

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

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM VARIADOR ESTÁTICO
DIRETO DE TENSÃO ALTERNADA SENOIDAL

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

JOÃO CARLOS DOS SANTOS FAGUNDES

FLORIANÓPOLIS, NOVEMBRO DE 1983

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM VARIADOR ESTÁTICO
DIRETO DE TENSÃO ALTERNADA SENOIDAL

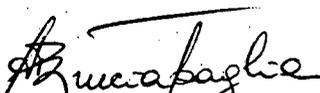
JOÃO CARLOS DOS SANTOS FAGUNDES

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

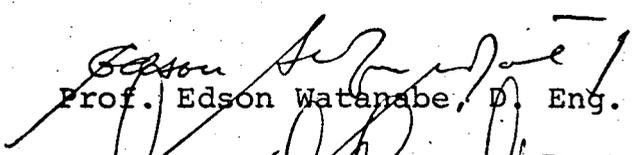


Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr. Ing.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em En-
genharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Edson Watanabe, D. Eng.



Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.



Prof. Jean-Marie Farines, Dr. Ing.

Aos meus pais.

A todos os amigos.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Ivo Barbi, pela orientação, dedicação e amizade demonstradas ao longo deste trabalho.

Aos professores, colegas e funcionários do programa de Pós-Graduação e do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC que de alguma maneira contribuíram para a realização deste trabalho.

À UFSC, CNEN, FINEP e CAPES pelo apoio financeiro.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO 1

CAPÍTULO 1 - FONTES REGULADAS DE TENSÃO ALTERNADA: ANÁLISE
DE ALGUNS PRINCÍPIOS E ESTRUTURAS CONHECIDAS
E PROPOSIÇÃO DE UMA NOVA ESTRUTURA 3

1.1 - Introdução 3

1.2 - Fontes de Tensão Reguladas a Tiristores
em Anti-paralelo 4

1.2.1 - Formas de Onda e Princípio de
funcionamento 4

1.2.2 - Estrutura Básica para Regulador
a tiristor em Anti-paralelo 7

1.3 - Reguladores CA com Mudança de "Tap's" de
Transformador 7

1.3.1 - Formas de onda e Princípio de
funcionamento 8

1.3.2 - Estruturas Básicas de Reguladores
CA com Chaveamento em dois Níveis . 10

1.4 - Reguladores CA Utilizando transistores de
Potência 11

1.4.1 - Formas de Onda e Princípio de
funcionamento 12

1.4.2 - Estrutura para um Regulador CA a
Transistor de Potência 13

1.5 - Proposição de uma Nova Estrutura para Re
guladores de Tensão Alternada 14

3.3 - Circuito de Comando de base do Transistor	44
3.3.1 - Escolha do Comando de Base	46
3.4 - Lógica de Comando	50
3.4.1 - Circuito Lógico e suas Formas de Onda	51
3.5 - Circuito de Ajuda à Comutação	57
3.6 - Realização de um Protótipo	61
3.6.1 - Estrutura Objeto dos Ensaios	61
3.6.2 - Ensaios Realizados	62
3.6.3 - Resultados Obtidos a Partir dos Ensaios	63
3.7 - Conclusões	68
CAPÍTULO 4 - REALIZAÇÃO DE UM PROTÓTIPO PARA OPERAÇÃO COM CARGA RL	69
4.1 - Introdução	69
4.2 - Estrutura Básica Ideal	69
4.2.1 - Seqüência de Funcionamento da Estrutura Ideal	71
4.3 - Estrutura Básica Ideal e Circuito de Ajuda à Comutação	73
4.3.1 - Circuito de Ajuda à Comutação	74
4.3.2 - Seqüência de Funcionamento da Estrutura Real	76
4.4 - Circuito de Comando de Base	82
4.5 - Lógica de Comando	83
4.5.1 - Circuito da Lógica de Comando	84

4.6 - Filtragem da Tensão nos Terminais de Saída do Regulador	89
4.6.1 - Cálculo do Filtro	90
4.7 - Realização e Estudo Experimental de um Protótipo	93
4.7.1 - Estrutura Geral	93
4.7.2 - Ensaio Realizados	93
4.7.3 - Resultados Obtidos dos Ensaio	96
4.8 - Conclusões	101
CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES GERAIS E SUGESTÕES DE CONTINUIDADE ...	102
5.1 - Conclusões Gerais	102
5.2 - Sugestões para Continuidade do Trabalho ...	104
APÊNDICE 1 - PROGRAMA PARA CÁLCULO DOS COEFICIENTES DA SÉRIE DE FOURIER E DA AMPLITUDE DAS HARMÔNICAS	107
APÊNDICE 2 - CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DO TRANSISTOR DE POTÊNCIA BUX 48	128
APÊNDICE 3 - FONTES DE ALIMENTAÇÃO	134
APÊNDICE 4 - UM MÉTODO OPCIONAL PARA CÁLCULO DO CONTEÚDO HARMÔNICO	138
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	142

RESUMO

Este trabalho apresenta a concepção e a realização de uma fonte variável de tensão alternada senoidal, direta, usando transistores de potência operando em comutação, a uma alta frequência.

É feita uma análise do conteúdo harmônico da forma de onda gerada, através de série de Fourier. Mostra-se que as harmônicas presentes são de alta frequência, facilitando a filtragem.

A variação da tensão de saída é feita pelo controle da razão cíclica, podendo dar-se, teoricamente, desde zero até a tensão plena de alimentação.

São desenvolvidos protótipos para alimentação de cargas resistiva e indutiva. Sobre os mesmos são realizados ensaios, cujos resultados são apresentados.

ABSTRACT

This work presents the conception and realization of a direct a.c. sinusoidal variable source using power transistors which operate in a high-frequency chopping mode.

An analysis of the generated waveform harmonic contents is performed through Fourier series. It is shown that the harmonics which are present are of high frequency, making filtering easier.

Output voltage variations are controlled by changing the cyclic ratio, which theoretically allows a variation range from zero up to the full supply voltage.

Laboratory prototypes for supplying resistive and inductive loads have been developed. Results of several tests using these prototypes are reported.

INTRODUÇÃO

O presente trabalho trata do estudo e realização de um variador estático de tensão alternada senoidal a transistores de potência.

Quando se está tratando do estudo do desempenho de reguladores de tensão há que considerar-se alguns importantes fatores, tanto no aspecto técnico quanto no econômico.

Dentre estes fatores pode-se ressaltar como fundamentais:

- A gama de variação da tensão nos terminais de saída do regulador.
- O conteúdo harmônico da sua tensão de saída.
- Volume, peso e custo da montagem.

Nas montagens tradicionais de que se dispõe, estes fatores são normalmente conflitantes, prejudicando assim o desempenho global.

Se deseja que tais fatores sejam otimizados e é este o objetivo principal deste trabalho.

A maneira pela qual se pretende alcançá-lo é através da utilização de uma técnica bastante recente e pouco explorada, valendo-se para tanto de uma nova estrutura.

A evolução dos estudos ao longo deste trabalho dá-se da seguinte forma:

A princípio se faz, no Capítulo 1, um breve exame das técnicas tradicionais aplicadas em reguladores de tensão, apresentando-se também algumas estruturas conhecidas que utilizam tais

técnicas, bem como as limitações de cada uma delas. Ainda neste capítulo é proposta a nova estrutura, objeto deste estudo.

No Capítulo 2 é feito um estudo teórico sobre a forma de onda que é gerada pela estrutura em questão. Busca-se aí a determinação do conteúdo harmônico deste sinal, através da sua decomposição em série de Fourier.

A seguir, no Capítulo 3, passa-se ao projeto e implementação de um protótipo de laboratório para alimentação de cargas resistivas. São vistos aí, um a um, todos os elementos componentes da estrutura, como por exemplo: transistores e diodos de potência, comando de base, lógica de comando e circuito de ajuda à comutação.

No Capítulo 4 são desenvolvidos o projeto e a realização de uma estrutura com a finalidade de alimentar uma carga RL. É tratado o assunto de forma semelhante ao feito no Capítulo 3, guardadas as peculiaridades de cada um. Neste capítulo trata-se também da filtragem da tensão de saída do regulador.

Ao fim do capítulo são apresentados os resultados dos ensaios realizados com o protótipo implementado.

No Capítulo 5, último deste trabalho, são apresentadas as conclusões gerais tiradas do estudo como um todo.

São apresentadas também algumas modificações que se pretende fazer na montagem, assim como algumas sugestões para aplicação da mesma em estudos futuros.

Ao fim do trabalho são dados apêndices contendo informações sobre os programas para computador utilizados para os cálculos feitos no Capítulo 2 e também sobre as características do transistor e o projeto das fontes de alimentação auxiliares.

CAPÍTULO 1

FONTES REGULADAS DE TENSÃO ALTERNADA:
ANÁLISE DE ALGUNS PRINCÍPIOS E ESTRUTURAS CONHECIDAS E
PROPOSIÇÃO DE UMA NOVA ESTRUTURA

1.1 - Introdução

No presente capítulo serão analisadas, de forma su
cinta, algumas estruturas no que se refere à reguladores de ten
são alternada, enfocando os seus princípios de funcionamento, bem
como as vantagens e desvantagens quanto à sua utilização.

É sabido que uma série de fatores devem ser considere
rados quando do estudo do desempenho de um dado regulador de ten
são. Na análise a ser aqui efetivada considerar-se-ão como fatore
res relevantes a gama de variação da tensão de saída do regulado
dor, o fator de distorção (conteúdo de harmônicas) e as condições
para comando da estrutura.

Tais fatores foram os escolhidos devido ao fato de
as estruturas hoje conhecidas não apresentarem um bom desempenho
quanto aos mesmos, deficiência esta que o presente estudo vem re
solver de maneira segura.

O desenvolvimento dos estudos deste capítulo darse
-á em quatro fases. Inicialmente serão consideradas aquelas es
truturas que se baseiam na atuação de tiristores operando numa
configuração inverso-paralela. A seguir far-se-á uma breve análi-

se dos reguladores que seguem a técnica de chaveamento com mudança de "tap's" de um transformador. Como terceiro caso apresentar-se-á um tipo de estrutura mais recente, a qual apresenta uma tendência rumo ao que se propõe neste trabalho. Por fim será feita uma análise acerca da estrutura e do princípio de funcionamento que estão ora sendo propostos.

1.2 - Fontes de Tensão Reguladas a Tiristores em Anti-Paralelo [1]

O método aplicado ao caso em questão consiste na variação da tensão de saída do regulador através do chaveamento de tiristores. Assim, à medida que se manipulam os ângulos de disparo e/ou bloqueio do tiristor, o fluxo de potência para a carga é controlado.

Este método é o mais comumente encontrado entre os tipos de reguladores hoje existentes.

1.2.1 - Formas de Onda e Princípios de Funcionamento

São apresentadas nas Figuras 1.1 a 1.5 as formas de onda que podem ser obtidas, sobre a carga, com este tipo de regulador.

A respeito destas formas de onda que estão sendo ora apresentadas, pode-se dizer que:

- O caso mais encontrado e também o de mais simples comando de disparo dos tiristores é o apresentado na Figura 1.1.

Neste caso o controle da tensão sobre a carga é feito através do comando do disparo dos tiristores (variação do ângu-

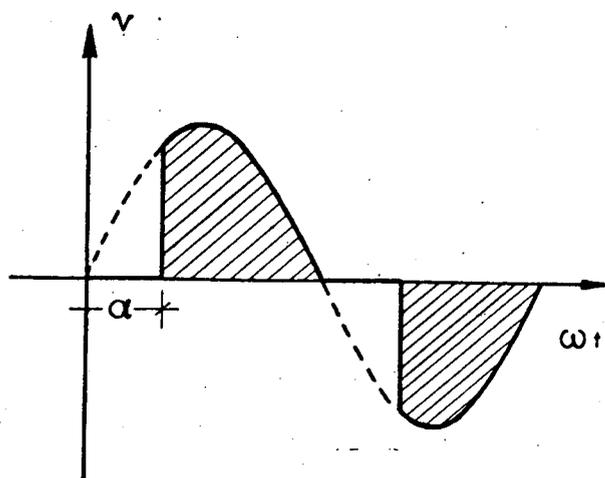


FIGURA 1.1 - Chaveamento (disparo) dos tiristores em um ângulo $\alpha \neq 0$.

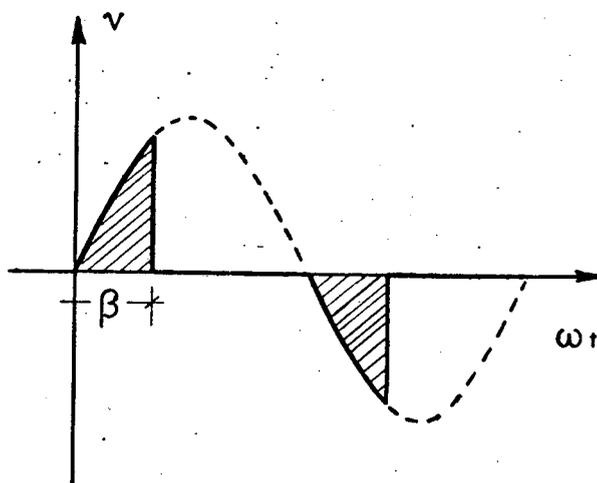


FIGURA 1.2 - Disparo em $\alpha = 0$ e bloqueio em β .

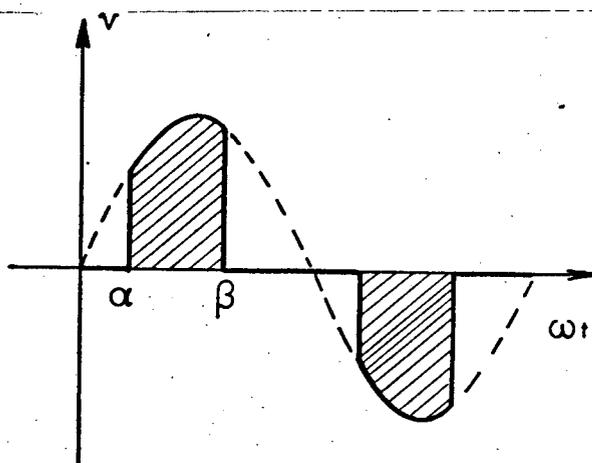


FIGURA 1.3 - Disparo em $\alpha \neq 0$ e Bloqueio em β .

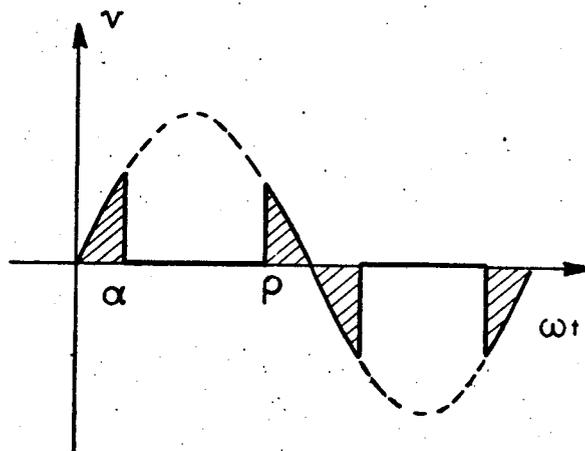


FIGURA 1.4 - Controle com 4 pontos de chaveamento.

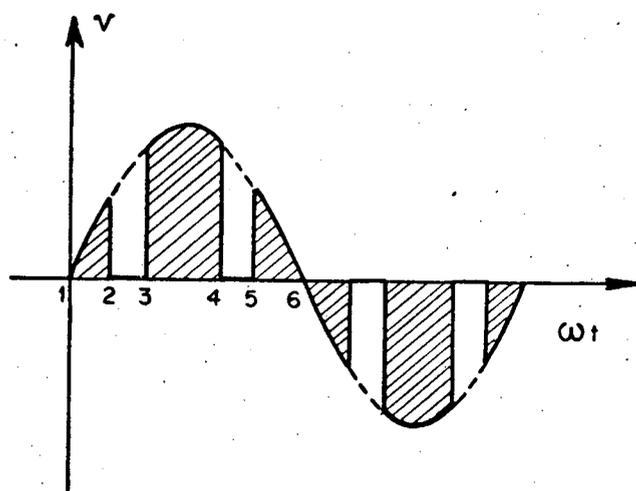


FIGURA 1.5 - Controle com 6 pontos de chaveamento.

--- TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO
 — TENSÃO DE CARGA

lo α), conseguindo-se desta forma uma variação da tensão na carga. A comutação dos tiristores dá-se de maneira natural nesta situação.

Ocorre, porém, que este tipo de forma de onda apresenta um elevado conteúdo de harmônicas, de baixa frequência, o que acarreta uma filtragem volumosa demais.

- O caso mostrado na Figura 1.2 exige um disparo dos tiristores em $\alpha = 0$ e um bloqueio dos mesmos em um ângulo β , exigindo portanto uma comutação forçada.

O controle da tensão sobre a carga é feito agora através da variação do ângulo de bloqueio β .

Os problemas apresentados neste caso são basicamente os mesmos do anterior, acrescidos da necessidade de circuitos auxiliares para a comutação dos tiristores.

- Na Figura 1.3 tem-se uma combinação dos dois casos anteriores, onde agora o disparo dá-se em um ângulo $\alpha \neq 0$ e o bloqueio em um ângulo β .

Ainda aqui o problema do conteúdo de harmônicas é bastante grave.

- Nos demais casos tem-se modos de chaveamento particulares, porém provenientes da combinação dos já vistos.

Nota-se que à medida que vai-se aumentando o número de pontos de chaveamento, a influência do conteúdo de harmônicas vai sendo reduzido, pela maior aproximação com a senóide.

No entanto, em se tratando de tiristores, o comando dos mesmos começa a ser dificultado, havendo necessidade de comutação forçada e, ainda mais há limitações quanto ao número de vezes

que pode ser feito o chaveamento (frequência de comutação).

Um outro dado a ser considerado é que em todos os casos analisados, há a necessidade de sincronização entre o sinal de comando dos tiristores e a tensão da rede, para que se possa controlar corretamente os ângulos de disparo e/ou bloqueio.

1.2.2 - Estrutura Básica Para Regulador a Tiristor em Anti-Paralelo

Apresenta-se na Figura 1.6 uma estrutura básica, a partir da qual podem ser obtidas, pelo conveniente disparo e/ou bloqueio dos tiristores T_1 e T_2 , formas de onda tais como aquelas apresentadas nas Figuras 1.1 a 1.5. Tem-se nesta estrutura dois tiristores (T_1 e T_2) em paralelo e invertidos.

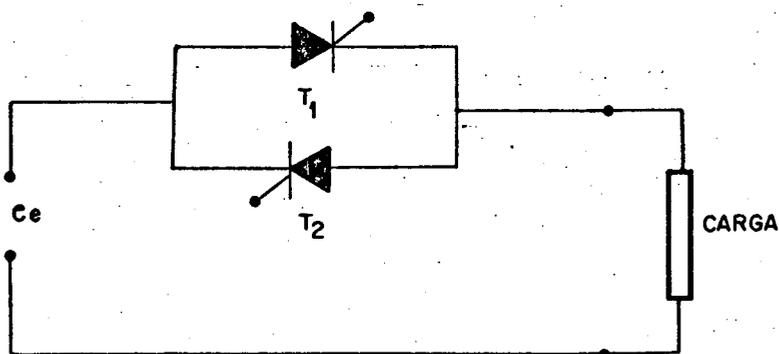


FIGURA 1.6 - Estrutura básica de um regulador a tiristor em anti-paralelo.

1.3 - Reguladores CA com Mudança de "Tap's" de Transformador [2],

[3]

O método utilizado neste tipo de regulador baseia-se

na variação da tensão de saída do regulador através do chaveamento entre "tap's" de um transformador, por intermédio de tiristores. Tem-se no caso dois níveis distintos de tensão, ambos diferentes de zero.

1.3.1 - Formas de Onda e Princípio de Funcionamento

Nas Figuras 1.7 e 1.8 se apresentam formas de onda decorrentes da utilização do chaveamento em dois níveis, obtidos pela mudança de "tap's" em um transformador.

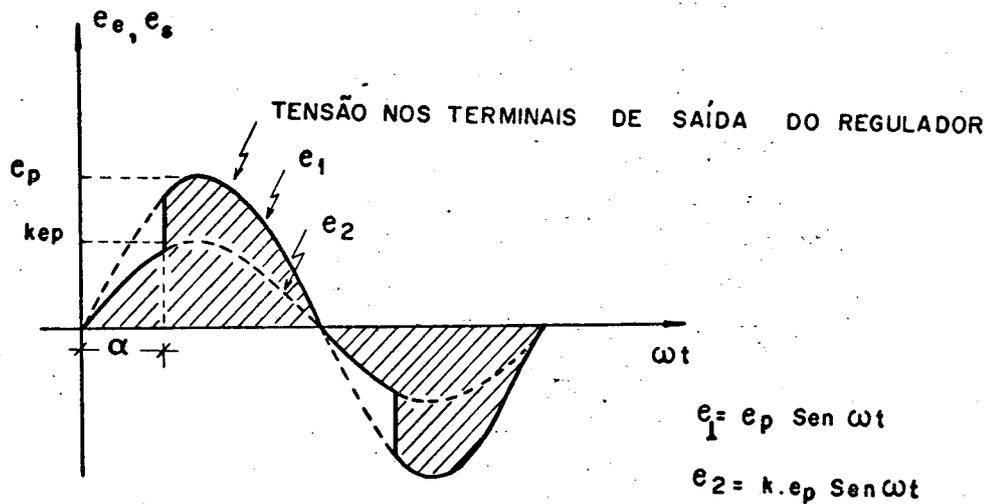


FIGURA 1.7 - Tensão de saída (e_s) de um regulador de tensão com chaveamento entre dois níveis.

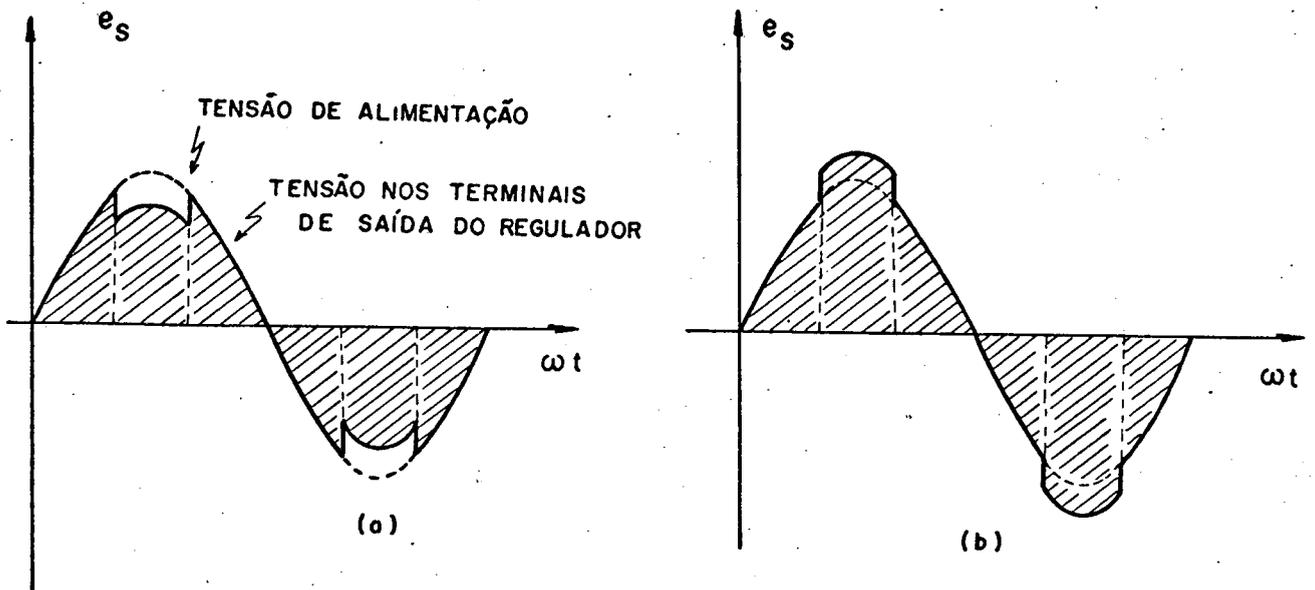


FIGURA 1.8 - Tensão de saída (e_s) de um regulador de tensão com chaveamento em dois níveis, com indutor na saída do conjunto de tiristores. (a) efeito "decrêscimo" de tensão; (b) efeito "reforço" de tensão.

A fim de tornar mais clara a explanação acerca da maneira como é feito o controle da tensão e como são obtidas as formas de onda apresentadas nas Figuras 1.7 e 1.8 são apresentadas as estruturas básicas a partir das quais as mesmas foram geradas.

1.3.2 - Estruturas Básicas de Reguladores CA com Chaveamento em Dois Níveis

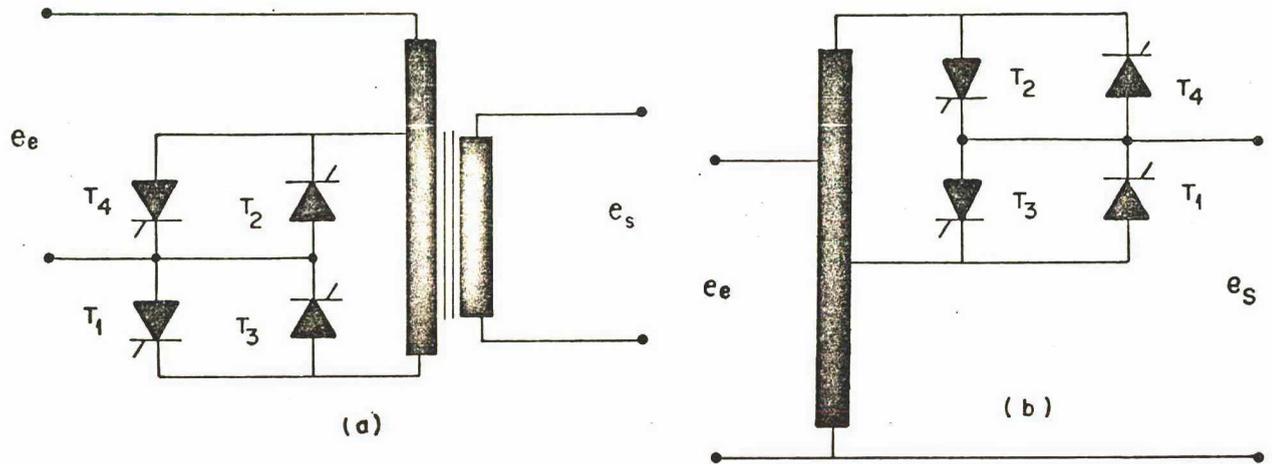


FIGURA 1.9 - Estruturas para reguladores com chaveamento em dois níveis. (a) controle no primário; (b) controle no secundário.

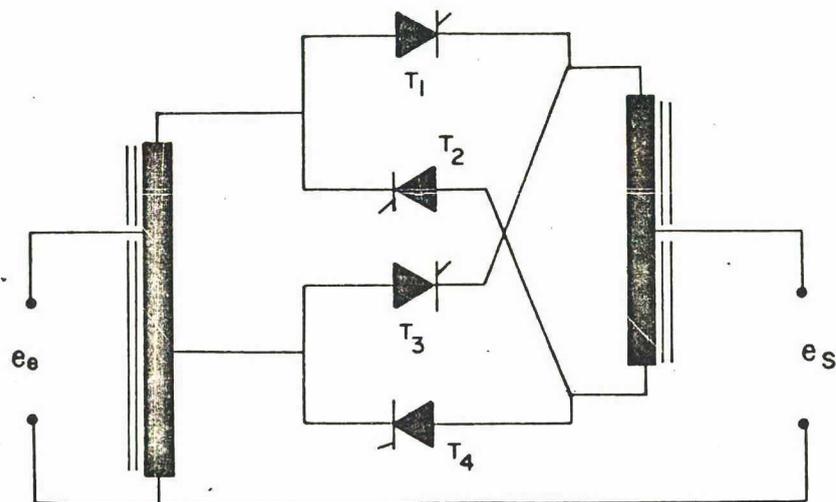


FIGURA 1.10 - Estrutura semelhante à apresentada na Figura 1.9b, porém com inclusão de indutor na saída do conjunto de tiristores.

As estruturas apresentadas na Figura 1.9 têm como forma de onda resultante em seus terminais de saída aquela mostrada na Figura 1.7. Já as formas de onda da Figura 1.8 provêm da estrutura apresentada na Figura 1.10.

Os efeitos de "reforço" e "decrêscimo" de tensão vistos nas Figuras 1.8a e 1.8b decorrem da seqüência de chaveamento dos tiristores.

Simplificadamente poder-se-ia dizer que, no caso das estruturas vistas na Figura 1.9, o controle da tensão de saída (e_s) é feito através do ângulo de disparo dos tiristores (ângulo α na Figura 1.7).

No caso da estrutura dada na Figura 1.10, faz-se o controle da tensão de saída pela tensão no indutor e, deslocando-se a transição da condução dos tiristores, varia-se a tensão média no indutor, deslocando o "reforço" ou o "decrêscimo".

Tecendo algumas considerações sobre o desempenho deste tipo de regulador tem-se presente a deficiência que o mesmo apresenta devido ao fato de, por ser o chaveamento entre dois níveis distintos, ter-se uma pequena gama de variação da tensão nos terminais de saída do regulador.

Esta variação poderia ser evidentemente ampliada, somente que, com isto, teríamos a presença de um alto conteúdo de harmônicas, fato este bastante indesejável.

1.4 - Reguladores CA Utilizando Transistores de Potência [4]

Este tipo de regulador baseia-se no uso de transistores de potência operando em comutação.

1.4.1 - Formas de Onda e Princípio de Funcionamento

Através do chaveamento do transistor a uma alta frequência faz-se com que o mesmo funcione como uma chave eletrônica, abrindo e fechando a intervalos de tempo reduzidos, permitindo desta forma que a tensão de alimentação seja conectada e desconectada sucessivamente à carga, possibilitando assim o controle da tensão sobre a mesma.

A variação da tensão nos terminais de saída do regulador é feita através do comando dos tempos de bloqueio e condução do transistor. Desta forma é possível conseguir-se uma ampla variação da tensão sobre a carga, manipulando-se apenas a razão tempo de condução/tempo de bloqueio do transistor.

Este princípio de funcionamento nos fornece uma forma de onda com o perfil apresentado na Figura 1.11.

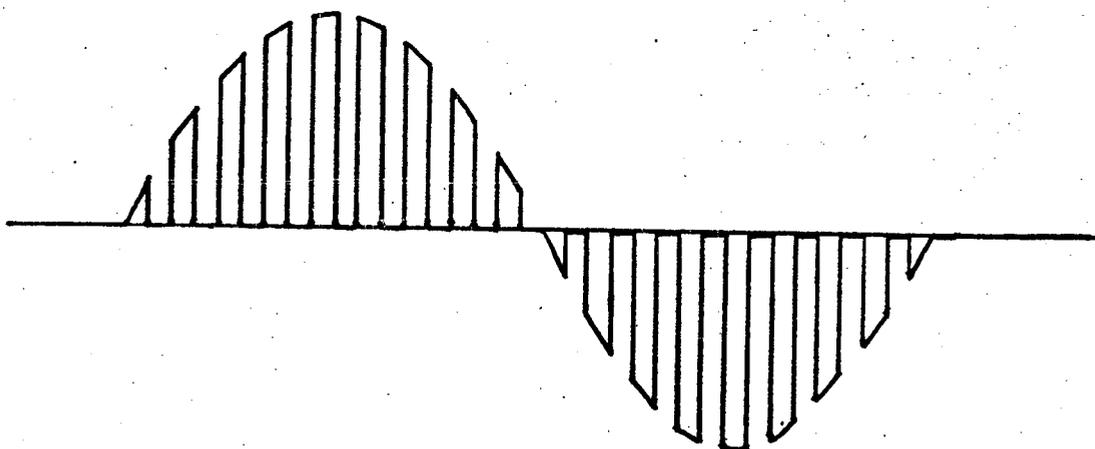


FIGURA 1.11 - Tensão de saída de um regulador do tipo apresentado pela estrutura da Figura 1.12.

1.4.2 - Estrutura Para um Regulador CÀ a Transistor de Potência

Uma estrutura capaz de nos fornecer o tipo de curva apresentado é dada na Figura 1.12.

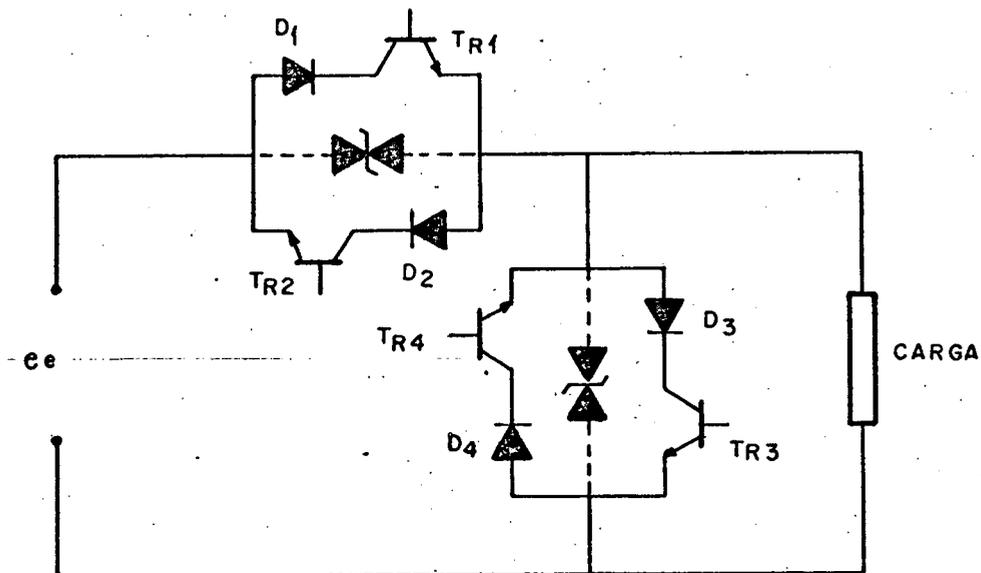


FIGURA 1.12 - Estrutura para regulador de tensão a transistor de potência.

Percebe-se do circuito apresentado pela estrutura em questão que a mesma possui um número de componentes um tanto elevado, o que acarreta algumas dificuldades no seu comando.

A partir das explanações feitas até o presente momento acerca das diversas técnicas e estruturas para fontes de tensão reguladas, tem-se claras as limitações apresentadas por cada uma delas.

Com vistas a suprir tais deficiências, o presente trabalho vem propor uma nova estrutura, a seguir explicitada.

1.5 - Proposição de uma Nova Estrutura Para Reguladores de Tensão Alternada

Tendo por base a análise realizada nos itens precedentes deste capítulo vem-se propor uma estrutura que seja capaz de cumprir simultaneamente os seguintes pré-requisitos:

- 1) ampla possibilidade de variação da tensão nos terminais de saída do regulador (teoricamente de zero à tensão plena de alimentação);
- 2) baixo conteúdo de harmônicas na tensão aplicada sobre a carga e;
- 3) facilidade de comando dos elementos da estrutura, relativamente às demais vistas.

1.5.1 - Formas de Onda e Princípio de Funcionamento

A forma de onda que se quer obter é semelhante à apresentada na Figura 1.12.

Quanto ao princípio de funcionamento a ser utilizado na estrutura que se está ora propondo é basicamente aquele em foco no item 1.4 e que nos dá exatamente a possibilidade de termos uma gama muito grande de variação na tensão sobre a carga da maneira como foi citado no item 1.5(1).

Por outro lado, como propõe-se trabalhar com uma frequência de chaveamento elevada, as harmônicas que se fizerem presentes também possuirão frequências desta ordem ou maior, facilitando assim a filtragem da tensão a ser aplicada sobre a carga.

Ainda mais, dado o pequeno número de componentes envolvidos na estrutura que necessitam ser comandados (dois transis

tores), tem-se uma facilidade bastante grande no que diz respeito ao comando da mesma. Isto, além de facilitar grandemente a concepção dos diversos circuitos a se fazerem presentes, reduz significativamente o volume final da montagem, resultando numa maior potência específica.

1.5.2 - Estrutura Proposta

O diagrama esquemático da estrutura que se está propondo neste trabalho é apresentado na Figura 1.13.

