

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

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR DIRETO DE
FREQUÊNCIA A MOSFET DE POTÊNCIA

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

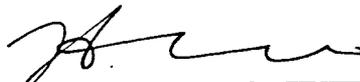
HÉLIO LEÃES HEY

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO 1987

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR DIRETO DE
FREQUÊNCIA A MOSFET DE POTÊNCIA

HÉLIO LEÃES HEY

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

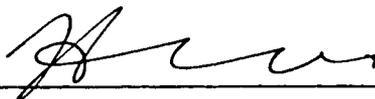


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

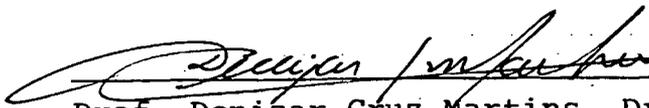


Prof. Marcio Cherem Schneider, Dr.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

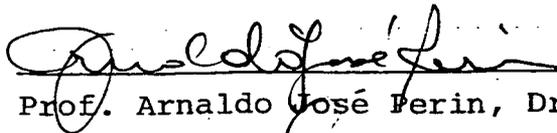
BANCA EXAMINADORA:



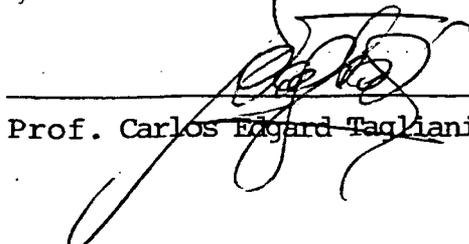
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Carlos Edgard Tagliani Manzor, M.Sc.

*Dedico esta a minha adorada
Avô Jacy, um exemplo de fi-
bra, caráter e dignidade a
todos nós.*

À Meus Pais,
Às Minhas Irmãs.

AGRADECIMENTO

Ao Professor Ivo Barbi, pela orientação segura e acompanhamento dispensado durante a realização deste trabalho.

Ao Professor Arnaldo José Perin, pela atenção e amizade dispensada no decorrer deste trabalho.

Ao Grupo Técnico do LAMEP, pela boa vontade com que sempre me auxiliaram.

Meu carinho aos Meus Pais, Hélio e Maria Alire, pela confiança e segurança transmitidas durante a execução deste trabalho.

À Marlei da Silva Costa, pela dedicação e profissionalismo com que desenvolveu o trabalho de datilografia.

Aos Colegas do Curso e demais pessoas que de uma forma ou de outra contribuíram para a realização deste trabalho.

Em especial ao Grupo de Professores da Área de Eletrônica de Potência pela competência, profissionalismo e dedicação ao curso, o que faz com que se destaquem dos demais.

A CAPES pelo apoio financeiro.

S U M Á R I O

SIMBOLOGIA	x
RESUMO	xiv
ABSTRACT	xv
CAPÍTULO 1 - APRESENTAÇÃO DA ESTRUTURA PROPOSTA PARA ALI MENTAÇÃO CARGA ATIVA COM OPERAÇÃO EM QUATRO QUADRANTES	
1.1 - Introdução	01
1.2 - Princípio de Funcionamento	07
1.3 - Simulação do Conversor Idealizado	11
1.4 - Conclusão	16
CAPÍTULO 2 - ESTUDO ANALÍTICO DO COMPORTAMENTO DO CONVER SOR DIRETO C.A. - C.C. DE QUATRO QUADRAN TES	
2.1 - Introdução	17
2.2 - Método de Variação da Razão Cíclica	17
2.3 - Análise Harmônica para o Conversor Trifásico	18
2.3.1 - Análise Harmônica da Tensão de Carga	19
2.3.1.1 - Obtenção da Tensão V_d	22
2.3.1.2 - Obtenção da Tensão V_i	25
2.3.1.3 - Obtenção da Função $f_a(t)$	25

2.3.1.4 - Obtenção da Função $f_{\bar{a}}(t)$	26
2.3.1.5 - Obtenção da Tensão de Carga	28
2.3.2 - Análise da Corrente de Carga	36
2.3.3 - Análise da Corrente de Entrada do conversor.	44
2.3.3.1 - Obtenção da Função $f_{\bar{b}}(t)$	47
2.3.3.2 - Obtenção da Função $f_{\bar{b}}(t)$	49
2.3.3.3 - Obtenção da Função $F_1(t)$	51
2.3.3.4 - Obtenção da Função $F_2(t)$	53
2.3.3.5 - Obtenção da Função de Chaveamento $F_C(t)$.	54
2.3.3.6 - Obtenção da Série de Fourier da Corrente de Entrada	57
2.4 - Conclusão	75
CAPÍTULO 3 - CIRCUITO DE CONTROLE E DE COMANDO	
3.1 - Introdução	76
3.2 - O Mosfet de Potência	76
3.3 - Circuito Variador da Razão Cíclica	78
3.4 - Circuito de Controle	80
3.4.1 - Princípio de Funcionamento	81
3.5 - Circuito de Comando de Gate	87
3.6 - Conclusão	89

CAPÍTULO 4 - ESTUDO DA COMUTAÇÃO

4.1 - Introdução	90
4.2 - Análise Teórica da Comutação	90
4.2.1 - Etapas da Comutação	92
4.2.1.1 - Mosfet T_{1A} Fechado	92
4.2.1.2 - Bloqueio do Mosfet T_{1A}	93
4.2.1.3 - Fechamento do Mosfet T_{2A}	94
4.2.2 - Introdução do Circuito Grampeador	96
4.2.3 - Sequências de Funcionamento	98
4.2.4 - Influência da Recuperação dos Diodos	102
4.3 - Dimensionamento dos Circuitos de Ajuda a Comutação.	106
4.3.1 - Circuito SNUBBER	106
4.3.2 - Circuito Grampeador	109
4.4 - Conclusão	112

CAPÍTULO 5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PROTÓTIPO PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGA RL

5.1 - Introdução	113
5.2 - Ensaio com Carga Resistiva	113
5.3 - Ensaio com Carga Indutiva	117
5.4 - Conclusão	122
CONCLUSÕES GERAIS	123

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 125

APÊNDICE I 127

SIMBOLOGIA

a	- Relação $\frac{E}{V_p}$
a_k	- Coeficiente da Série de Fourier
a_j	- Coeficiente da Série de Fourier
b_k	- Coeficiente da Série de Fourier
b_j	- Coeficiente da Série de Fourier
C_g	- Capacitor do Circuito Grampeador
CH	- Chave Ideal
$C_{S"A"}$	- Capacitor do Circuito "A"
D	- Terminal de "Fonte" do Mosfet
D_S	- Diodo do Circuito SNUBBER
D_g	- Diodo do Circuito Grampeador
d_1	- Diodo Anti-Paralelo do Mosfet
E	- Fonte de Tensão Contínua
f	- Frequência da Rede
f_a	- Função de Chaveamento
$f_{\bar{a}}$	- Função de Chaveamento Complementar
f_b	- Função de Chaveamento

- $f_{\bar{b}}$ - Função de Chaveamento Complementar
- f_1, f_2, f_3 - Funções de Chaveamento para as Respectivas Tensões de Fase
- $F_C(t)$ - Função de Chaveamento da Corrente de Entrada
- F_C - Frequência de Chaveamento da Tensão de Carga
- G - Terminal de "Gate" do Mosfet
- I_C - Corrente de Carga
- I_M - Corrente Média
- I_{H_x} - Amplitudes Harmônicas de Corrente onde:
 $x = 1, 2, 3, 4, \dots$
- I_D - Corrente de Dreno
- I_{SA} - Corrente no Circuito SNUBBER "A"
- L - Indutor de Carga
- R - Razão Cíclica
- r - Resistência de Carga
- R_g - Resistor do Circuito Grampeador
- R_{SA} - Resistor do Circuito SNUBBER "A"
- S - Terminal de Source do Mosfet
- t_f - Tempo de Duração dos Pulsos da Função de Chaveamento
- t_c - Tempo de Carga do Capacitor do Circuito SNUBBER

t_{off}	- Tempo de Bloqueio do Mosfet
T_M	- Tempo Morto
T	- Período de Chaveamento
$t_{v(+)}$	- Tempo de Chaveamento da Tensão Positiva
$t_{v(--)}$	- Tempo de Chaveamento da Tensão Negativa
V_O	- Tensão de Carga
V_P	- Valor de Pico das Tensões
V_d	- Envoltória Positiva das Tensões de Fase
V_i	- Envoltória Negativa das Tensões de Fase
V_{H_x}	- Amplitudes Harmônicas de Tensões onde: $x = 1, 2, 3, 4, \dots$
V_g	- Tensão do Circuito Grampeador
V_M	- Tensão Média
V_{GS}	- Tensão Gate-Source
V_{DS}	- Tensão Dreno-Source
V_{in}	- Tensão dos Pulsos de Saída do Circuito de Controle
$V_{S"A"}$	- Tensão no Capacitor do Circuito SNUBBER "A"
V_g	- Tensão sobre C_g
$V_e(t)$	- Tensão de Alimentação do Circuito Grampeador

- ω - Freqüência da Rede
- ω_0 - Freqüência dos Trens de Pulsos de Chaveamento
- τ - Consoante de Tempo de Carga - $\tau = \frac{L}{r}$
- Σ - Somatório

R E S U M O

O presente trabalho tem por objetivo o estudo e realização de um conversor direto de frequência de ponto médio.

Foram desenvolvidas equações que representam as correntes e tensões, tanto na entrada como na saída do conversor, e também ábacos dos valores médios, eficazes e conteúdos harmônicos das mesmas, para diversas razões cíclicas de operação.

A estrutura implementada, emprega interruptores bidirecionais em tensão e corrente, constituídos por 2 mosfet's de potência em anti-série, para operar em frequências elevadas.

A comutação entre as fases, tanto a nível teórico como prático, é a maior dificuldade deste trabalho, onde se comprovou a necessidade da utilização de circuitos de ajuda à comutação.

O princípio de operação da estrutura estudada pode ser confirmado pelos resultados experimentais que são mostrados.

A B S T R A C T

This work was aimed to the study and realization of a half point direct frequency converter.

The equations that represent currents and tensions in the converter input and output and also charts with their average and RMS voltes and harmonics spectrum were developed for differents duty cycles.

The realized structure uses bi-directional in tension and current switches wich were realized with two power MOSFET in anti-series connection in order to operate them in high frequencies.

