na carga.

Verifica-se que não há erro estático.

A variação da tensão é de 4%.



$$v = 2 \text{ V/d}$$

$$t = 2 \text{ s/d}$$

Figura 5.15 - Resposta transitória.

5.4 - Conclusões

A partir dos estudos teóricos e dos resultados experimentais obtidos, podemos concluir que:

- a) É possível representar o comportamento da fonte por modelos simplificados.
- b) Os resultados experimentais estão de acordo com os resultados teóricos.
- c) É possível empregar o método utilizado para projetar futuras fontes.

No estudo realizado, o segundo estágio de filtragem foi ignorado. Verificou-se que a sua presença pode produzir instabilidade. Para esses casos é recomendável o emprego de um modelo que o inclua.

C O N C L U S Õ E S

De acordo com as análises teóricas e com os resultados experimentais, conclue-se que:

- 1 - Devido à concepção do chaveamento do transistor nas fontes chaveadas à ressonância, o componente trabalha com maior segurança.
- 2 - A fonte possui proteção natural contra curto-circuito e sobrecarga excessiva, não necessitando de circuitos adicionais de proteção.
- 3 - Pelo fato do transistor ser comandado com corrente imposta, a fonte possui proteção contra sobrecarga.
- 4 - A regulação da fonte é mantida à vazio sem necessidade de resistores ou cargas que garantam um consumo mínimo. O rendimento para baixas potências de saída é superior ao das fontes convencionais.
- 5 - Pelos resultados experimentais e pelos obtidos por simulação, comprovou-se a validade dos resultados obtidos no Capítulo 2, para se obter ordens de grandeza.

- 6 - Um dos fatores limitativos em termos de potência é a sobretensão no transistor.
- 7 - Nesta fonte a energia envolvida na indutância de dispersão do transformador é regenerada, ao contrário das fontes chaveadas convencionais onde esta energia é dissipada no circuito de ajuda à comutação.
- 8 - O dimensionamento dos capacitores efetuados pelo cálculo térmico se mostrou eficiente.
- 9 - As maiores perdas na fonte se devem ao diodo secundário. Para baixas tensões de saída seria necessário o uso de diodos de tecnologia Schottky, pois apresentam baixas perdas em condução.
- 10 - Devido à concepção do circuito de comando, ele não necessita de um circuito gerador de sinais externos.
- 11 - O circuito de partida é eficiente desde que o triac possua a devida proteção contra di/dt .
- 12 - Pode-se realizar a partida desde à vazio até a carga nominal.

13 - O método de partida possui duas finalidades:

- proporcionar uma partida progressiva.
- limitar a corrente de pico nos diodos da ponte retificadora.

14 - Através do circuito de controle implementado verificou-se a possibilidade de se obter uma boa regulação da fonte, atendendo às especificações exigidas.

Acredita-se que esta fonte, devido as suas qualidades, seu custo e volume reduzidos, possa ser empregada industrialmente.

A P Ê N D I C E

PRINCIPAIS ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS
DE FONTES CHAVEADAS-VALORES TÍPICOS

- 1 - Eficiência: típica: 75%; mínimo: 70%
- 2 - Overshoot no ligamento: não apresenta
- 3 - Corrente máxima na partida: 8A CA
- 4 - Tempo de ligamento: 0,2 s
- 5 - Overshoot no desligamento: não apresenta
- 6 - Hold-Up: 15 ms
- 7 - Ondulação devido à rede: $10 \text{ mV}_{\text{p-p}}$
- 8 - Ondulação devido ao chaveamento: $50 \text{ mV}_{\text{p-p}}$
- 9 - Ondulação combinada: $120 \text{ mV}_{\text{p-p}}$
- 10 - Resposta transitória: excursão de 0,5 V para variação na carga de 50% e 100% ou 100% e 50%.
Retorna a regulação em 2 ms.
- 11 - Isolação: 1,5 KV
- 12 - Emissão de radiofrequência: filtros internos reduzem a níveis aceitáveis.
- 13 - Proteção contra curto-circuito: corrente limitada para sobre carga e curto-circuito.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- |1| - REDOUTEY, J. - Comparaison des Principaux Convertisseurs a Transistors, Le Transistor de Puissance Dans Son Environnement, Thomson - CSF, 1978, Capítulo XI, pp 275 - 299.
- |2| - NIJHOF, E. B. G. - The Series Resonant Power Supply and its Control Circuitry, Pci/Motorcon September 1983 Proceedings, pp 88 - 104.
- |3| - ICOTRON, Boletim Técnico Informativo. - Transformadores de Ferrite para fontes Switch-mode, Agosto/Setembro , 1983, pp 2 - 4.
- |4| - ALAIN, C. & BERNARD, O. & ALAIN, S - Alimentation d'un, Magnetron pour un four a micro-ondes, Projet 3^e anne, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1983, pp 1 - 29.
- |5| - BARBI, I. - Eletrônica de Potência II, Publicação Interna, UFSC, 1981.
- |6| - THIBODEAU, Phillip E. - The Scwitcher transformer: Designing it in one try for Switching Power Supplies, Eletronic Design, Setembro nº 1, 1980, pp 143 - 147.

- |7| - PERIN, A.J. & RAIZER, A. - Manual de Utilização do Programa SACEC (Simulação Automática de Conversores Estáticos por Computador) e do programa PAH (Programa de Análise Harmônica), Publicação interna, UFSC, Março, 1985.
- |8| - MARQUES, Alain - La Mise en Conduction, Le Transistor de Puissance dans la Conversion d'energie, Thomson-CSF, 1983, Capítulo X, pp 171 - 182.
- |9| - SASAHI, Yoichiro - Considerações sobre o Capacitor em Fontes de Alimentação Chaveadas, Revista Monitor de Rádio e Televisão, Outubro/Novembro, 1983, pp 43 - 48.
- |10| - HAGEDORN, H. - The Calculation of Power Dissipation for Capacitors Loaded With Non-Sinusoidal AC Voltage, Capacitors for Power Eletronics, Data Book da Siemens, 1979/80, pp 528 - 535.
- |11| - Catálogo de Capacitores Eletrolíticos de Alumínio, Série HFC, ICOTRON, Código 85600.
- |12| - MOPTY, Yves - Méthode de Synthèse Automatique des Convertisseurs Statiques. Application à la Recherche de Nouveaux Convertisseurs, Thèse du Diplôme de Docteur - Ingénieur, Toulouse - INPT, Junho, 1982, pp 225 - 241.

- |13| - MARTIN, Warren A. - Choosing the Right Ferrite for Switched Mode Power Supplies can be a Challenge, Power conversion International, Maio, 1982, pp 44 - 45.
- |14| - HSU, Shi-Ping & MIDDLEBROOK, R.D. & CUK, Slobodan - Transformer Modelling and Design for Leakage Control, Powerconversion International, Fevereiro, 1982, pp 68 - 90.
- |15| - MILTON, R. & KUMBATOVIC, R. - RCA 15 Ampere SwitchMax Power Transistor in a 340-Watt, 20-KHz Flyback Converter, Power Transistors Application Note An-6741, Setembro, 1978, pp 1 - 7.
- |16| - GUERMEUR, G. - Alimentation Moyenne Puissance à Sorties Multiples, L'onde Electrique, Novembro, 1977, Vol. 57, pp 684 - 687.
- |17| - MILLMAN - HALKIAS - Integrated Electronics, McGraw-Hill, 1972.
- |18| - CHRYSSIS, George - High Frequency Switching Power Supplies, Theory an Design, McGraw-Hill, 1984.