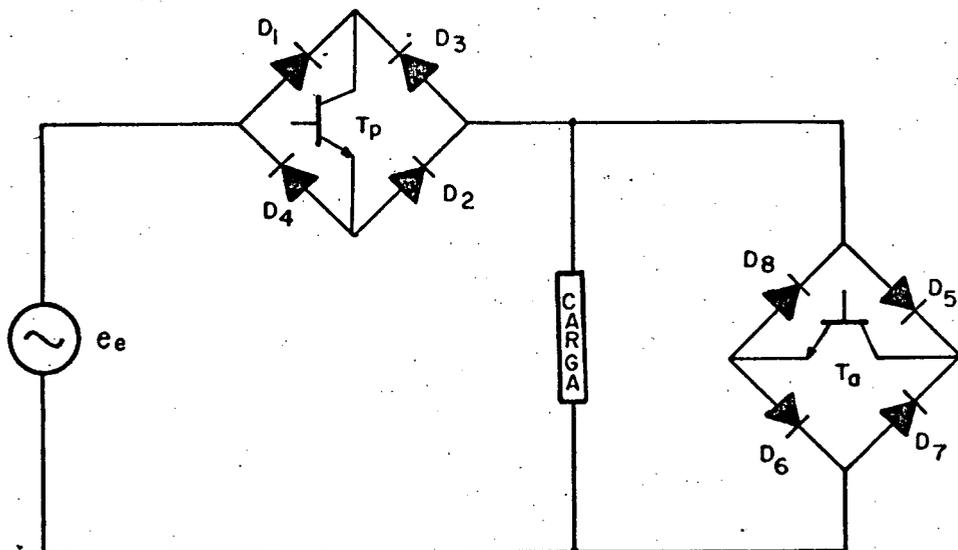


FIGURA 1.13 - Estrutura proposta para regulador de tensão CA a transistor de potência.

1.6 - Conclusões

Pretende-se com a exposição até aqui feita justificar, a priori, a escolha da estrutura apresentada.

Os capítulos subseqüentes têm a finalidade de comprovar teórica e praticamente o cumprimento daqueles pré-requisitos apresentados no ítem 1.5.

CAPÍTULO 2

ESTUDO TEÓRICO DA FORMA DE ONDA DA TENSÃO
GERADA PELA ESTRUTURA PROPOSTA2.1 - Introdução

O presente capítulo tem por finalidade determinar as características da forma de onda que é obtida pela aplicação do princípio enunciado no capítulo 1, item 1.4, através da estrutura apresentada no item 1.5.2 do mesmo capítulo, no que diz respeito ao seu conteúdo harmônico.

Tal procedimento se deve à necessidade de fazer-se a comprovação de que uma forma de onda como a que se apresenta possui um conteúdo de harmônicas de alta frequência apenas, dando assim a possibilidade de uma fácil filtragem das mesmas.

2.2 - Análise do Conteúdo de Harmônicas

Inicialmente far-se-á uma análise das harmônicas presentes na forma de onda apresentada na Figura 2.1. Posteriormente será feita a generalização desta análise para um número de pulsos (N) qualquer.

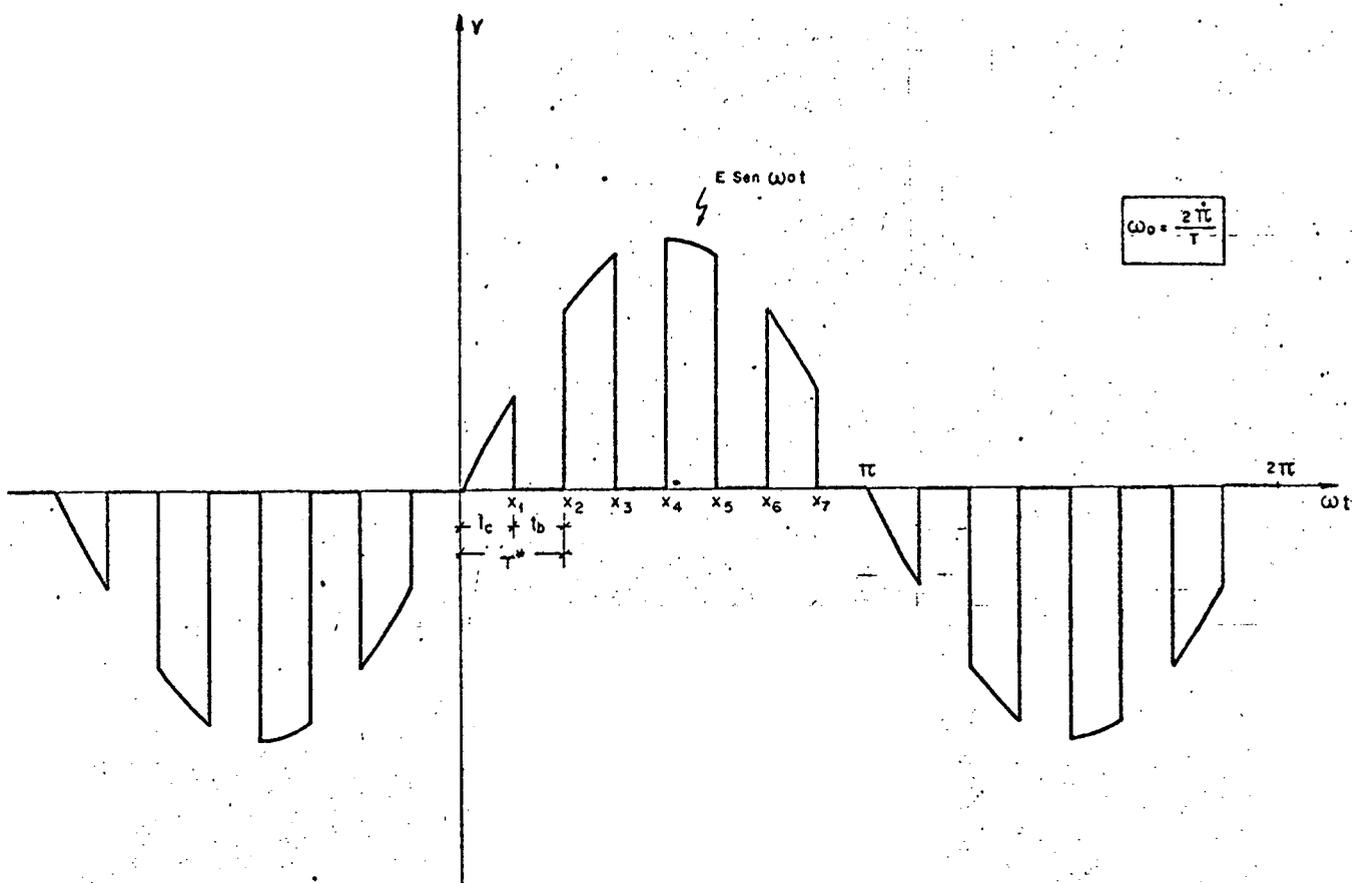


FIGURA 2.1 - Perfil da forma de onda gerada pela estrutura proposta.

Para a análise do conteúdo harmônico empregar-se-á como ferramental matemático a decomposição da função em série de Fourier.

Antes, porém, de iniciar-se o tratamento matemático do problema é importante que sejam feitas algumas definições sobre certas variáveis que aparecerão ao longo deste estudo.

Assim, reportando-se ao capítulo 1, item 1.4.1 e Figura 1.11 tem-se que, da Figura 2.1:

$t_c = [0; x_1]$ = tempo de condução do transistor.

$t_b = (x_1; x_2]$ = tempo de bloqueio do transistor.

$\tau^* = t_c + t_b$ = período de chaveamento.

Tem-se, ainda:

Razão cíclica (IR) - é a razão entre o tempo em que o transistor está conduzindo e o período de chaveamento.

$$IR = \frac{t_c}{\tau^*} \quad \dots (2.1)$$

A partir dos elementos definidos e da expressão

(2.1) tem-se:

$$t_c = IR \tau^* \quad \dots (2.2)$$

Mas:

$$t_c + t_b = \tau^* = \frac{t_c}{IR} \therefore t_b = \frac{t_c}{IR} - t_c$$

Donde:

$$t_b = \frac{IR\tau^*}{IR} - IR\tau^*$$

Assim:

$$t_b = (1 - IR) \tau^* \quad \dots (2.3)$$

É importante também definir-se algumas relações da variável N, que é o número de pulsos que ocorrem em um semi-período, a qual é dependente da frequência com que é feito o chaveamento dos transistores.

Assim, tem-se que:

$$f^* = \frac{1}{\tau^*} = \frac{2N}{\tau} \quad \therefore N = \frac{f^*}{2f} \quad (2.4)$$

Onde:

N = número de pulsos no semi-período.

τ = período da fundamental.

f^* = frequência de chaveamento.

f = frequência da rede.

2.2.1 - Expressão Geral da Série de Fourier

A forma geral da serie de Fourier é dada pela expressão:

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n \omega_0 t + b_n \sen n \omega_0 t) \quad \dots (2.5)$$

Onde:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}$$

Os coeficientes da série são dados pelas expressões:

$$a_0 = \frac{2}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} f(t) dt \quad \dots (2.6)$$

$$a_n = \frac{2}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt; \quad n = 1, 2, \dots \quad \dots (2.7)$$

$$b_n = \frac{2}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} f(t) \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt; \quad n = 1, 2, \dots \quad \dots (2.8)$$

Fazendo-se, agora, algumas considerações sobre a forma de onda em estudo, ter-se-á:

a) A função é periódica, com período fundamental

$$\tau = \frac{2\pi}{\omega_0};$$

b) O coeficiente a_0 é nulo, pois o valor médio da função é zero;

c) A função possui simetria de meia-onda

$f(t) = -f(t + \tau/2)$, o que implica ter-se, no caso, somente harmônicas de ordem ímpar.

Assim, com base nas considerações feitas, pode-se afirmar que a representação por série de Fourier da onda em questão terá seus coeficientes dados por:

$$a_n = \frac{4}{\tau} \int_0^{\tau/2} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad \dots (2.9)$$

$$b_n = \frac{4}{\tau} \int_0^{\tau/2} f(t) \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt; \quad n = \text{ímpar} \quad \dots (2.10)$$

Desta forma a função fica representada pela série:

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \operatorname{sen} n\omega_0 t); \quad n = \text{ímpar} \quad \dots (2.11)$$

2.2.2 - Determinação dos Coeficientes da Série de Fourier

a) Determinação de a_n

A partir da Figura 2.1, tem-se:

$$a_n = \frac{4}{\tau} \left\{ \int_0^{x_1} E \cdot \text{sen } \omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + 0 + \int_{x_2}^{x_3} E \cdot \text{sen } \omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + \right. \\ \left. + 0 + \int_{x_4}^{x_5} E \cdot \text{sen } \omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + 0 + \int_{x_6}^{x_7} E \cdot \text{sen } \omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + 0 \right\} \quad \dots (2.12)$$

Chamando-se $E \cdot \text{sen } \omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) = A$, tem-se:

$$a_n = \frac{4}{\tau} \left\{ \int_0^{x_1} A dt + \int_{x_2}^{x_3} A dt + \int_{x_4}^{x_5} A dt + \int_{x_6}^{x_7} A dt \right\} \quad \dots (2.13)$$

Substituindo-se os limites de integrações pelos seus equivalentes anteriormente definidos, vem:

$$a_n = \frac{4}{\tau} \left\{ \int_0^{t_c} A dt + \int_{t_c+t_b}^{2t_c+t_b} A dt + \int_{2t_c+2t_b}^{3t_c+2t_b} A dt + \int_{3t_c+3t_b}^{4t_c+3t_b} A dt \right\} \quad \dots (2.14)$$

Fazendo-se uso das expressões (2.2) e (2.3) em (2.14) e lembrando que $A = E \cdot \text{sen } \omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t)$, obtêm-se:

$$a_n = \frac{4}{\tau} \left\{ \int_0^{IR\tau^*} E \cdot \text{sen } \omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + \int_{\tau^*}^{(1+IR)\tau^*} E \cdot \text{sen } \omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + \right.$$

$$+ \left. \int_{2\tau^*}^{(2+R)\tau^*} E \operatorname{sen}\omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + \int_{3\tau^*}^{(3+R)\tau^*} E \operatorname{sen}\omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \right\} \dots (2.15)$$

Chamando-se:

$$I_{A1}(n) = \int_0^{R\tau^*} \operatorname{sen}\omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \quad \dots (2.16)$$

$$I_{A2}(n) = \int_{\tau^*}^{(1+R)\tau^*} \operatorname{sen}\omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \quad \dots (2.17)$$

$$I_{A3}(n) = \int_{2\tau^*}^{(2+R)\tau^*} \operatorname{sen}\omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \quad \dots (2.18)$$

$$I_{A4}(n) = \int_{3\tau^*}^{(3+R)\tau^*} \operatorname{sen}\omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \quad \dots (2.19)$$

Assim:

$$a_n = \frac{4E}{\tau} \left(I_{A1}(n) + I_{A2}(n) + I_{A3}(n) + I_{A4}(n) \right) \quad \dots (2.20)$$

De tabela tem-se:

$$\int \operatorname{sen} px \cdot \cos qx dx = - \frac{\cos(p-q)x}{2(p-q)} - \frac{\cos(p+q)x}{2(p+q)} \quad \dots (2.21)$$

Então:

$$\int \sin \omega_0 t \cdot \cos(n\omega_0 t) dt = - \frac{\cos(\omega_0 - n\omega_0)t}{2(\omega_0 - n\omega_0)} - \frac{\cos(\omega_0 + n\omega_0)t}{2(\omega_0 + n\omega_0)} =$$

$$= - \frac{\cos(1-n)\omega_0 t}{2(1-n)\omega_0} - \frac{\cos(1+n)\omega_0 t}{2(1+n)\omega_0} \quad \dots (2.22)$$

Aplicando (2.22) nas expressões (2.16) a (2.19),

tem-se:

$$I(n) = \left[- \frac{\cos(1-n)\omega_0 t}{2(1-n)\omega_0} - \frac{\cos(1+n)\omega_0 t}{2(1+n)\omega_0} \right]_0^{RT^*} \quad \dots (2.23)$$

Sendo:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau} \quad \dots (2.24)$$

$$e \quad \tau^* = \frac{\tau}{2N} \quad \dots (2.25)$$

Assim (2.23) fica:

$$I(n) = \left[- \frac{\cos(1-n)\omega_0 t}{2(1-n)\omega_0} - \frac{\cos(1+n)\omega_0 t}{2(1+n)\omega_0} \right]_0^{\frac{RT}{2N}} \quad \dots (2.26)$$

Mas:

$$\omega_0 t \Big|_{t=0} = 0 \cdot \frac{2\pi}{\tau} = 0$$

$$\omega_0 t \Big|_{t=\frac{RT}{2N}} = \frac{2\pi}{\tau} \cdot \frac{RT}{2N} = \frac{\pi R}{N}$$

Logo:

$$I_{A1}(n) = \left(-\frac{\cos[(1-n)\frac{\pi R}{N}]}{2(1-n)\omega_0} - \frac{\cos[(1+n)\frac{\pi R}{N}]}{2(1+n)\omega_0} \right) - \left(-\frac{\cos[0]}{2(1-n)\omega_0} - \frac{\cos[0]}{2(1+n)\omega_0} \right) \dots (2.27)$$

Chamando $I_{A1}^*(n) = \frac{4E}{\tau} \cdot I_{A1}(n)$, vem:

$$I_{A1}^*(n) = \frac{4E}{\tau \cdot 2\omega_0} \left(-\frac{\cos[(1-n)\frac{\pi R}{N}]}{(1-n)} - \frac{\cos[(1+n)\frac{\pi R}{N}]}{(1+n)} + \frac{1}{(1-n)} + \frac{1}{(1+n)} \right) \dots (2.28)$$

Conforme (2.24), tem-se:

$$\frac{4E}{\tau \cdot 2\omega_0} = \frac{4E}{2 \cdot 2\pi} = \frac{E}{\pi} \dots (2.29)$$

Então:

$$I_{A1}^*(n) = \frac{E}{\pi} \left(-\frac{\cos[(1-n)\frac{\pi R}{N}]}{(1-n)} - \frac{\cos[(1+n)\frac{\pi R}{N}]}{(1+n)} + \frac{1}{(1-n)} + \frac{1}{(1+n)} \right) \dots (2.30)$$

Adotando-se o mesmo procedimento pelo qual determinou-se $I_{A1}^*(n)$ para a determinação de $I_{A2}^*(n)$, $I_{A3}^*(n)$ e $I_{A4}^*(n)$ chega-se às

seguintes expressões:

$$I_{A2}^*(n) = \frac{E}{\pi} \left(-\frac{\cos[(1-n)\frac{(1+R)\pi}{N}]}{1-n} - \frac{\cos[(1+n)\frac{(1+R)\pi}{N}]}{1+n} + \frac{\cos[(1-n)\frac{\pi}{N}]}{1-n} + \dots \right)$$

$$+ \frac{\cos \left[(1+n) \frac{\pi}{N} \right]}{1+n} \right) \quad \dots (2.31)$$

$$I_{A3}^*(n) = \frac{E}{\pi} \left(- \frac{\cos \left[(1-n) \frac{(2+R)\pi}{N} \right]}{1-n} - \frac{\cos \left[(1+n) \frac{(2+R)\pi}{N} \right]}{1+n} + \frac{\cos \left[(1-n) \frac{2\pi}{N} \right]}{1-n} + \right.$$

$$\left. + \frac{\cos \left[(1+n) \frac{2\pi}{N} \right]}{1+n} \right) \quad \dots (2.32)$$

$$I_{A4}^*(n) = \frac{E}{\pi} \left(- \frac{\cos \left[(1-n) \frac{(3+R)\pi}{N} \right]}{1-n} - \frac{\cos \left[(1+n) \frac{(3+R)\pi}{N} \right]}{1+n} + \frac{\cos \left[(1-n) \frac{3\pi}{N} \right]}{1-n} + \right.$$

$$\left. + \frac{\cos \left[(1+n) \frac{3\pi}{N} \right]}{1+n} \right) \quad \dots (2.33)$$

Conforme (2.20), tem-se por fim:

$$a_n = I_{A1}^*(n) + I_{A2}^*(n) + I_{A3}^*(n) + I_{A4}^*(n) \quad \dots (2.34)$$

A expressão (2.34) é válida para $N=4$, sendo que o número de integrais a serem calculadas para determinação de a_n dependerá exclusivamente de N .

A partir das expressões (2.30) a (2.33) pode-se fazer uma generalização, com vistas a obter uma fórmula geral para o cálculo das integrais envolvidas no processo, conforme o número de pulsos no semi-período (N).

Ter-se-á, então:

$$\begin{aligned}
 \frac{I^*(n)}{A(k+1)} = \frac{E}{\pi} & \left(- \frac{\cos \left[(1-n) \frac{(k+R)\pi}{N} \right]}{1-n} - \frac{\cos \left[(1+n) \frac{(k+R)\pi}{N} \right]}{1+n} + \frac{\cos \left[(1-n) \frac{k\pi}{N} \right]}{1-n} + \right. \\
 & \left. + \frac{\cos \left[(1+n) \frac{k\pi}{N} \right]}{1+n} \right) ; k = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \quad \dots (2.35)
 \end{aligned}$$

Onde:

A → indica que está sendo calculado um coeficiente a_n .

n → indica a ordem da harmônica que está sendo de terminada.

(k+1) → informa sobre que pulso está sendo calculada a integral.

A expressão geral para determinação dos coeficientes a_n fica dada por:

$$a_n = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{I^*(n)}{A(k+1)} ; \text{válida para } n \neq 1 \quad \dots (2.36)$$

Para $n=1$, tem-se, a partir das expressões (2.16) a (2.19):

$$\frac{I(1)}{A1} = \int_0^{R\tau^*} \text{sen } \omega_0 t. \cos \omega_0 t \, dt \quad \dots (2.37)$$

$$\frac{I(1)}{A2} = \int_{\tau^*}^{(1+R)\tau^*} \text{sen } \omega_0 t. \cos \omega_0 t \, dt \quad \dots (2.38)$$

$$I_{A3}(1) = \int_{2\tau^*}^{(2+R)\tau^*} \text{sen } \omega_0 t. \cos \omega_0 t dt \quad \dots (2.39)$$

$$I_{A4}(n) = \int_{3\tau^*}^{(3+R)\tau^*} \text{sen } \omega_0 t. \cos \omega_0 t dt \quad \dots (2.40)$$

A partir das expressões dadas e seguindo o mesmo procedimento anteriormente adotado para a determinação das integrais da forma $I_{A(k+1)}^*(n)$, tem-se:

$$I_{A(k+1)}^*(1) = \frac{E}{\pi} \left\{ \text{sen}^2 \left[\frac{(k+R)\pi}{N} \right] - \text{sen}^2 \left[\frac{k\pi}{N} \right] \right\} ; k = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \quad \dots (2.41)$$

Donde tem-se a expressão final para a_1 :

$$a_1 = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{I_{A(k+1)}^*(1)}{A(k+1)} \quad \dots (2.42)$$

b) Determinação de b_n

A determinação do coeficiente b_n será feita de maneira análoga à de a_n , suprimindo-se, por conseguinte, alguns passos intermediários.

Ainda da Figura 2.1, tem-se

$$b_n = \frac{4}{\tau} \left\{ \int_0^{x_1} E \text{sen } \omega_0 t. \text{sen}(n\omega_0 t) dt + \int_{x_2}^{x_3} E \text{sen } \omega_0 t. \text{sen}(n\omega_0 t) dt + \dots \right\}$$

$$+ \left. \int_{x_4}^{x_5} E \operatorname{sen} \omega_0 t. \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt + \int_{x_6}^{x_7} E \operatorname{sen} \omega_0 t. \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt \right\} \dots (2.43)$$

Pelas considerações já feitas até aqui:

$$b_n = \frac{4}{\tau} \left\{ \int_0^{IR\tau^*} E \operatorname{sen} \omega_0 t. \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt + \int_{\tau^*}^{(1+IR)\tau^*} E \operatorname{sen} \omega_0 t. \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt + \right. \\ \left. + \int_{2\tau^*}^{(2+IR)\tau^*} E \operatorname{sen} \omega_0 t. \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt + \int_{3\tau^*}^{(3+IR)\tau^*} E \operatorname{sen} \omega_0 t. \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt \right\} \dots (2.44)$$

Chamando-se:

$$I_{B1}(n) = \int_0^{IR\tau^*} \operatorname{sen} \omega_0 t. \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt \dots (2.45)$$

$$I_{B2}(n) = \int_{\tau^*}^{(1+IR)\tau^*} \operatorname{sen} \omega_0 t. \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt \dots (2.46)$$

$$I_{B3}(n) = \int_{2\tau^*}^{(2+IR)\tau^*} \operatorname{sen} \omega_0 t. \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt \dots (2.47)$$

$$I_{B4}(n) = \int_{3\tau^*}^{(3+IR)\tau^*} \operatorname{sen} \omega_0 t. \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt \dots (2.48)$$

Fica-se, assim, com:

$$b_n = \frac{4E}{\tau} \left(\frac{I(n)}{B1} + \frac{I(n)}{B2} + \frac{I(n)}{B3} + \frac{I(n)}{B4} \right) \quad (2.49)$$

Fazendo, agora:

$$I(n)_{B1}^* = \frac{4E}{\tau} \cdot I(n)_{B1} ; \text{ e de acordo com (2.29), tem-se ,}$$

por fim, a expressão geral para o cálculo das integrais envolvidas na determinação dos coeficientes b_n para um número de pulsos N qualquer, que é dada por:

$$I(n)_{B(k+1)}^* = \frac{E}{\pi} \left\{ \frac{\text{sen} \left[(1-n) \frac{(k+R)\pi}{N} \right]}{1-n} - \frac{\text{sen} \left[(1+n) \frac{(k+R)\pi}{N} \right]}{1+n} - \frac{\text{sen} \left[(1-n) \frac{k\pi}{N} \right]}{1-n} + \frac{\text{sen} \left[(1+n) \frac{k\pi}{N} \right]}{1+n} \right\} ; k = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1. \quad \dots (2.50)$$

Onde:

B → indica que está sendo calculado um coeficiente b_n .

A expressão geral para determinação dos coeficientes b_n , com $n \neq 1$, fica dada por:

$$b_n = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{I(n)_{B(k+1)}^*}{B(k+1)} \quad (2.51)$$

Para $n=1$ tem-se:

$$I(1)_{B(k+1)}^* = \frac{E}{\pi} \left\{ \frac{R}{N} - \frac{\text{sen} \left[\frac{2\pi(k+R)}{N} \right]}{2\pi} + \frac{\text{sen} \left[\frac{2\pi k}{N} \right]}{2\pi} \right\} ; k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad \dots (2.52)$$

Tendo-se, então, para expressão final de b_1 :

$$b_1 = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{I(1)^*}{B(k+1)} \quad \dots (2.53)$$

A partir da determinação dos coeficientes a_n e b_n pode-se determinar a amplitude das harmônicas através da expressão:

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \dots (2.54)$$

2.3 - Cálculo das Harmônicas

Uma vez obtidas as expressões gerais para determinação dos coeficientes da série de Fourier e para o cálculo das amplitudes das harmônicas precisa-se, agora, definir de que forma serão feitos os cálculos a partir destas expressões.

2.3.1 - Método de Cálculo Empregado

Devido ao fato de o tratamento numérico envolver cálculos um tanto complexos e extensos recorreu-se ao uso do computador para a sua execução.

Utilizando-se, então, as expressões (2.36), (2.42), (2.51), (2.53) e (2.54) e os elementos nelas contidas tornou-se possível, através do recurso computacional, determinar as amplitudes da fundamental e das harmônicas presentes na forma de onda estudada e em geral para todas aquelas que apresentem tal perfil.

Os programas, desenvolvidos em linguagem FORTRAN, com os objetivos especificados, são encontrados no Apêndice 1. Encontram-se também ali os fluxogramas dos mesmos, bem como instruções para o uso dos referidos programas.

2.3.2 - Apreciação dos Resultados Obtidos

Os resultados obtidos diretamente da aplicação de tais programas são fornecidos em forma de tabelas, tal como se apresenta no Apêndice 1. Com vistas a se fazer mais clara a análise dos resultados, os dados apresentados em tabelas foram plotados em forma de gráficos.

Inicialmente, com a finalidade de comprovar o método empregado e verificar quão fielmente se poderia reproduzir as formas de onda desejadas, por intermédio da série de Fourier, fez-se a reprodução de uma onda utilizando os valores da fundamental e das harmônicas calculadas pelos programas já mencionados.

Tomando-se como exemplo uma onda com $N=3$ e $R=0,5$, tem-se, a partir da expressão geral da série de Fourier, dada por (2.11), a seguinte função:

$$f(t) = b_1 \sin \omega_0 t + a_5 \cos 5\omega_0 t + a_7 \cos 7\omega_0 t + a_{17} \cos 17\omega_0 t + a_{19} \cos 19\omega_0 t \dots \quad (2.55)$$

onde considerou-se a série até a 19ª harmônica.

A representação gráfica de tal função está mostrada na Figura 2.2.

Tem-se nesta figura a forma de onda ideal comparada àquela obtida através da expressão (2.55), com os valores de tabela. Pode-se ver daí que a aproximação pela série de Fourier fornece uma reprodução a contento, tanto mais quanto maior for o número de harmônicas consideradas.

claramente, que o conteúdo harmônico é bastante elevado, com a 3ª harmônica representando, em sua máxima amplitude, cerca de 32% da amplitude máxima da fundamental. Mas, o fator crítico no caso é o fato de esta harmônica, como as demais, ser de baixa frequência, o que acarretará graves problemas de filtragem.

Na Figura 2.4 tem-se as amplitudes da fundamental e das harmônicas para um número de pulsos $N > 1$.

Percebe-se do gráfico que a amplitude das harmônicas praticamente não se alterou ao ser aumentado o número de pulsos por semi-período, entretanto a frequência das mesmas variou de forma significativa. Tem-se aqui uma das características mais importantes desta forma de onda:

Exemplificando, a fim de tornar mais claro o exposto, tem-se da Figura 2.4 que para $N=2$ e $N=10$ as amplitudes das primeiras harmônicas a se fazerem presentes são iguais, no entanto para $N=2$ tem-se a 3ª e 5ª harmônicas, enquanto para $N=10$ tem-se a 19ª e a 21ª.

Desta forma todo o conteúdo harmônico é deslocado ao aumentar-se a frequência de chaveamento.

2.3.3 - Propriedades do Conteúdo Harmônico

Baseando-se nos dados obtidos pelo cálculo das harmônicas e pelo que foi apresentado nos gráficos referentes ao assunto, pode-se estabelecer certas propriedades gerais quanto ao aparecimento destas harmônicas, quais sejam:

- a) Só existirão as harmônicas de ordem ímpar;
- b) Serão nulas as primeiras $(N-2)$ harmônicas e não nulas as i -ésimas, com $(N-2) < i \leq N$. Este compor

3035

HARMÔNICAS DE TENSÃO

N=1

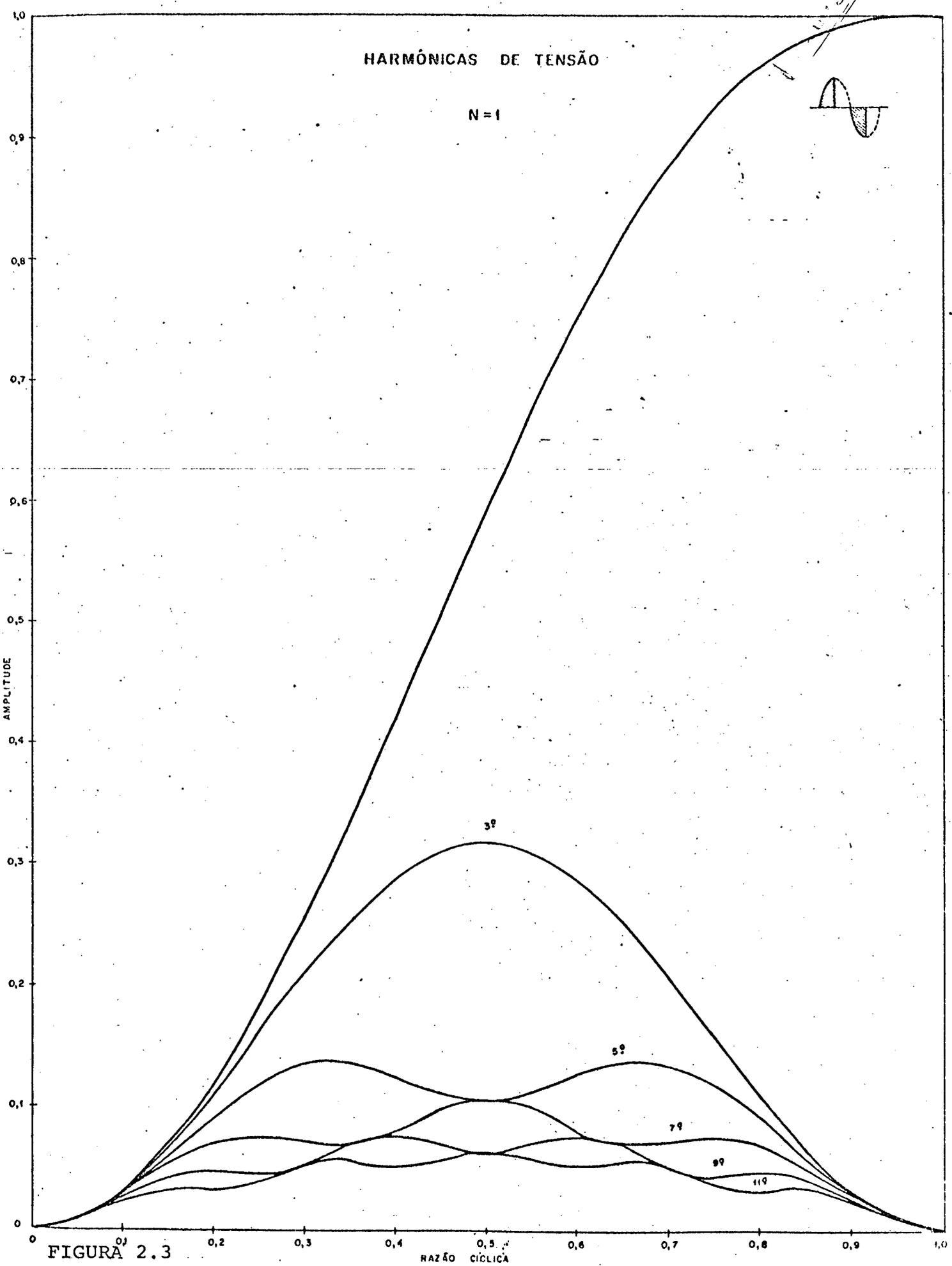
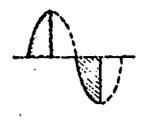


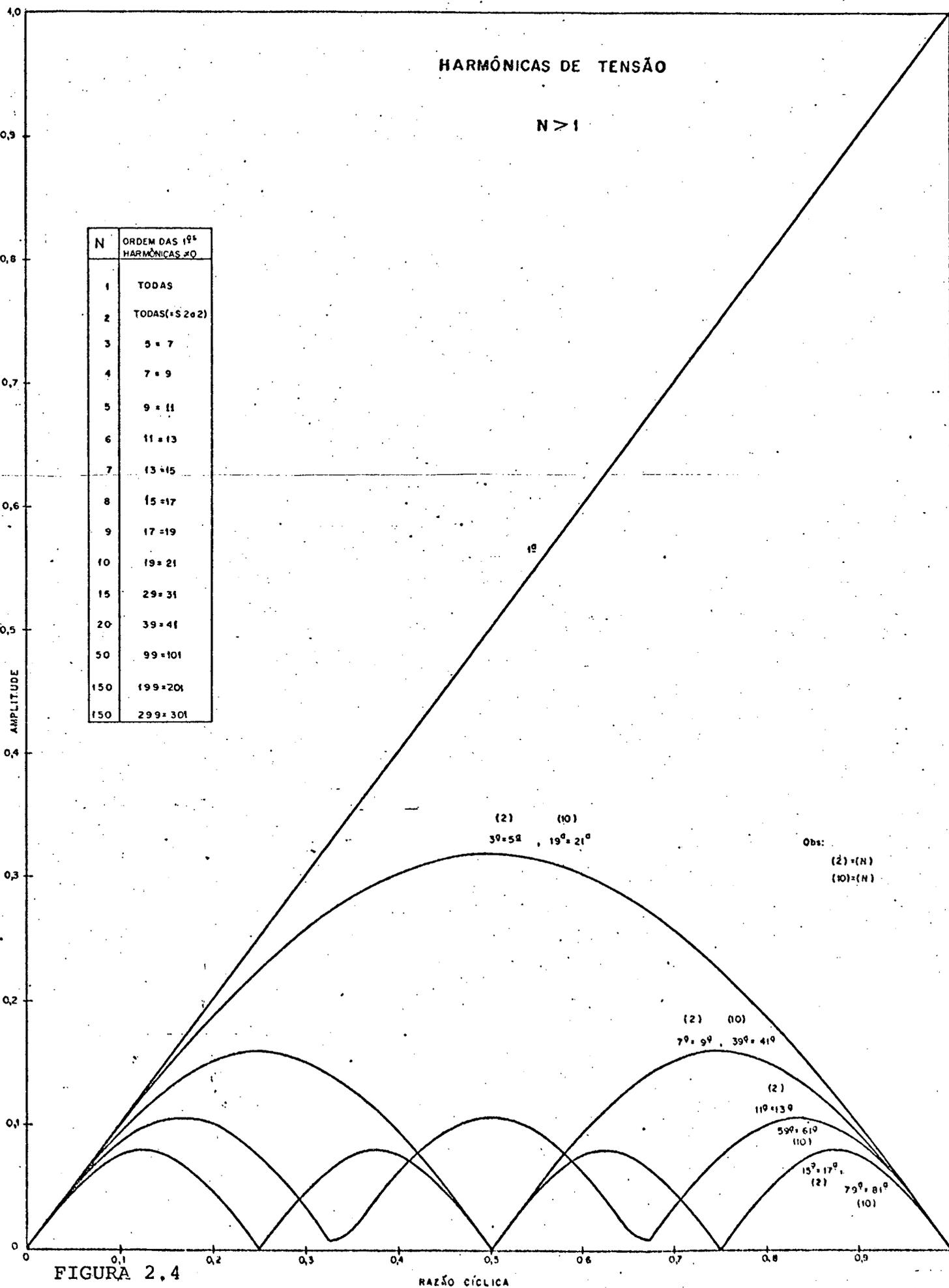
FIGURA 2.3

RAZÃO CÍCLICA

HARMÔNICAS DE TENSÃO

$N > 1$

N	ORDEM DAS 19 ^{as} HARMÔNICAS ≠ 0
1	TODAS
2	TODAS (≠ 2 e 2)
3	5 = 7
4	7 = 9
5	9 = 11
6	11 = 13
7	13 = 15
8	15 = 17
9	17 = 19
10	19 = 21
15	29 = 31
20	39 = 41
50	99 = 101
150	199 = 201
150	299 = 301



Obs:
(2) = (N)
(10) = (N)

FIGURA 2,4

RAZÃO CÍCLICA

tamento repete-se ciclicamente a cada intervalo de N harmônicas.

- c) A partir de $N > 1$ as harmônicas existentes serão iguais, em amplitude, 2 a 2.
- d) A primeira harmônica a se fazer presente, em função de N, é dada por:

$$OH = 2N - 1 \quad ; \quad N > 1 \quad \dots (2.56)$$

Onde:

OH = ordem da harmônica

2.4 - Conclusões

Algumas conclusões fundamentais para o trabalho como um todo que se está desenvolvendo podem ser tiradas do presente capítulo.