The pratical realization and the theoretical study of the commutation between phases is the most difficult part of this work, where was proved the need of using SNUBBER and clamping circuits to help the commutation.

The operation principles of the studied structure were confirmed with experimental results wich are shown.

C A P Í T U L O 1

APRESENTAÇÃO DA ESTRUTURA PROPOSTA PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGA ATIVA COM OPERAÇÃO EM QUATRO QUADRANTES

1.1 - INTRODUÇÃO

É muito comum a necessidade de se controlar e se transformar a energia disponível da rede em outra forma de energia, com características (frequência, amplitude, etc...) geralmente diferentes daquelas disponíveis. Esta transformação tem uma ampla variedade de aplicações na indústria, como por exemplo controle de velocidade e posição de sistemas, onde a partir da frequência fixa da rede, pode-se obter uma frequência variável que ao ser aplicada a um motor de indução ou síncrono, permite a variação da velocidade [BARBI, 1986]. As companhias de energia elétrica aumentaram o custo da energia reativa ou tornaram mais rigorosos os limites mínimos do fator de potência, por isto é importante o controle do Fator de Potência.

Esta transformação de energia, na maioria das vezes é feita pelos conversores estáticos, os quais estão divididos em dois grandes grupos, que são os conversores diretos de frequência e conversores indiretos de frequência. A conversão de frequência é dita direta, quando um conjunto de chaves conecta diretamente a entrada com a saída. A conversão de frequência é dita indireta, quando a energia de entrada é primeiro transferida para um estágio intermediário e deste para a saída. Em geral, os conversores indiretos tem a necessidade intrínseca de

uma armazenagem intermediária. Com isto eles estão ligados ao uso de elementos reativos bastante volumosos.

O interesse deste estudo, está centrado em conversores estáticos, capazes de operar em quatro quadrantes. Os conversores que são utilizados na indústria com esta finalidade, pertencem a duas famílias, que são os cicloconversores (ou conversores duais), Figura 1.1, e os "Chopper's", Figura 1.2 e Figura 1.3.

O conversor dual é uma estrutura composta por dois conversores de dois quadrantes, associados de modo a permitir a operação em quatro quadrantes. Devido ao fato dos dois conversores serem operados complementarmente, mantêm-se as tensões dos dois grupos iguais em valor médio, mas valores instantâneos diferentes, devido as harmônicas de tensão geradas pelos conversores individualmente serem diferentes. Estas harmônicas produzem correntes que se não forem limitadas, tornam-se elevadas e destrutivas para os componentes. A técnica usada para se limitar essa corrente, denominada corrente de circulação, consiste no emprego de reatores de circulação (LC) [BARBI, 1986]. A operação do conversor dual com circulação de corrente possui como vantagem, o fato da passagem de um quadrante para outro, ocorrer naturalmente, sem necessidade de circuitos de comando para realizar a transferência; por outro lado apresenta como desvantagem a presença do reator de circulação que geralmente é volumoso e pesado, além de aumentar o custo do sistema. Com o uso de circuitos de comandos mais complexos é possível eliminar a corrente de circulação e conseqüentemente os reatores de circulação, porém esta técnica diminui o desempenho do sistema do ponto de vista de controle [BARBI, 1986].

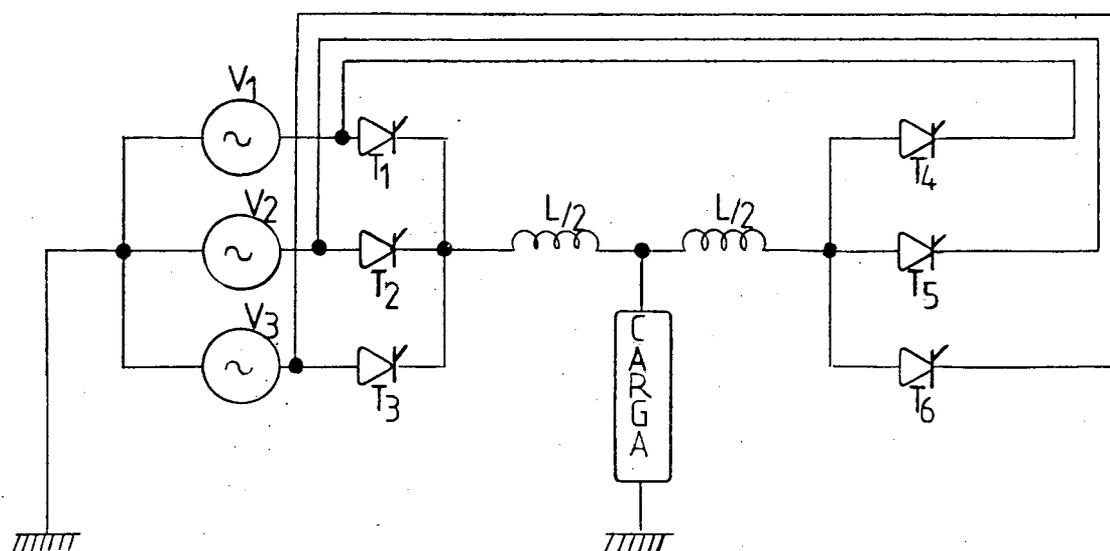


Figura 1.1 - Conversor Dual de "3" Pulsos

Com o avanço da tecnologia dos dispositivos eletrônicos, que tornou possível o uso de transistores bipolares de potência (tensão e corrente elevadas), fez com que as pesquisas se direcionassem ao desenvolvimento dos pulsadores de quatro quadrantes, também conhecidos como "Chopper". Devido a estes operarem com frequências elevadas, o que é um fator limitante do

uso de tiristores, a corrente de armadura do motor apresenta baixo conteúdo harmônico [BARBI, 1986]. A desvantagem do uso desta estrutura é que durante as frenagens, o motor inverte o sentido da corrente contínua, fornecendo corrente para a fonte. Como é sabido, para a alimentação dos pulsadores é necessário uma fonte de tensão contínua, a qual é obtida pela retificação da tensão alternada existente na rede. Uma vez que esta retificação é feita por pontes de diodos, e estes não são reversíveis em corrente, torna-se impossível a regeneração desta energia para a fonte. Com isto torna-se necessário a utilização de um circuito adicional (T_5 e R_1), cuja finalidade é dissipar esta energia, diminuindo o rendimento da estrutura. Este circuito está representado na Figura 1.3.

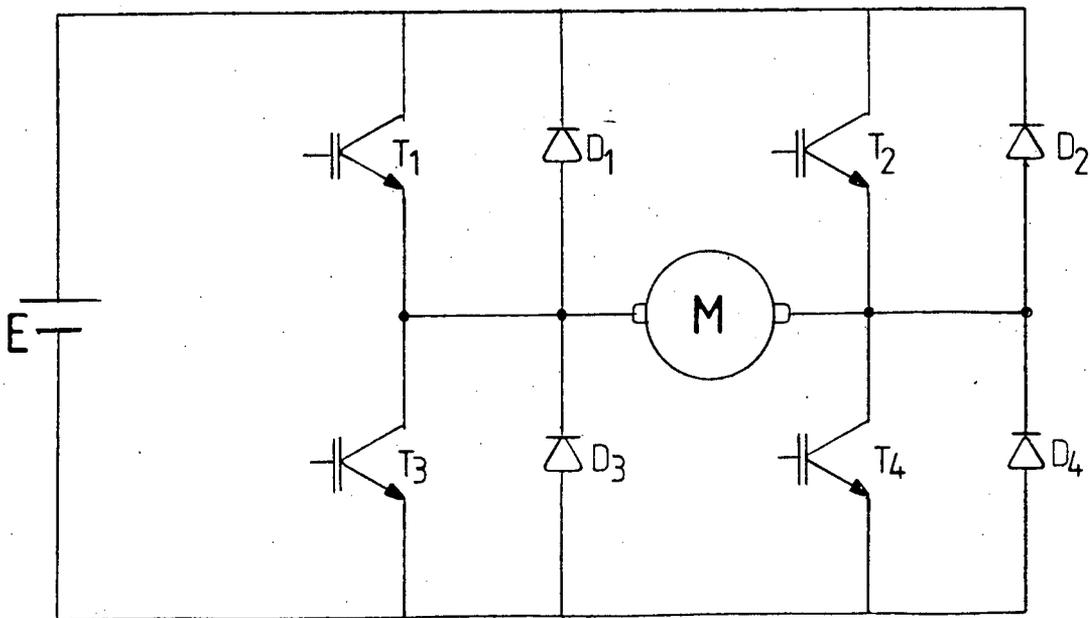


Figura 1.2 - Chopper de Quatro Quadrantes

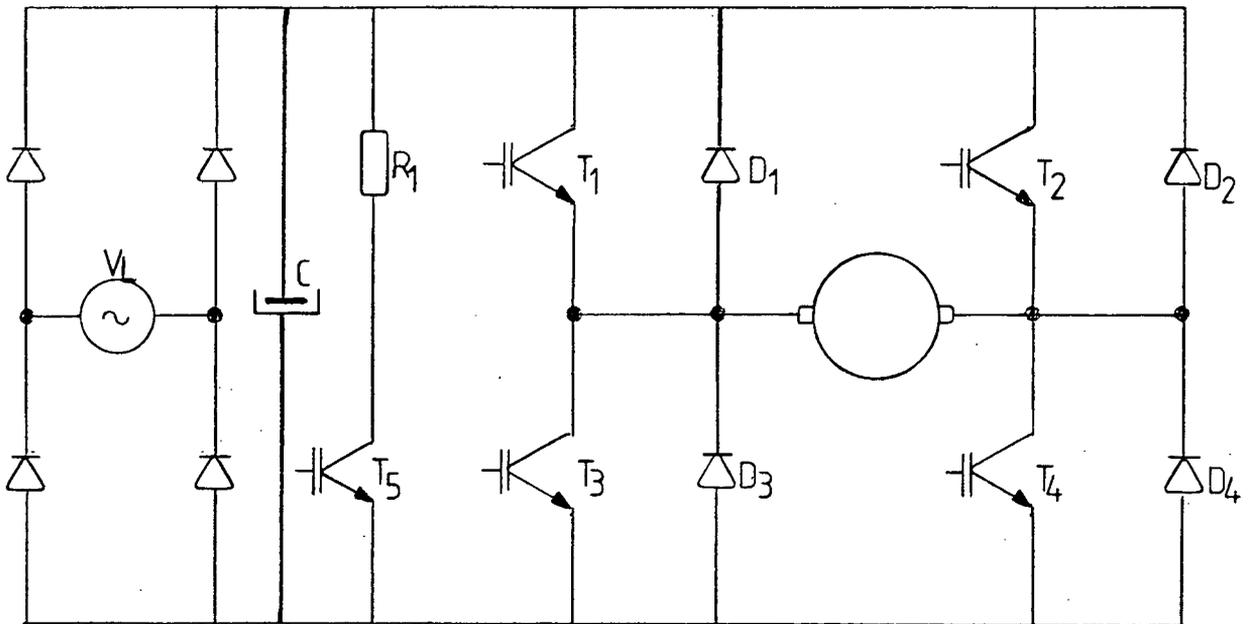


Figura 1.3 - Chopper com Frenagem Dissipativa

Como já foi mencionado, as estruturas utilizadas atualmente pela indústria para operação em quatro quadrantes a apresentam uma série de inconvenientes como por exemplo, baixa relação peso-volume, conteúdo harmônico considerável, baixo rendimento. A finalidade deste trabalho é o estudo e realização de um conversor monofásico AC-DC de ponto médio utilizando chaves bidirecionais para operação em quatro quadrantes, Figura 1.4-a. A chave bidirecional utilizada é formada por dois mosfet's de potência, agrupados em anti-série, Figura 1.4-b. O modelo idealizado da chave está representado na Figura 1.4-c.

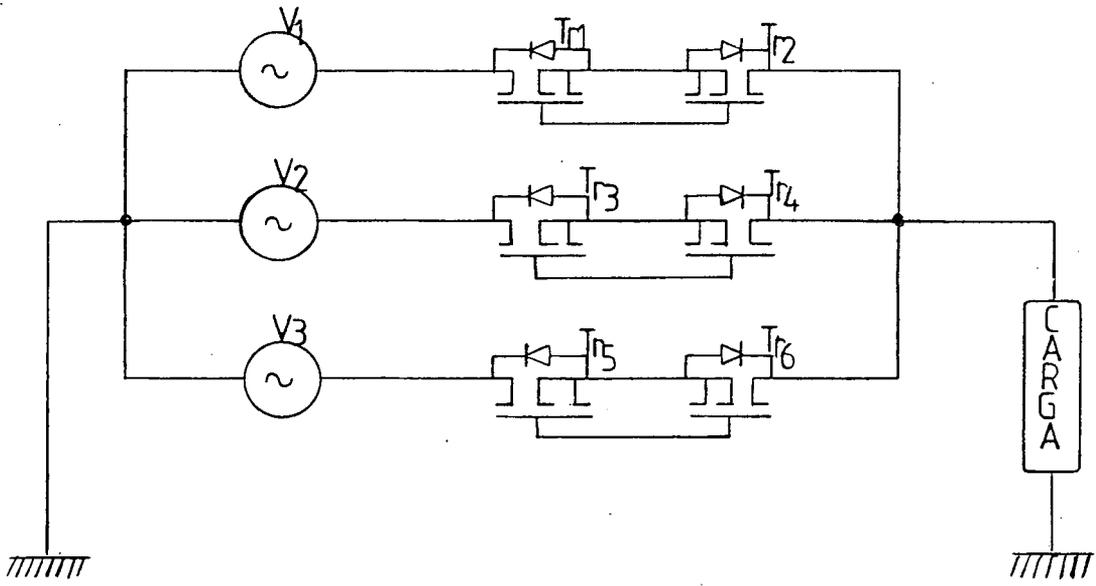


Figura 1.4-a - Estrutura do Conversor a ser Estudado

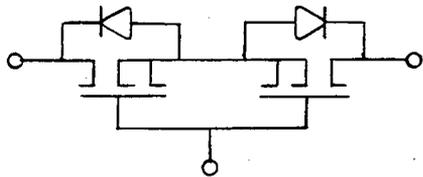


Figura 1.4-b - Módulo da Chave Utilizada

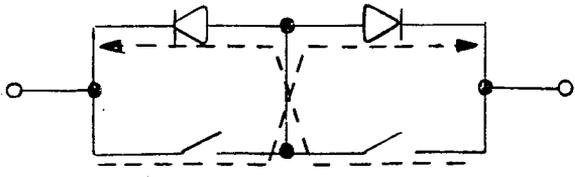


Figura 1.4-c - Modelo Idealizado da Chave Bidirecional Utilizada

Nesta estrutura a fonte trifásica é conectada diretamente com a carga através das chaves bidirecionais. A fonte trifásica é formada por um transformador abaixador, devido as limitações em tensão dos mosfet's existentes e também para isolar a estrutura da rede. Com o uso destas chaves bidirecionais este conversor apresenta uma série de vantagens, como por exemplo: fluxo de potência da fonte para a carga e vice-versa; elevada frequência de chaveamento; bom fator de potência de entrada; frequência de saída variável, entre outras.

Este conversor também apresenta uma grande versatilidade, pois dependendo da maneira de como é controlado, pode funcionar como conversor C.A.-C.C., variador de tensão alternada C.A.-C.C., e conversor de frequência CA-CA.

1.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O princípio de funcionamento deste conversor se baseia no controle do valor da tensão média imposta a carga, através da variação da razão cíclica. Esta tensão média pode assumir valores positivos, negativos ou nulo. O controle se dá através do chaveamento complementar dos mosfet's pertencentes a duas das fases de alimentação. O método consiste em se manter uma chave fechada durante um tempo de condução maior que as outras duas (no caso de razão cíclica "0,5", as chaves permanecem durante o mesmo tempo fechadas).

Para uma melhor compreensão do funcionamento da estrutura, será descrito resumidamente como podemos proceder para obtermos tensão média positiva. Faz-se uma comparação entre os

valores instantâneos das tensões de alimentação do conversor, e a fase que apresentar o maior valor positivo, é a que permanecerá o maior tempo conectada com a carga, através da condução da chave a ela associada. A fase que apresentar o maior valor negativo, permanecerá o menor tempo conectada a carga. A razão cíclica é dada pela seguinte equação:

$$R = \frac{t_{V(+)}}{t_{V(+)} + t_{V(-)}} \quad (1.1)$$

A forma de onda da tensão de carga, para tensão média positiva (razão cíclica maior que 0,5), está representada na Figura 1.5. Para se obter tensão média negativa, procede-se de maneira inversa a descrita acima.

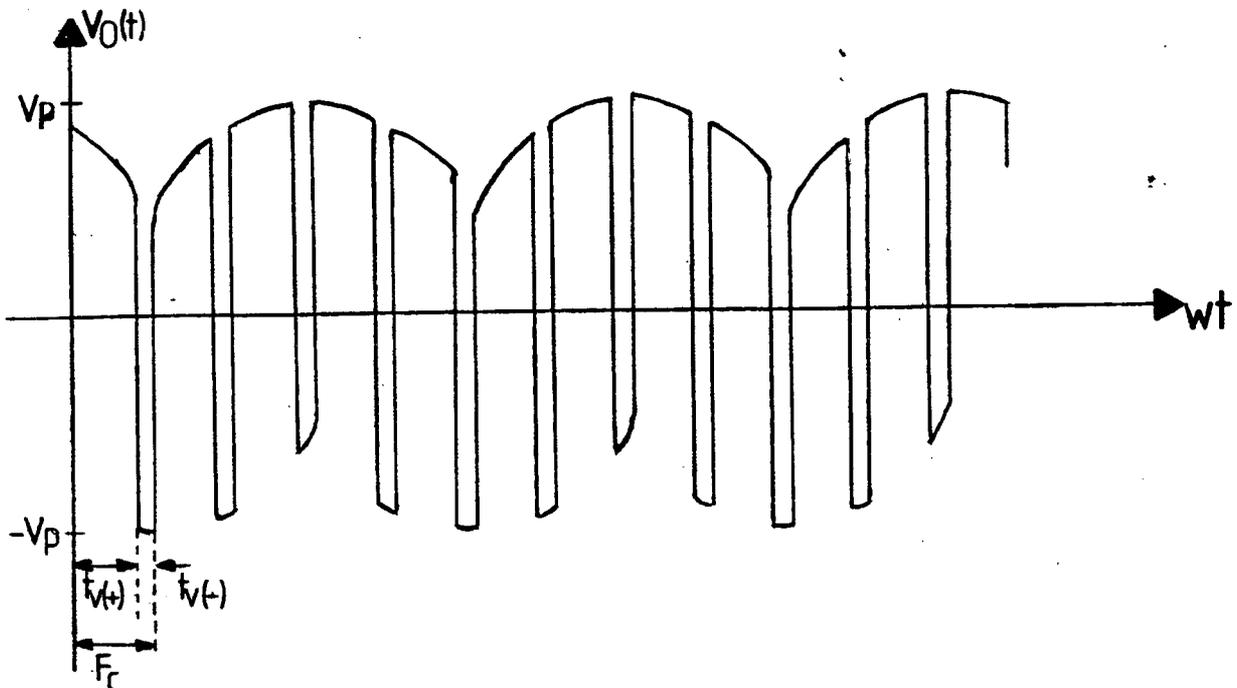


Figura 1.5 - Tensão na Carga. Valor Médio Positivo

Para a descrição das etapas de funcionamento da estrutura, os componentes serão considerados ideais. Será considerada apenas a comutação entre a fase "1" e a fase "2". Tem-se, então, as seguintes seqüências:

1ª SEQUÊNCIA: Figura 1.6

A chave "1" apresenta-se fechada, conduzindo a corrente de carga e interligando a fase "1" com a carga. As chaves "2" e "3" apresentam-se bloqueadas.