A primeira delas é o fato de ter-se conseguido demonstrar que, para uma forma de onda tal qual a aqui estudada, existe uma lei de formação para o conteúdo harmônico, que permite prever, de maneira segura, como e quando aparecerão determinadas harmônicas. Isto possibilita que se tenha os valores de amplitude e frequência das mesmas conhecendo-se tão somente a frequência de chaveamento do sinal e a razão cíclica com que se está trabalhando.

Desta forma tem-se condições de escolher uma situação de trabalho mais favorável, pois que, em se optando por uma frequência de chaveamento elevada, ocorrerá o deslocamento de todo o conteúdo harmônico para uma zona de frequências também maiores, facilitando assim de forma decisiva a filtragem da tensão

nos terminais de saída do regulador.

Quanto ao método de estudo empregado os resultados obtidos comprovaram ser o mesmo adequado ao que se propunha.

CAPÍTULO 3

REALIZAÇÃO DE UM PROTÓTIPO PARA OPERAÇÃO COM CARGA RESISTIVA

3.1 - Introdução

Neste capítulo serão analisados os elementos que far-se-ão necessários à implementação de um protótipo de uma fonte de tensão alternada variável, baseada na técnica de chaveamento a transistores de potência.

O protótipo em questão visa a alimentação de uma carga puramente resistiva.

Elementos tais como componentes, circuito de comando de base, lógica de comando e outros serão aqui analisados detalhadamente.

3.2 - Estrutura Para Operação Com Carga Resistiva

Na Figura 1.13 do Capítulo 1 foi já apresentada a estrutura que está sendo proposta no presente trabalho.

Vê-se que esta estrutura apresenta dois ramos semelhantes, um deles conectado entre a alimentação e a carga e o outro sobre esta última.

A função daquele ramo que apresenta o transistor que se convencionou chamar de principal (T_p) é a de conectar e desconectar a tensão à carga, de uma maneira comutada, de tal for

ma que se tenha sobre a mesma uma tensão com a forma mostrada na Figura 1.11. Por sua vez, o ramo que apresenta o transistor que chamar-se-á de auxiliar (T_a) tem a função de fornecer um caminho para a circulação da corrente quando ocorre o bloqueio do transistor principal, ou seja, na comutação do mesmo. Este ramo é comumente chamado de circuito de roda livre. Ocorre, porém, que quando a carga é resistiva pura a corrente se anula naturalmente com a tensão, não havendo portanto necessidade da roda-livre.

Assim sendo, ter-se-á uma estrutura simplificada, qual seja:

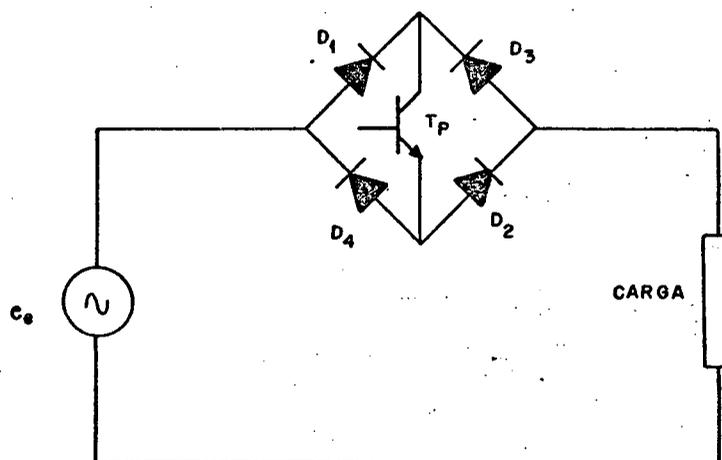


FIGURA 3.1 - Estrutura do regulador para carga resistiva.

A este ponto, já tendo-se definido a estrutura que se deseja, é necessário que se estabeleçam as condições de projeto desejadas.

3.2.1 - Dados de Projeto

Os dados para o projeto em questão foram estipulados

de maneira arbitrária, sendo os seguintes:

a) tensão de alimentação (E_e)

Escolheu-se para tensão de alimentação a tensão da rede.

$$E_e = 220 \text{ volts}$$

OBS.: A tensão de alimentação foi tomada como ideal, colocando-se para tanto um capacitor na entrada da estrutura, a fim de filtrar tal tensão.

b) corrente na carga (I_{CR})

Optou-se por uma corrente de carga no valor de 5 A, com vistas a se trabalhar com uma potência em torno de 1kW.

$$\text{Então: } I_{CR} = 5 \text{ A}$$

c) frequência de chaveamento (f^*)

Como se quer trabalhar com uma elevada frequência de chaveamento, adotou-se:

$$f^* = 20 \text{ kHz}$$

Agora, com a estrutura proposta e com os dados de projeto especificados, pode-se passar à seleção dos componentes principais que irão compor a montagem, quais sejam: transistor e diodos.

3.2.2 - Escolha dos Componentes Principais

a) Escolha do transistor

A escolha de um transistor de potência, para operar em comutação, segue basicamente 3 princípios [5]:

1º princípio: O ponto de funcionamento do transistor não pode sair da área de seguran

ça para operação do mesmo, a qual pode ser vista no Apêndice 2.

2º princípio: Com o transistor em condução a tensão coletor-emissor deve ser bastante baixa (0,5 a 2V), com um valor máximo de 5 volts (com $I_C = 15 \text{ A}$ e $I_B = 3 \text{ A}$).

3º princípio: Deve ser obedecida a máxima temperatura da junção especificada como dado do componente.

Como base nos princípios considerados e nas condições de projeto pode-se passar de imediato à seleção do transistor.

a.1) Escolha da tensão (V_{CEO})

O 1º princípio permite fixar o valor da tensão que deve poder suportar o transistor.

Para uma tensão de alimentação de 220 volts, tem-se uma tensão de pico no valor de 311 V.

Desta forma necessita-se de um transistor com $V_{CEO} > 311 \text{ V}$.

Para que se tenha uma certa margem de segurança, escolher-se-á um transistor com características tais que:

$$V_{CEO} \geq 400 \text{ V}^*$$

a.2) Escolha da corrente de coletor (I_C)

É feita com base no 2º princípio, uma vez que a tensão de saturação V_{CESat} é definida para uma dada corrente de coletor I_{CSat} e uma dada corrente de base I_{BSat} (ver Apêndice 2).

* Este valor pode ser ampliado para 850 V (V_{CEX}), cumprindo-se certas condições (Ver Apêndice 2, pg 131).

Como se quer uma corrente eficaz de 5A na carga, tem-se uma corrente de pico de aproximadamente 7,1A. Assim precisa-se de um transistor que seja capaz de suportar uma corrente de coletor $I_C > 7,1A$.

A escolha do componente deve ser feita dando-se uma certa folga, ainda mais que parte desta será utilizada mais tarde, quando do dimensionamento do circuito de ajuda à comutação. Partindo-se deste pressuposto, a escolha irá recair em um transistor com $I_C = 15A$.

Tendo-se, então, a determinação das necessidades quanto às características de tensão e corrente requeridas do componente e levando-se em consideração o fato de que se irá trabalhar seguindo a técnica de chaveamento, precisando portanto de um transistor cujos tempos de entrada em condução e de bloqueio sejam mínimos, optou-se pela utilização do transistor BUX 48, cujo catálogo com as características aqui analisadas encontra-se no Apêndice 2 deste trabalho.

b) Escolha dos diodos

A escolha dos diodos foi feita no presente caso levando-se em consideração apenas alguns dados, quais sejam: frequência em que o mesmo irá trabalhar, corrente a que o componente estará sujeito e máxima tensão inversa que deverá suportar.

Uma série de fatores, tais como perdas, tempo de recuperação inversa e outros são também muito importantes quando da escolha de um diodo para uma dada aplicação. No presente trabalho, entretanto, tais considerações não foram manipuladas de maneira precisa, não querendo dizer com isto que tenham sido deixadas à margem. Apenas deve-se ter presente não ter sido esta a preocupa-

ção prioritária deste estudo.

Assim sendo, devido à operação em alta frequência, escolheu-se um diodo rápido, o que de qualquer maneira influencia sobre as perdas, reduzindo-as. Por outro lado como já foi escolhido no item anterior um transistor para uma corrente de 15A, isto leva à escolha de um diodo cuja corrente direta seja também em torno de 15A. Por fim, a máxima tensão inversa a ser especificada para o diodo deve ser de mesmo valor que aquela exigida para o transistor, ou seja, 400 volts.

Resumindo, então, ter-se-á um diodo com as seguintes características:

$$I_{FAV} \geq 15A$$

$$V_{RSM} \geq 400V$$

Para cumprir estas exigências foi escolhido um diodo SKN 1M 20/06 - SEMIKRON cujas especificações principais são:

$$V_{RSM} = 600V \quad ; \quad I_{FAV} = 20A$$

Tendo-se já a este ponto determinados a estrutura que será utilizada e os componentes principais da mesma, passar-se-á ao estudo dos elementos necessários à operação desta estrutura.

3.3 - Circuito de Comando de Base do Transistor

O circuito de comando de base é o fator preponderante numa estrutura a transistor de potência funcionando em comutação, como é o caso em questão.

A confiabilidade do sistema é diretamente influenciada pela qualidade do circuito de comando de base.

Quando se está operando com o transistor em comutação ocorrem perdas decorrentes deste processo. Em se otimizando o comando de base pode-se determinar a melhor região de operação, de maneira a diminuir estas perdas.

Com vistas a esta exigência, deve-se conceber um circuito para comando de base que possua as seguintes características [6]:

- a) No disparo, aplicar um dI_{B1}/dt o maior possível, visando diminuir o tempo de fechamento do transistor (redução do tempo de comutação);
- b) Durante a condução do transistor, adaptar a corrente de base à corrente de coletor, fazendo com que a tensão da junção V_{CB} seja próxima de zero, atingindo assim a região de quase-saturação, onde ter-se-ia pequenas perdas. Deve-se evitar atingir a região de super-saturação, onde ter-se-ia um tempo de estocagem muito grande;
- c) No bloqueio, extrair uma corrente negativa, com dI_{B2}/dt limitada, para acelerá-lo;
- d) Durante o bloqueio, manter a base polarizada inversamente, reduzindo assim a corrente de fuga e protegendo o transistor contra disparos acidentais ocasionados por correntes parasitas e por dV/dt . Desta forma o transistor pode ainda suportar tensões mais elevadas.

Além destas características é importante que um bom comando de base possua proteção contra sobrecargas e/ou curto-circuito.

Na Figura 3.2 apresenta-se o perfil do que seria uma corrente de base ótima.

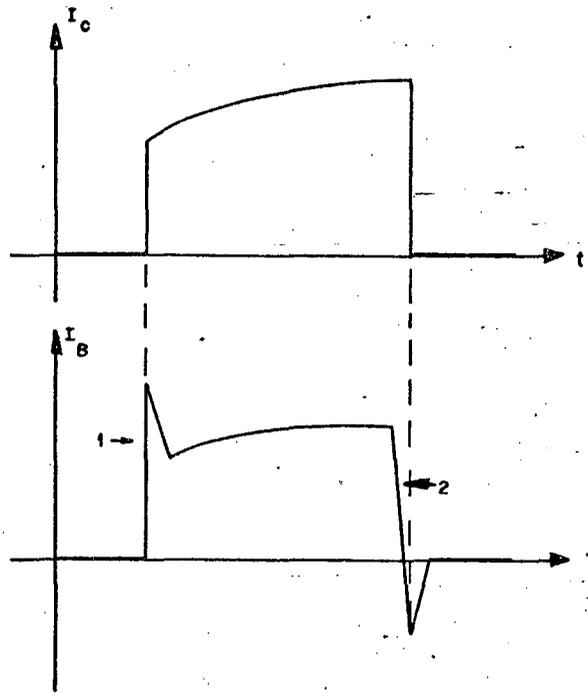


FIGURA 3.2 - Forma ideal da corrente de base, com $1 = dI_{B1}/dt$ e $2 = dI_{B2}/dt$.

3.3.1 - Escolha do Comando de Base

Buscando atender às características anteriormente citadas escolheu-se, dentre os muitos comandos de base disponíveis na literatura específica [6], aquele apresentado na Figura 3.3, cuja característica particular é ser um comando auto-protetido e auto-regulado.

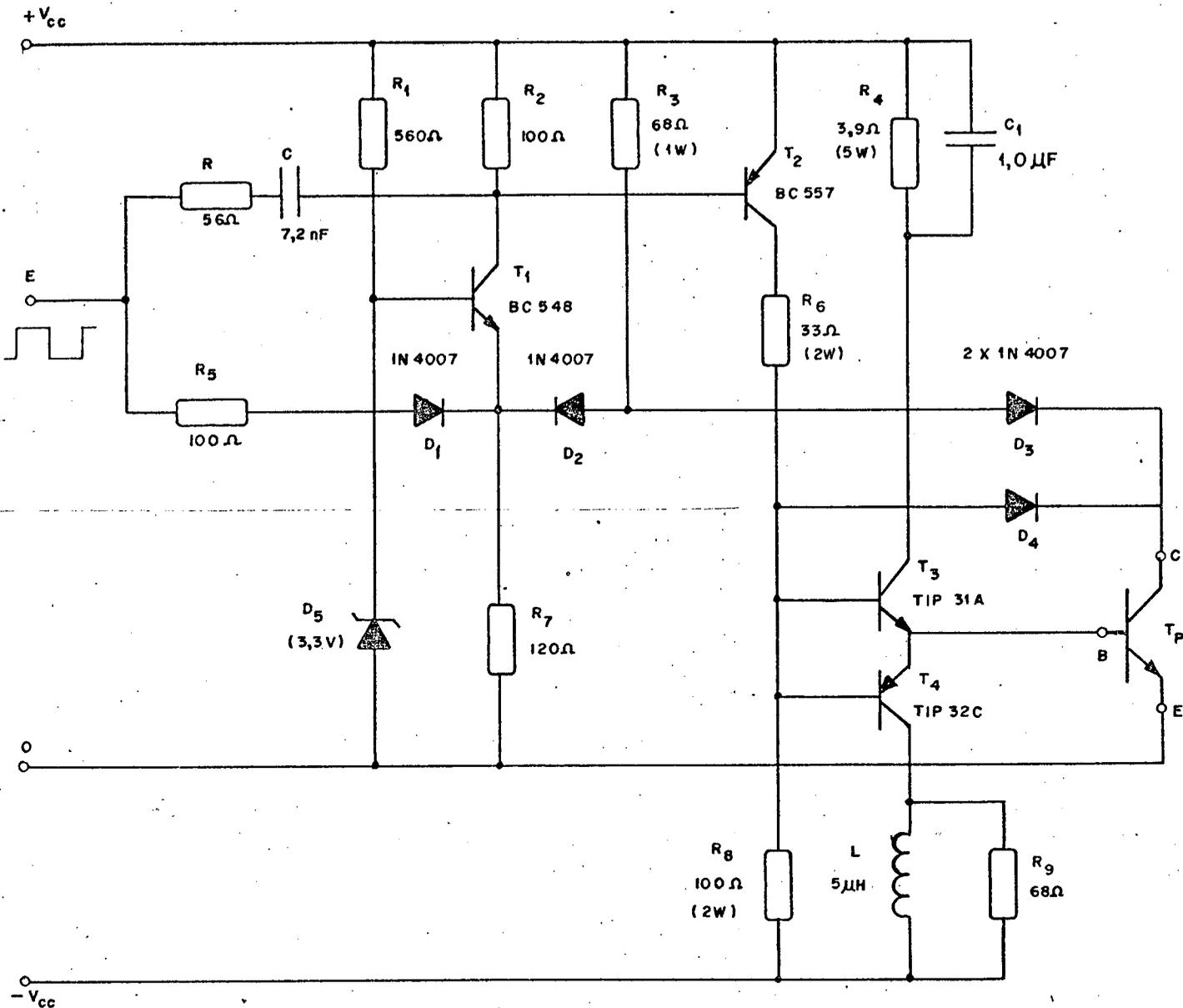


FIGURA 3.3 - Circuito do comando de base.

As especificações quanto aos componentes envolvidos neste circuito foram basicamente mantidas conforme as apresentadas na referência citada, substituindo-se apenas alguns componentes pelos seus equivalentes disponíveis no mercado.

Quanto à tensão de alimentação V_{cc} requerida por este comando, é exigido que para um bom desempenho do mesmo esteja aquela situada entre os valores de 6 a 10 volts. Assim, procurando não se trabalhar nos limites estipulados, optou-se por um valor

intermediário de tensão, qual seja ± 7 volts.

Com vistas a cumprir esta exigência foi necessário fazer-se um projeto de fontes de alimentação com estes valores, o qual encontra-se ao fim deste trabalho na forma do Apêndice 3.

Outra característica importante deste circuito é o fato de necessitar-se operar o transistor de potência em comutação. Desta forma é necessário que se tenha na entrada E do referido circuito uma forma de onda quadrada de mesma frequência daquela que se quer seja a frequência de chaveamento, com algumas características particulares. Este estudo é apresentado no ítem referente à lógica de comando do transistor de potência.

Feitas estas considerações iniciais, passar-se-á, agora, a fazer um estudo mais detalhado do funcionamento do circuito escolhido.

Quando se tem na entrada E o sinal em nível alto, enviado pela lógica de comando, o transistor de potência T_p encontra-se bloqueado.

O transistor T_1 está também bloqueado, uma vez que o seu terminal de emissor encontra-se num potencial mais elevado que o terminal de base, através do resistor R_3 . Assim sendo, estão bloqueados também os transistores T_2 e T_3 , pois não há caminho para circulação das suas correntes de base.

O transistor T_4 mantém a base do transistor de potência a um nível de tensão $-V_{cc}$.

A entrada em condução do transistor T_p se dá pela passagem do sinal proveniente da lógica de comando de um nível alto a um nível baixo. Quando isto ocorre, através da rede RC é fornecido um pico de corrente, devido à energia armazenada em C, de tal forma a colocar em condução o transistor T_2 . Isto perdura por

cerca de $2,5\mu\text{s}$.

Desta maneira é fornecida uma corrente de base ao transistor T_3 que por sua vez fornece também uma corrente de base ao transistor principal T_p .

Se a tensão coletor-emissor V_{CE} do T_p cai a um valor abaixo do fixado pelo diodo zener D_5 em menos de $2,5\mu\text{s}$, o diodo D_3 é posto em condução, desviando a corrente que circula na resistência R_3 e colocando o emissor de T_1 a um potencial inferior ao de sua base, colocando-o assim em condução. Este fornece então um caminho à corrente de base do T_2 , mantendo-o em condução e garantindo assim a condução também de T_3 e por conseguinte de T_p , durante o resto do semi-período de condução.

Se a queda da tensão coletor-emissor levar mais de $2,5\mu\text{s}$ ou se durante a condução, por um problema qualquer (sobrecarga, curto-circuito), V_{CE} se elevar acima do valor fixado pelo zener, atua a proteção do circuito, bloqueando o transistor principal, através do bloqueio de D_3 e por extensão T_1 , T_2 e T_3 .

O bloqueio, em condições normais, se dá pela passagem do sinal da lógica de comando do nível baixo para o nível alto, através do resistor R_5 e do diodo D_1 . Neste caso é bloqueado inicialmente T_1 , o que ocasiona também o bloqueio de T_2 e T_3 , bloqueando então T_p .

Entra neste momento em condução o transistor T_4 , colocando a base do T_p a um potencial negativo.

Esta tensão negativa imposta à base de T_p é importante na medida em que protege o transistor contra disparos acidentais devido a dV/dt e correntes parasitas (ruídos), garantindo também uma margem de segurança para o transistor no que diz respeito à tensão coletor-emissor V_{CE} , pois com a base a um valor negativo

de tensão o mesmo pode suportar uma tensão de até 850 volts (V_{CEX}).

3.4 - Lógica de Comando

A lógica de comando é o elemento que irá fornecer à entrada E do comando de base o sinal conveniente para atuação do mesmo, e que deve possuir a forma apresentada na Figura 3.4.

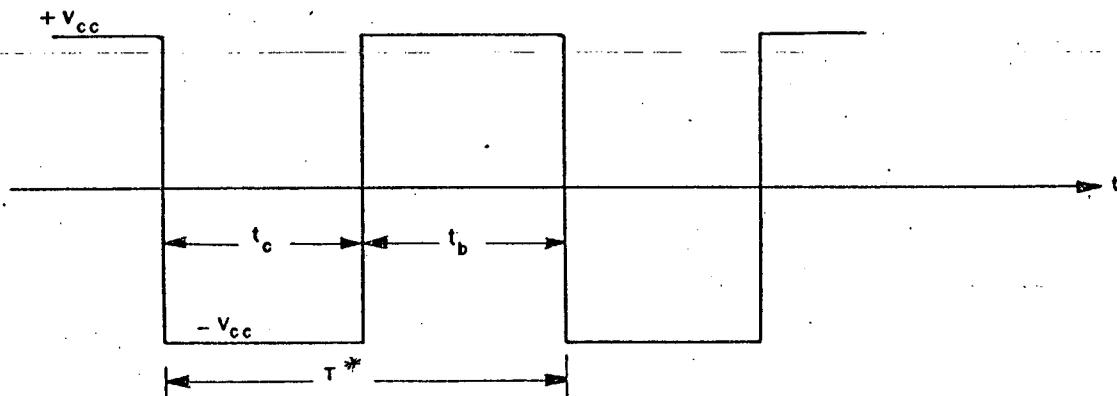


FIGURA 3.4 - Sinal para entrada do comando de base.

O sinal apresentado deve possuir níveis de tensão da ordem de ± 7 volts, conforme necessidade do comando de base.

Por outro lado, como uma das condições de projeto é que se tenha uma elevada frequência de chaveamento para o transistor de potência, exigir-se-á do circuito da lógica de comando que o mesmo forneça um sinal cuja frequência possa ser ajustada ao valor que se deseja.

Agora, a característica mais importante da lógica de comando é que através dela será feito o controle da tensão nos ter

minais de saída do regulador, por intermédio da variação da razão cíclica sobre o transistor de potência, exigindo então um sinal lógico que permita esta variação.

Vê-se pelo exposto que o circuito da lógica de comando representa em última análise o cérebro de toda a montagem que se pretende operar.

3.4.1 - Circuito Lógico e Suas Formas de Onda

A partir das necessidades que se fixou para o circuito em estudo, percebe-se que o mesmo tem duas funções bem definidas a cumprir e que podem ser separadas em blocos.

Inicialmente necessita-se de um circuito que possa fornecer um sinal quadrado, com os níveis exigidos, sobre o qual se tenha o controle da frequência.

Este circuito pode ser representado por um gerador de sinais triangulares e quadrados, à base de amplificadores operacionais e que é fartamente encontrado na literatura específica sobre aplicações práticas destes componentes.

A Figura 3.5 apresenta um destes circuitos, escolhido entre outros [7].

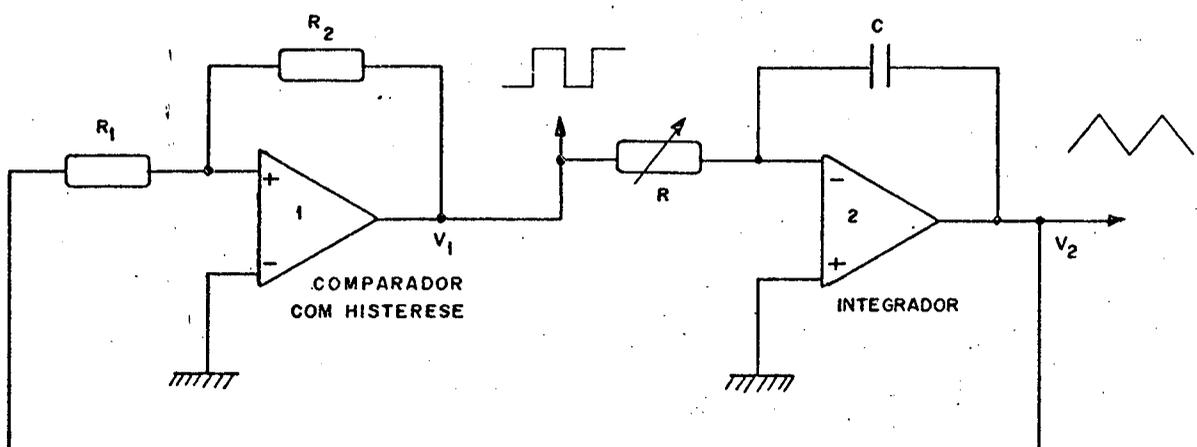


FIGURA 3.5 - Gerador de sinais triangulares e quadrados.

O circuito apresentado é composto por um comparador com histerese e por um integrador.

As formas de onda geradas por esta estrutura são as mostradas na Figura 3.6.

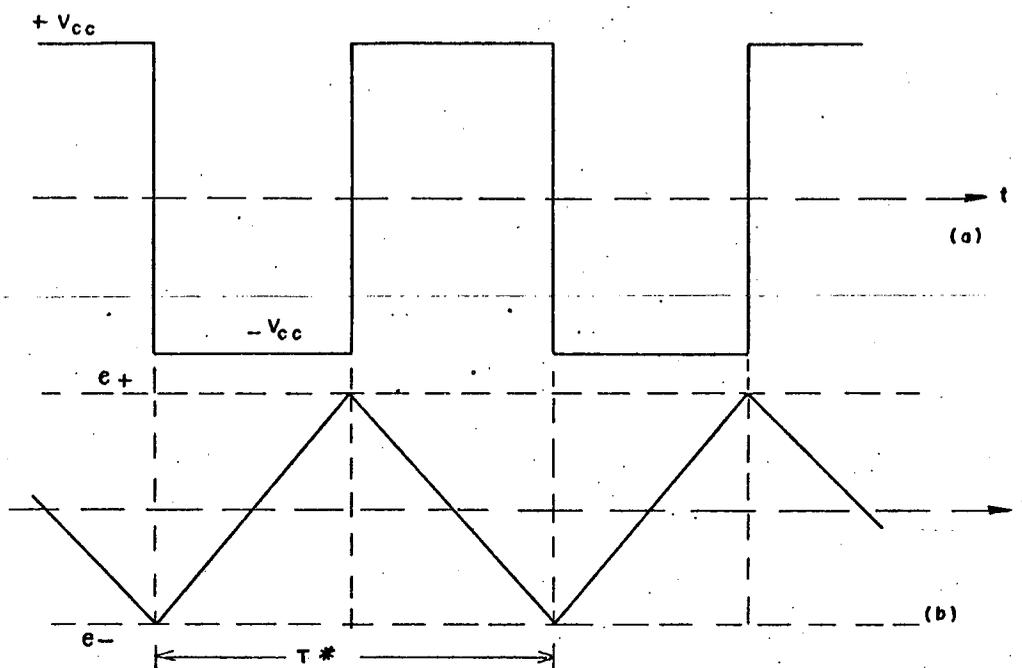


FIGURA 3.6 - Formas de onda geradas pelo circuito da Fig. 3.5. a) saída do comparador com histerese ("TRIGGER"). b) saída do integrador.

Analisando os sinais obtidos do gerador tem-se que:

- a saída V_1 do comparador pode assumir dois estados $+V_{cc}$ ou $-V_{cc}$.
- na entrada do integrador (2) tem-se uma tensão constante, fazendo com que a saída V_2 varie linearmente em função do tempo (sinal triangular).

Supondo que num dado instante tenha-se $V_1 = +V_{CC}$, ter-se-á o capacitor sendo carregado linearmente e a saída V_2 indo de + e para - e. Quando V_2 atinge a tensão de referência do comparador a saída V_1 muda de estado, passando a $-V_{CC}$. No semi-ciclo seguinte o processo se desenvolve de maneira análoga.

É importante que se apresente, agora, como se pode atuar sobre a frequência dos sinais gerados, uma vez ser esta a exigência principal que se quer.

O período dos sinais envolvidos é dado pela expressão:

$$T^* = 4 RC \frac{R_1}{R_2} \quad \dots (3.1)$$

Assim, tem-se que:

- variando-se R modifica-se a corrente de carga do capacitor, variando então a frequência.
- variando-se R_1 ou R_2 atua-se sobre as tensões de referência do comparador (e+, e-), variando assim a amplitude do sinal triangular. Pode-se variar também aqui a frequência, no entanto constata-se na prática ser mais fácil comandar a frequência através de R .

Tem-se até o momento cumpridas parte das exigências da lógica de comando, faltando, porém, um estágio que permita a variação da razão cíclica.

Pode-se facilmente conseguir isto tomando-se o sinal de saída V_2 do integrador do bloco já visto e passando-o através de um comparador com referência variável, tal como o mostrado na

Figura 3.7.

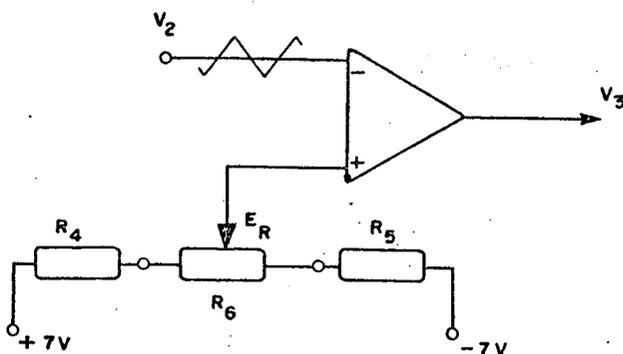


 FIGURA 3.7 - Comparador com referência variável.

Através da tensão de referência E_R , variável, comanda-se a razão cíclica. Os resistores R_4 e R_5 têm a função de limitar a excursão de E_R entre os valores extremos da onda triangular que é posta na entrada do comparador.

A forma de onda na saída V_3 é apresentada na Figura 3.8.

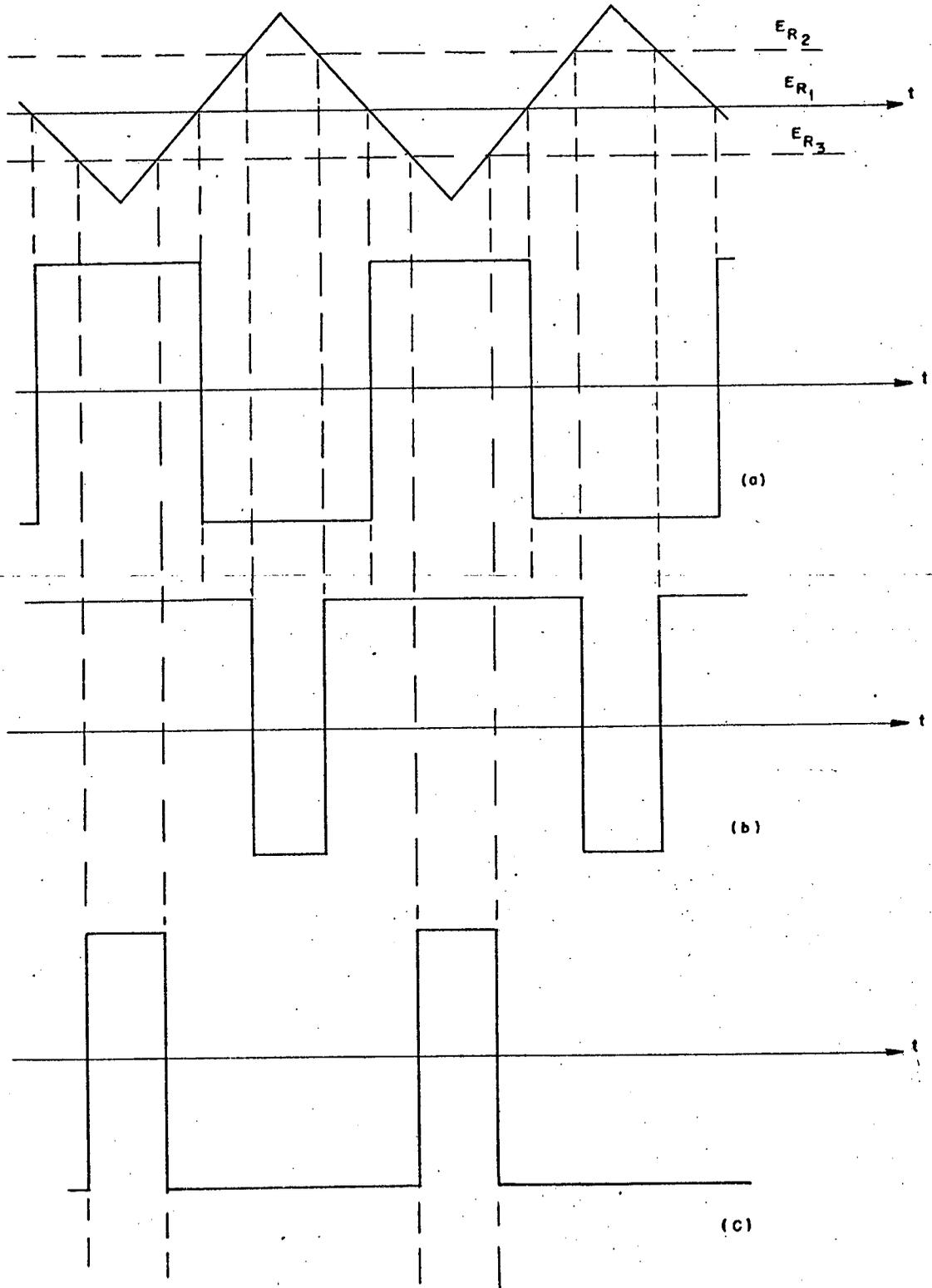


FIGURA 3.8 - Forma de onda na saída do comparador com referência variável.

- a) $E_R = E_{R1} = 0$
- b) $E_R = E_{R2} > 0$
- c) $E_R = E_{R3} < 0$

Com o que foi até aqui apresentado tem-se cumpridas todas as exigências requeridas pelo circuito da lógica de comando, o qual em sua versão final é dada na Figura 3.9.

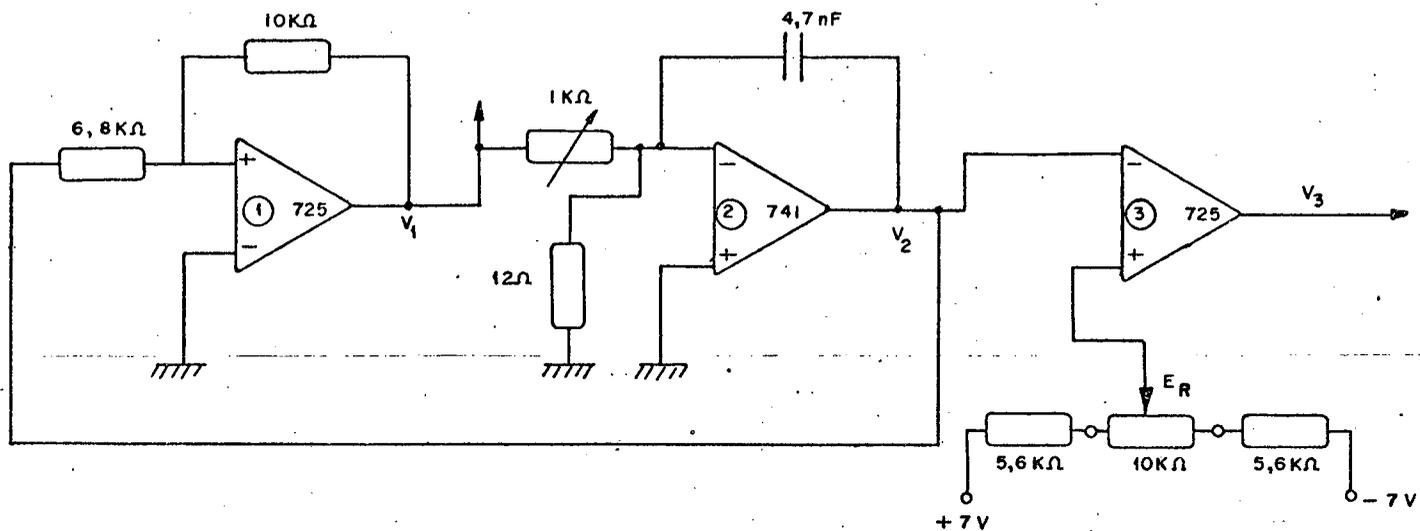


Figura 3.9 - Circuito para lógica de comando do transistor de potência.

Alguns dados quanto ao aspecto operacional do circuito da Figura 3.9 devem ser lembrados quando da implementação do mesmo.

O primeiro deles refere-se à alimentação dos amplificadores operacionais, que deverá ser de ± 7 volts, por exigência de projeto. Tal alimentação será fornecida pelas fontes auxiliares que estão presentes no Apêndice 3.

Outro dado importante diz respeito ao tipo de operacional a ser utilizado, devido ao fato de se trabalhar com alta frequência. Na maioria das aplicações utilizou-se o amplificador RC 725, com um bom desempenho.

3.5 - Circuito de Ajuda à Comutação [6], [8]

Um circuito de ajuda à comutação é um circuito passivo, composto de diodos, resistores, indutores e capacitores, capaz de estocar momentaneamente energia.

Possui a finalidade principal de diminuir as perdas do transistor de potência durante a sua comutação. Isto pode ser conseguido evitando-se que sobre o transistor estejam presentes simultaneamente tensão e corrente elevadas.

Por intermédio da Figura 3.10 mostra-se o princípio de funcionamento de um circuito de ajuda à comutação.