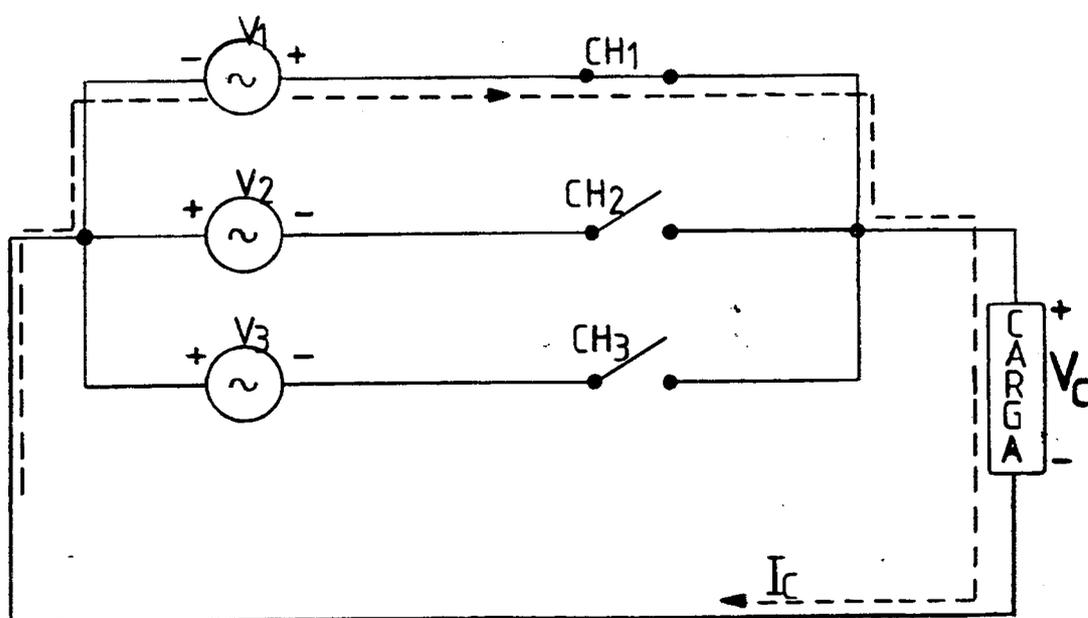


Figura 1.6 - Chave "1" Conduzindo a Corrente de Carga

2ª SEQUÊNCIA: Figura 1.7

A chave "2" apresenta-se fechada, regenerando a corrente de carga para a rede e interligando-a com a carga. As chaves "1" e "3" apresentam-se bloqueadas. A tensão de fase " V_2 ", faz com que a tensão de carga inverta sua polaridade.

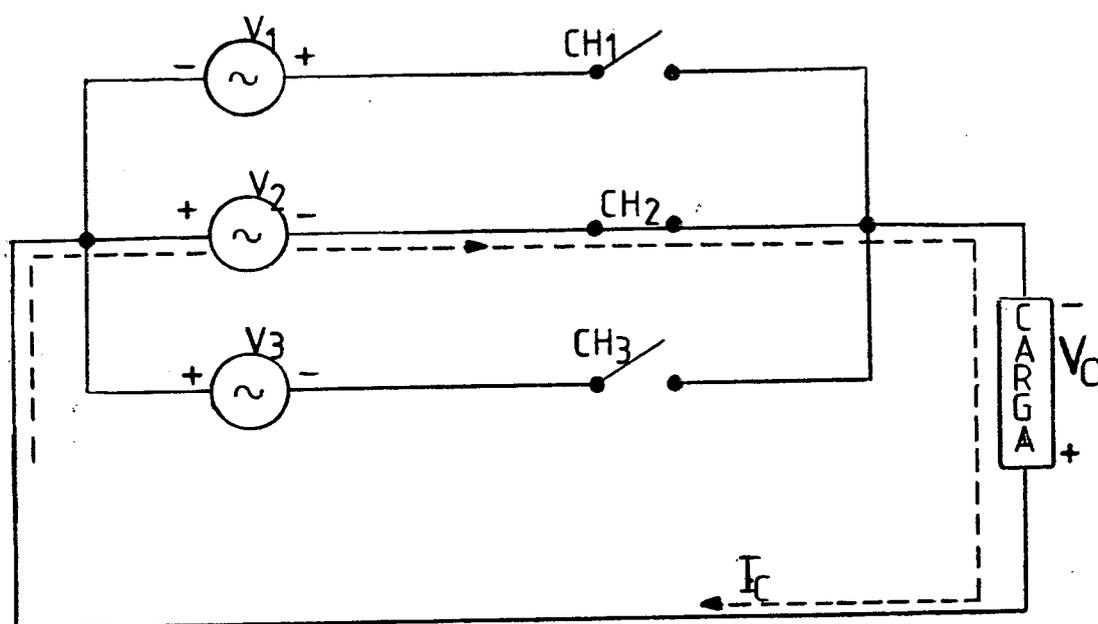


Figura 1.7 - Chave "2" Conduz a Corrente de Carga

Estas seqüências de chaveamento, continuarão se repetindo até que a tensão da fase " V_3 " tenha um valor mais negativo que a tensão " V_2 ". Quando a fase da tensão " V_2 " passa a ser mais positiva que a tensão " V_1 ", ela assume os chaveamentos de maior duração, enquanto que as fases " V_3 " e " V_1 " assumem os chaveamentos de menor duração. No momento em que a fase " V_3 " passa a ser mais positiva que a fase " V_2 ", assume os chaveamen

tos maiores e os menores são assumidos por " V_1 " e " V_2 ". Quando " V_1 " voltar a ter maior valor positivo, as seqüências descritas tornam a ser repetir. A forma de onda da tensão de saída resultante está representada na Figura 1.5. A baixa freqüência de chaveamento representado, é para se ter uma maior clareza das seqüências de chaveamento. As seqüências de funcionamento podem ser observados na Figura 1.5.

A operação do conversor nos quatro quadrantes está representada na Figura 1.8, abaixo.

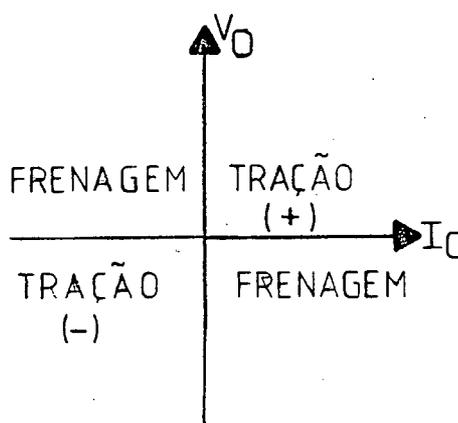


Figura 1.8 - Característica da Operação em Quatro Quadrantes

1.3 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR IDEALIZADO

A estrutura proposta foi simulada, com o intuito de se ter uma visão aproximada das formas de onda resultantes, pelo tipo de modulação a ser empregada. Outra finalidade desta simulação é de se conhecer o conteúdo harmônico que este conversor apresenta com este tipo de modulação. A estrutura foi con-

siderada ideal, isto é. bloqueio e condução instantâneos e portanto sem tempo morto. A modulação empregada é PWM (Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulsos) com pulsos fixos e complementares. A carga usada nas simulações apresenta uma resistência de 13Ω e uma indutância de $6,1\text{ mH}$. Esta carga é a mesma a ser utilizada posteriormente para os testes do protótipo. A razão cíclica utilizada foi de $0,8$, e a frequência de chaveamento é de $5,4\text{ KHz}$. A simulação realizada esta representada nas Figuras 1.9-a até 1.9-g.

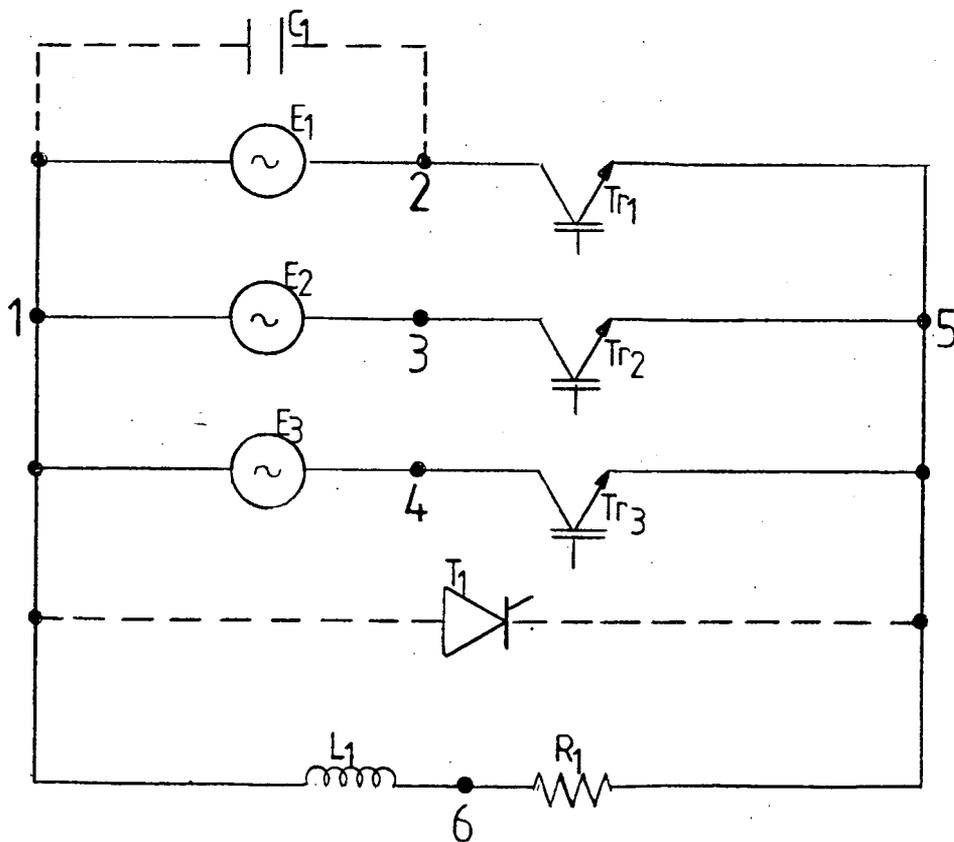


Figura 1.9-a - Estrutura Adotada para Simulação

OBSERVAÇÃO:

As chaves bidirecionais utilizadas na implementação do protótipo, foram aqui substituídas por um único interruptor, que o programa utilizado na simulação considera uma chave ideal bidirecional [Manual de Utilização do SACEC].