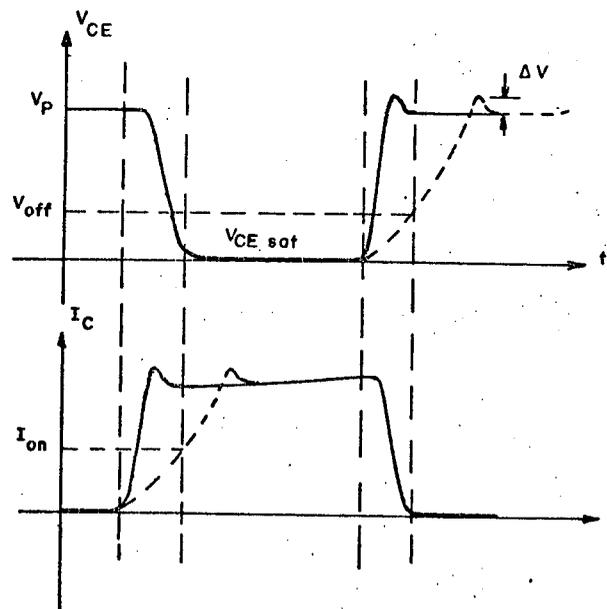


FIGURA 3.10 - Princípio do circuito de ajuda à comutação [8].

Vê-se pela figura que se procura limitar o crescimento da corrente durante o disparo e segurar a subida da tensão no bloqueio, fazendo assim reduzir as perdas.

Apesar de os circuitos de ajuda à comutação normalmente apresentarem indutor e capacitor para atuarem durante o disparo e o bloqueio, respectivamente, no presente caso não há a necessidade de uma atuação no disparo, devido ao tipo de carga que se tem presente. Ficar-se-á, então, com um circuito de ajuda à comutação onde somente está presente o capacitor. Tem-se então o circuito da Figura 3.11.

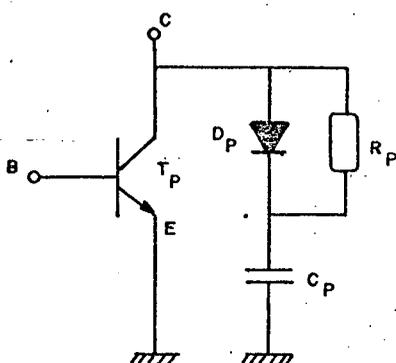


FIGURA 3.11 - Circuito de ajuda à comutação.

O funcionamento deste circuito dá-se da seguinte maneira.

Quando o transistor inicia o bloqueio a sua corrente de coletor passa a ser desviada através do diodo D_p para o capacitor C_p que começa a se carregar até atingir a tensão $V_{CE} = V_p$ quando é bloqueado o diodo. Assim, a tensão sobre os terminais do transistor cresce menos rapidamente.

Por ocasião do disparo do transistor dá-se a descarga do capacitor através de R_p .

Para efeitos de determinação dos componentes envolvidos na implementação do circuito algumas considerações precisam ser feitas. São elas:

- a tensão a considerar-se sobre o transistor quando bloqueado é a tensão de pico (V_p) da alimentação;
- quando da entrada em condução do transistor, a carga armazenada no capacitor e descarregada através do resistor é jogada sobre o transistor, ocasionando uma ondulação ΔI na corrente de coletor do mesmo;

$$\Delta I = \frac{V_p}{R_p} \quad (3.2)$$

- o tempo de descarga do capacitor deve ser menor que o tempo mínimo de condução do transistor.

Com as considerações já feitas é possível partir-se para o cálculo dos elementos do circuito de ajuda à comutação.

O tratamento matemático pode ser feito utilizando-se as seguintes expressões [6]:

$$a) V_{off} = \frac{I_{CR}}{2C_p} \cdot t_{off} \quad \dots (3.3)$$

Onde:

V_{off} = tensão coletor-emissor quando a corrente de coletor do transistor se anula (ver Figura 3.10)

I_{CR} = corrente de carga

C_p = capacitância do C.A.C.

t_{off} = tempo de bloqueio do transistor.

$$b) R_p \geq \frac{V_p}{\Delta I} \quad \dots (3.4)$$

Onde:

V_p = tensão de pico da alimentação

ΔI = corrente posta sobre o transistor pela descarga de C.

R = resistência do C.A.C.

$$c) t_{cmín} = 3R_p C_p \quad \dots (3.5)$$

Onde:

$t_{cmín}$ = tempo de descarga mínimo do capacitor

Algumas colocações necessitam ser feitas a título de observação.

Pela expressão (3.3) vê-se que para diminuir V_{off} , que seria o recomendável, pode-se apenas aumentar o valor de C_p , já que os demais elementos não são acessíveis. Por outro lado, isto ocasionaria um aumento no tempo de descarga do capacitor, o que deve ser evitado. Porém, a partir da expressão (3.5), onde considerou-se que o capacitor se descarrega em 3 constantes de tempo, pode-se atuar sobre R_p , diminuindo-o, reduzindo então $t_{cmín}$. Mas, diminuindo R_p , aumenta ΔI na expressão (3.4).

Isto mostra que as expressões para o cálculo do circuito de ajuda à comutação estão todas interligadas, exigindo um procedimento iterativo.

Há que fazer-se ainda algumas especificações sobre o diodo a ser utilizado. Este deve ser do tipo rápido e capaz de suportar valores de tensão e corrente compatíveis com os valores em

volvidos no regulador, quais sejam $I_{CR} = 5A$ e $V_{pico} = 311$ volts.

3.6 - Realização de um Protótipo

Serão aqui analisados dados de laboratório relativos a ensaios efetuados com a estrutura proposta em sua forma simplificada (alimentação de carga resistiva), com vistas à verificação do desempenho do protótipo em questão.

3.6.1 - Estrutura Objeto dos Ensaios

A estrutura geral, sobre a qual foram realizados os ensaios, é a apresentada na Figura 3.12.

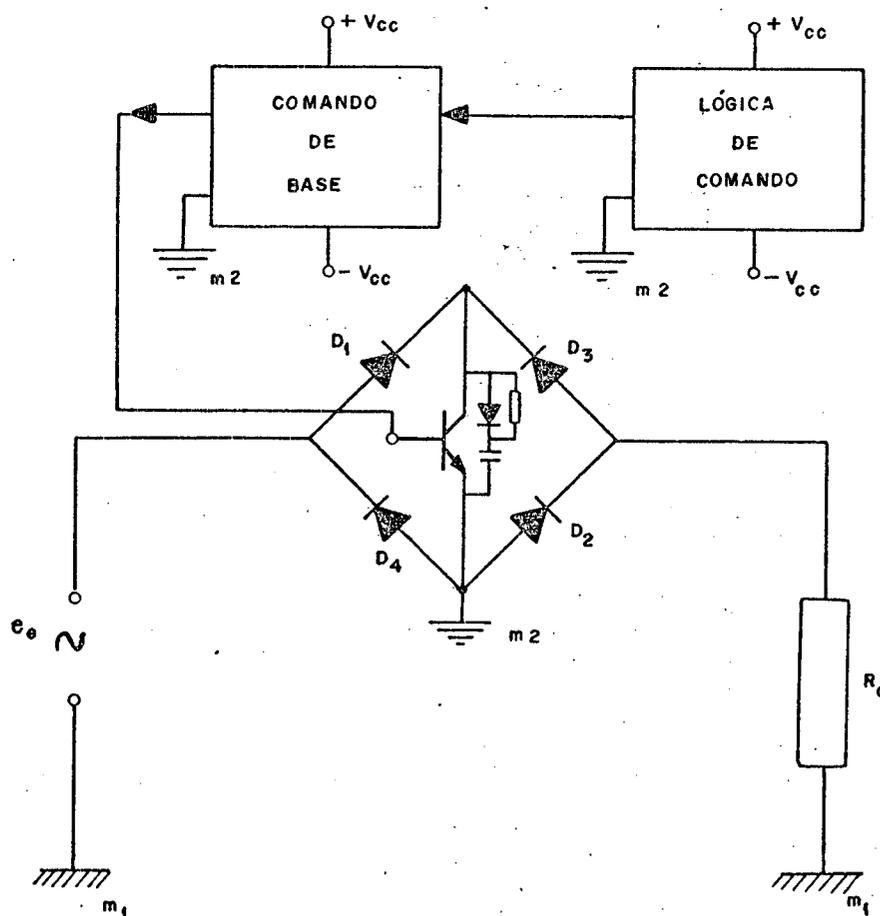


FIGURA 3.12 - Estrutura geral para carga resistiva

3.6.2 - Ensaio Realizados

Os ensaios feitos têm como objetivo principal a comprovação do princípio de funcionamento proposto para a estrutura enfocada no presente trabalho. Com isto busca-se demonstrar, de forma prática, todo o estudo realizado até este momento sobre a montagem e seus elementos constituintes.

O roteiro obedecido para a execução dos ensaios de laboratório acompanhou o seguinte encaminhamento:

- inicialmente fez-se variar a tensão de alimentação, sob baixa corrente, desde zero até o valor de projeto, qual seja $E_e = 220$ volts. Para tanto utilizou-se um variador de tensão. A finalidade deste ensaio foi a de comprovar se o transistor e os demais elementos da estrutura teriam realmente capacidade de trabalhar a este nível de tensão.
- o ensaio seguinte, uma vez feita a comprovação anterior, foi aumentar-se gradativamente a corrente da estrutura, variando-se para isto o valor da carga a ser alimentada.

A intenção deste ensaio era a de verificar o comportamento dos elementos da montagem, bem como a relação entre corrente e tensão sobre o transistor. A tensão de alimentação já foi, neste caso, tomada diretamente da rede.

Com as observações de tensão e corrente sobre a estrutura, partiu-se para a análise dos diversos elementos constituintes da mesma.

Assim, observou-se a influência da variação da razão cíclica sobre a tensão e corrente, tanto na carga quanto sobre o transistor.

Procurou-se verificar ainda os desempenhos do circuito de ajuda à comutação, do comando de base e da lógica de comando envolvidos no processo.

3.6.3 - Resultados Obtidos a Partir dos Ensaios

As condições sob as quais realizaram-se os ensaios foram:

Tensão de alimentação: $E_e = 220V$

Corrente de carga* : $I_{CR} = 3,5A$

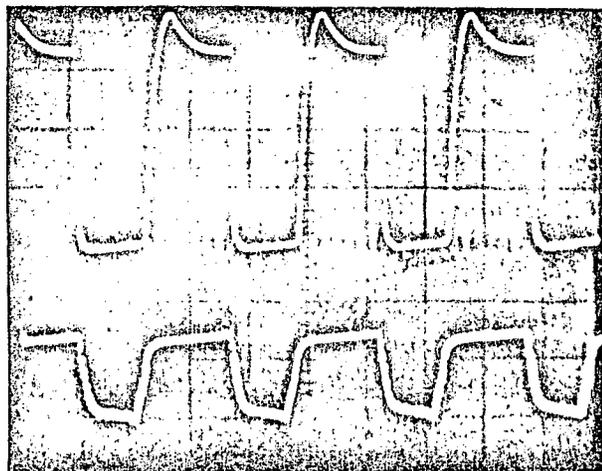
Não foi aumentada mais a corrente de carga por ter-se presente o fato de que estes ensaios não tinham a finalidade precípua de comprovar a capacidade de potência da estrutura e sim testar o funcionamento geral da mesma para, posteriormente, fazer-se uma análise completa, com carga RL.

Passar-se-ã, agora, à apresentação de uma série de fotografias mostrando a evolução dos sinais na estrutura, desde a lógica de comando até a carga.

Na foto 1 vê-se a tensão coletor-emissor (V_{CE}) do transistor frente ao sinal proveniente da lógica de comando. Pode-se comprovar daí o funcionamento adequado do comando de base conforme descrito no item 3.3.1, isto é, vê-se o disparo e o bloqueio do transistor de acordo com a variação do sinal lógico.

* Exceto nos casos em que houve variação da razão cíclica.

FOTO 1



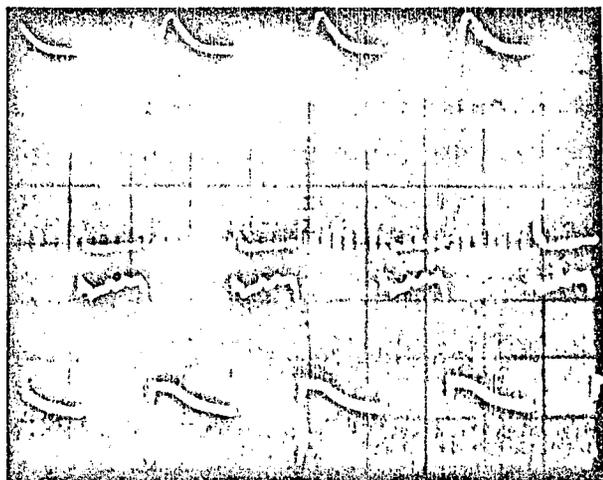
No alto : Tensão V_{CE} do transistor
Esc.: 100V/div

Em baixo: Sinal de comando
Esc.: 5V/div

Escala de tempo: 20 μ s/div

Na foto 2 tem-se a presença da forma da tensão na base do transistor relativamente à tensão V_{CE} do mesmo. Confirma-se aí a forma que se deve ter para a tensão de base, a partir das considerações feitas no ítem 3.3.

FOTO 2



No alto : Tensão V_{CE} do transistor
Esc.: 100V/div

Em baixo: Tensão V_{BE} do transistor
Esc.: 2V/div

Escala de tempo: 20 μ s/div

A foto 3 apresenta a corrente de coletor (I_C) do transistor frente à sua tensão coletor-emissor (V_{CE}).

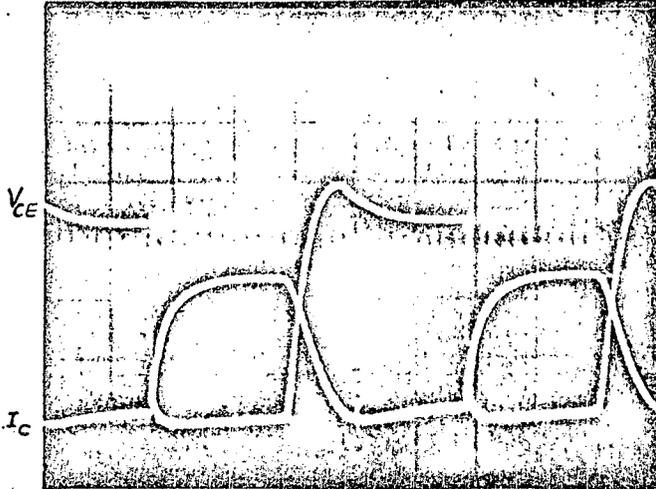


FOTO 3

Tensão V_{CE} - Esc.: 100V/div

Corrente I_C - Esc.: 2A/div

Escala de tempo: 10 μ s/div

Vê-se aí a influência do circuito de ajuda à comutação. Primeiramente no fato de ter-se retardado a subida da tensão, quando do bloqueio, muito embora este retardo tenha sido menor do que seria de se esperar pelo circuito dimensionado. Este assunto, no entanto, será posteriormente retomado quando do projeto para alimentação de uma carga RL (capítulo seguinte).

Por outro lado percebe-se que por ocasião do disparo não se tem a presença simultânea de tensão e corrente elevadas sobre o transistor, o que é bastante vantajoso, por reduzir as perdas.

Outra influência do circuito de ajuda à comutação é a limitação da sobretensão imposta ao transistor quando do bloqueio, mantendo-a a um valor plenamente aceitável (cerca de 60V).

As fotos 4 a 8 mostram aspectos da tensão sobre a

carga, em diferentes situações.

Inicialmente tem-se na foto 4 uma amostra geral da tensão sobre a carga, onde se pode ver que a mesma acompanha o perfil da senóide, somente que ainda está presente aí o conteúdo harmônico, pois não foi feita nenhuma filtragem, a qual somente será considerada quando do estudo da estrutura completa para carga RL.

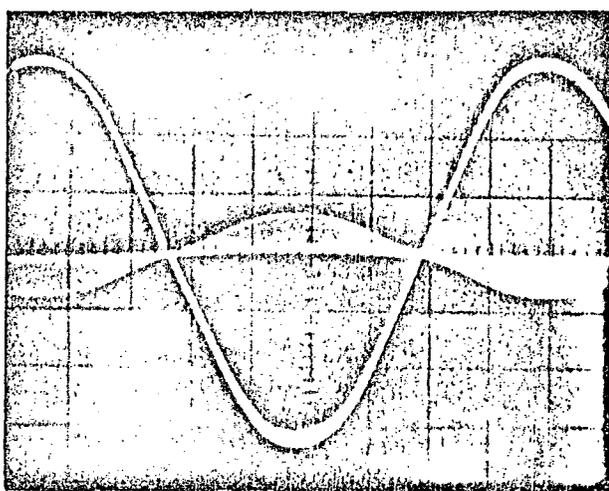


FOTO 4

Tensão na carga (sem filtragem)

Esc.: 100V/div

Escala de tempo: 2 μ s/div

Nas fotos 5 a 8 também é representada a tensão sobre a carga, porém agora fazendo-se variações na razão cíclica. Para a foto 5 foi imposta uma razão cíclica $R \approx 0,25$, a mínima para os ajustes feitos, o que fornece uma tensão eficaz sobre a carga de 55 volts. Já na foto 6, $R \approx 0,95$, a máxima utilizada fornecendo uma tensão na carga de 210 volts eficazes.

Isto vem comprovar, o que se propunha com a estrutura apresentada, isto é, uma grande gama de variação da tensão de saída do regulador.

Esta variação que teoricamente seria de 0 a 100% tem limitações práticas (razão cíclica mínima e máxima). Tal imposição deve-se ao fato de haver a necessidade dos retardos entre a condução e o bloqueio dos transistores.

Ainda assim, no presente trabalho, não se chegou aos limites possíveis, bastando para isto fazer-se os ajustes necessários na varia

ção da razão cíclica, tendo-se presente porém que os mesmos são bastante delicados.

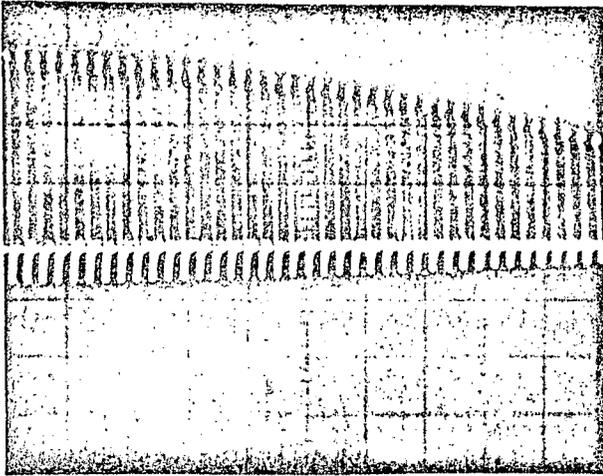


FOTO 5

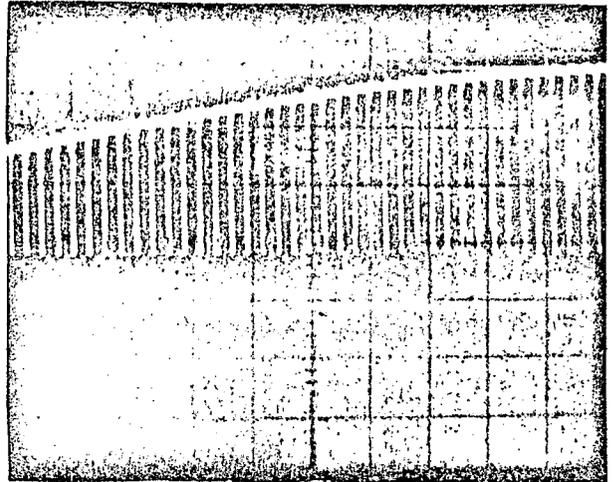


FOTO 6

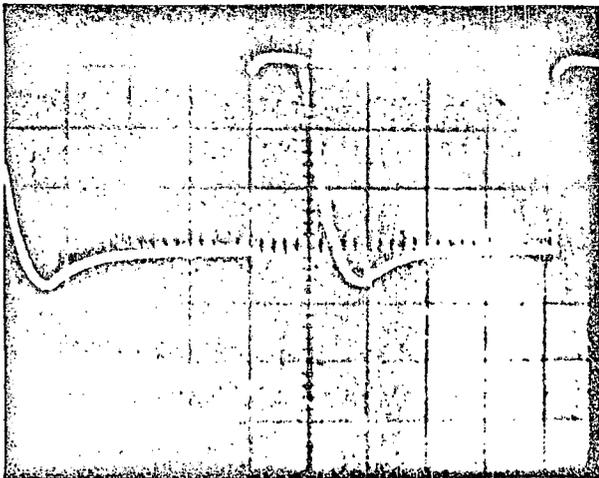


FOTO 7

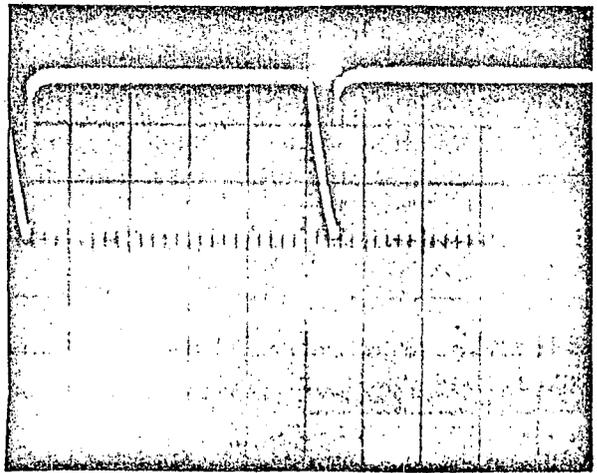


FOTO 8

TENSÃO NA CARGA

FOTO 5: $R \cong 0,25$; $V_{ef} = 55V$	} Esc. tensão 100V/div
FOTO 6: $R \cong 0,95$; $V_{ef} = 210V$	
FOTO 7: $R \cong 0,25$; $V_{ef} = 55V$	} Esc. tensão 100V/div
FOTO 8: $R \cong 0,95$; $V_{ef} = 210V$	

3.7 - Conclusões

Do que foi apresentado neste capítulo podem ser tiradas duas conclusões práticas da maior importância para o trabalho como um todo.

A primeira delas é o fato de ter sido feita a comprovação do princípio de funcionamento esperado para a estrutura em estudo.

Obteve-se também a confirmação de que a tensão de saída do regulador pode ser controlada pela variação da razão cíclica, através da lógica de comando, o que representa uma das principais proposições deste trabalho.

CAPÍTULO 4

REALIZAÇÃO DE UM PROTÓTIPO PARA OPERAÇÃO COM CARGA RL

4.1 - Introdução

A estrutura para alimentação de uma carga indutiva requer alguns elementos a mais que a utilizada para uma carga resistiva.

Agora, pela característica da carga, a corrente não mais se extingue de maneira natural quando a tensão se anula. Assim sendo, precisa-se oferecer um caminho para a circulação da corrente de carga por ocasião do bloqueio do transistor principal e que vem a ser o ramo de roda-livre.

Este caminho alternativo é obtido em última análise pela duplicação da estrutura utilizada para alimentação de carga resistiva, salvo alguns aspectos particulares que serão tratados dentro deste capítulo.

4.2 - Estrutura Básica Ideal

É necessário que se tenha presente neste momento, para uma maior compreensão do funcionamento da estrutura, o tipo de forma de onda que se quer obter nos terminais de saída da mesma.

A Figura 4.1 apresenta tal tipo de forma de onda.

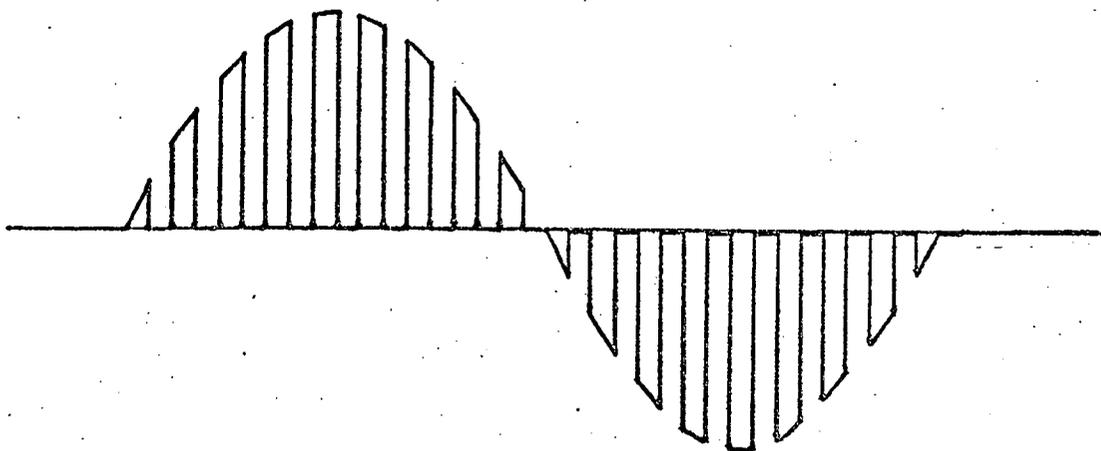


FIGURA 4.1 - Forma de onda nos terminais de saída do regulador.

Convém lembrar, antes de mais nada, que a carga a ser alimentada pela estrutura é agora indutiva.

Com base nisto pode-se pensar em um circuito básico do tipo mostrado na Figura 4.2.

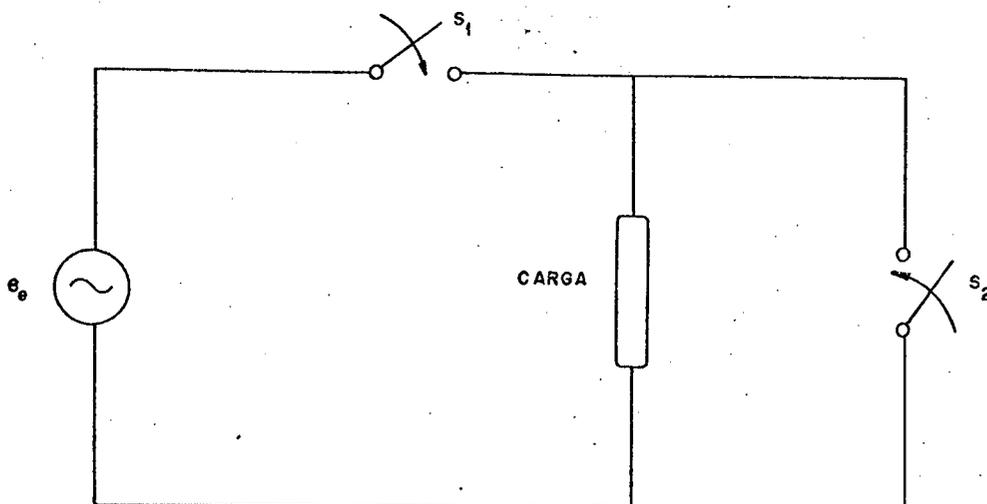


FIGURA 4.2 - Circuito básico para alimentação da carga RL.

Percebe-se da figura que o fechar e abrir da chave

S_1 faz a conexão e desconexão, respectivamente, da tensão de alimentação à carga. Como neste caso a corrente na carga não se anula naturalmente com a tensão, necessita-se que ao abrir a chave S_1 seja fechada S_2 , a fim de oferecer um caminho à circulação da corrente. Por outro lado, ao fechar-se S_1 a chave S_2 deve ser aberta, evitando assim o curto-circuito na tensão de alimentação.

As chaves S_1 e S_2 devem, portanto, funcionar de maneira complementar.

Considerando-se, agora, que se deseja que a comutação de S_1 e S_2 seja feita a uma alta frequência, necessita-se para tanto de chaves capazes de operar nestas condições.

Isto pode ser conseguido com o uso de transistores, levando a uma estrutura básica do tipo mostrado na Figura 4.3.

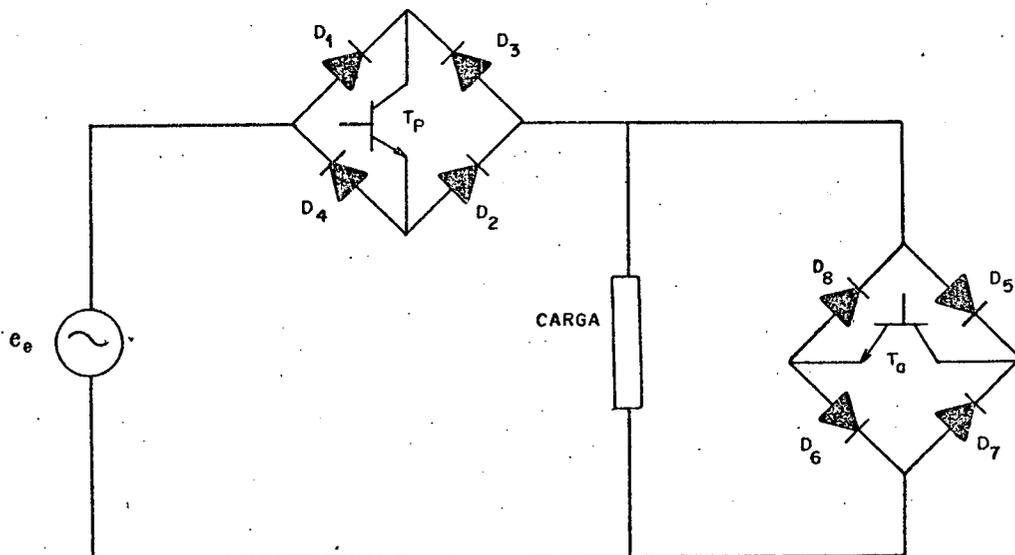


FIGURA 4.3 - Estrutura básica ideal.

4.2.1 - Sequências de Funcionamento da Estrutura Ideal

O funcionamento dos dois ramos da estrutura dá-se de maneira complementar, isto é, quando um dos transistores está con

duzindo o outro está bloqueado e vice-versa;

Analisar-se-á, então, como ocorre o processo ao longo do tempo, considerando para tanto que a tensão de alimentação esteja no seu semi-ciclo positivo.

Num primeiro instante far-se-á uma análise simplificada, considerando os componentes da estrutura como ideais.

Supondo que o transistor principal (T_p), após receber um comando de disparo, esteja conduzindo, ter-se-á a situação apresentada na Figura 4.4.

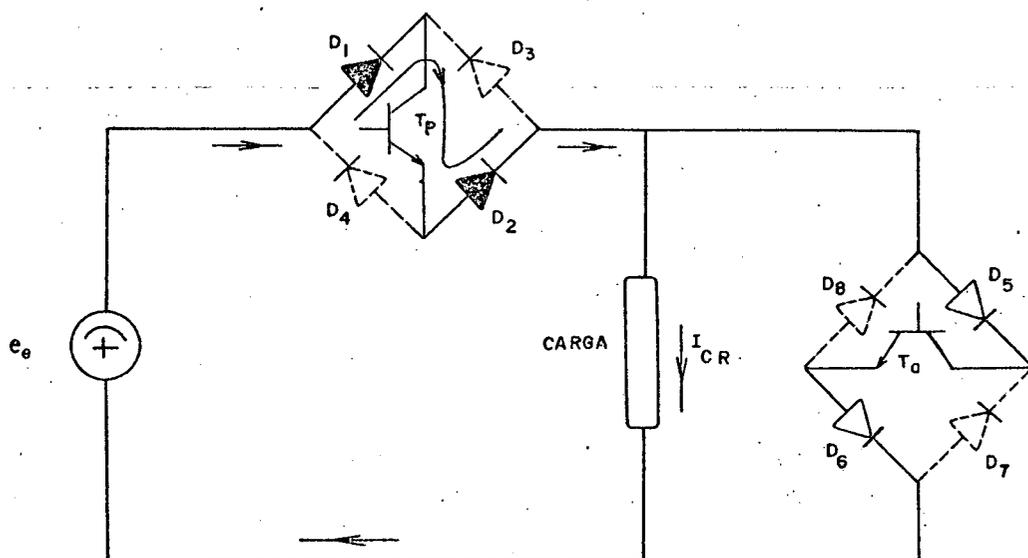


FIGURA 4.4 - Sequência de funcionamento com T_p conduzindo.

Após um determinado tempo em que o T_p esteja conduzindo, deseja-se bloqueá-lo, enviando um comando adequado para tal. Neste mesmo instante, uma vez que considerou-se ideais os componentes, o transistor auxiliar (T_a) recebe um comando de disparo, colocando-o em condução, capacitando-o a executar a roda-livre, como visto na Figura 4.5.

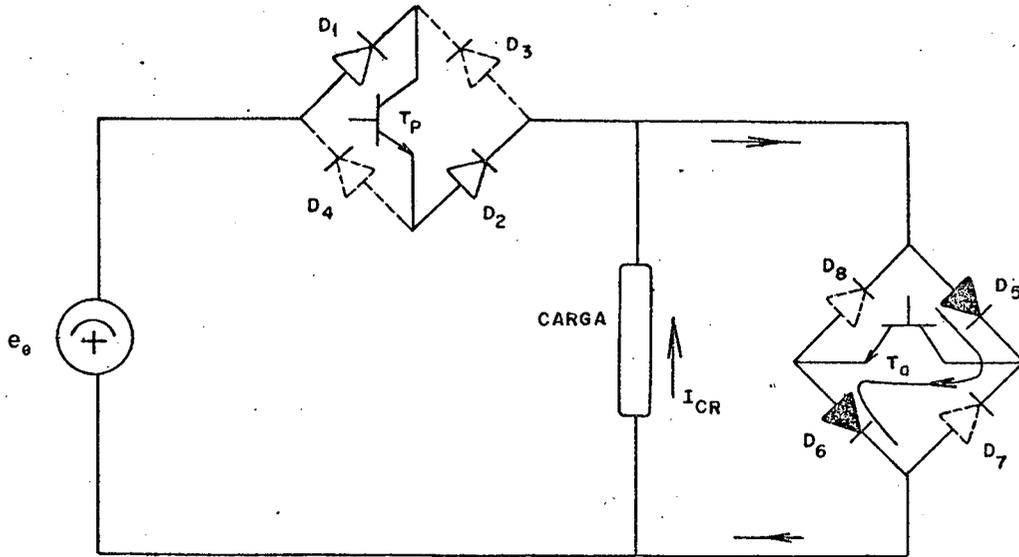


FIGURA 4.5 - Seqüência de funcionamento com T_a conduzindo.

Por sua vez, ao bloquear-se o T_a , novamente se coloca em condução o T_p , fechando o ciclo.

Os diodos são, neste caso, bloqueados pela anulação da corrente sobre os mesmos.

4.3 - Estrutura Básica Real e Circuito de Ajuda à Comutação

Tendo-se presente a análise feita para o caso ideal, proceder-se-á um estudo mais completo do funcionamento da estrutura, considerando-se os componentes reais, bem como a presença de um circuito de ajuda à comutação, necessário neste caso.

A estrutura básica real é a apresentada na Figura 4.6.

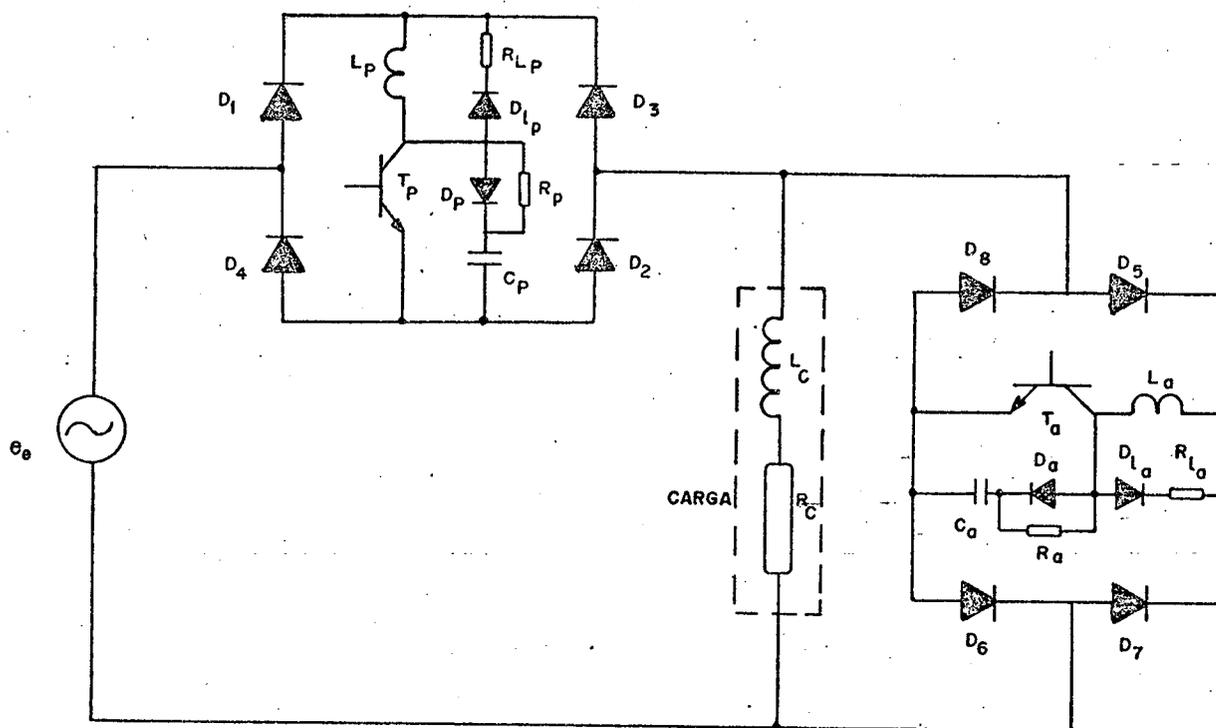


FIGURA 4.6 - Estrutura básica com circuito de ajuda à comutação.

4.3.1 - Circuito de Ajuda à Comutação

Antes de se passar à descrição das seqüências de funcionamento da estrutura far-se-á uma análise breve do circuito de ajuda à comutação utilizado na mesma.

Partindo-se do pressuposto de que a explanação quanto às necessidades e o princípio de funcionamento deste tipo de circuito já foi feita no Capítulo 3, tratar-se-á aqui somente das particularidades do mesmo, devido ao fato de se estar trabalhando agora com uma carga RL.

Inicialmente é preciso considerar que a freqüência de chaveamento dos transistores foi alterada, adotando-se para o

caso $f^* = 5\text{kHz}$. Isto implica um redimensionamento dos elementos do circuito, utilizando para tal as mesmas expressões já vistas para o caso de carga resistiva.

Um outro problema surgido, em função do tipo de carga e do aumento da corrente na mesma, relativamente ao caso anterior, foi o surgimento de picos de corrente bastante elevados sobre os transistores, por ocasião do disparo destes. A fim de solucionar-se este problema agregou-se ao circuito da ajuda à comutação inicial um outro ramo, com a finalidade de limitar o crescimento da corrente no disparo.

Pelas considerações feitas, o circuito de ajuda à comutação adotado é o que se tem na Figura 4.7.

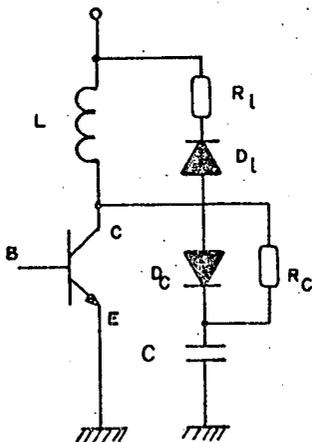


FIGURA 4.7 - Circuito de ajuda à comutação.

O funcionamento, de maneira simplificada, da parte que foi inserida no circuito anteriormente existente, pode ser descrita como segue:

- Quanto maior o valor de L , menor o pico de corrente e as perdas do transistor, porém maior será o tempo de roda-livre do circuito L, D_l, R_l , limitando a frequência de operação da montagem.

- Quanto maior R_{ℓ} , maior a sobretensão no bloqueio e menor o tempo de descarga da energia armazenada em L .

Com base nestas considerações escolheu-se determinados valores para L e R_{ℓ} , testando-os no circuito em funcionamento e ajustando-os de modo a conseguir um bom desempenho.

O diodo D_{ℓ} é do mesmo tipo do já utilizado no circuito de ajuda à comutação visto anteriormente.

Com este tipo de circuito conseguiu-se reduzir as perdas totais (disparo e bloqueio) sobre o transistor, garantindo-se ainda um pico de corrente aceitável no disparo.

4.3.2 - Seqüências de Funcionamento da Estrutura Real

Considere-se como ponto de partida o exato momento em que o transistor principal (T_p), após ter sido disparado, entrando portanto em condução, tenha sua corrente de coletor igual à corrente de carga. Tem-se deste modo a situação apresentada na Figura 4.8.

Ocorre nesta situação, durante um pequeno intervalo de tempo, a evacuação da energia armazenada no indutor L_a , do circuito de ajuda à comutação do transistor auxiliar, através do circuito de roda-livre L_a , $D_{\ell a}$ e $R_{\ell a}$.

Os diodos D_1 e D_2 estão também em condução, desde o momento em que T_p foi disparado.

O transistor T_a , do ramo auxiliar, encontra-se bloqueado.

No momento em que o transistor T_p recebe um comando de bloqueio, a sua corrente de coletor passa a ser desviada para o

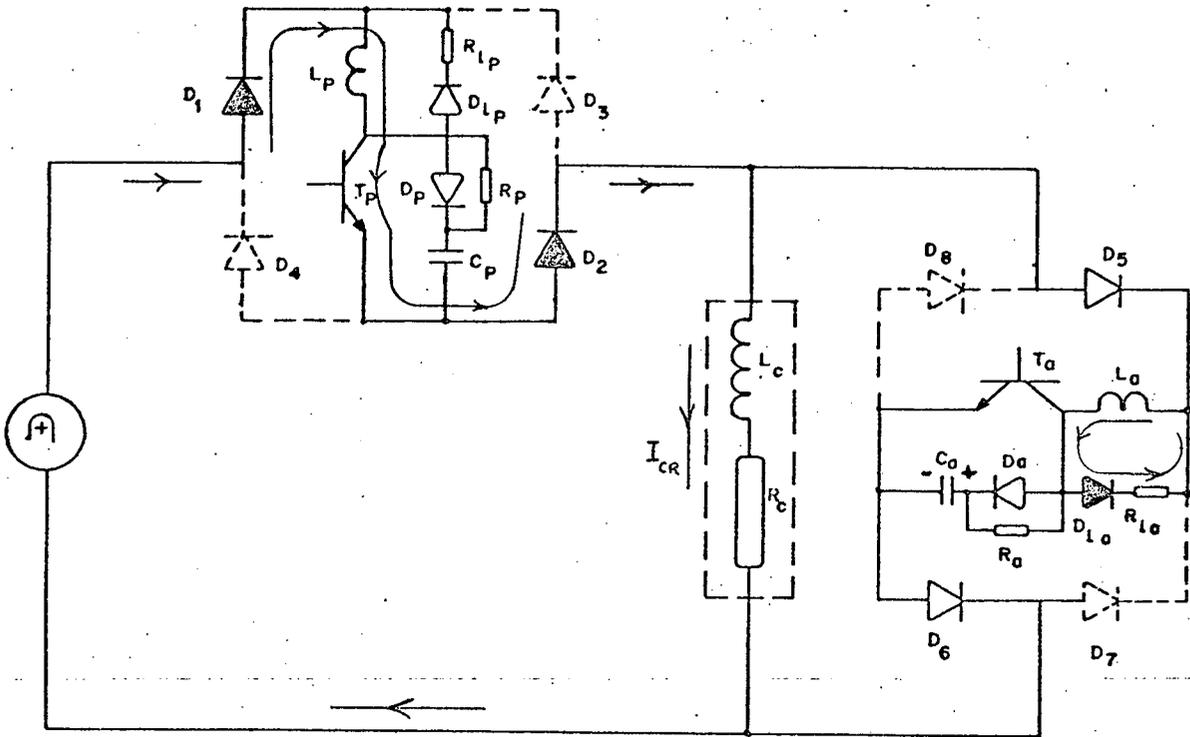


FIGURA 4.8 - Seqüencia com T_p conduzindo e circuito de roda-livre do transistor auxiliar operando.

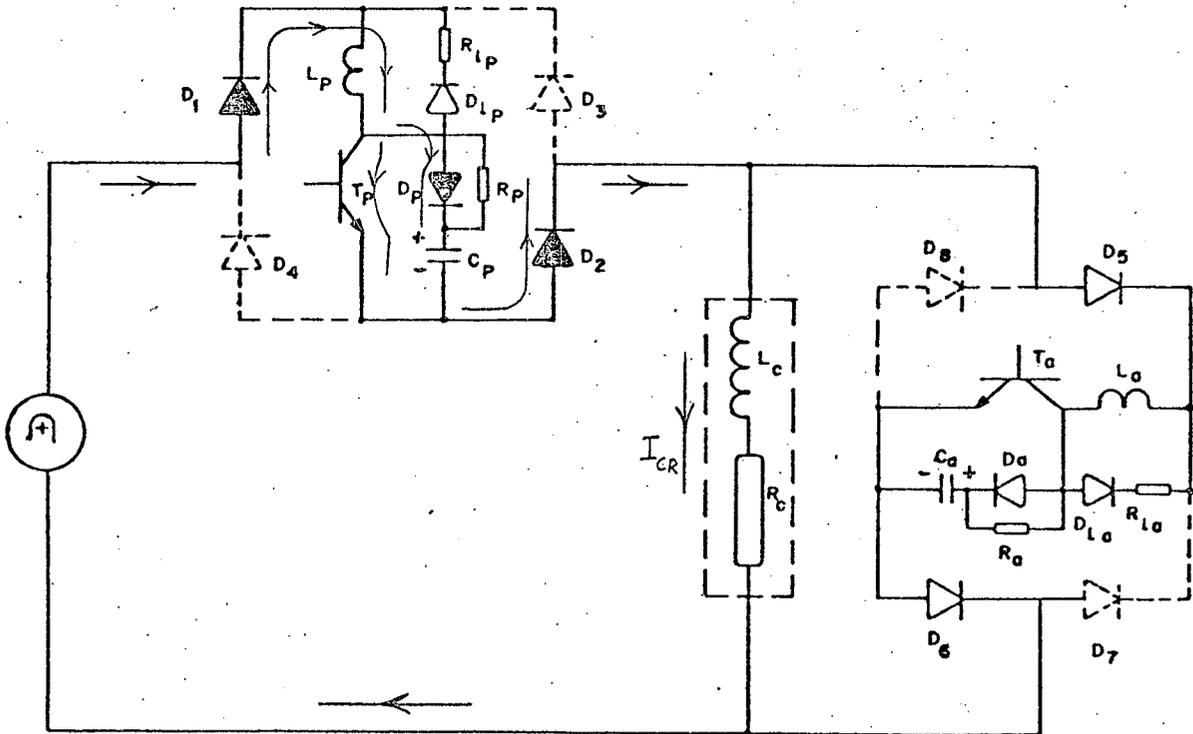


FIGURA 4.9 - Transferência da corrente do T_p para o seu C.A.C. - bloqueio de T_p

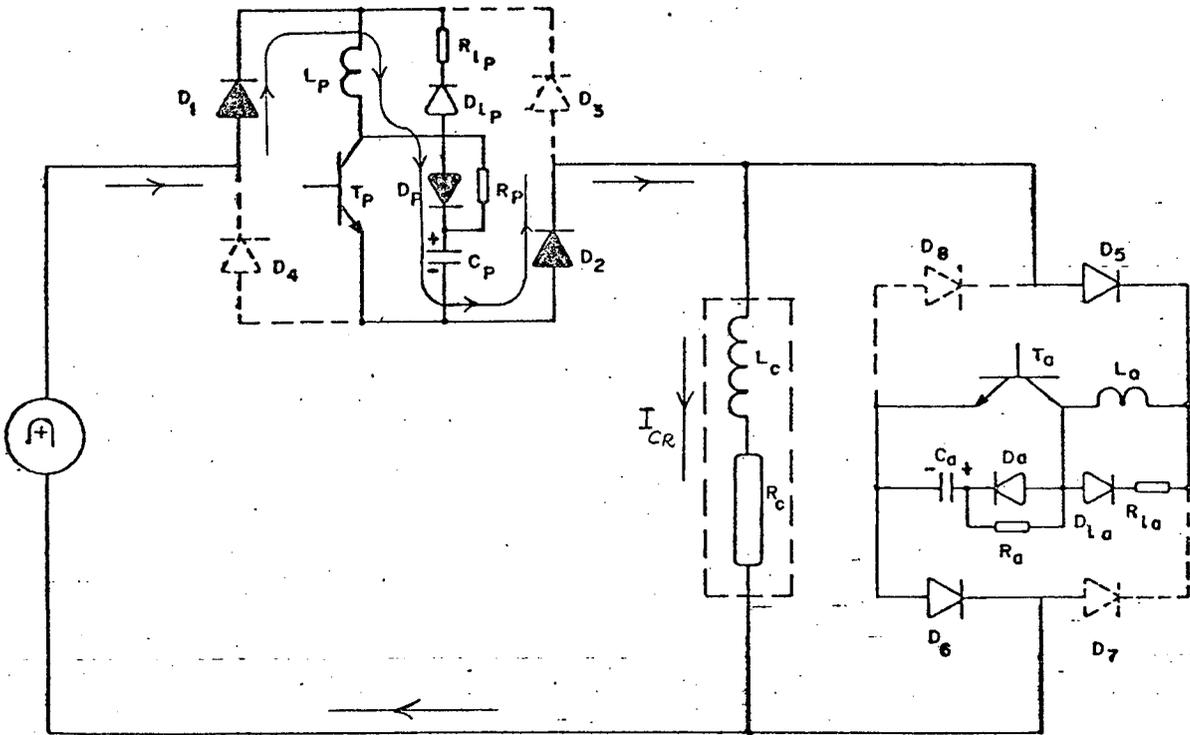


FIGURA 4.10 - Corrente de carga assumida pelo C.A.C. integralmente.

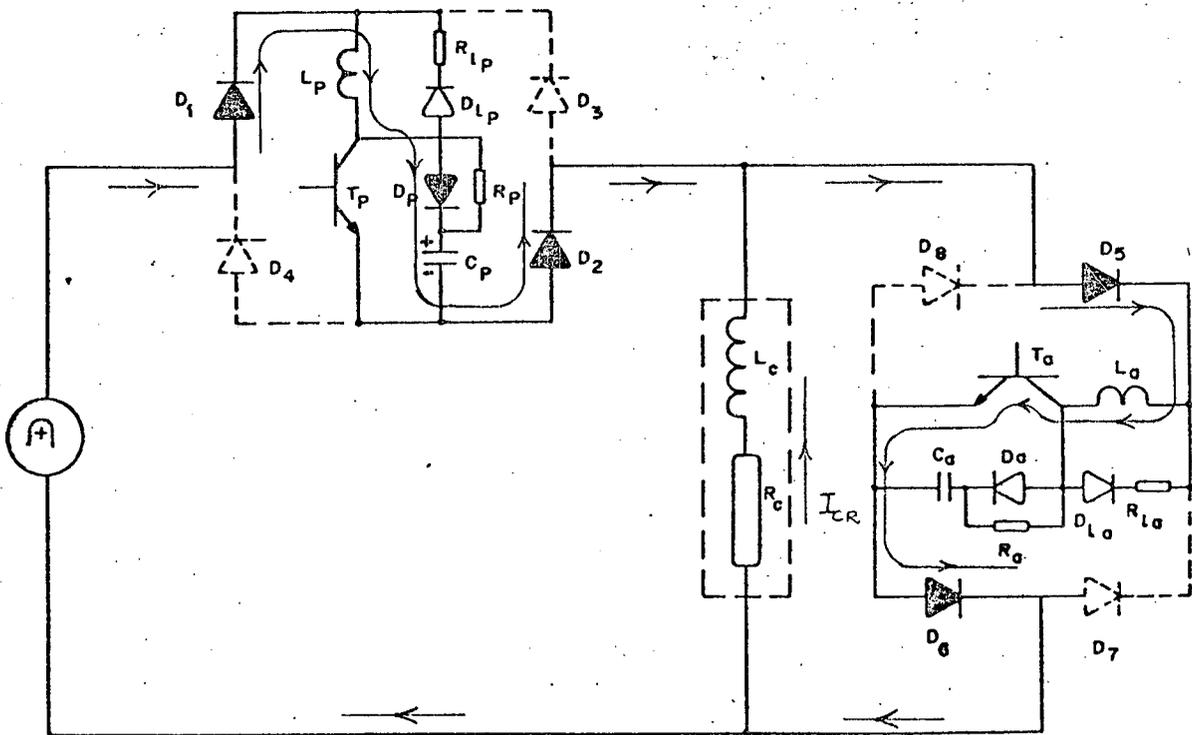


FIGURA 4.11 - T_a posto em condução. Transferência da corrente do ramo principal para o auxiliar.

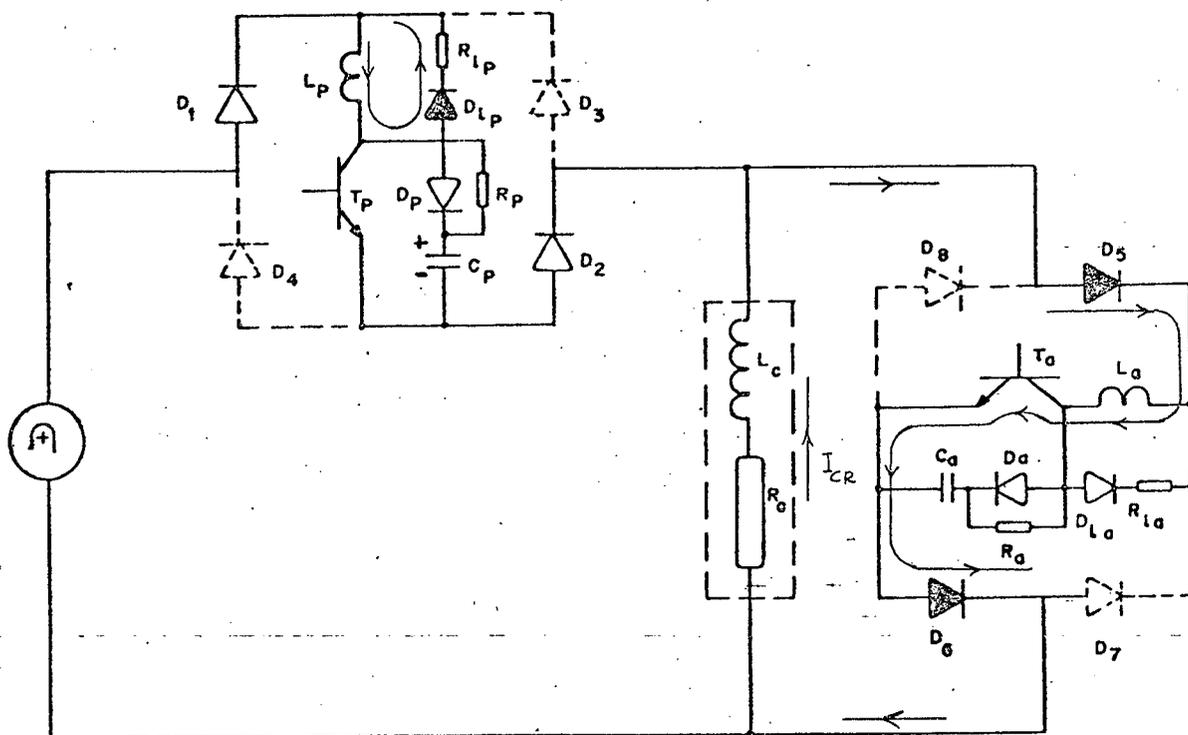


FIGURA 4.12 - T_a conduzindo e circuito de roda-livre de T_p atuando.

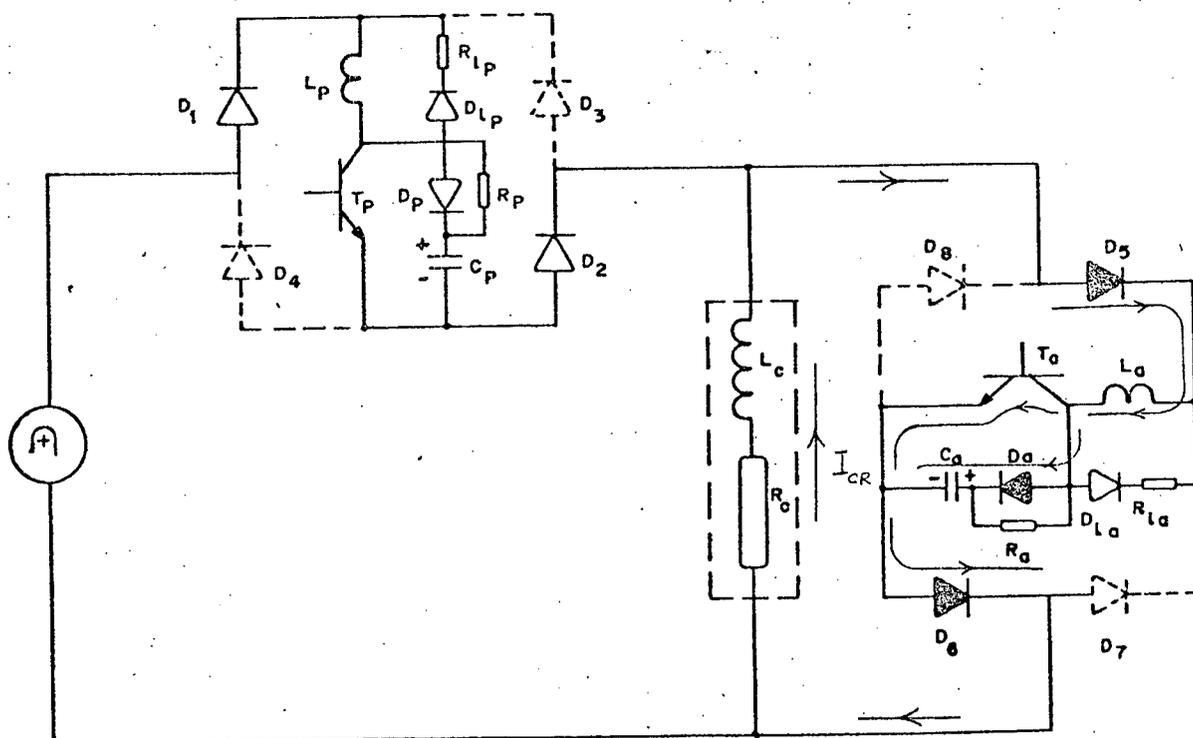


FIGURA 4.13 - Transferência da corrente do T_a para o seu C.A.C. - bloqueio de T_a

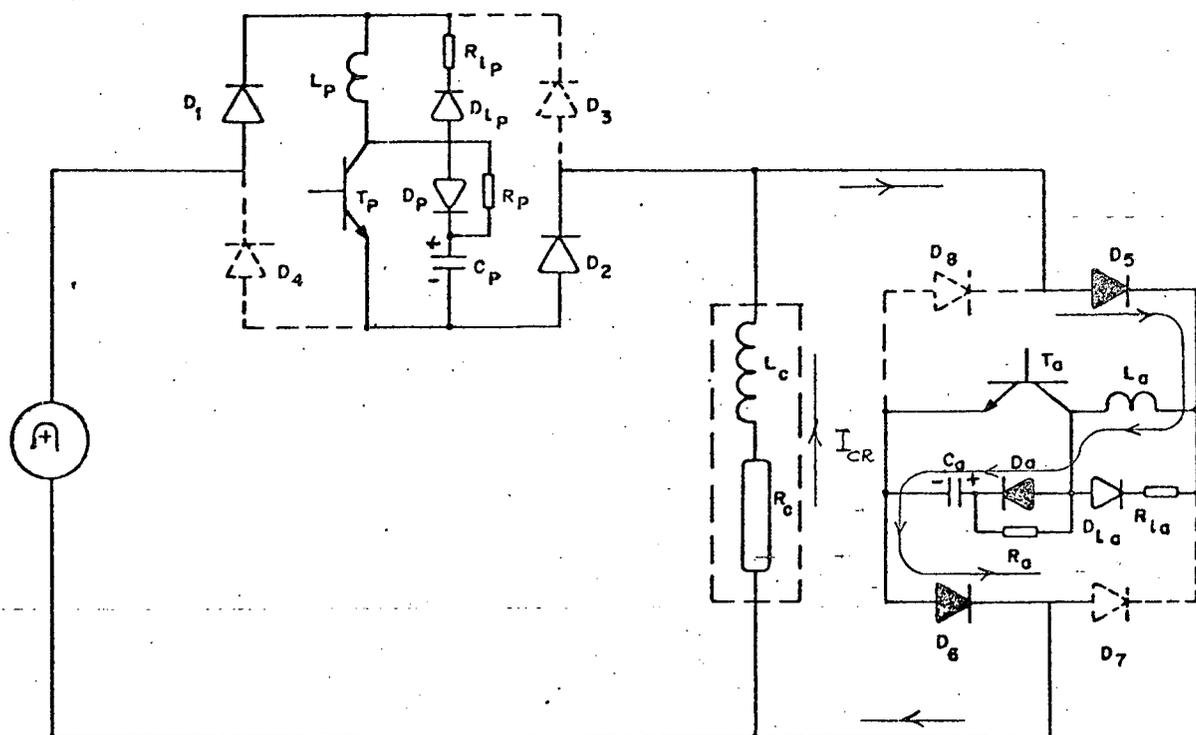


FIGURA 4.14 - Corrente circulando inteiramente pelo C.A.C. do transistor auxiliar.

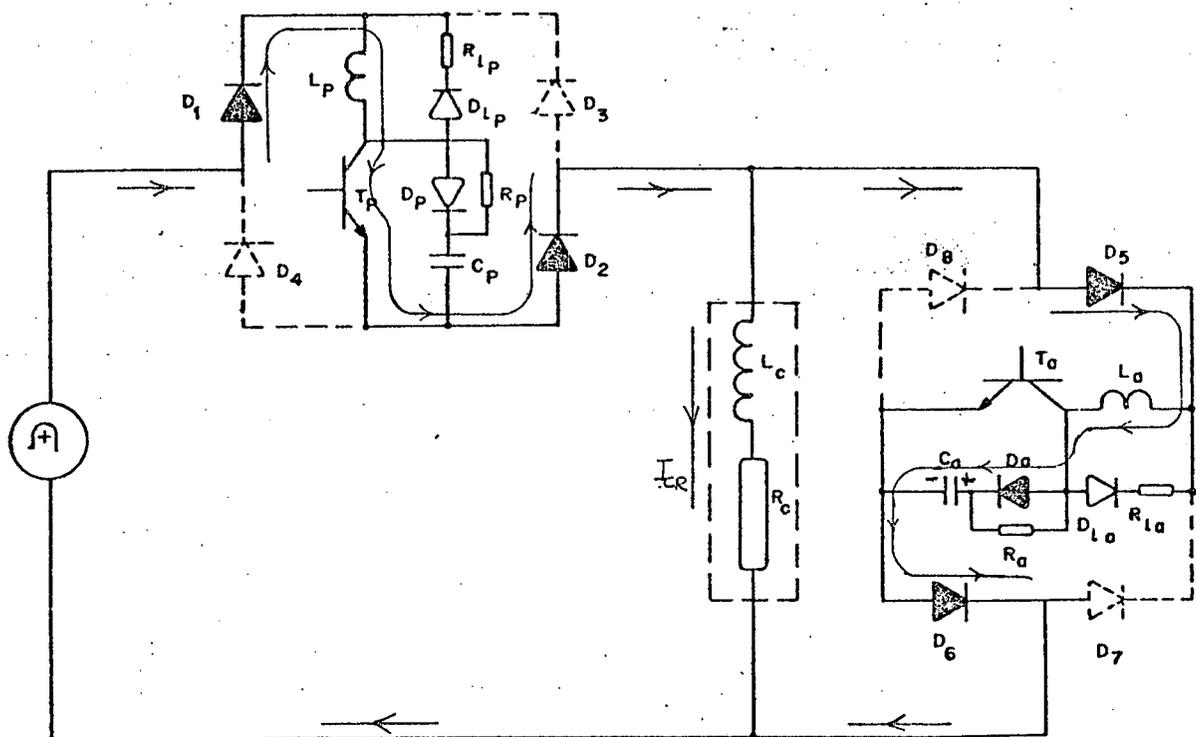


FIGURA 4.15 - Disparo de T_P e transferência da corrente do ramo auxiliar para o principal.

circuito de ajuda à comutação, como se mostra na Figura 4.9.

Assim, a corrente de coletor do transistor vai diminuindo enquanto a corrente de carga do capacitor C_p vai crescendo, fazendo com que este se carregue. Este processo se prolonga até que a corrente de coletor de T_p se anule, com o circuito de ajuda à comutação assumindo integralmente a corrente de carga, conforme mostra a Figura 4.10.

A este ponto já se está em condições de colocar o transistor auxiliar (T_a) em condução, através do conveniente sinal de comando. Entram também em condução os diodos D_5 e D_6 .

A corrente da carga passa, então, a ser assumida pelo ramo auxiliar, isto é, por T_a , como se vê na Figura 4.11.

No instante em que a corrente foi totalmente transferida do circuito de ajuda à comutação para o transistor auxiliar os diodos D_1 e D_2 bloqueiam-se naturalmente, configurando-se a situação apresentada na Figura 4.12.

O transistor principal está, neste momento, sujeito a uma tensão coletor-emissor igual à tensão do capacitor C_p .

Ocorre também aí o escoamento da energia armazenada no indutor L_c , pelo circuito de roda-livre $L_{c'}$, $D_{lc'}$, $R_{lc'}$ durante um curto intervalo de tempo.

O passo seguinte é o envio do sinal de comando determinando o bloqueio do transistor auxiliar, fazendo com que a sua corrente de coletor seja desviada gradativamente para o seu circuito de ajuda à comutação, conforme mostra a Figura 4.13. Desta forma vai sendo carregado o capacitor C_a .

Tão logo a corrente do T_a tenha sido assumida totalmente pelo circuito de ajuda à comutação (Figura 4.14) é enviada nova ordem de disparo ao transistor T_p . A sua corrente de coletor

começa então a crescer (Figura 4.15) até que seu valor se iguale ao valor da corrente de carga, anulando-se desta forma a corrente no circuito de ajuda à comutação do ramo auxiliar, provocando o bloqueio natural dos diodos D_5 e D_6 . O transistor T_a fica submetido a uma tensão igual a do capacitor C_a sobre os seus terminais coletor-emissor e, tem-se assim novamente a situação mostrada na Figura 4.8, fechando-se desta forma a ciclo de funcionamento.

No semi-ciclo negativo da tensão de alimentação o processo se desenvolve de maneira análoga, somente que agora com a participação dos diodos D_3 , D_4 , D_7 e D_8 , excluindo-se D_1 , D_2 , D_5 e D_6 .

4.4 - Circuito de Comando de Base

A configuração do circuito de comando de base utilizada quando do estudo com carga resistiva foi mantida praticamente inalterada (ver Figura 3.3).

Ter-se-á agora o circuito duplicado, pois necessita-se comandar dois transistores de maneira independente.

Uma pequena alteração efetuada no circuito original foi a colocação de uma resistência entre os terminais de base e emissor dos transistores de potência. Com isto a tensão que estes componentes podem suportar sobre os seus terminais coletor-emissor é maior (ver Apêndice 2). Este procedimento veio favorecer a segurança da montagem, pois que agora a carga com a qual se está trabalhando é capaz de provocar sobretensões maiores sobre os transistores.

As características exigidas para os comandos de base,

bem como o funcionamento dos mesmos, permaneceram tais como foi explanado no Capítulo 3.

4.5 - Lógica de Comando

O circuito lógico utilizado na estrutura apresentada no capítulo precedente vai também ser aqui aproveitado. Acontece, porém, que devido às particularidades agora existentes este circuito servirá apenas como ponto de partida, necessitando-se fazer alguns acréscimos substanciais.

Os sinais de comando dos transistores T_p e T_a devem ser complementares e com um pequeno intervalo de tempo Δt entre o comando de bloqueio de um e o comando de disparo do outro, para que não haja o risco de os dois estarem conduzindo simultaneamente, o que ocasionaria um curto-circuito na tensão de alimentação (rede).

Este intervalo de tempo decorre no fato de os transistores não serem ideais, ou seja, estes componentes levam um certo tempo para bloquearem, bem como para entrarem em condução.

Visto que o tempo de bloqueio dos transistores utilizados (BUX 48) é em torno de $3,08\mu s$, adotou-se um intervalo Δt da ordem de $3,5\mu s$, mais tarde confirmado praticamente como sendo adequado.

Assim sendo, os sinais de comando devem apresentar a forma mostrada na Figura 4.16.

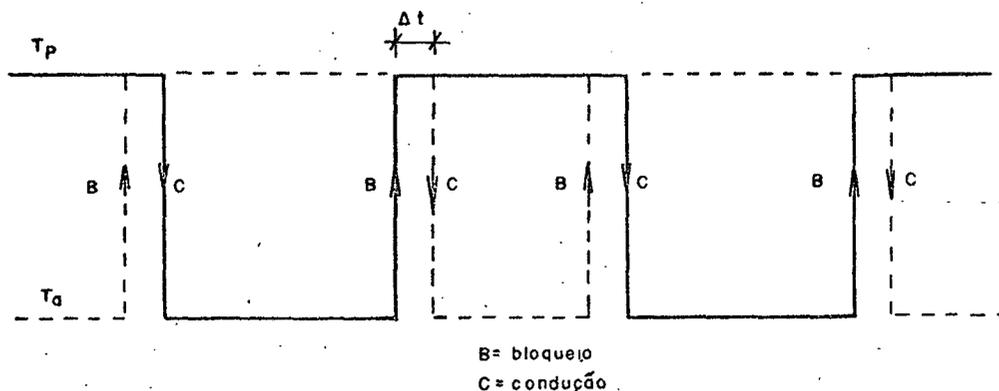


FIGURA 4.16 - Forma de onda dos sinais de comando para T_p e T_a .

Uma outra particularidade dos sinais da lógica de comando é a necessidade de os mesmos serem isolados eletricamente, em decorrência de se ter massas diferentes nos ramos principal e auxiliar da estrutura.

4.5.1 - Circuito da Lógica de Comando

A geração dos sinais para o comando, a fim de cumprir as exigências já citadas e fornecer as formas de onda indicadas na Figura 4.16, segue o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.17.

O circuito projetado para cumprir tais funções é dado na Figura 4.18.

É importante que se façam algumas considerações acerca deste circuito.

O bloco 1 corresponde ao circuito já utilizado para comando da estrutura com carga resistiva, sendo aí realizadas as operações de controle da estrutura, quais sejam: frequência de chaveamento e razão cíclica.

O bloco de número 2 tem como objetivo inserir um retardo no sinal proveniente da saída do bloco 1. Com isto tem-se o intervalo Δt necessário entre os dois sinais de comando.

Entretanto ainda não se resolveu totalmente o problema, pois que, como pode ser visto na Figura 4.16, este retardo deve ser simétrico, isto é, em um determinado instante precisa-se um atraso de Δt e no instante seguinte um avanço também de Δt .

Com esta finalidade tem-se o bloco 3, formado por duas portas lógicas, uma "NE" e outra "OU". Após estas portas já se tem o sinal na forma desejada, mas ainda não possível de ser utilizado, devido à baixa corrente que as portas lógicas podem fornecer em sua saída, bem como o fato de os dois sinais ainda não estarem isolados eletricamente.

Foi utilizado então o bloco 4, para capacitar o circuito a um fornecimento de correntes mais elevadas, e o bloco 6, em um dos ramos de sinal, para fazer o isolamento necessário.

A este instante teoricamente já se teriam os dois sinais utilizáveis mas, devido às não idealidades dos componentes, alguns ajustes ainda se fazem necessários. Ter-se-á, então, o bloco 5 para fazer o ajuste de tempo, com a finalidade de retirar as influências dos tempos de retardo inerentes aos componentes. Por sua vez o bloco 7 visa capacitar o circuito a um maior fornecimen-to de corrente para o comando de base.

As formas de onda resultantes do circuito completo são dadas na Figura 4.19.

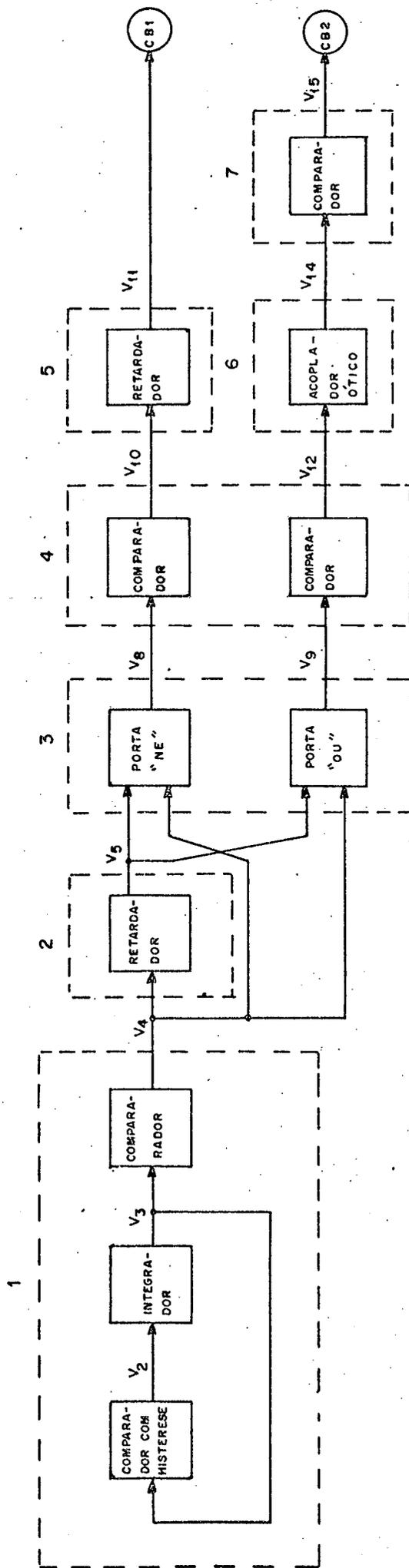


FIGURA 4.17 - Diagrama de blocos do circuito da lógica de comando.