VERIFICACAO DOS DADOS

NUMERO DE RAMOS : 10 NUMERO DE NOS: 6

FONTES DE TENSAO (E)

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	TENSAO!	PULSACAO!	FASE!
!	(NP)	!	(V)	(OMG)	(PHS)
1,	2	, 1	, .14800E+03,	.376991E+03,	-.104720E+01
2,	3	, 1	, .14800E+03,	.376991E+03,	-.314159E+01
3,	4	, 1	, .14800E+03,	.376991E+03,	.104720E+01

CAPACITORES (C) :

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

1,	1	, 2	, .100E-08
----	---	-----	------------

TIRISTORES (T) :

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

1,	5	, 1	, .100E+10,	.100E+09,	.100000E+06,	.100000E+06
----	---	-----	-------------	-----------	--------------	-------------

TRANSISTOR(TR) :

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

1,	2	, 5	, .100E+06,	.100E+00,	.000000E+00,	.000000E+00
2,	3	, 5	, .100E+06,	.100E+00,	.000000E+00,	.000000E+00
3,	4	, 5	, .100E+06,	.100E+00,	.000000E+00,	.000000E+00

RESISTENCIAS (R) :

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

1,	5	, 6	, .130E+02
----	---	-----	------------

INDUTANCIAS (L) :