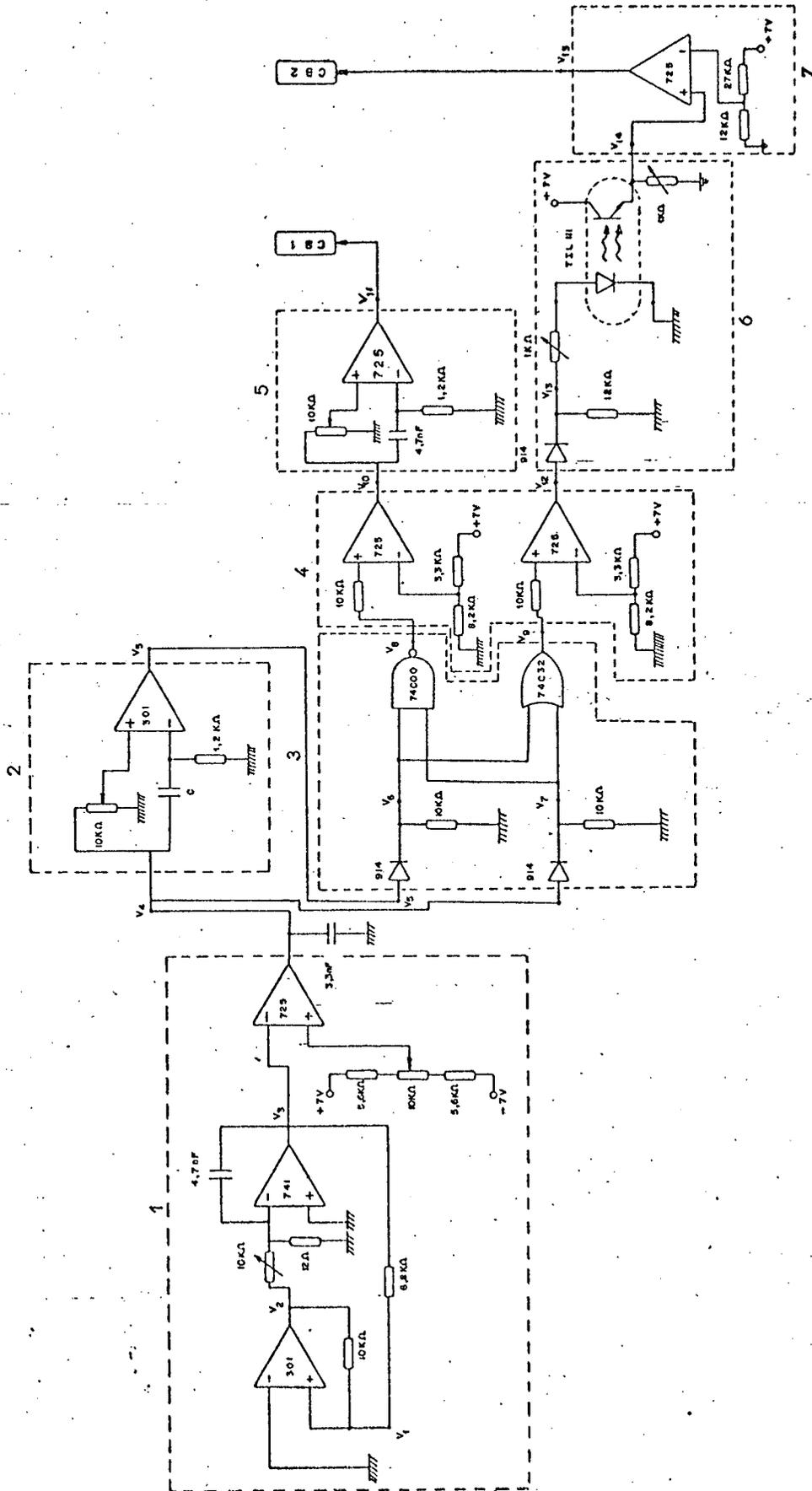


FIGURA 4.18 - Circuito da lógica de comando.

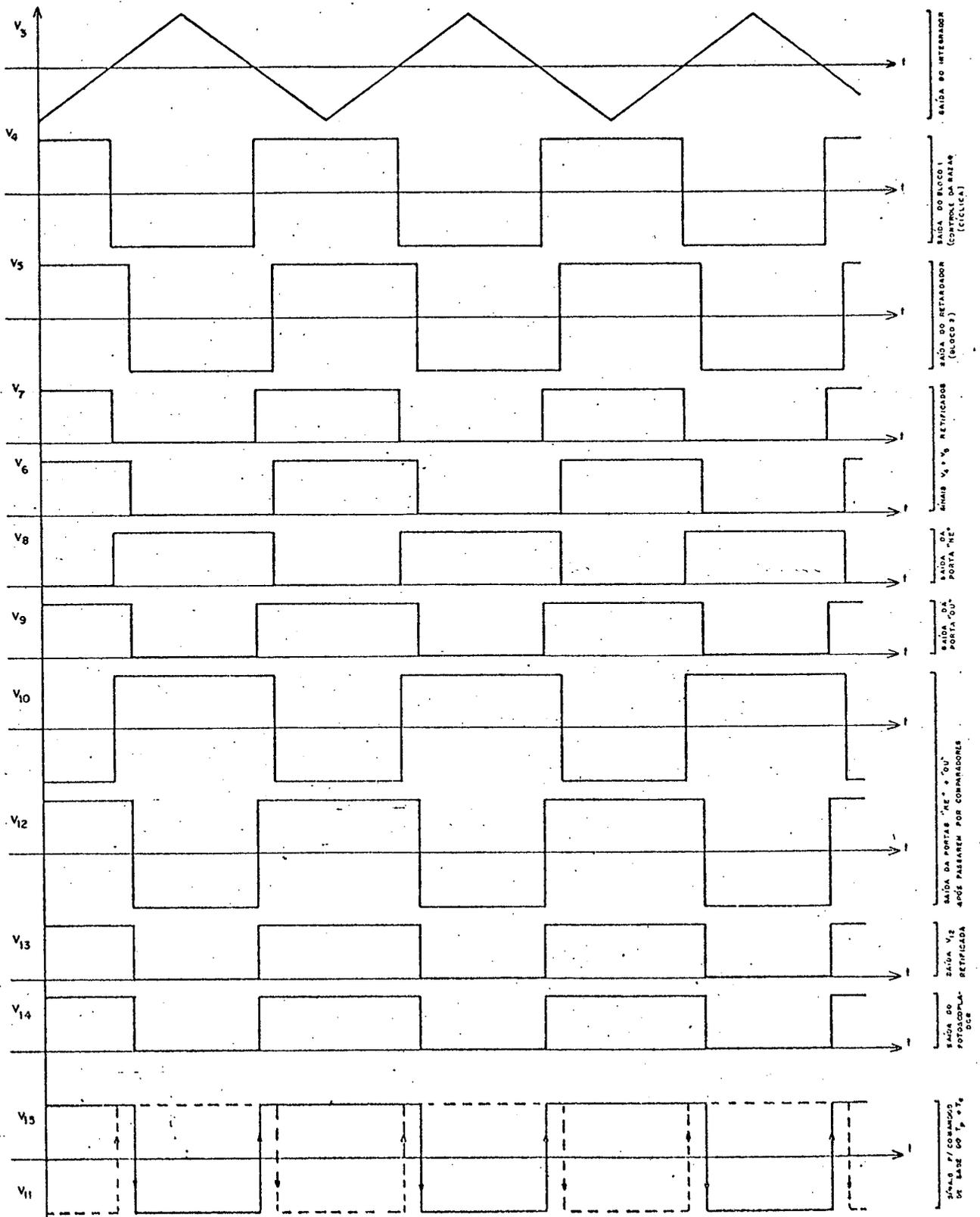


FIGURA 4.19 - Formas de onda do circuito da lógica de comando.

4.6 - Filtragem da Tensão nos Terminais de Saída do Regulador

Uma das características apresentadas como destaque da estrutura objeto deste trabalho é exatamente o fato de a mesma apresentar na sua tensão de saída um conteúdo de harmônicas de alta frequência, facilitando assim a filtragem.

Tratar-se-á neste item de projetar o filtro que irá cumprir esta finalidade.

O que se deseja quanto ao desempenho do filtro é que o mesmo permita a passagem da componente fundamental da tensão (60 Hz), rejeitando as harmônicas que se fizerem presentes, isto é, um filtro passa-baixa.

Com base na literatura existente sobre o assunto e procurando um filtro o mais simples possível, optou-se por um do tipo LC [9], cujo circuito está mostrado na Figura 4.20.

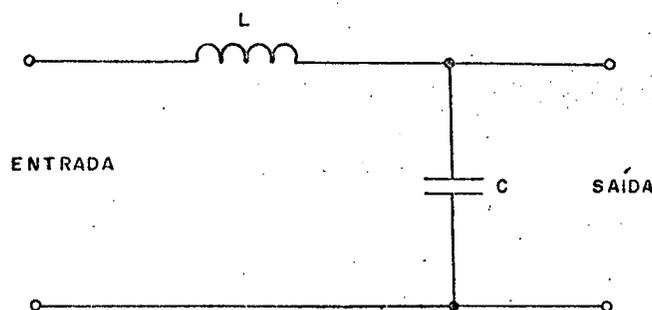


FIGURA 4.20 - Filtro LC passa-baixa.

É importante salientar algumas características deste filtro, conforme segue:

- A atenuação a uma determinada frequência depende do afastamento em que esta se encontra com relação

à frequência de ressonância do filtro.

- Atenuando-se a mais baixa frequência harmônica, as demais, superiores a esta, serão também atenuadas.

4.6.1 - Cálculo do Filtro

Antes que se passe diretamente aos cálculos é necessário ter-se presente alguns problemas que poderão surgir quanto ao dimensionamento dos valores de L e C do filtro.

Estes problemas são a queda de tensão sobre o indutor, que influirá na regulação da tensão, e a corrente sobre o capacitor, responsável pelo carregamento da estrutura.

Assim, para um valor grande de L e um pequeno de C, ter-se-á uma queda de tensão muito elevada sobre o indutor, embora o capacitor não solicite muita corrente. No caso da situação inversa, L pequeno e C grande, ocorrerá um excessivo carregamento da estrutura, porém com uma pequena queda de tensão sobre L.

Vê-se daí que, uma vez que se vai trabalhar em função da frequência de ressonância, a qual envolve o produto LC, há uma equação de compromisso entre os valores dos dois elementos.

Agora, partindo-se para o cálculo do filtro, tem-se inicialmente que saber qual a ordem da primeira harmônica a se fazer presente.

Como se está trabalhando com uma frequência de chaveamento em torno de 5kHz ,* , ter-se-ão inicialmente as harmônicas 83^{a} e 85^{a} , conforme visto no Capítulo 2. As frequências destas harmônicas serão, respectivamente, 4980 e 5100Hz . Com base nisto projetou-se um filtro para rejeitar as frequências a partir destes valores para cima.

* A frequência precisa para se ter tais harmônicas é de 5040Hz .

A determinação do filtro foi feita de maneira iterativa até que se chegasse a valores aceitáveis, tanto para a queda de tensão sobre o indutor (ΔV_L) como para a corrente no capacitor (I_{cap}).

Os valores do indutor e do capacitor conseguidos, a fim de cumprirem estas exigências, foram:

$$L = 2,5\text{mH}$$

$$C = 3\mu\text{F}$$

Com estes valores tem-se uma frequência de ressonância (f_r) dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad \dots (4.1)$$

donde:

$$f_r = 1837\text{H}_z$$

A curva de ganho em função da frequência para este filtro foi levantada em laboratório e está apresentada na Figura 4.21.

Pode-se ver no gráfico que até uma frequência em torno de 300H_z , acima portanto da fundamental, o filtro não atenua a da da tensão.

No intervalo de 300H_z a 3kH_z , aproximadamente, há um aumento do ganho, o qual é máximo exatamente na frequência de ressonância. Ocorre que neste intervalo não há nenhuma harmônica presente.

Como as primeiras harmônicas a aparecerem estão na faixa de 5kH_z , vê-se do gráfico que as mesmas são bastante atenua-

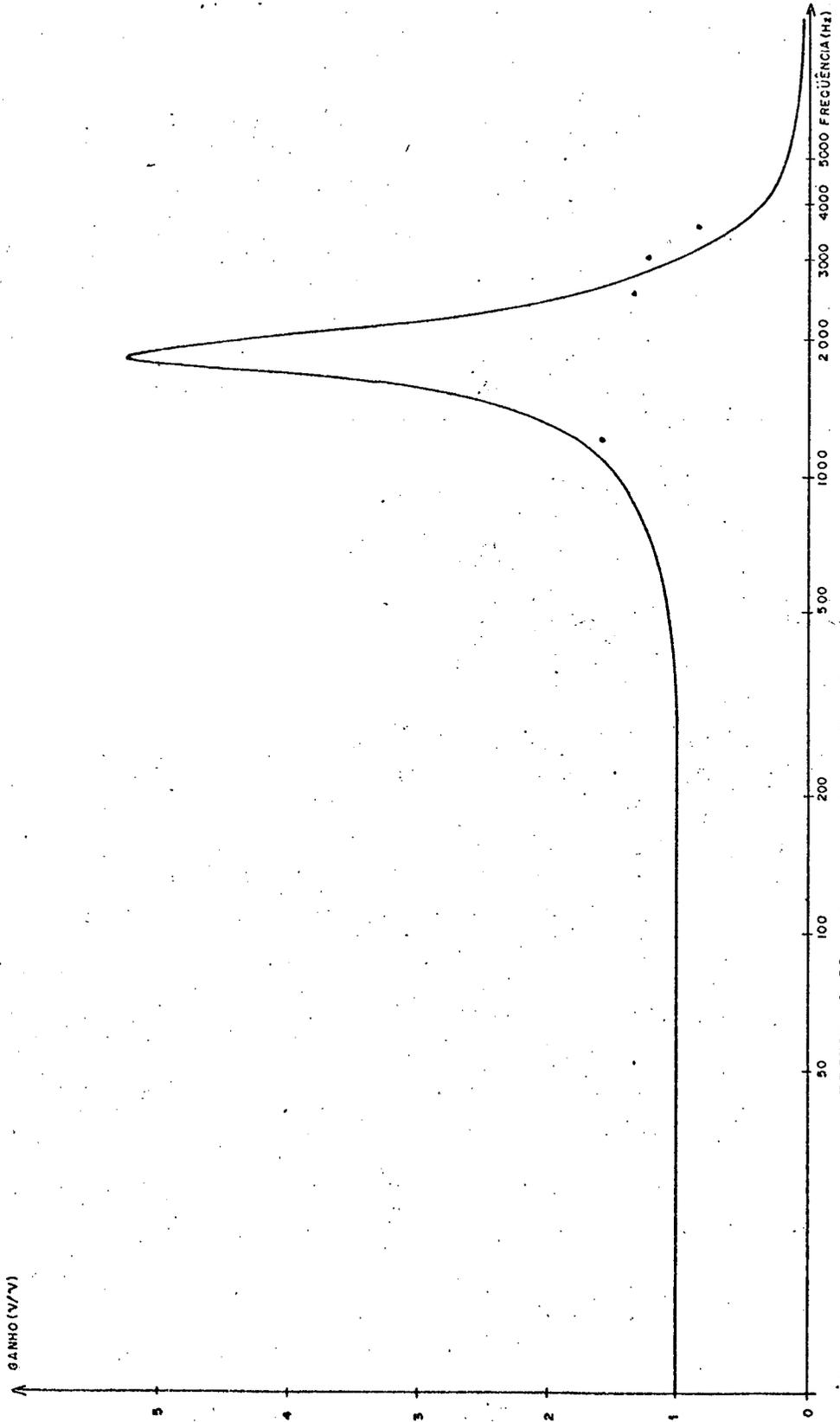


FIGURA 4.21 - Curva ganho x frequência do filtro LC

das, conforme se desejava.

4.7 - Realização e Estudo Experimental de um Protótipo

Com os dados até aqui obtidos e tomando-se como estrutura básica aquela já apresentada na Figura 4.3, foi implementado um protótipo de bancada a fim de serem realizados alguns ensaios com vistas à comprovação do desempenho da estrutura proposta, em se tratando da alimentação de carga RL.

4.7.1 - Estrutura Geral

A estrutura geral sobre a qual se realizaram os ensaios de laboratório é apresentada na Figura 4.22.

4.7.2 - Ensaio Realizados

Os ensaios realizados sobre a montagem, no presente caso, seguiram o roteiro dado:

- Inicialmente foi alimentada uma carga resistiva a fim de analisar-se o comportamento da estrutura quanto ao seu comando.

Com este tipo de carga fez-se o aumento gradativo da tensão de alimentação até atingir-se o valor de projeto, qual seja $E_e = 220$ volts.

- Num segundo passo, uma vez comprovado o funcionamento adequado da estrutura ao nível de tensão desejado, passou-se ao aumento da corrente de carga, até que se atingisse o valor eficaz de 5A, confor-

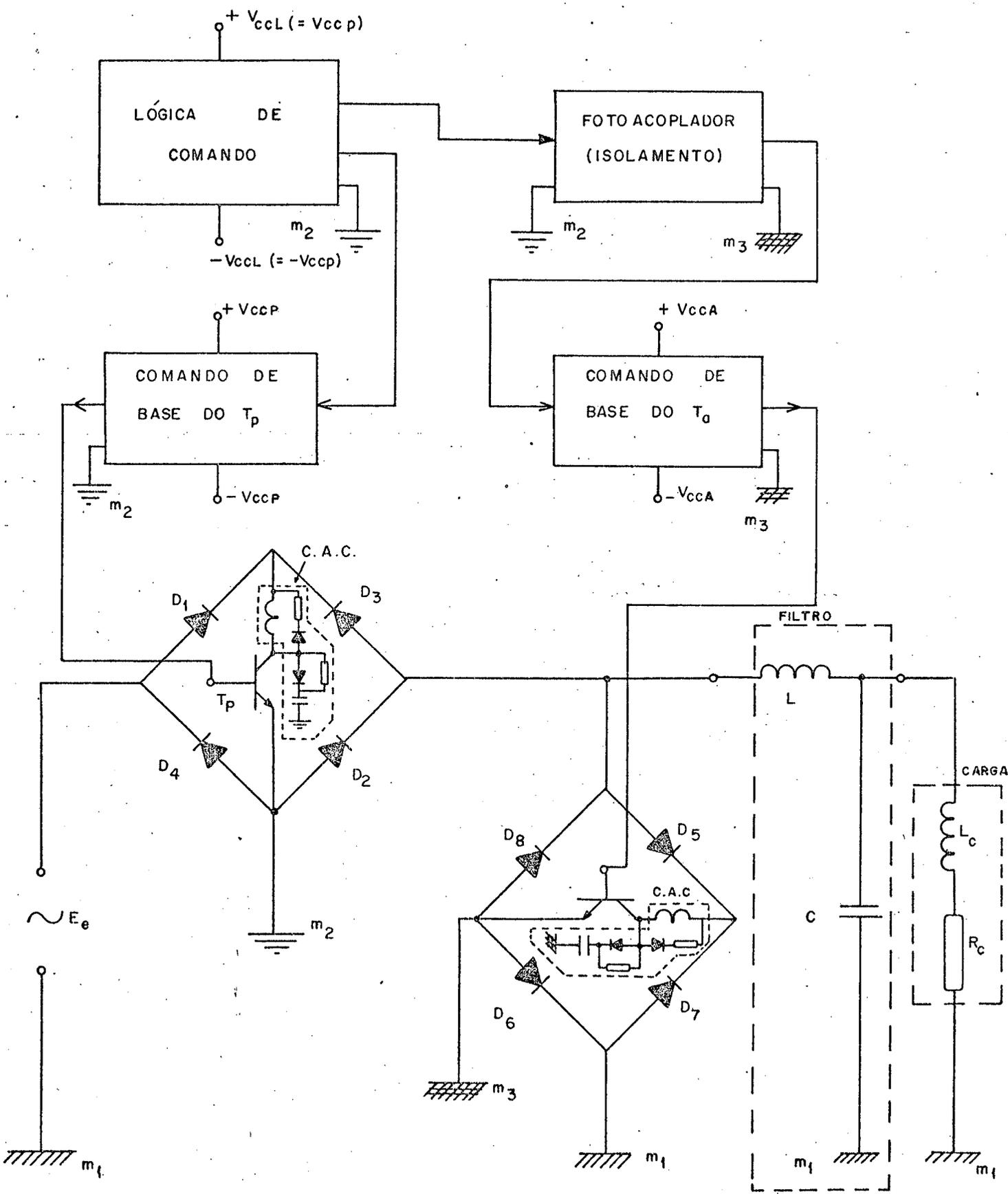


FIGURA 4.22 - Estrutura geral para carga RL.

me especificação de projeto.

- Após isto, tendo-se já realizado os testes de ten
são e corrente da montagem, partiu-se para a variaç
ão da carga, fazendo-a indutiva, como era a intenç
ão básica a este ponto do trabalho.
- Por fim fez-se a variação da razão cíclica a fim
de verificar a evolução da tensão sobre a carga ,
em função da primeira.

Além da análise do comportamento da tensão e da cor
rente nos terminais de saída do regulador, em função da carga a
ser alimentada, outras observações foram feitas, com relação aos
diversos elementos constituintes da estrutura.

Constatou-se, por exemplo, um bom funcionamento da
lógica de comando, bem como o correto isolamento entre os dois si
nais lógicos. Também o comando de base apresentou um bom desem-
penho, cumprindo suas funções como esperado.

Pode-se ainda verificar experimentalmente o resulta-
do advindo da presença do circuito de ajuda à comutação, responsá-
vel pela redução das perdas sobre os transistores, perceptível a
través do baixo aquecimento dos mesmos.

Outra importante verificação foi feita relativamente
ao efeito do filtro LC utilizado, comprovando a sua adequação.

Alguns dos resultados obtidos através dos ensaios re
alizados sobre a estrutura foram documentados em fotografias, sen
do a seguir apresentados.

4.7.3 - Resultados Obtidos dos Ensaio

Dentre os vários ensaios realizados, com diferentes valores de cargas, valores diversos de corrente e ainda com fatores de potência variáveis na carga, escolheu-se para registro ensaios nos quais as condições de trabalho fossem as mais adversas possíveis dentro das limitações atuais da estrutura.

As condições mantidas fixas na execução dos ensaios foram:

Tensão de alimentação (eficaz): $E_e = 220V$

Carga utilizada:

$$Z_c = 20 + j 17;$$

com: $R_c = 20\Omega$ e $X_{Lc} = 45mH$

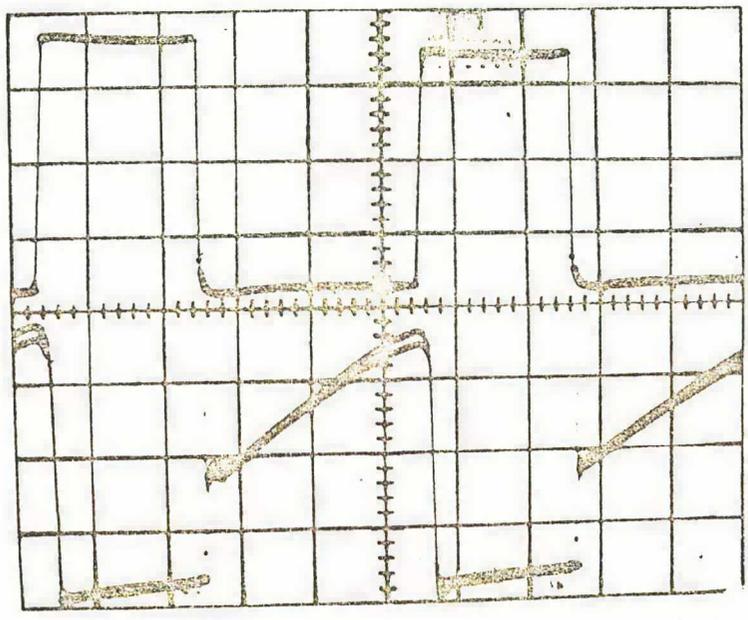
Fator de potência da carga:

$$\cos \phi = 0,76 \text{ (indutivo)}$$

Quanto à corrente na carga, esta sofreu variações em função das variações da razão cíclica.

Como primeiro resultado dos ensaios apresenta-se na foto 1 a tensão coletor-emissor (V_{CE}), no transistor principal, frente à sua corrente de coletor (I_C).

FOTO 1



No alto: Tensão V_{CE}
Esc.: 10V/div

Em baixo: Corrente I_C
Esc.: 2A/div

Esc. de tempo: 0,2ms/div

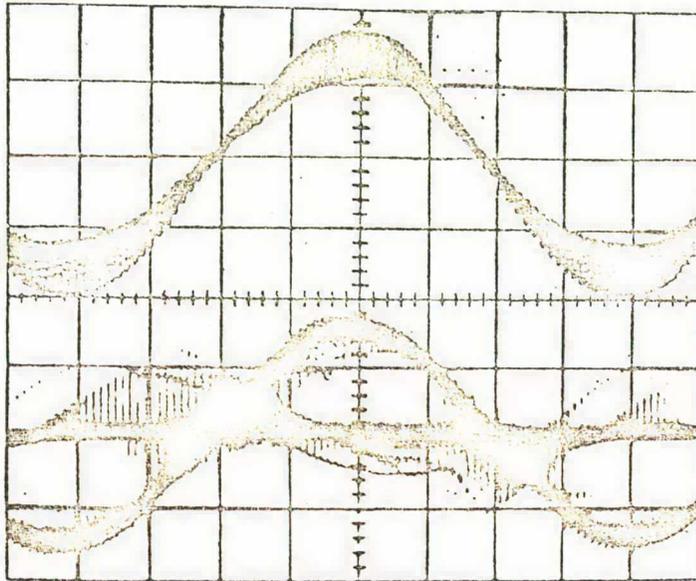
A razão cíclica aī utilizada foi $R \cong 0,55$, com uma corrente de carga $I_{CR} \cong 4,5A$.

As formas de onda para o transistor auxiliar são do mesmo tipo das apresentadas para o transistor principal.

Por intermédio da foto 2 comprova-se a influência do filtro LC na tensão de saída da estrutura.

Os valores de razão cíclica e corrente na carga são os mesmos do caso anterior.

FOTO 2



No alto: Tensão de saída
após o filtro

Esc.: 100V/div

Em baixo: Tensão de saída
antes do filtro

Esc.: 200V/div

Esc. de tempo: 2ms/div

As fotos 3, 4 e 5 apresentam a tensão sobre a carga frente à corrente da mesma, para três diferentes situações quanto à razão cíclica.

Cabe colocar que a corrente da carga foi tomada indiretamente, monitorando-se a tensão sobre a resistência da carga.

Na foto 3 foi utilizada uma razão cíclica intermediária de $\text{IR} \cong 0,5$, com uma corrente de carga de 4A.

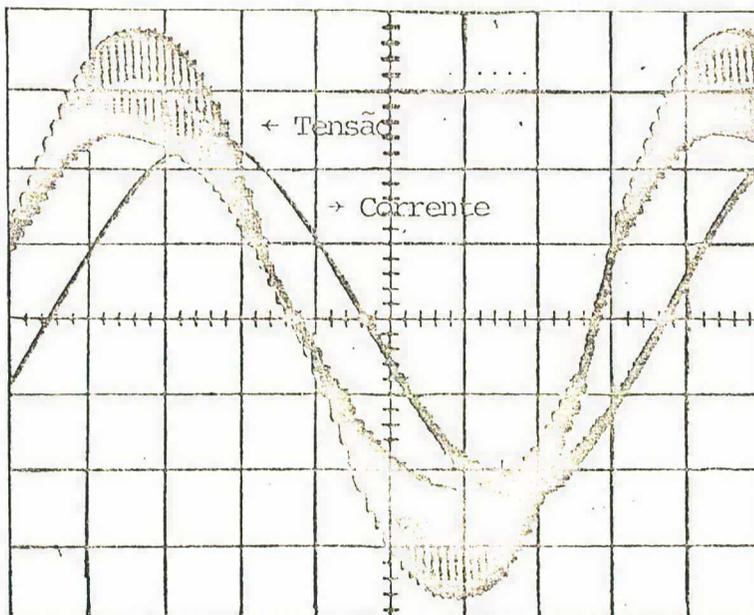


FOTO 3

Tensão e corrente na carga
(tensão sobre R_C)

Esc.: 50V/div

Esc. de tempo: 2ms/div

Por sua vez na foto 4 utilizou-se uma razão cíclica $\mathbb{R} \cong 0,06$, a mínima para os ajustes feitos na lógica de comando na estrutura considerada.

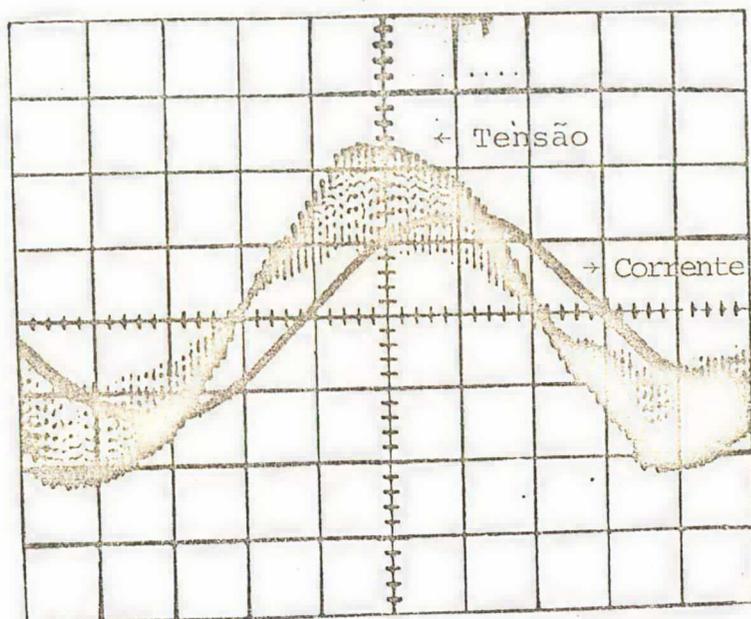


FOTO 4

Tensão e corrente na carga (tensão sobre R_C)

Esc.: 10V/div

Esc. de tempo: 2ms/div

No caso apresentado obteve-se uma tensão eficaz de 13V sobre a carga. Com isto a corrente na mesma foi de aproximadamente 0,5A.

A foto 5 mostra o resultado obtido com a razão cíclica máxima $\mathbb{R} \cong 0,8$, que forneceu uma tensão eficaz sobre a carga no valor de 176,5V. Em função disto a corrente na carga foi de 6,7A.

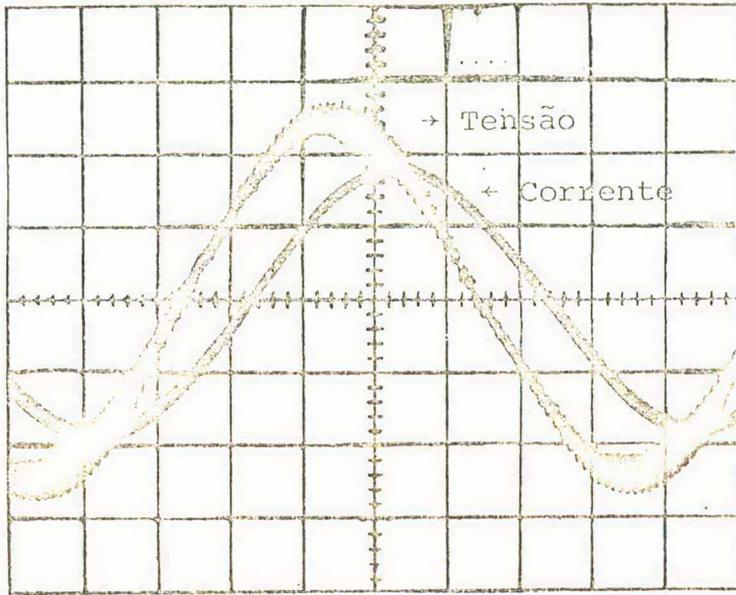


FOTO 5

Tensão e corrente na carga

Esc.: 100V/div

Esc. de tempo: 2ms/div

Por fim, apresentam-se nas fotos 6 e 7 a tensão sobre a carga comparada à tensão de alimentação da estrutura.

Vê-se aí que a tensão nos terminais de saída do regulador (conexão da carga) tem um perfil bastante próximo da tensão da rede.

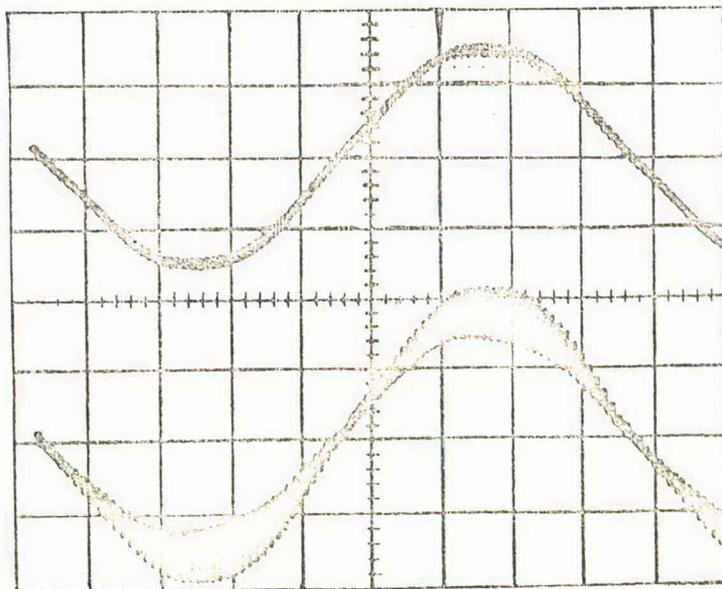


FOTO 6

No alto: tensão de alimentação (rede)

Esc.: 200V/div

Em baixo: tensão na carga

Esc.: 100V/div

Esc. de tempo: 0,2ms/div

Nos ensaios que deram origem à foto 6 a razão cíclica foi $\text{IR} \cong 0,55$, com uma corrente de carga de 4,5A.

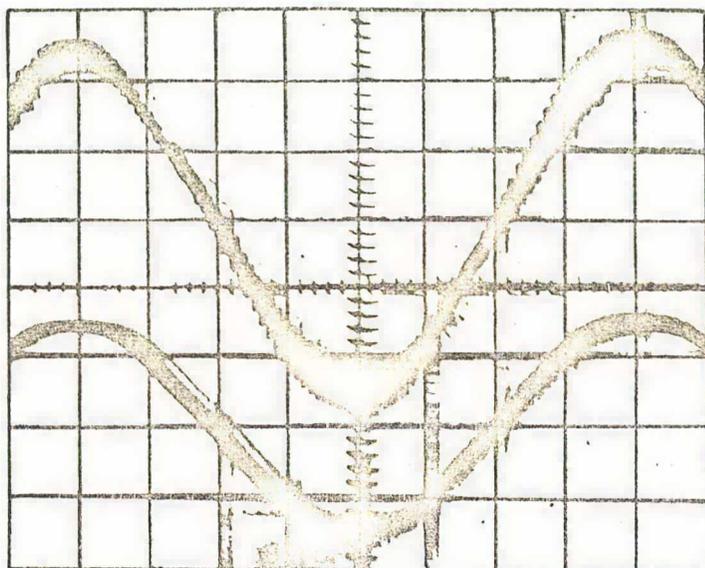


FOTO 7

No alto: tensão na carga

Esc.: 100V/div

Em baixo: tensão de alimentação (rede)

Esc.: 200V/div

Esc. de tempo: 0,2ms/div

Neste último caso utilizou-se $\text{IR} \cong 0,8$, para uma corrente de 6,7A na carga.

4.8 - Conclusões

Com o projeto e realização do protótipo para alimentação de uma carga com fator de potência indutivo completou-se a aplicação da estrutura proposta neste trabalho.

Pode-se concluir pelos ensaios realizados e pelas observações feitas sobre os mesmos que foram comprovados mais uma vez o princípio de funcionamento e o desempenho da estrutura proposta.

Comprovou-se de forma direta tanto a possibilidade da variação da tensão na saída da fonte desenvolvida quanto a facilidade da filtragem do conteúdo harmônico presente na mesma.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES GERAIS E SUGESTÕES DE CONTINUIDADE

5.1 - Conclusões Gerais

Quando do levantamento acerca das estruturas tradicionais para fontes de tensão alternada variável fez-se, após apontar as deficiências de cada uma delas, as justificativas de utilização de uma nova estrutura a ser proposta. Tem-se claro que as mesmas foram alcançadas passo a passo, ao longo deste trabalho, como o demonstram os estudos apresentados.

Num primeiro instante justificou-se teoricamente a validade da aplicação de tal estrutura. O método matemático utilizado para a comprovação teórica apresentada neste trabalho possui outras variantes que podem ser aplicadas. Com este intuito é apresentado no Apêndice 4 um outro método de determinação do conteúdo harmônico, também por série de Fourier.

Uma vez tendo-se feito a análise teórica do conteúdo harmônico da forma de onda considerada, passou-se às comprovações práticas das proposições feitas.

A primeira delas deu-se quanto ao princípio de funcionamento da estrutura. Mostrou-se através de ensaios de laboratório que a técnica de chaveamento de transistores, "recortando" o sinal senoidal da tensão de alimentação, é viável e pode ser implementada de maneira simples.

Com isto comprovou-se, a seguir, que através de um conveniente comando dos transistores se é capaz de fazer a variação da tensão nos terminais de saída do regulador e, o mais importante, dentro de uma ampla faixa. Este é um fator bastante relevante na escolha de um regulador.

Outra constatação de grande importância, feita tanto teórica quanto praticamente, foi o fato de a forma de onda obtida a partir da estrutura proposta apresentar um conteúdo harmônico de alta frequência, facilitando a filtragem do mesmo, ou seja, exigindo um filtro de volume bastante reduzido. Com isto obteve-se uma tensão de saída com uma baixa distorção.

Por outro lado, com a técnica empregada neste trabalho, aliada ao fato de se ter facilidades quanto à filtragem, conseguiu-se construir uma montagem muito compacta, o que implica uma redução não só de volume, mas também de peso e custo.

Veja-se, então, que a montagem ensaiada apresenta uma grande gama de variação de tensão em sua saída, um baixo conteúdo de harmônicas e volume, peso e custo reduzidos, fatores estes de grande importância conforme já foi citado na introdução deste trabalho. E, ainda mais importante, itens esses alcançados conjuntamente numa única estrutura, o que constitui um considerável avanço tecnológico.

Quanto à carga a ser alimentada comprovou-se um bom desempenho tanto para carga resistiva quanto para carga indutiva, que normalmente representa uma dificuldade adicional. Com isto tem-se um vasto campo de aplicações para esta estrutura.

Pode-se, então, resumir as vantagens desta montagem da seguinte maneira:

- É uma montagem que apresenta um desempenho geral muito bom.
- É bastante compacta, o que influi de forma decisiva no custo do produto.
- É uma estrutura que está sendo testada pela primeira vez em laboratório, representando portanto uma contribuição técnica à área.
- Apresenta amplas possibilidades para futuros estudos e aplicações.

Tratando-se finalmente do aspecto operacionalidade ainda resta um ponto a desenvolver, trabalho este que se pretende seja realizado num intervalo de tempo o mais curto possível.

Necessita-se fazer a malha de regulação da tensão, para que se tenha nos terminais de saída da estrutura proposta uma tensão estável. Para tanto se pretende fazer uso de um detector de picos para colher amostra para a referência de tensão, conjuntamente com um regulador, provavelmente do tipo proporcional integral.

Crê-se que desta forma estará concluído este projeto, estando o mesmo disponível para aplicação.

5.2 - Sugestões Para Continuidade do Trabalho

Primeiramente pretende-se apresentar aqui algumas sugestões para imediata aplicação no trabalho apresentado. Estas sugestões dizem respeito particularmente aos elementos acessórios da estrutura.

Por ser o processo de pesquisa científica um proces-

so dinâmico, ao longo das experimentações feitas sobre a montagem apresentada foram surgindo novas idéias, muitas delas pouco exploradas em aplicações deste tipo.

Assim, visando melhorar ainda mais o desempenho da estrutura, cabe apreciá-las mais detidamente.

Eis algumas destas sugestões, para imediata aplicação:

- Utilização de uma lógica de comando inteiramente digitalizada, ganhando-se com isto em rapidez, volume, versatilidade e confiabilidade.
- Desenvolvimento de um circuito auxiliar para o acoplador ótico, a fim de melhorar o seu desempenho em frequência.

O uso deste tipo de componente em isolamento justifica-se pelo fato de o mesmo, além de desempenhar com segurança a sua função, ser de pequeno volume, influenciando assim no volume final da montagem.

- Inserção, entre o comando de base e a lógica de comando, de um isolamento elétrico de forma a que a parte de potência não interfira na parte lógica.
- Quanto à estrutura como um todo, pretende-se conseguir uma elevação na potência da mesma, procurando extrair dos transistores o máximo que estes podem fornecer, algo em torno de 2500W (a potência atual está por volta de 1000W).

Por outro lado pretende-se chegar rapidamente a um protótipo industrial, viabilizando a sua exploração comercial.

No que diz respeito às sugestões para novas aplicações, tem-se um horizonte bastante amplo.

Apresentam-se a seguir algumas destas sugestões:

- Utilização na realização de um compensador estático de reativos.
- Utilização em circuitos retificadores com $\cos \phi$ u nitário.
- Realização de um conversor reversível CA-CA.

APÊNDICE 1

PROGRAMA PARA CÁLCULO DOS COEFICIENTES DA SÉRIE DE FOURIER
E DA AMPLITUDE DAS HARMÔNICAS

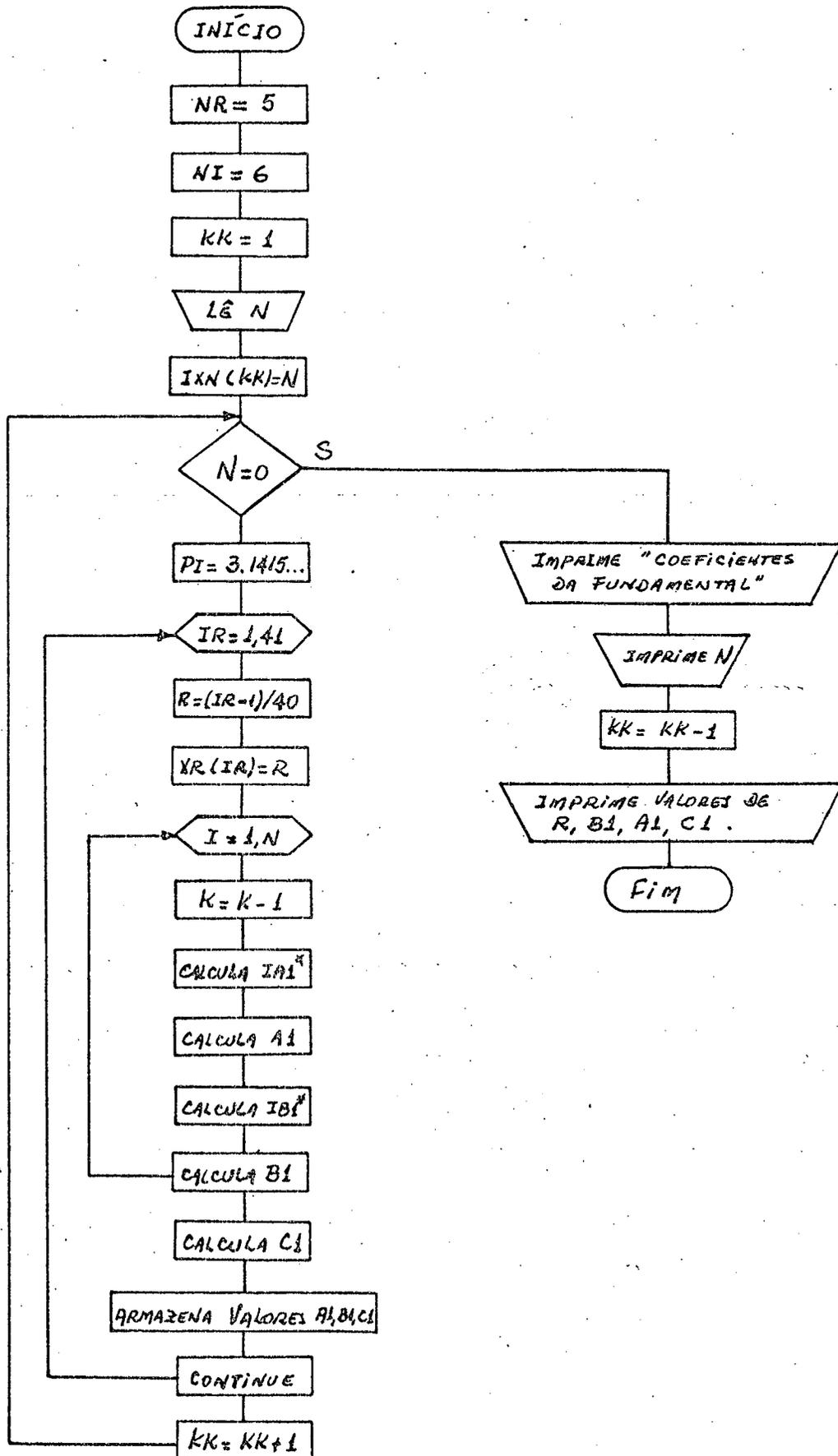
O programa aqui apresentado executa o cálculo dos coeficientes a_1 , b_1 , a_n , b_n da série de Fourier e da amplitude das harmônicas c_n para formas de onda cujo perfil seja semelhante ao apresentado na Figura 2.1. Os cálculos baseiam-se nas expressões desenvolvidas no Capítulo 2*.

Este apêndice contém:

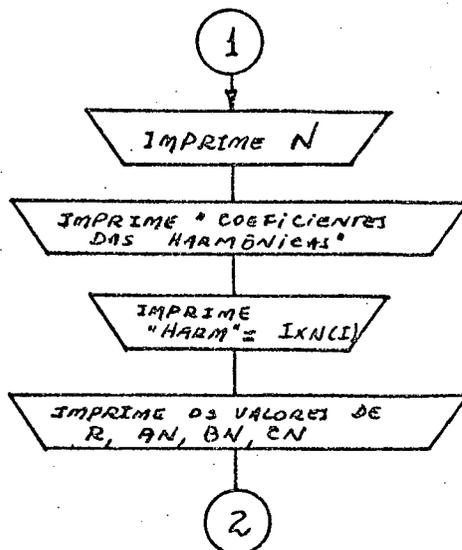
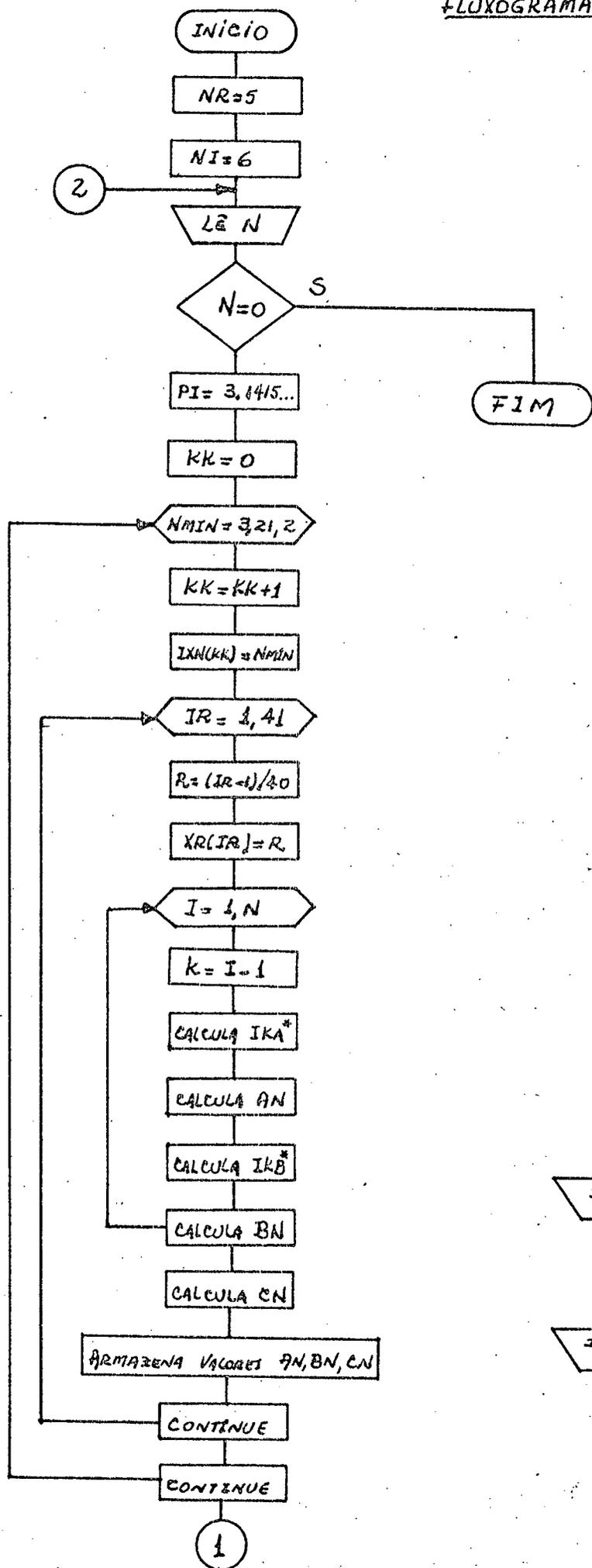
- 1 - Fluxograma para cálculo da fundamental e das harmônicas.
- 2 - Listagem dos programas, em linguagem FORTRAN.
- 3 - Instruções para utilização dos programas.
- 4 - Listagens com os resultados obtidos para alguns casos.

* Para os cálculos efetuados, nas expressões em que aparece E, considerou-se $E = 1$ volt.

FLUXOGRAMA PI CÁLCULO DA FUNDAMENTAL



NICAS.



FORTRAN IV RELEASE 2.0

MAIN

DATE = 82120

```

C          CALCULO DE HARMONICAS === FUNDAMENTAL ===
0001      DIMENSION X(45,10),XR(41),IXN(10),XA(45,10),XC(45,10)
0002      NR=5
0003      NI=6
0004      KK=1
0005      10 READ(NR,7)N
0006      7  FORMAT(I3)
0007      IXN(KK)=K
0008      IF(N.EQ.0)GO TO 20
0009      PI=3.141592654
0010      DO 1 IR=1,41
0011      R=(IR-1)/40.
0012      XR(IR)=R
0013      BUM=0
0014      AUM=0
0015      DO 2 I=1,N
0016      K=I-1
0017      SEUMA=(SIN(K*PI/N))**2
0018      SEDUA=(SIN(PI*(K+R)/N))**2
0019      HIKUA=(SEDUA-SEUMA)/PI
0020      AUM=AUM+HIKUA
0021      SEUM=SIN((2.*K*PI)/N)/(2*PI)
0022      SEDUE=SIN(2*PI*(K+R)/N)/(2*PI)
0023      FATOR=R/N
0024      HIKUM=FATOR*SEDUE+SEUM
0025      2  BUM=BUM+HIKUM
0026      CUM=(AUM**2+EUM**2)**0.5
0027      X(IR,KK)=BUM
0028      XA(IR,KK)=AUM
0029      XC(IR,KK)=CUM
0030      1  CONTINUE
0031      KK=KK+1
0032      GO TO 10
0033      20 WRITE(NI,15)
0034      15 FORMAT(40X,'COEFICIENTES DA FUNDAMENTAL',///)
0035      WRITE(NI,25)(IXN(I),I=1,10)
0036      25 FORMAT(8X,10(6X,'N=',I3),///)
0037      KK=KK-1
0038      WRITE(NI,40)(XR(I),(X(I,J),J=1,KK),I=1,41)
0039      40 FORMAT((1X,'R=',F5.3,10(5X,F5.3)))
0040      WRITE(NI,41)
0041      41 FORMAT(1X,///)
0042      WRITE(NI,45)(XR(I),(XA(I,J),J=1,KK),I=1,41)
0043      45 FORMAT((1X,'R=',F5.3,10(5X,F5.3)))
0044      WRITE(NI,42)
0045      42 FORMAT(1X,///)
0046      WRITE(NI,46)(XR(I),(XC(I,J),J=1,KK),I=1,41)
0047      46 FORMAT((1X,'R=',F5.3,10(5X,F5.3)))

```

FORTRAN IV RELEASE 2.0

MAIN

DATE = 82155

```

      C      CALCULO DE HARMONICAS === HARMONICAS ===
0001      DIMENSION X(45,10),XR(41),IXN(10),XA(45,10),XC(45,10)
0002      NR=5
0003      NI=6
0004      10 READ(NR,7)N
0005      7  FORMAT(13)
0006      IF(N.EQ.C)GO TO 20
0007      PI=3.141592654
0008      KK=0
0009      DO 1 NMIN=3,21,2
0010      KK=KK+1
0011      IXN(KK)=NMIN
0012      DO 2 IR=1,41
0013      R=(IR-1)/40.
0014      XR(IR)=R
0015      BENE=0
0016      AENE=0
0017      DO 3 I=1,N
0018      K=I-1
0019      PTERMA=CCS(((PI*(R+K))/N)*(1-NMIN))/(1-NMIN)
0020      STERMA=CCS(((PI*(R+K))/N)*(1+NMIN))/(1+NMIN)
0021      TTERMA=CCS((PI*K*(1-NMIN))/N)/(1-NMIN)
0022      QTERMA=CCS((PI*K*(1+NMIN))/N)/(1+NMIN)
0023      HIKA=(QTERMA+TTERMA-STERMA-PTERMA)/PI
0024      AENE=AENE+HIKA
0025      PTERMO=SIN(((PI*(R+K))/N)*(1-NMIN))/(1-NMIN)
0026      STERMO=SIN(((PI*(R+K))/N)*(1+NMIN))/(1+NMIN)
0027      TTERMO=SIN((PI*K*(1-NMIN))/N)/(1-NMIN)
0028      QTERMO=SIN((PI*K*(1+NMIN))/N)/(1+NMIN)
0029      HIK=(PTERMO-STERMO-TTERMO+QTERMO)/PI
0030      3  BENE=BENE+HIK
0031      CENE=(AENE**2+BENE**2)**0.5
0032      X(IR,KK)=BENE
0033      XA(IR,KK)=AENE
0034      XC(IR,KK)=CENE
0035      2  CONTINUE
0036      1  CONTINUE
0037      WRITE(NI,14)N
0038      14  FORMAT(40X,13)
0039      WRITE(NI,13)
0040      13  FORMAT(30X,'COEFICIENTES DAS HARMONICAS',///)
0041      WRITE(NI,15)(IXN(I),I=1,10)
0042      15  FORMAT(9X,10(5X,'HARM=',I2),///)
0043      WRITE(NI,40)(XR(I),(X(I,J),J=1,KK),I=1,41)
0044      40  FORMAT(1X,'R=',F5.3,10(4X,F5.3))
0045      WRITE(NI,41)
0046      41  FORMAT(1X,///)
0047      WRITE(NI,45)(XR(I),(XA(I,J),J=1,KK),I=1,41)
0048      45  FORMAT(1X,'R=',F5.3,10(4X,F5.3))
0049      WRITE(NI,42)
0050      42  FORMAT(1X,///)
0051      WRITE(NI,46)(XR(I),(XC(I,J),J=1,KK),I=1,41)
0052      46  FORMAT(1X,'R=',F5.3,10(4X,F5.3))
0053      WRITE(NI,50)
0054      50  FORMAT(1X,///)
0055      GO TO 10
0056      20  STOP
0057      END

```

INSTRUÇÕES PARA UTILIZAÇÃO DOS PROGRAMAS

O programa "Cálculo das Harmônicas=Fundamental" de termina os valores dos coeficientes b_1 e a_1 através das expressões (2.53) e (2.42), respectivamente, e calcula a amplitude da funda mental c_1 pela expressão (2.54).

As variáveis envolvidas no processo sobre as quais o usuário tem acesso são:

- N → número de pulsos no semi-período (cartões de dados).
- IR → dá o número de pontos diferentes que se quer para a razão cíclica.
- R → dá a razão cíclica, variando de 0 a 1 a intervalos determinados pelo número de pontos IR
- IXN(I) → dá o número de colunas da tabela, sendo i-gual ao número de dados N.

Obs.: Os dados contidos no bloco de cartões correspondente devem ser em número de 10, mais o cartão bandeira, onde $N=0$.

Os cálculos são executados pelo seguinte procedimen-
to:

Inicialmente o programa lê de cartão a variável N.

Se $N=0$ é feita a impressão dos resultados já obtidos até este momento.

Se $N \neq 0$ o programa executa os cálculos exigidos, se-
gundo as expressões citadas, armazenando-os para posterior impres-

são.

Para sua vez o programa "Cálculo das Harmônicas=Har_mônicas" determina os coeficientes b_n e a_n através das expressões (2.51) e (2.36), respectivamente, e calcula a amplitude das harmônicas pela expressão (2.54).

As variáveis a que o usuário tem acesso, neste caso, são as seguintes:

- NMÍN → ordem das harmônicas que se quer calcular (somente as ímpares).
 N, IR, R e IXN(I) → as mesmas variáveis do caso anterior.

Obs.: Neste caso o número de dados contidos no correspondente bloco de cartões pode ser qualquer, limitando-se apenas pela classe em que se está operando com o computador (tempo de máquina).

O procedimento de cálculo é o que se segue:

Primeiramente é feita a leitura do dado N.

Quando $N \neq 0$ são executados os cálculos e impressos os resultados para cada valor de N, antes de passar ao próximo.

Quando $N=0$ (cartão bandeira) o programa é encerrado imediatamente, pois a impressão já foi efetuada.

A título de exemplo, nos casos efetuados utilizou-se:

- N → diversos (ver tabelas)
 IR → 41 pontos (IR = 1.41)
 R → de 0 a 1, com intervalos de 0,025
 IXN(I) → 10

NMÍN → da 3^a a 21^a harmônicas

Agora, a fim de exemplificar como é feita a manipulação dos dados, vai-se analisar uma situação particular, com as seguintes características:

$$N = 3$$

$$\mathbb{R} = 0,5$$

Suponha-se que se queira reproduzir a série de Fourier para o caso em questão, considerando até a 7^a harmônica.

A expressão geral da série é dada pela expressão (2.11) e fica, neste caso:

$$f(t) = a_1 \cos \omega_0 t + b_1 \sin \omega_0 t + a_3 \cos 3\omega_0 t + b_3 \sin 3\omega_0 t + a_5 \cos 5\omega_0 t + b_5 \sin 5\omega_0 t + a_7 \cos 7\omega_0 t + b_7 \sin 7\omega_0 t$$

A partir das tabelas apresentadas, para $N=3$ e $\mathbb{R}=0,5$, tem-se os valores dos coeficientes, quais sejam:

$$a_1 = 0$$

$$b_1 = 0,500$$

$$a_3 = 0$$

$$b_3 = 0$$

$$a_5 = 0,31831$$

$$b_5 = 0$$

$$a_7 = -0,31831$$

$$b_7 = 0$$

Assim, a função fica:

$$f(t) = 0,5 \sin \omega_0 t + 0,31831 \cos 5\omega_0 t - 0,31831 \cos 7\omega_0 t$$

Caso se quizesse saber, agora, a amplitude da fundamental e da 3^a harmônica, ter-se-ia, de tabela:

$$c_1 = 0,5$$

$$c_3 = 0$$

COEFICIENTES DA FUNDAMENTAL

	N= 1	N= 2	N= 3	N= 4	N= 5	N= 6	N= 7	N= 8	N= 9	N= 10
R=0.0	C.0									
F=0.025	C.00	C.025								
F=0.050	C.001	C.050								
F=0.075	C.003	C.075								
F=0.100	C.006	C.100								
F=0.125	C.012	C.125								
F=0.150	C.021	C.150								
F=0.175	C.033	C.175								
F=0.200	C.048	C.200								
F=0.225	C.068	C.225								
F=0.250	C.091	C.250								
F=0.275	C.118	C.275								
F=0.300	C.149	C.300								
F=0.325	C.183	C.325								
F=0.350	C.221	C.350								
F=0.375	C.262	C.375								
F=0.400	C.308	C.400								
F=0.425	C.358	C.425								
F=0.450	C.411	C.450								
F=0.475	C.467	C.475								
F=0.500	C.500									
F=0.525	C.525									
F=0.550	C.549	C.550								
F=0.575	C.567	C.575								
F=0.600	C.584	C.600								
F=0.625	C.603	C.625								
F=0.650	C.624	C.650								
F=0.675	C.647	C.675								
F=0.700	C.671	C.700								
F=0.725	C.698	C.725								
F=0.750	C.727	C.750								
F=0.775	C.758	C.775								
F=0.800	C.791	C.800								
F=0.825	C.825									
F=0.850	C.861	C.850								
F=0.875	C.899	C.875								
F=0.900	C.939	C.900								
F=0.925	C.981	C.925								
F=0.950	C.995	C.950								
F=0.975	1.000	C.975								
F=1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000

b₁

COEFICIENTES DE HARMONICAS

	HARM=1	HARM=7	HARM=13	HARM=19	HARM=25
R=0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
R=0.025	0.00041	0.00070	0.00120	0.00185	0.00262
R=0.050	0.00081	0.00139	0.00230	0.00345	0.00492
R=0.075	0.00121	0.00200	0.00320	0.00475	0.00662
R=0.100	0.00161	0.00270	0.00420	0.00615	0.00852
R=0.125	0.00201	0.00340	0.00540	0.00785	0.01082
R=0.150	0.00241	0.00410	0.00660	0.00985	0.01362
R=0.175	0.00281	0.00480	0.00780	0.01215	0.01682
R=0.200	0.00321	0.00550	0.00900	0.01465	0.02042
R=0.225	0.00361	0.00620	0.01020	0.01735	0.02442
R=0.250	0.00401	0.00690	0.01140	0.02025	0.02882
R=0.275	0.00441	0.00760	0.01260	0.02335	0.03362
R=0.300	0.00481	0.00830	0.01380	0.02665	0.03882
R=0.325	0.00521	0.00900	0.01500	0.03015	0.04442
R=0.350	0.00561	0.00970	0.01620	0.03385	0.05042
R=0.375	0.00601	0.01040	0.01740	0.03775	0.05682
R=0.400	0.00641	0.01110	0.01860	0.04185	0.06362
R=0.425	0.00681	0.01180	0.01980	0.04615	0.07082
R=0.450	0.00721	0.01250	0.02100	0.05065	0.07842
R=0.475	0.00761	0.01320	0.02220	0.05535	0.08642
R=0.500	0.00801	0.01390	0.02340	0.06025	0.09482
R=0.525	0.00841	0.01460	0.02460	0.06535	0.10362
R=0.550	0.00881	0.01530	0.02580	0.07065	0.11282
R=0.575	0.00921	0.01600	0.02700	0.07615	0.12242
R=0.600	0.00961	0.01670	0.02820	0.08185	0.13242
R=0.625	0.01001	0.01740	0.02940	0.08775	0.14282
R=0.650	0.01041	0.01810	0.03060	0.09385	0.15362
R=0.675	0.01081	0.01880	0.03180	0.10015	0.16482
R=0.700	0.01121	0.01950	0.03300	0.10665	0.17642
R=0.725	0.01161	0.02020	0.03420	0.11335	0.18842
R=0.750	0.01201	0.02090	0.03540	0.12025	0.20082
R=0.775	0.01241	0.02160	0.03660	0.12735	0.21362
R=0.800	0.01281	0.02230	0.03780	0.13465	0.22682
R=0.825	0.01321	0.02300	0.03900	0.14215	0.24042
R=0.850	0.01361	0.02370	0.04020	0.14985	0.25442
R=0.875	0.01401	0.02440	0.04140	0.15775	0.26882
R=0.900	0.01441	0.02510	0.04260	0.16585	0.28362
R=0.925	0.01481	0.02580	0.04380	0.17415	0.29882
R=0.950	0.01521	0.02650	0.04500	0.18265	0.31442
R=0.975	0.01561	0.02720	0.04620	0.19135	0.33042
R=1.000	0.01601	0.02790	0.04740	0.20025	0.34682

br

63

R	C.C	C.C.C	C.C						
R=0.025	0.00149	0.00149	0.00144	0.00192	0.00189	0.00187	0.00184	0.00182	0.00182
R=0.050	0.00379	0.00379	0.00371	0.00504	0.00500	0.00497	0.00494	0.00492	0.00492
R=0.075	0.00679	0.00679	0.00650	0.00904	0.00899	0.00892	0.00888	0.00886	0.00886
R=0.100	0.00980	0.00980	0.00930	0.01249	0.01244	0.01237	0.01233	0.01231	0.01231
R=0.125	0.01281	0.01281	0.01211	0.01634	0.01628	0.01621	0.01617	0.01615	0.01615
R=0.150	0.01582	0.01582	0.01492	0.02049	0.02042	0.02035	0.02031	0.02029	0.02029
R=0.175	0.01883	0.01883	0.01773	0.02484	0.02476	0.02469	0.02465	0.02463	0.02463
R=0.200	0.02184	0.02184	0.02054	0.02939	0.02930	0.02923	0.02919	0.02917	0.02917
R=0.225	0.02485	0.02485	0.02335	0.03414	0.03404	0.03397	0.03393	0.03391	0.03391
R=0.250	0.02786	0.02786	0.02616	0.03909	0.03898	0.03891	0.03887	0.03885	0.03885
R=0.275	0.03087	0.03087	0.02897	0.04424	0.04412	0.04405	0.04401	0.04399	0.04399
R=0.300	0.03388	0.03388	0.03178	0.04959	0.04946	0.04939	0.04935	0.04933	0.04933
R=0.325	0.03689	0.03689	0.03459	0.05514	0.05499	0.05492	0.05488	0.05486	0.05486
R=0.350	0.03990	0.03990	0.03740	0.06089	0.06073	0.06066	0.06062	0.06060	0.06060
R=0.375	0.04291	0.04291	0.04011	0.06684	0.06666	0.06659	0.06655	0.06653	0.06653
R=0.400	0.04592	0.04592	0.04282	0.07299	0.07279	0.07272	0.07268	0.07266	0.07266
R=0.425	0.04893	0.04893	0.04553	0.07934	0.07912	0.07905	0.07901	0.07899	0.07899
R=0.450	0.05194	0.05194	0.04824	0.08589	0.08565	0.08558	0.08554	0.08552	0.08552
R=0.475	0.05495	0.05495	0.05095	0.09264	0.09238	0.09231	0.09227	0.09225	0.09225
R=0.500	0.05796	0.05796	0.05366	0.09959	0.09931	0.09924	0.09920	0.09918	0.09918
R=0.525	0.06097	0.06097	0.05637	0.10674	0.10644	0.10637	0.10633	0.10631	0.10631
R=0.550	0.06398	0.06398	0.05908	0.11409	0.11377	0.11370	0.11366	0.11364	0.11364
R=0.575	0.06699	0.06699	0.06179	0.12164	0.12129	0.12122	0.12118	0.12116	0.12116
R=0.600	0.06999	0.06999	0.06449	0.12939	0.12899	0.12892	0.12888	0.12886	0.12886
R=0.625	0.07299	0.07299	0.06679	0.13734	0.13689	0.13682	0.13678	0.13676	0.13676
R=0.650	0.07599	0.07599	0.06939	0.14549	0.14499	0.14492	0.14488	0.14486	0.14486
R=0.675	0.07899	0.07899	0.07179	0.15384	0.15329	0.15322	0.15318	0.15316	0.15316
R=0.700	0.08199	0.08199	0.07419	0.16239	0.16179	0.16172	0.16168	0.16166	0.16166
R=0.725	0.08499	0.08499	0.07619	0.17114	0.17049	0.17042	0.17038	0.17036	0.17036
R=0.750	0.08799	0.08799	0.07779	0.18009	0.17939	0.17932	0.17928	0.17926	0.17926
R=0.775	0.09099	0.09099	0.07919	0.18924	0.18849	0.18842	0.18838	0.18836	0.18836
R=0.800	0.09399	0.09399	0.08039	0.19859	0.19779	0.19772	0.19768	0.19766	0.19766
R=0.825	0.09699	0.09699	0.08159	0.20814	0.20729	0.20722	0.20718	0.20716	0.20716
R=0.850	0.09999	0.09999	0.08259	0.21789	0.21699	0.21692	0.21688	0.21686	0.21686
R=0.875	0.10299	0.10299	0.08339	0.22784	0.22689	0.22682	0.22678	0.22676	0.22676
R=0.900	0.10599	0.10599	0.08409	0.23799	0.23699	0.23692	0.23688	0.23686	0.23686
R=0.925	0.10899	0.10899	0.08469	0.24834	0.24729	0.24722	0.24718	0.24716	0.24716
R=0.950	0.11199	0.11199	0.08519	0.25889	0.25779	0.25772	0.25768	0.25766	0.25766
R=0.975	0.11499	0.11499	0.08559	0.26964	0.26849	0.26842	0.26838	0.26836	0.26836
R=1.000	0.11799	0.11799	0.08589	0.28059	0.27939	0.27932	0.27928	0.27926	0.27926

COEFICIENTES LAS HARMONICAS

	HARM=5	HARM=7	HARM=9	HARM=11	HARM=13	HARM=15	HARM=17	HARM=19	HARM=21
1=0.0	0.00000	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000	0.00000	0.00000	-0.00000	-0.00000
2=0.225	0.00000	0.02470	0.05000	-0.02459	0.02459	0.00000	0.00000	0.02408	-0.00000
3=0.350	-0.00000	0.04919	-0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	-0.02408	0.04492	0.00000
4=0.475	0.00000	0.07225	0.00000	-0.06438	0.06438	0.0	-0.05240	0.05240	-0.00000
5=0.600	-0.00000	0.09350	0.00000	0.07358	0.07358	-0.00000	-0.05046	0.05046	0.00000
6=0.725	0.00000	-0.11250	-0.00000	-0.07358	-0.07358	0.00000	0.03751	-0.03751	-0.00000
7=0.850	-0.00000	0.12870	0.00000	0.07358	0.07358	0.00000	-0.01640	0.01640	0.00000
8=0.975	0.00000	-0.14181	-0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	0.00830	-0.00830	-0.00000
9=1.100	0.00000	0.15137	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	-0.03118	0.03118	0.00000
10=1.225	-0.00000	0.15720	0.00000	-0.05459	-0.05459	-0.00000	0.04727	-0.04727	-0.00000
11=1.350	0.00000	-0.15720	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	-0.05305	0.05305	0.00000
12=1.475	-0.00000	0.15137	0.0	0.04677	-0.04677	-0.00000	0.04727	-0.04727	-0.00000
13=1.600	0.00000	-0.14181	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	-0.03118	0.03118	0.00000
14=1.725	0.00000	0.12870	0.0	0.07358	-0.07358	0.00000	0.00830	-0.00830	0.00000
15=1.850	-0.00000	0.11250	0.0	0.07358	0.07358	0.00000	-0.01639	0.01639	0.00000
16=1.975	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.07358	-0.07358	0.00000	0.03751	-0.03751	0.00000
17=2.100	-0.00000	0.07225	0.00000	0.07358	0.07358	0.00000	-0.05046	0.05046	-0.00000
18=2.225	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	0.05240	-0.05240	0.00000
19=2.350	-0.00000	0.02470	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	-0.04242	0.04242	-0.00000
20=2.475	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
21=2.600	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
22=2.725	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
23=2.850	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
24=2.975	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
25=3.100	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
26=3.225	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
27=3.350	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
28=3.475	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
29=3.600	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
30=3.725	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
31=3.850	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
32=3.975	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
33=4.100	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
34=4.225	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
35=4.350	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
36=4.475	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
37=4.600	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
38=4.725	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
39=4.850	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
40=4.975	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
41=5.100	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
42=5.225	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
43=5.350	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
44=5.475	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
45=5.600	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
46=5.725	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
47=5.850	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
48=5.975	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
49=6.100	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
50=6.225	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
51=6.350	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
52=6.475	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
53=6.600	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
54=6.725	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
55=6.850	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
56=6.975	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
57=7.100	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
58=7.225	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
59=7.350	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
60=7.475	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
61=7.600	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
62=7.725	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
63=7.850	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
64=7.975	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
65=8.100	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
66=8.225	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
67=8.350	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
68=8.475	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
69=8.600	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
70=8.725	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
71=8.850	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
72=8.975	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
73=9.100	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
74=9.225	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
75=9.350	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
76=9.475	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
77=9.600	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
78=9.725	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
79=9.850	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
80=9.975	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
81=10.100	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
82=10.225	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
83=10.350	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
84=10.475	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
85=10.600	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
86=10.725	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
87=10.850	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
88=10.975	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
89=11.100	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
90=11.225	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
91=11.350	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.04677	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
92=11.475	0.00000	-0.04919	0.00000	-0.02459	-0.02459	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
93=11.600	-0.00000	0.02470	0.00000	0.02459	0.02459	0.00000	0.04452	-0.04452	0.00000
94=11.725	0.00000	-0.04919	-0.00000	-0.04677	-0.04677	0.00000	-0.05240	0.05240	-0.00000
95=11.850	-0.00000	0.07225	0.00000	0.06438	0.06438	0.00000	0.02409	-0.02409	0.00000
96=11.975	0.00000	-0.09350	0.00000	-0.06438	-0.06438	0.00000	-0.00000	0.00000	-0.00000
97=12.100	-0.00000	0.07225	0.00000	0.04677	0.046				

APÊNDICE 2

CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DO TRANSISTOR
DE POTÊNCIA BUX 48