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

1,	6	, 1	, .610E-02
----	---	-----	------------

FREQUENCIA(HZ): .600E+02 PASSO DE CALCULO(SEG)= .500E-05

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSAO = 2

NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 1

NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 2

Figura 1.9-b - Listagem da Estrutura Simulada

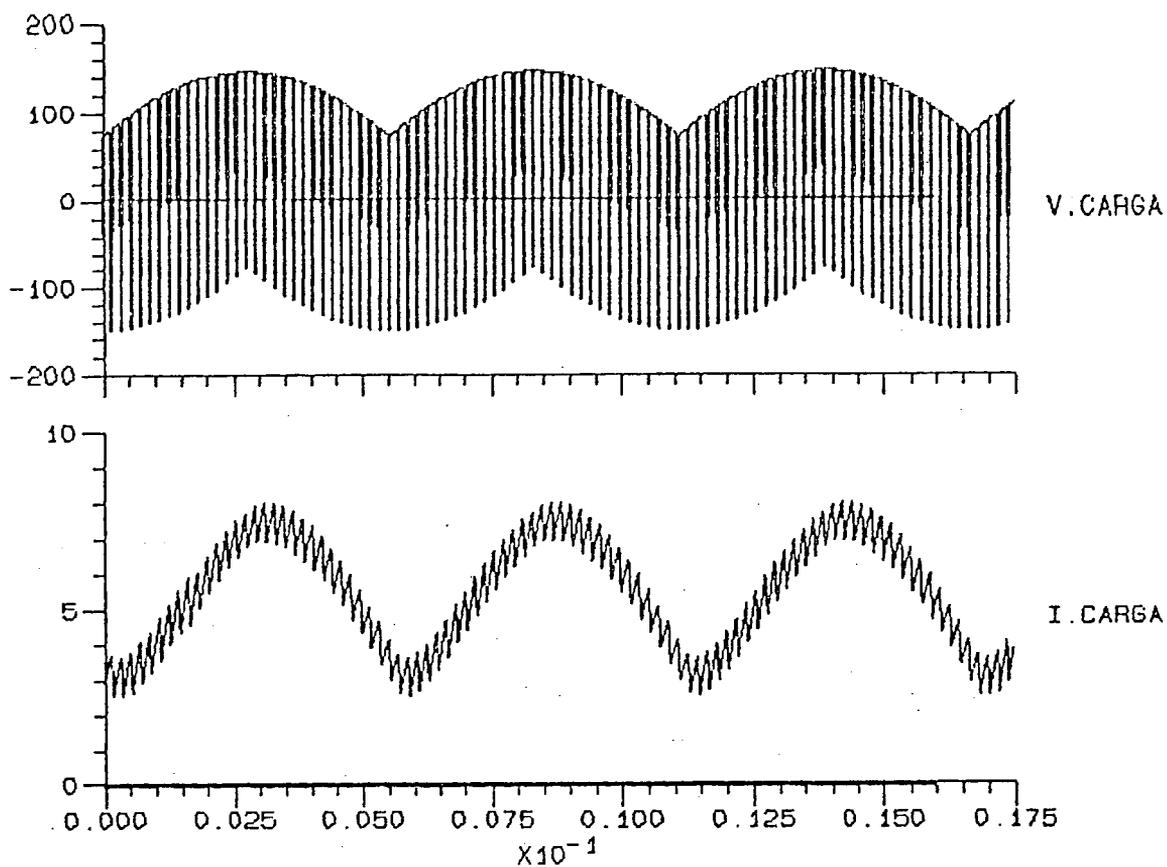


Figura 1.9-c - Tensão e Corrente na Carga

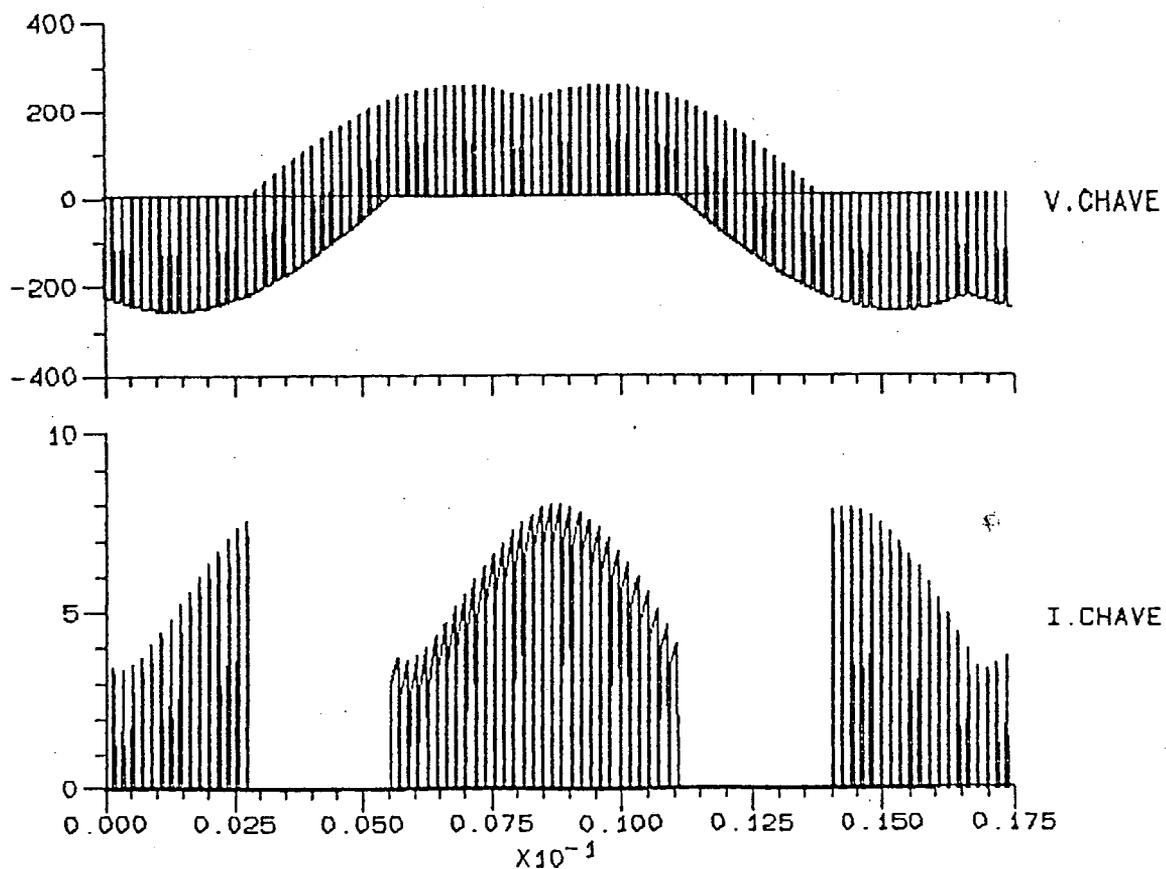


Figura 1.9-d - Tensão e Corrente no Interruptor TR_1

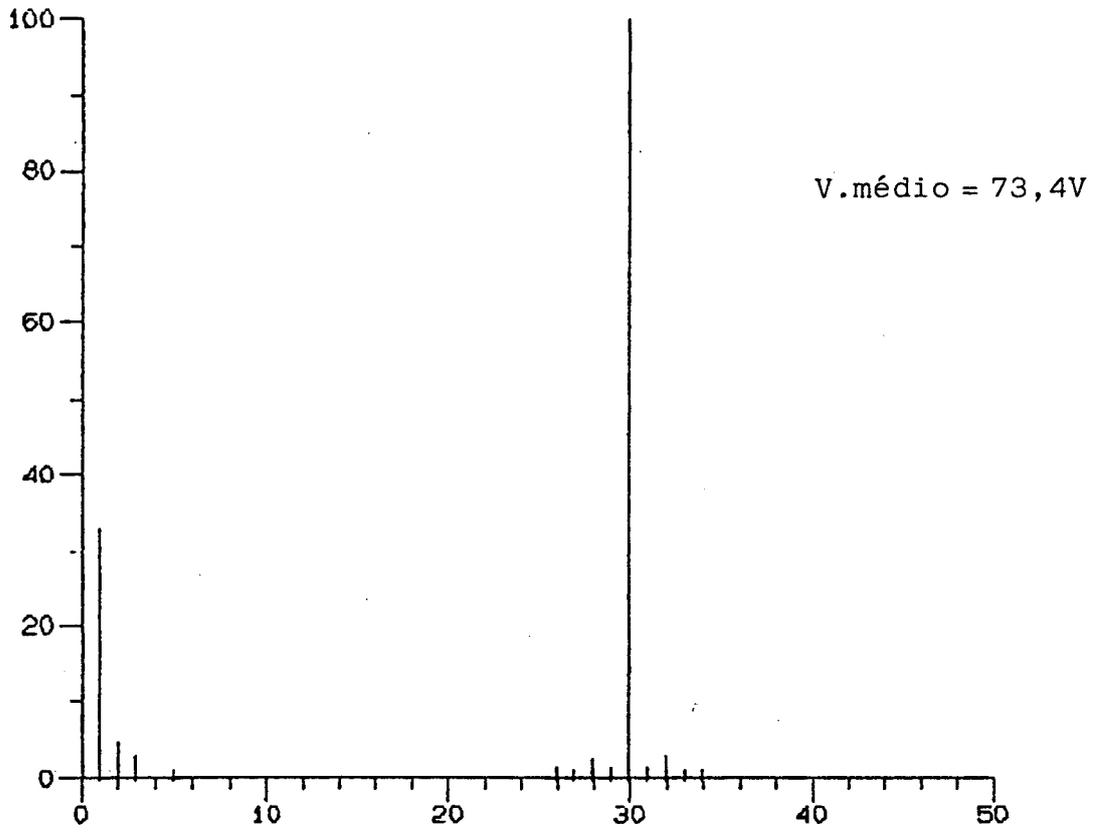


Figura 1.9-e - Análise Harmônica - V. Carga - R = 0,8

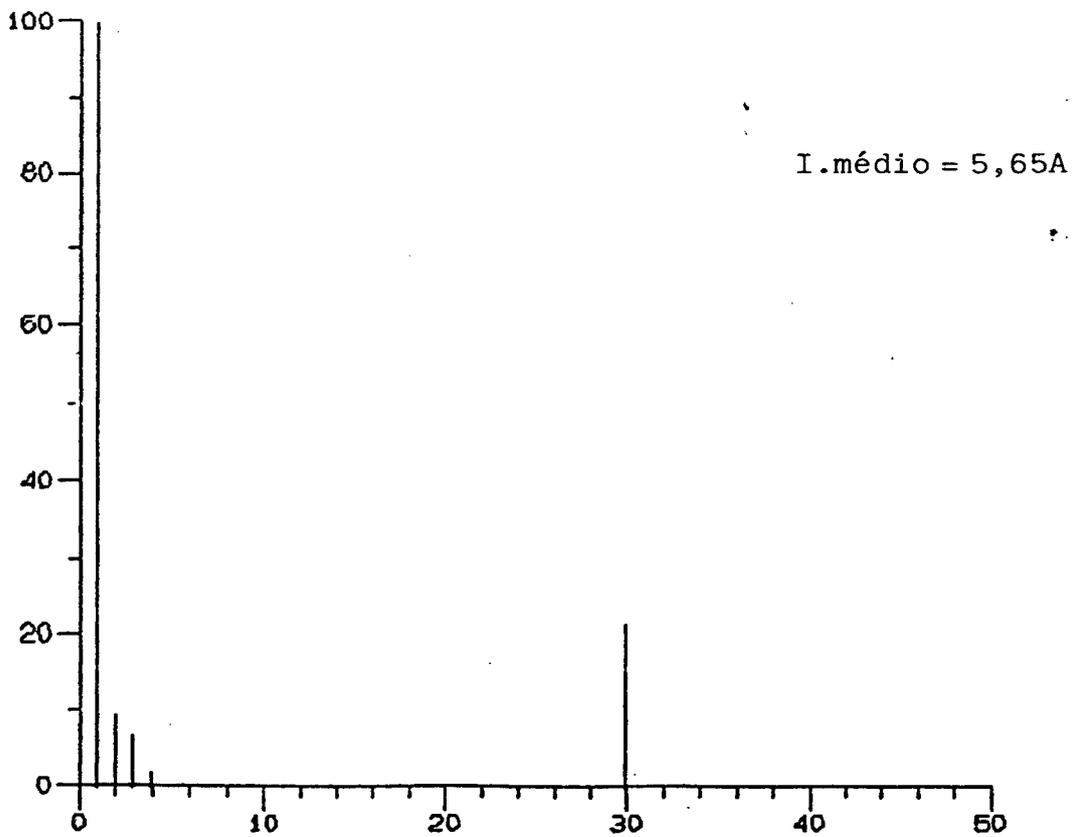


Figura 1.9-f - Análise Harmônica - I. Carga - R = 0,8

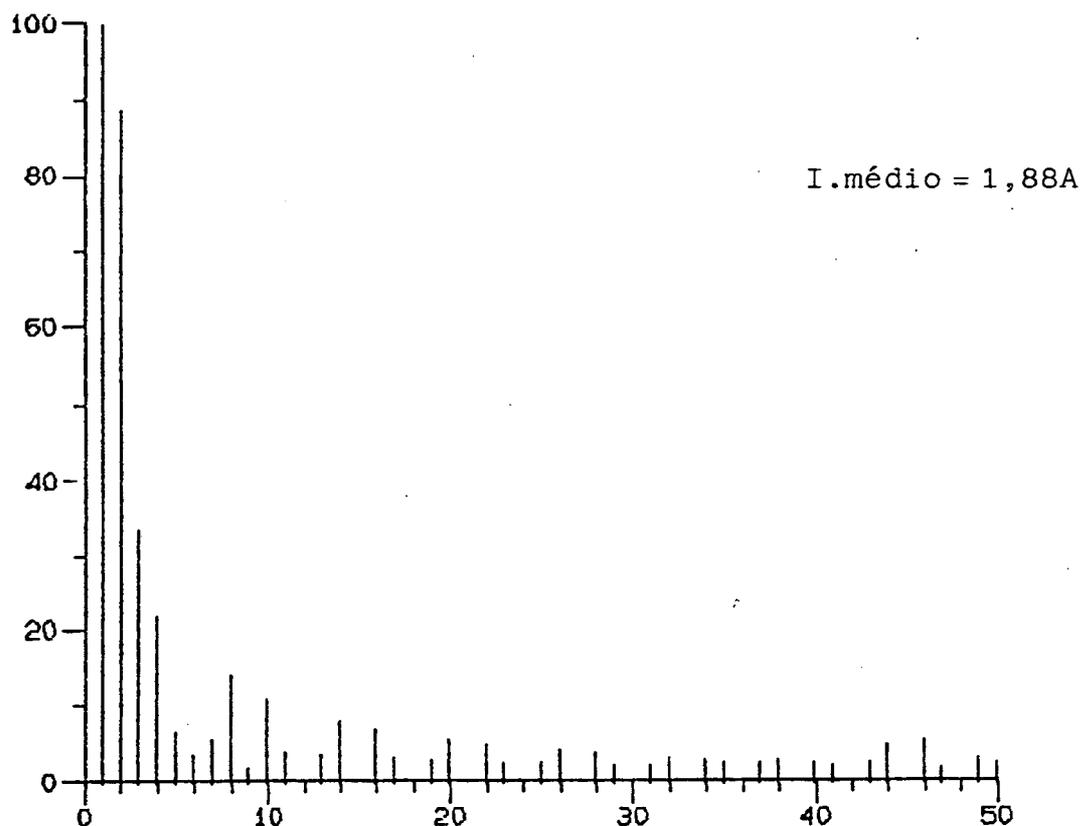


Figura 1.9-g - Análise Harmônica - I. Rede - R = 0,8

1.4 - CONCLUSÃO

Neste Capítulo foi apresentada a estrutura proposta para a operação em quatro quadrantes, bem como o seu princípio de funcionamento. Foi feita uma simulação através da qual evidenciou-se a viabilidade da estrutura e com isto justificou-se o trabalho que será realizado nos Capítulos seguintes.

C A P Í T U L O 2

ESTUDO ANALÍTICO DO COMPORTAMENTO DO CONVERSOR
DIRETO C.A.-C.C. DE QUATRO QUADRANTES2.1 - INTRODUÇÃO

No Capítulo anterior foi apresentado o conversor em estudo e uma comparação deste com outras estruturas utilizadas para o mesmo fim.

Neste Capítulo, será desenvolvido um estudo teórico do conversor em questão, com modulação PWM simétrico. É apresentado uma série de ábacos dos valores médios, eficazes e de conteúdos harmônicos de tensões e correntes para toda a faixa de variação da razão cíclica.

O princípio utilizado para variação da razão cíclica neste Capítulo, não corresponde ao utilizado na elaboração do protótipo e, foi aqui introduzido com finalidades didáticas.

2.2 - MÉTODO DE VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA

Um método que pode ser empregado para variação da razão cíclica, é o de se gerar uma onda triangular e através da comparação com uma tensão de referência obtemos dois trens de pulsos, os quais determinam o tempo de chaveamento das tensões positiva e negativa. Para uma tensão de referência igual ao valor de pico da onda triangular, tem-se razão cíclica máxima. Para tensão de referência nula, tem-se razão cíclica míni-

ma. As tensões, de comparação e os trens de pulsos complementares estão representados nas Figura 2.1-a até 2.1-c.

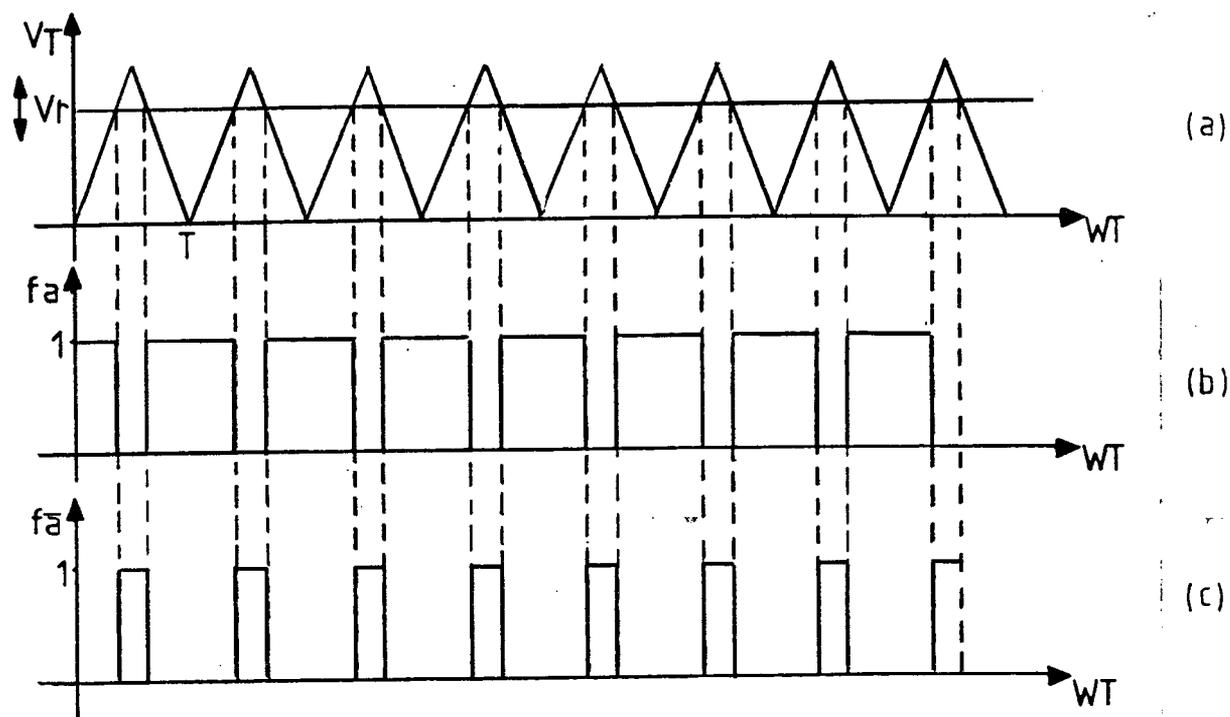


Figura 2.1 - (a) Tensão de Referência e Onda Triangular
 (b) Trem de Pulsos $f_a(t)$
 (c) Trem de Pulsos $f_{\bar{a}}(t)$

2.3 - ANÁLISE HARMÔNICA PARA O CONVERSOR TRIFÁSICO

A tentativa de abordagem geralmente utilizada na análise harmônica de um conversor, é de expressar uma forma de onda em termos de série de Fourier, cujo interesse é de se obter os coeficientes destas séries, através de manipulações matemáticas que nos levem a resultados bastante precisos, porém com relativa facilidade de cálculo.

2.3.1 - ANÁLISE HARMÔNICA DA TENSÃO DE CARGA

A análise harmônica desta forma de onda (representada na Figura 1.5) através do método clássico, ou seja, pela obtenção da série de Fourier diretamente da forma de onda, concluiu-se ser impraticável. Para frequências de chaveamento baixas, as séries são facilmente obtidas, mas para frequências de chaveamento elevadas (que são as desejadas), a tensão de carga se torna altamente recortada o que dificulta em muito os cálculos fazendo com que o emprego deste método se torne desaconselhável.

O princípio do método a ser utilizado na análise harmônica se baseia no fato que ao se multiplicar uma forma de onda qualquer por um trem de pulsos de amplitude igual a unidade (1), obtém-se uma função cujo valor instantâneo é igual ao da função dada quando a amplitude dos pulsos é "1", ou "0" quando a amplitude dos pulsos for nula. Com isto a série de Fourier da função gerada é obtida pela multiplicação da série de Fourier da forma de onda dada, pela série de Fourier do trem de pulsos. Isto está representado na Figura 2.2.

Para a análise da tensão de saída do conversor, imagina-se que o mesmo é formado por dois grupos; um gerando a tensão " V_d " e o outro gerando a tensão " V_i ", ambas representadas na Figura 2.3-a. Imaginando-se agora um trem de pulsos " f_a " (representado na Figura 2.3-b), o qual retrata a razão cíclica de chaveamento para uma dada frequência, e tem amplitude igual a unidade (1). Seja " $f_{\bar{a}}$ " a função complementar de " f_a ", representada na Figura 2.3-c.

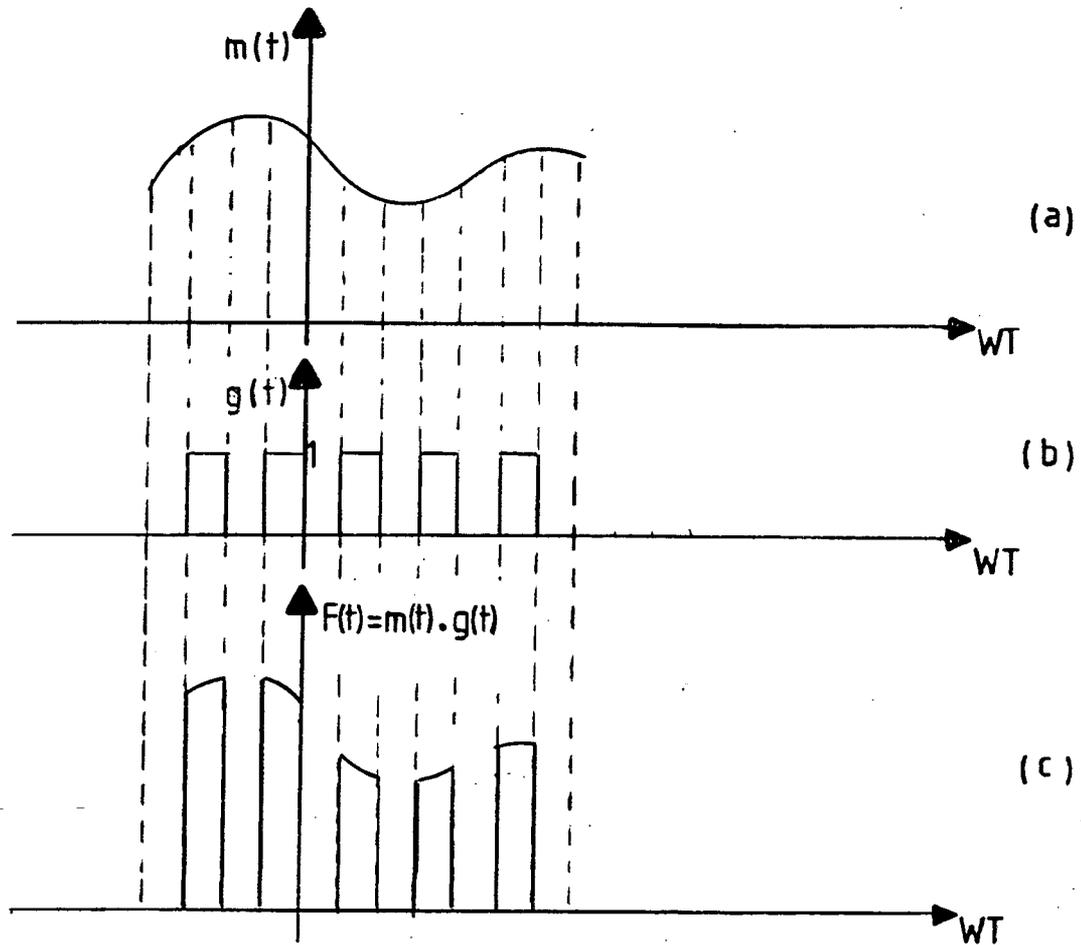


Figura 2.2 - (a) Forma de Onda da Função Dada
 (b) Trem de Pulsos
 (c) Forma de Onda da Função Gerada

Multiplicando-se a tensão " V_d " pelo trem de pulsos " f_a " e a tensão " V_i " pelo trem de pulsos " f_a^- " e após adicionando-se as duas funções resultantes obtém-se a tensão de saída " V_0 " do conversor. Portanto obtendo as séries de Fourier das funções " V_d ", " V_i ", " f_a " e " f_a^- " pode-se obter facilmente a série de Fourier da tensão de carga " V_0 " representada na Figura 2.3-d.

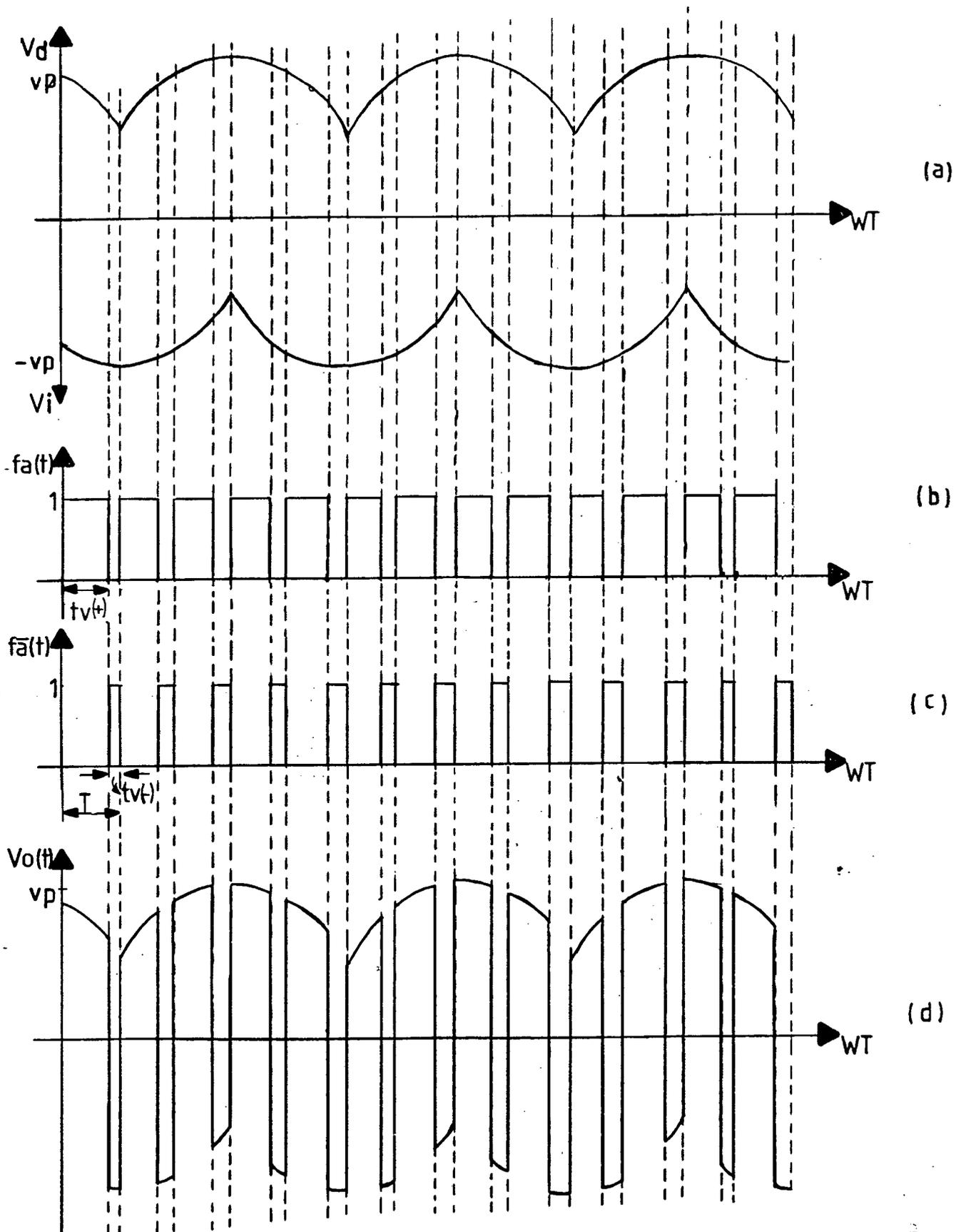


Figura 2.3 - (a) Tensões $V_d(t)$ e $V_i(t)$
 (b) Trem de Pulsos $f_a(t)$
 (c) Trem de Pulsos $\bar{f}_a(t)$
 (d) Tensão de Carga $V_o(t)$

2.3.1.1 - OBTENÇÃO DA TENSÃO "V_d" [PELLEY, 1976]

Seja a Figura 2.4, representada abaixo.