NPN SILICON TRANSISTORS, TRIPLE DIFFUSED MESA

TRANSISTORS AU SILICIUM NPN, MESA TRIPLE DIFFUSE

BUX 48
BUX 48A

HIGH VOLTAGE, HIGH SPEED SWITCHING

TRANSISTOR
FEATURES :

- Current, switching times specified at $I_{Csat} = 10 A$
- Switching operating areas
- Accidental surge mode

APPLICATIONS :

- Converters, motor drive
- Direct operating from 220 and 380 V lines
- «Parallel» mounting

V_{CEX}	850 V	BUX 48
	1000 V	BUX 48 A
V_{CEO}	400 V	BUX 48
	450 V	BUX 48 A
I_C	15 A	} All types
I_{CM}	30 A	

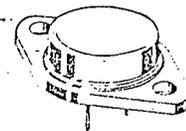
TRANSISTOR DE COMMUTATION HAUTE
TENSION RAPIDE

CARACTERISE :

- en courant et en temps de commutation à $I_{Csat} = 10 A$
- en aires de fonctionnement en commutation
- en régime de surcharge accidentelle

APPLICATIONS :

- Convertisseurs et commande de moteurs
- Utilisation directe sur les secteurs 220 et 380 V
- Montage en parallèle

Case TO 3
BoîtierWeight 14,4 g
MasseCollector is connected to case
Le collecteur est relié au boîtier

ABSOLUTE RATINGS (LIMITING VALUES)

VALEURS LIMITEES ABSOLUES D'UTILISATION

			BUX 48	BUX 48 A	
Collector-emitter voltage Tension collecteur-émetteur	$V_{BE} - 2,5$	V_{CEX}	850	1000	V
Collector-emitter voltage Tension collecteur-émetteur	$R_{BE} \leq 10 \Omega$	V_{CER}	850	1000	V
Collector-emitter voltage Tension collecteur-émetteur		V_{CEO}	400	450	V
Collector current Courant collecteur		I_C	15	15	A
Peak collector current Courant crête collecteur	$t_p \leq 5 \text{ ms}$	I_{CM}	30	30	A
Base current Courant base		I_B	4	4	A
Forward peak base current Courant direct de base crête	$t_p \leq 5 \text{ ms}$	I_{BM}	20	20	A
Non repetitive accidental peak surge current Courant de surcharge accidentelle non répétitive	$t_p \leq 20 \mu\text{s}$	I_{CP}	55	55	A
Power dissipation Dissipation de puissance	$T_{case} 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_{case} 60 \text{ }^\circ\text{C}$	P_{tot}	125 95	125 95	W
Power dissipation (base reverse biased)(avalanche) Dissipation de puissance en polarisation inverse de la base		P_{base}	2,5	2,5	W
Junction temperature Température de jonction	max	t_j	+175	+175	$^\circ\text{C}$
Storage temperature Température de stockage	min max	T_{stg}	-65 +175	-65 +175	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

		T _{case} 25 °C (Unless otherwise stated) (Sauf indications contraires)		min	typ	max	
Collector-emitter cut-off current Courant résiduel collecteur-émetteur	ICER	VCE = 850 V RBE ≤ 10 Ω	BUX 48			0,5	
		VCE = 850 V RBE ≤ 10 Ω				4	
		T _{case} = 125 °C					
	BUX 48 A	VCE = 1000 V RBE ≤ 10 Ω			0,5		
		VCE = 1000 V RBE ≤ 10 Ω			4		
		T _{case} = 125 °C					
Collector-emitter cut-off current Courant résiduel collecteur-émetteur	ICEX	VCE = 850 V VBE = -2,5 V	BUX 48			0,2	
		VCE = 850 V VBE = -2,5 V				2	
		T _{case} = 125 °C					
	BUX 48 A	VCE = 1000 V VBE = -2,5 V			0,2		
		VCE = 1000 V VBE = -2,5 V			2		
		T _{case} = 125 °C					
Emitter-base cut-off current Courant résiduel émetteur-base	IEBO	IC = 0 VEB = 5 V	All types Tous types			1	
		Collector-emitter breakdown voltage Tension de claquage collecteur-émetteur	VCE0sus L = 25 mH	BUX 48		400	
				BUX 48 A		450	
Emitter-base breakdown voltage Tension de claquage émetteur-base	V(BR)EBO*	IC = 0 IB = 0,5 A	All types Tous types			7	
		Collector-emitter saturation voltage Tension de saturation collecteur-émetteur	VCEsat*	BUX 48		1,5	
				BUX 48 A		5	
Collector-emitter saturation voltage Tension de saturation collecteur-émetteur	VCEsat*	IC = 8 A IB = 1,6 A				1,5	
		IC = 12 A IB = 2,4 A				5	

* Pulsed Impulsions τ_p = 300 μs δ ≤ 2%

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

		T _{case} 25 °C (Unless otherwise stated) (Sauf indications contraires)		min	typ	max
Base-emitter saturation voltage Tension de saturation base-émetteur	VBEsat*	IC = 10 A IB = 2 A	BUX 48			1,6
				IC = 8 A IB = 1,6 A	BUX 48 A	

THERMAL CHARACTERISTICS
CARACTERISTIQUES THERMIQUES

Junction-case thermal resistance Résistance thermique jonction-boîtier	R _{th(j-c)}	All types Tous types	1,2	°C/W
---	----------------------	-------------------------	-----	------

SWITCHING TIMES ON RESISTIVE LOAD
TEMPS DE COMMUTATION SUR CHARGE RESISTIVE

Turn-on time Temps total d'établissement	VCC = 150 V IC = 10 A IB1 = -IB2 = 2 A	td + tr	BUX 48	1
Fall time Temps de décroissance	VCC = 150 V IC = 8 A IB1 = -IB2 = 1,6 A	tf	BUX 48 A	0,8

SWITCHING TIMES ON INDUCTIVE LOAD
TEMPS DE COMMUTATION SUR CHARGE INDUCTIVE
(Unless otherwise stated)
(Sauf indications contraires)

Test conditions Conditions de mesure	T _{case} 25 °C		min	typ	max
	t _s	t _f			
Carrier storage time Retard à la décroissance	V _{CC} = 300 V I _C = 10 A I _{Bend} = 2 A -V _B = 5 V L _B = 3 μH	BUX 48		3	μs
Fall time Temps de décroissance	V _{CC} = 300 V I _C = 8 A I _{Bend} = 1.6 A -V _B = 5 V L _B = 3 μH	BUX 48 A		0.08	μs
Carrier storage time Retard à la décroissance	V _{CC} = 300 V I _C = 10 A I _{Bend} = 2 A -V _B = 5 V L _B = 3 μH T _{case} = 100 °C	BUX 48		5	μs
Fall time Temps de décroissance	V _{CC} = 300 V I _C = 8 A I _{Bend} = 1.6 A -V _B = 5 V L _B = 3 μH T _{case} = 100 °C	BUX 48 A		0.8	μs

FIGURE 1
 SWITCHING TIMES TEST CIRCUIT - INDUCTIVE LOAD
 CIRCUIT DE MESURE DES TEMPS DE COMMUTATION SUR CHARGE INDUCTIVE

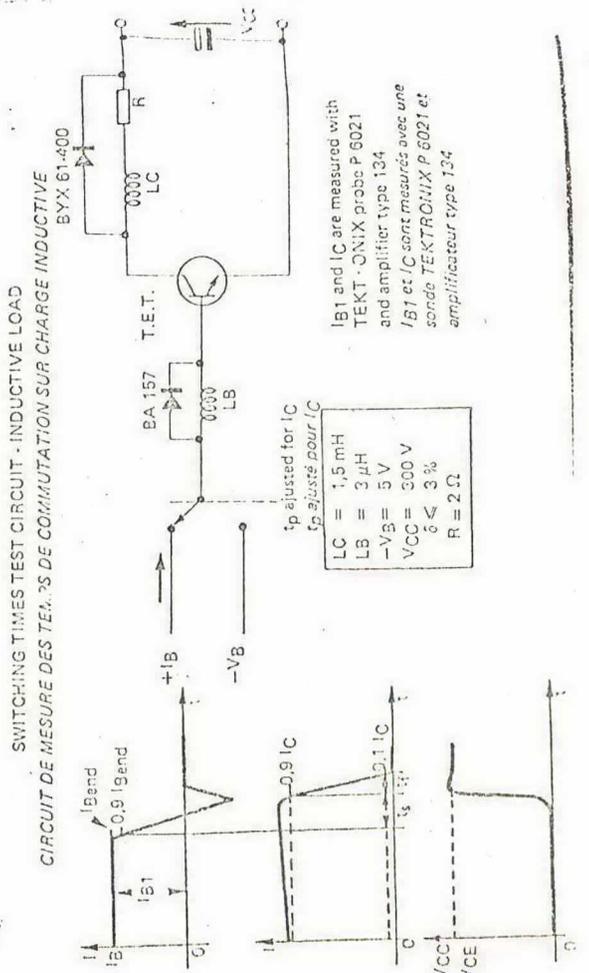


FIGURE 2
 COLLECTOR CURRENT VERSUS COLLECTOR EMITTER VOLTAGE
 Courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur

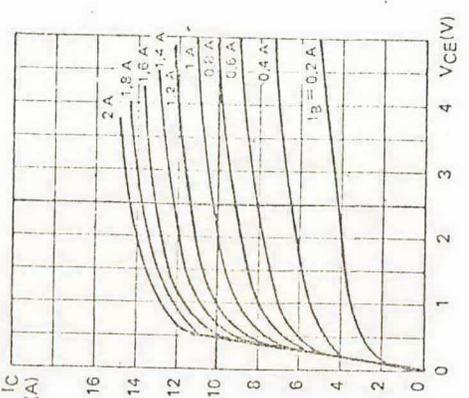


FIGURE 3
 COLLECTOR EMITTER VOLTAGE VERSUS BASE-EMITTER RESISTANCE
 Tension collecteur-émetteur en fonction de la résistance base-émetteur

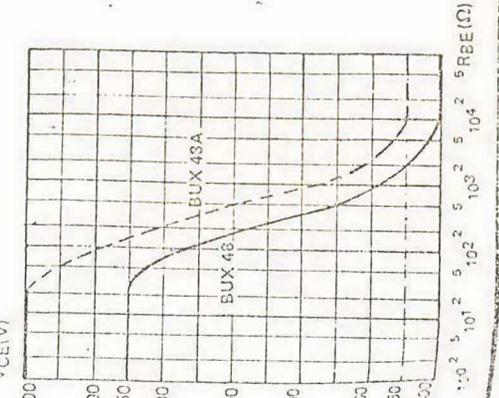


FIGURE 4
 STATIC FORWARD CURRENT TRANSFER RATIO VERSUS COLLECTOR CURRENT
 Valeur statique du rapport de transfert direct du courant en fonction du courant collecteur

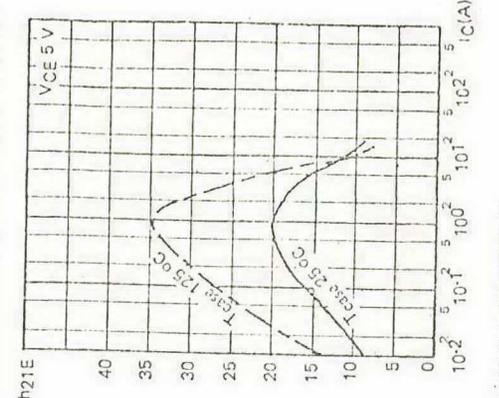
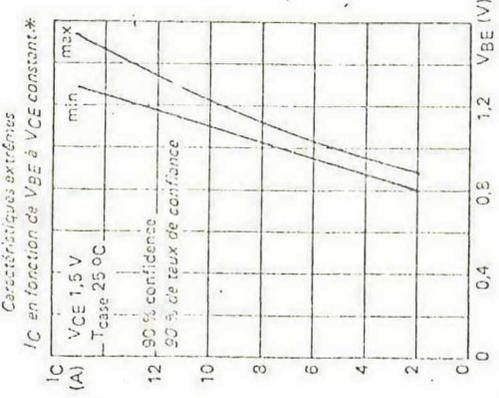


FIGURE 5

EXTREME CHARACTERISTICS I_C VERSUS V_{BE} AT V_{CE} CONSTANT*



*These values can be used to determine the collector currents dispersion with «parallel» transistors.
*Ces éléments peuvent être utilisés pour déterminer la dispersion des courants collecteur lors de la mise en parallèle.

FIGURE 6

COLLECTOR-EMITTER AND BASE-EMITTER SATURATION VOLTAGE VERSUS COLLECTOR CURRENT

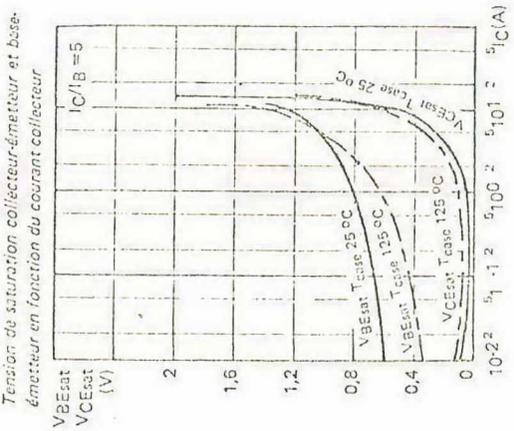


FIGURE 8

COLLECTOR-EMITTER VOLTAGE VERSUS BASE CURRENT

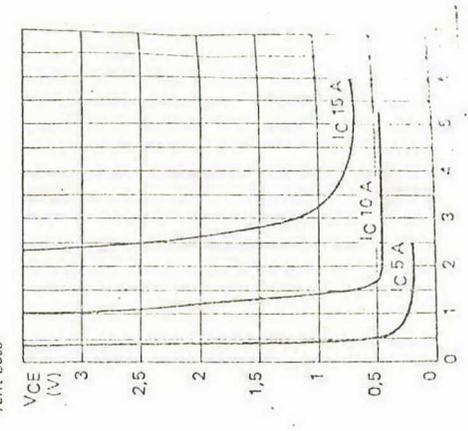


FIGURE 9

DC AND PULSE SAFE OPERATING AREA

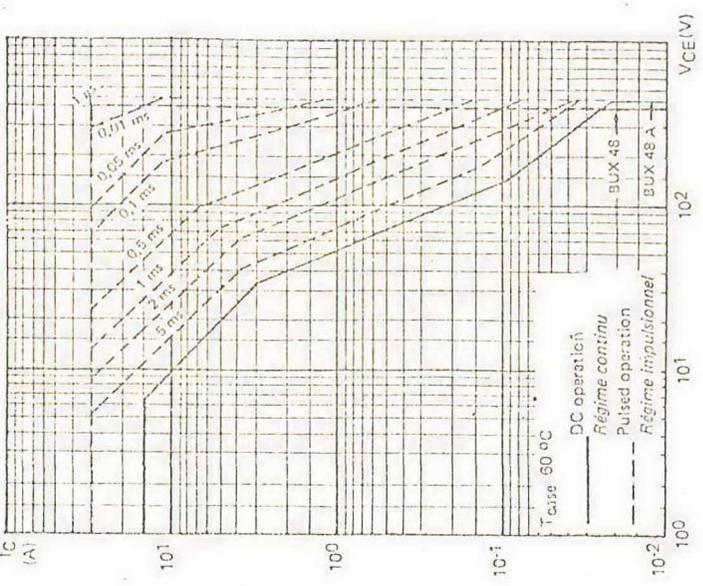


FIGURE 7

BASE-EMITTER VOLTAGE VERSUS BASE CURRENT

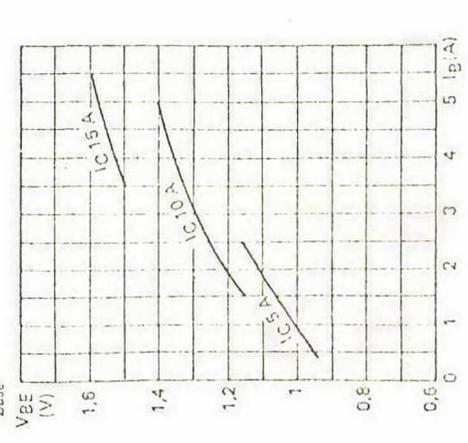


FIGURE 10

DISSIPATION AND I_S IS DERATING

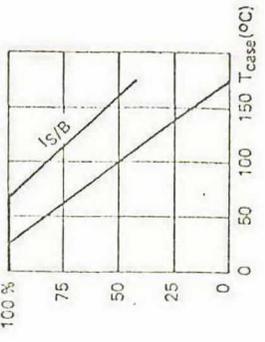


FIGURE 11

TRANSIENT THERMAL RESISTANCE DERATING FACTOR UNDER PULSES CONDITIONS

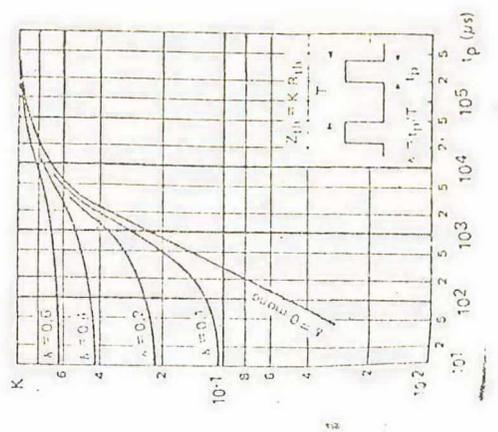
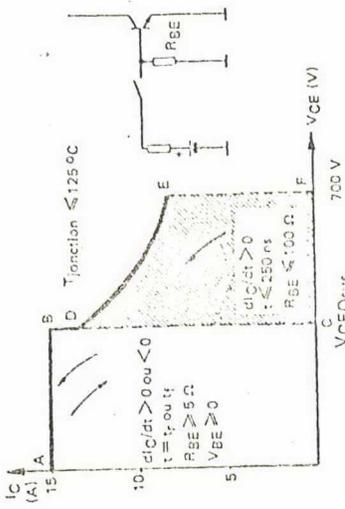


FIGURE 12

FORWARD BIAS SWITCHING OPERATING AREA

It consists of two zones:
 - the ABC zone allowed during turn on and turn off at the specified ratings.
 - the supplementary zone CDEF only allowed during turn on at the specified ratings.



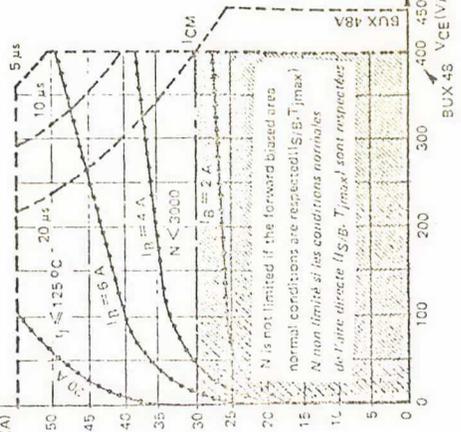
Aire de fonctionnement en commutation en polarisation directe

Elle se compose de deux zones:
 - la zone ABC valable à la mise en conduction et au blocage, aux conditions spécifiées
 - la zone supplémentaire CDEF utilisable seulement à la mise en conduction, aux conditions spécifiées.

FIGURE 14

FORWARD BIAS ACCIDENTAL SURGES AREA

Two quite different zones:
 - if $I_C < I_{CM}$, the transistor can operate in repetitive mode, if the other absolute ratings are respected (junction temperature, pulse duration...)
 - if $I_C > I_{CM}$, the operating mode must be non repetitive and the transistor must not be submitted to more than 3000 surges during its life. The Kellogg network gives maximal values with 90 per cent confidence



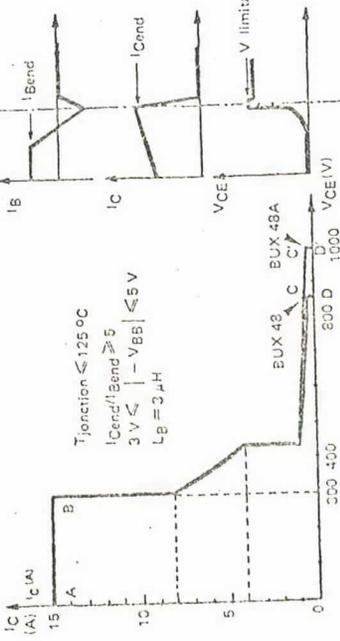
Aire de surcharge accidentelle en polarisation directe

Deux zones bien différentes:
 - si $I_C < I_{CM}$, le transistor peut fonctionner en régime répétitif, si les autres limites absolues sont respectées (température de jonction, durée d'impulsion).
 - si $I_C > I_{CM}$, le fonctionnement doit être non répétitif et il ne peut pas dépasser plus de 3000 surcharges dans la vie du composant. Le réseau de Kellogg donne les valeurs maximales à 90 % de confiance.

FIGURE 13

REVERSE BIAS SWITCHING OPERATING AREA

Aire de fonctionnement en commutation en polarisation inverse



Test conditions
 Conditions d'essais

LC = 200 µH
 LB = 3 µH
 VBB = -5 V
 VCC = 35 V
 tp adjusted for ICend
 Duty cycle <= 3 %
 tp ajustée pour ICend
 Facteur de forme <= 3 %

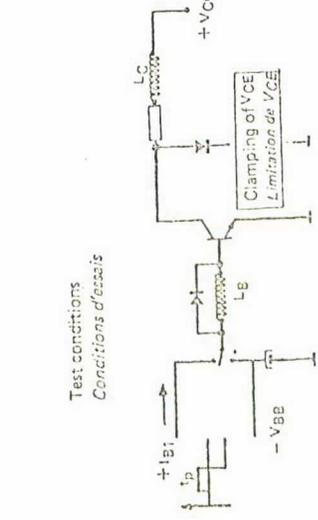


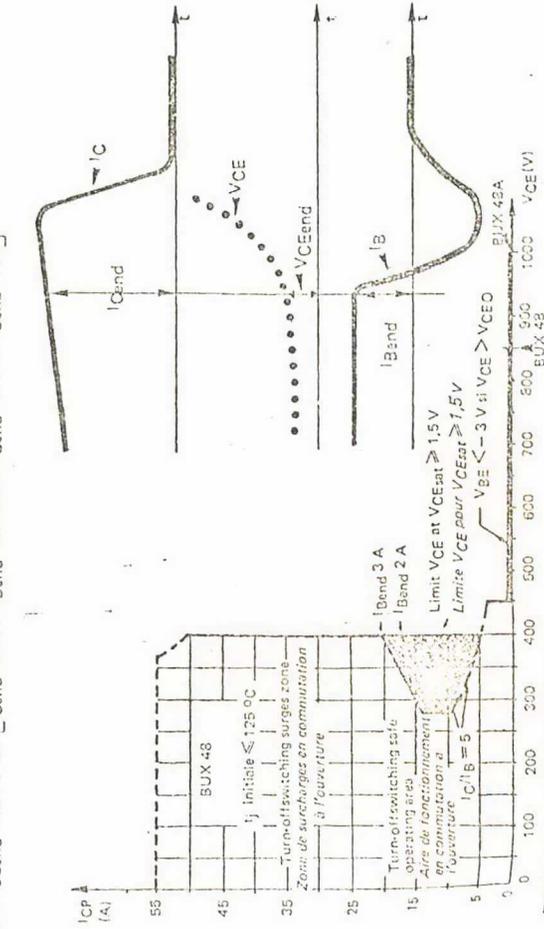
FIGURE 15

REVERSE BIAS ACCIDENTAL SURGE AREA *

*Aire de surcharge accidentelle en polarisation inverse **

* When the switching mode occurs from saturated state (1), the hatched zone is forbidden for the operating point
 * Quand la commutation s'effectue à partir de l'état saturé (1), le point de fonctionnement ne doit pas pénétrer dans la zone hachurée.

(1) $V_{CEend} < 1.5 V$ ET $[I_{Cend} < 20 A \cdot I_{Bend} \leq 3 A$ OU $I_{Cend} < 17 A \cdot I_{Bend} \leq 2 A]$



APÊNDICE 3

FONTES DE ALIMENTAÇÃO

O projeto aqui apresentado para fontes de alimentação visa a atender às necessidades de tensões de alimentação contínuas de valores + 7 volts e - 7 volts por parte dos elementos envolvidos na montagem de protótipos abordados neste trabalho de dissertação.

Como necessita-se de fontes de tensão reguladas recorreu-se ao uso de componentes integrados que pudessem desempenhar tal função.

O componente escolhido para esta utilização foi o regulador MC 7805C, cujas especificações são apresentadas na Figura 3.1.A.

FIXED POSITIVE OUTPUT REGULATORS															
NOMINAL OUTPUT VOLTAGE	MAXIMUM OUTPUT CURRENT (I_o)	DEVICE	OUTPUT VOLTAGE (V_o)		INPUT VOLTAGE (V_{in})		V_{in} FOR $2/3 I_o$ MAX		LINE REG.	LOAD REG.	TEMP. COEFF. OF V_{out} (typical)	POWER DISSIPATION	T_j		PKG. CASE
			MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX					MIN	MAX	
5V	1.5A	MC7805C	4.75V	5.25V	7V	36V	7V	22V	100mV	100mV	±1mV/°C		0°C	+150°C	313 T1

FIGURA 3.1.A - Especificações do regulador MC 7805 C

A estrutura básica da fonte de alimentação deve possuir a seguinte forma:

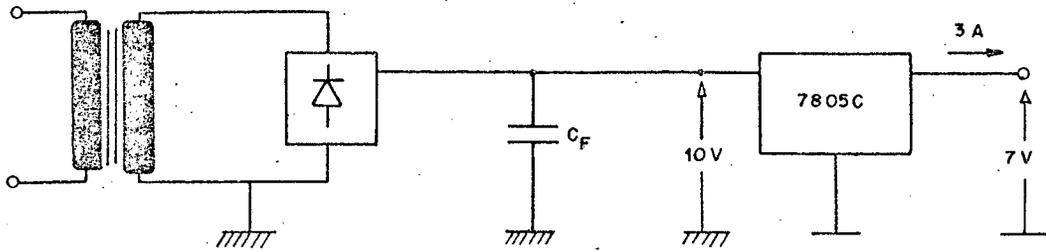


FIGURA 3.2.A - Estrutura básica da fonte de alimentação.

Pelas especificações de catálogo tem-se que a tensão de entrada do regulador deve estar compreendida entre 7 e 35 volts. Assim, optou-se por um valor de 10 volts.

Em função deste valor escolhido, o filtro capacitivo colocado à saída do retificador deve ser dimensionado. efetuando-se os cálculos necessários chegou-se a um capacitor $C_F \cong 8000\mu\text{F}$.

Por outro lado o retificador selecionado deve fornecer em sua saída uma tensão contínua de valor médio igual a 10 volts. Para que isto seja garantido, necessita-se na entrada do retificador de uma tensão eficaz de aproximadamente 7.9 volts.

O circuito retificador utilizado, no caso, foi uma ponte de 4 diodos, com capacidade de corrente de 7A, bastante superior ao necessário.

Através dos dados de tensão de entrada no retificador e corrente eficaz no transformador chegou-se ao cálculo da potência do mesmo, o que resultou em 40 VA.

Tendo-se, então, visto a parte relativa à entrada do regulador, preocupar-se-á com a saída do mesmo.

As exigências de projeto são de que as fontes de alimentação sejam capazes de fornecer tensões de $\pm 7\text{ V}$ e corrente de 3A.

Para tanto há necessidade de projetar-se um circuito auxiliar a fim de reforçar as características do regulador, uma vez que o mesmo, por si só, é capaz de fornecer apenas 5V de tensão e 1,5A de corrente.

Estudos acerca deste problema levaram a um circuito cuja estrutura é apresentada na Figura 3.3.A.

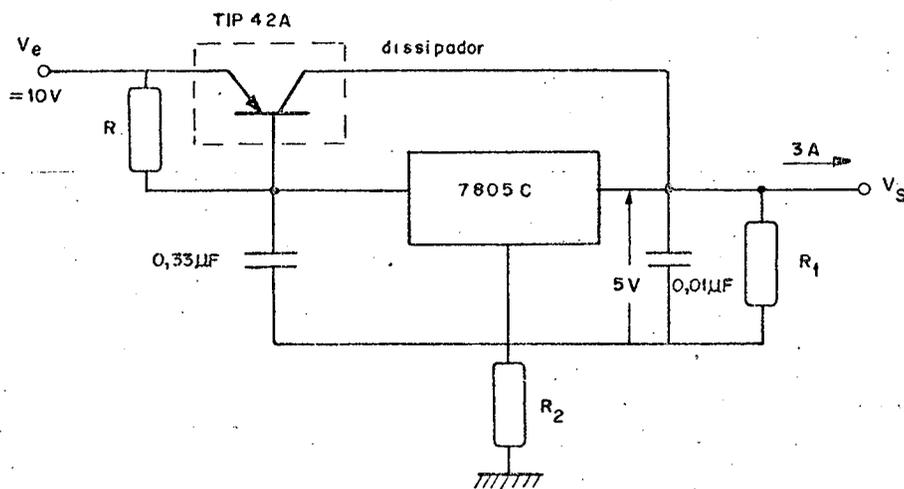


FIGURA 3.3.A - Regulador com circuito auxiliar.

A função do transistor adicional utilizado é a de possibilitar o regulador a um fornecimento maior de corrente, da ordem de 3A.

A tensão de saída da fonte é ajustável através dos resistores R_1 e R_2 pela relação.

$$V_o = V_R \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 I_o \quad \dots (3.1.A)$$

Onde:

V_o = tensão na saída da fonte regulada.

V_R = tensão na saída do regulador 7805C, sem circuito auxiliar.

I_Q = corrente de polarização do regulador.

A finalidade dos capacitores colocados à entrada e à saída do regulador é a de promover a filtragem das tensões ali existentes.

APÊNDICE 4

UM MÉTODO OPCIONAL PARA DETERMINAÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO

A partir das considerações já feitas no Capítulo 2 deste trabalho e considerando a forma de onda gerada como sendo resultante do produto de um trem de pulsos pela função seno, conforme a Figura 4.1.A, pode-se desenvolver a série de Fourier da forma a seguir apresentada:

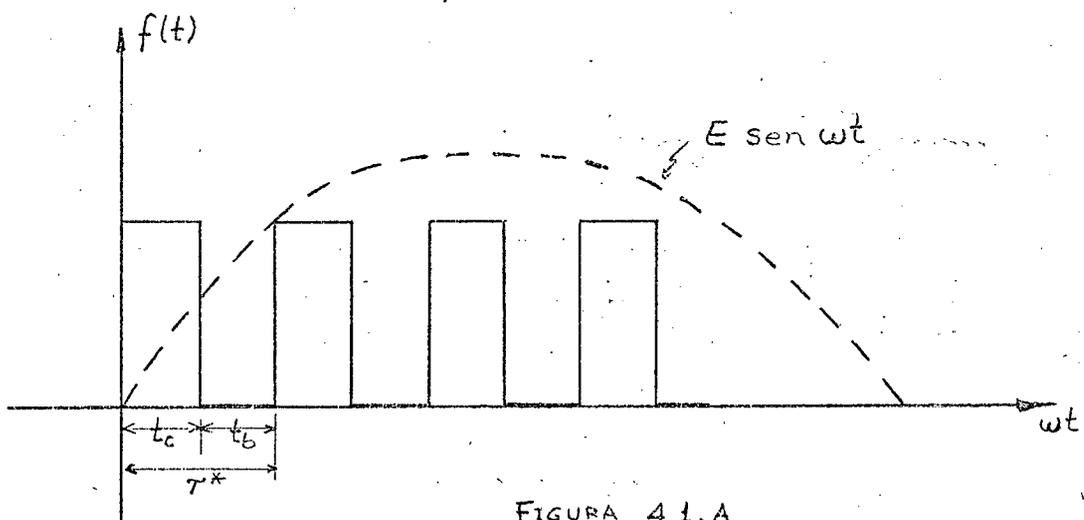


FIGURA 4.1.A

Tem-se, conforme já definido, que:

$$R = \frac{t_c}{T^*}$$

Desenvolvendo a série de Fourier para o trem de pulsos, tem-se, como expressão geral:

$$f(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \operatorname{sen}(n\omega^* t + \phi_n) \quad \dots (4.1.A)$$

O coeficiente C_0 é determinado pela expressão:

$$C_0 = \frac{1}{\tau^*} \int_0^{t_c} dt = \frac{1}{\tau^*} t_c = \mathbb{R} \quad \dots (4.2.A)$$

Os coeficientes a_n e b_n da série de Fourier, conforme já visto, são determinados como segue:

$$a_n = \frac{2}{\tau^*} \int_0^{t_c} \cos(n\omega^* t) dt = \frac{2}{n\omega^* \tau^*} [\operatorname{sen} n\omega^* t_c]$$

$$\text{Mas: } \omega^* = 2\pi f^* = \frac{2\pi}{\tau^*} \quad \dots (4.3.A)$$

Assim:

$$a_n = \frac{1}{\pi n} \operatorname{sen} n \frac{2\pi}{\tau^*} t_c = \frac{1}{\pi n} \operatorname{sen}(2\pi n \mathbb{R})$$

Então:

$$a_n = \frac{1}{\pi n} \operatorname{sen}(2\pi n \mathbb{R}) \quad \dots (4.4.A)$$

$$b_n = \frac{2}{\tau^*} \int_0^{t_c} \operatorname{sen}(n\omega^* t) dt = \frac{2}{n\omega^* \tau^*} [-\cos n\omega^* t]_0^{t_c}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi n} [-\cos n\omega^* t_c + 1]$$

$$b_n = \frac{1}{\pi n} [1 - \cos(2\pi n \mathbb{R})] \quad \dots (4.5.A)$$

Tem-se, então, a expressão da série dada, segundo a forma (2.5) do Capítulo 2, por:

$$f(t) = \mathbb{R} + \frac{1}{\pi n} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \sin(2\pi n \mathbb{R}) \cos n\omega^* t + [1 - \cos(2\pi n \mathbb{R})] \sin(n\omega^* t) \right\} \quad \dots (4.6.A)$$

Comparando a expressão (4.1.A) com (2.5) do Capítulo 2, tira-se que:

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \dots (4.7.A)$$

Assim, tem-se que :

$$C_n = \frac{1}{\pi n} \sqrt{\sin^2(2\pi n \mathbb{R}) + [1 - \cos(2\pi n \mathbb{R})]^2}$$

$$C_n = \frac{1}{\pi n} \sqrt{2 - 2 \cos(2\pi n \mathbb{R})} \quad \dots (4.8.A)$$

Da mesma comparação tem-se que:

$$\phi_n = \arctan \left[\frac{a_n}{b_n} \right] \quad \dots (4.9.A)$$

Assim, a expressão (4.1.A) fica dada por:

$$f(t) = \mathbb{R} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\pi n} \sqrt{2 - 2 \cos(2\pi n \mathbb{R})} \cdot \sin(n\omega^* t + \phi_n) \quad \dots (4.10.A)$$

Considerando-se o produto das séries da função trem de pulsos e da função seno, vem:

$$v_o(t) = f(t) \cdot \sin \omega t \quad \dots (4.11.A)$$

$$v_o(t) = \mathbb{R}E \operatorname{sen} \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} E C_n \operatorname{sen} \omega t \cdot \operatorname{sen}(n\omega^* t + \phi_n) \quad \dots (4.12.A)$$

$$v_o(t) = \mathbb{R}E \operatorname{sen} \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{EC_n}{2} \left\{ \cos[(\omega - n\omega^*)t - \phi_n] - \cos[(\omega + n\omega^*)t + \phi_n] \right\} \quad \dots (4.13.A)$$

Ter-se-á, então, de forma normalizada, a componente fundamental dada por \mathbb{R} e as harmônicas pela expressão:

$$\frac{C_n}{2} = \frac{\sqrt{2 - 2 \cos(2\pi n \mathbb{R})}}{2\pi n} \quad \dots (4.14.A)$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BLAND, T.G., "Steady-state analysis of single-phase AC controller with resistance load". IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, pp. 441-447, agosto 1975.
- [2] Mc VEY, Eugene S. e WEBER, Robert E., "Design information for a switched AC regulator". IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, pp. 51-56, dezembro 1967.
- [3] THOMPSON, Raymond, "A thyristor alternating-voltage regulator". IEEE Transactions on Industry and General Applications, pp. 162-166, abril 1968.
- [4] MOZDZER, Alexander e BOSE, Bimal K., "Three-phase AC power control using power transistors". IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 51-57, outubro 1976.
- [5] "Transistors de Puissance". Manual da Thomson-CSF, Division Semicónducteurs - SESCOSEM, 1979.
- [6] "Le Transistor de Puissance dans son environnement". Publicação Thomson-CSF, Division Semicónducteurs - SESCOSEM outubro 1978.

- [7] ARCHES, J.P. e FOCH, Heuri, "Utilisation pratique des amplificateurs opérationnels". Institut National Polytechnique de Toulouse, França, 1978.
- [8] PERIN, Arnaldo J., "Pulsadores a transistor de potência para o controle de máquinas de corrente contínua". Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFSC, Florianópolis, 1980. 104p. Dissertação de Mestrado.
- [9] BEDFORD, B.D. e HOFT, R.G., "Principles of inverter circuits". New York, John Wiley & Sons, Inc., 1964. 412 p.