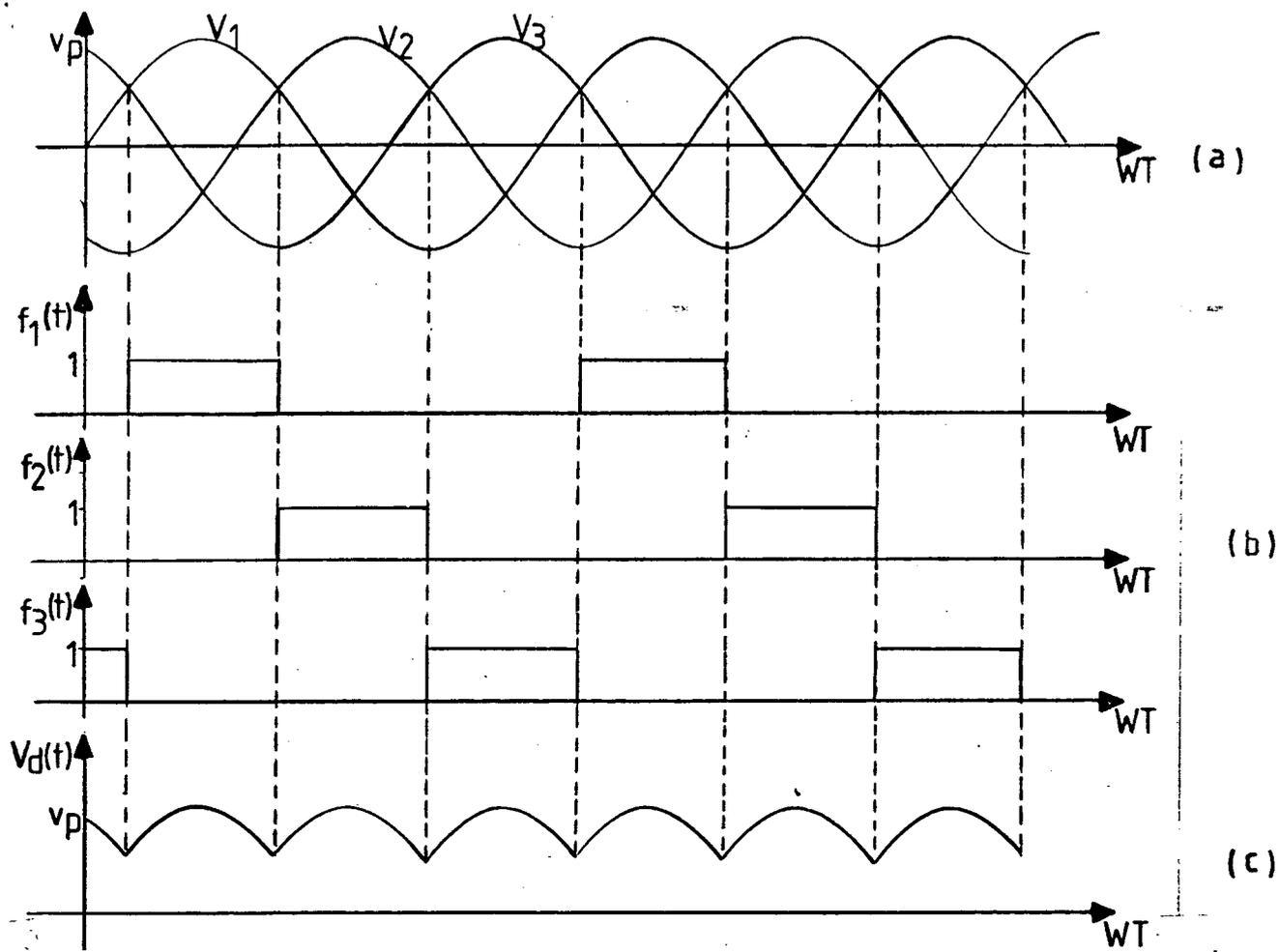


Figura 2.4 - (a) Tensões Trifásicas de Fase
 (b) Funções f_1 , f_2 , f_3
 (c) Tensão V_d Resultante

Na Figura 2.4-a estão representadas as tensões "3 ϕ " da rede; na Figura 2.4-b estão representadas 3 funções que multiplicadas pelas tensões da rede, se obtém a tensão " V_d " representada na Figura 2.4-c. Portanto, equacionando a tensão " V_d ",

resulta:

$$V_d = V_p \text{ sen } \omega t \cdot F_1(\omega t) + V_p \text{ sen } (\omega t - 120) \cdot F_2(\omega t) + V_p \text{ sen } (\omega t + 120) \cdot F_3(\omega t) \quad (2.1)$$

As funções $F_1(\omega t)$, $F_2(\omega t)$ e $F_3(\omega t)$ são facilmente expandidas em séries de Fourier, as quais resultam:

$$F_1(\omega t) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\text{sen } \omega t - \frac{1}{2} \cos 2 \omega t - \frac{1}{4} \cos 4 \omega t - \frac{1}{5} \text{ sen } \omega t - \frac{1}{7} \text{ sen } 7 \omega t + \frac{1}{8} \cos 8 \omega t + \frac{1}{10} \cos 10 \omega t \dots \right] \quad (2.2)$$

$$F_2(\omega t) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\text{sen } (\omega t - 120) - \frac{1}{2} \cos 2 (\omega t - 120) - \frac{1}{4} \cos 4 (\omega t - 120) \dots \right] \quad (2.3)$$

$$F_3(\omega t) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\text{sen } (\omega t + 120) - \frac{1}{2} \cos 2 (\omega t + 120) - \frac{1}{4} \cos 4 (\omega t + 120) \dots \right] \quad (2.4)$$

Substituindo (2.2), (2.3) e (2.4) em (2.1), resulta:

$$\begin{aligned}
V_d = & V_p \operatorname{sen} \omega t \left[\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left(\operatorname{sen} \omega t - \frac{1}{2} \cos 2 \omega t - \frac{1}{4} \cos 4 \omega t \dots \right) \right] + \\
& + V_p \operatorname{sen} (\omega t - 120) \cdot \left[\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left(\operatorname{sen} (\omega t - 120) - \frac{1}{2} \cos 2 (\omega t - 120) - \right. \right. \\
& \qquad \qquad \qquad \left. \left. - \frac{1}{4} \cos 4 (\omega t - 120) \dots \right) \right] + \\
& + V_p \operatorname{sen} (\omega t + 120) \cdot \left[\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left(\operatorname{sen} (\omega t + 120) - \frac{1}{2} \cos 2 (\omega t + 120) - \right. \right. \\
& \qquad \qquad \qquad \left. \left. - \frac{1}{4} \cos 4 (\omega t + 120) \dots \right) \right] +
\end{aligned}
\tag{2.5}$$

Desenvolvendo-se a equação (2.5) e aplicando certas propriedades matemáticas, obtém-se a seguinte série de Fourier:

$$\begin{aligned}
V_d = & \frac{3 \sqrt{3}}{2\pi} \cdot V_p \left[1 + 0,25 \operatorname{sen} \left(3 \omega t - \frac{n\pi}{2} \right) + \right. \\
& \left. + 0,057 \operatorname{sen} \left(6 \omega t - \frac{n\pi}{2} \right) + 0,025 \operatorname{sen} \left(9 \omega t - \frac{n\pi}{2} \right) + \dots \right] \tag{2.6}
\end{aligned}$$

ou

$$\boxed{
\begin{aligned}
V_d = & \frac{3 \sqrt{3}}{2\pi} V_p \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2}{(3n-1)(3n+1)} \right)^{1/2} \right. \\
& \left. \cdot \operatorname{sen} \left(3n \omega t - \frac{n\pi}{2} \right) \right]
\end{aligned}
}$$

(2.7)

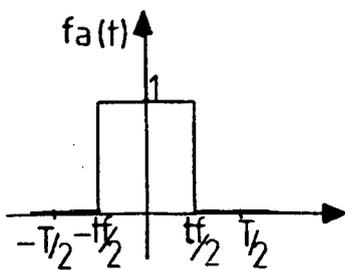
2.3.1.2 - OBTENÇÃO DA TENSÃO "V_i"

A tensão "V_i" é representada pela mesma série de Fourier da tensão "V_d", com sinal contrário, e cujo ângulo de defasagem é obtido através da análise gráfica da forma de onda. A tensão "V_i" esta representada pela equação (2.8), mostrada abaixo:

$$V_i = - \frac{3 \sqrt{3}}{2\pi} V_p \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2}{(3n-1)(3n+1)} \right)^{1/2} \right. \\ \left. \text{sen} \left(3n \omega t + \frac{3 n \pi}{2} \right) \right]$$

(2.8)

2.3.1.3 - OBTENÇÃO DA FUNÇÃO f_a(t)



$$\frac{1}{2} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f_a(t) dt$$

$$\frac{1}{2} a_0 = R$$

$$a_k = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f_a(t) \cdot \cos k \omega_0 t dt \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

$$a_k = \frac{4}{T} \int_0^{t_f/2} \cos k \omega_0 t \, dt$$

$$a_k = \frac{4}{T \cdot k \cdot \omega_0} \cdot \text{sen } k \omega_0 \left(\frac{t_f}{2} - 0 \right)$$

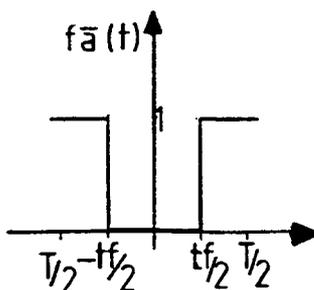
$$a_k = \frac{2}{k \cdot \pi} \cdot \text{sen } k \cdot \pi \cdot R \quad k = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, \dots$$

Com isto, a função $f_a(t)$ pode ser expressa pela seguinte série de Fourier:

$$f_a(t) = R + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k \cdot \pi} \text{sen } k \cdot \pi \cdot R \cdot \cos k \omega_0 t \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

(2.9)

2.3.1.4 - OBTENÇÃO DA FUNÇÃO $f_a(t)$



$$\frac{1}{2} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f_a(t) \, dt \rightarrow \frac{1}{2} a_0 = (1 - R)$$

$$a_k = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f_a(t) \cdot \cos k \omega_0 t \, dt$$

$$a_k = \frac{4}{T} \int_{t_f/2}^{T/2} \cos k \omega_0 t \, dt = \frac{4}{T \cdot k \cdot \omega_0} \operatorname{sen} k \omega_0 \left(\frac{T}{2} - \frac{t_f}{2} \right)$$

$$a_k = \frac{2}{k\pi} \operatorname{sen} k \cdot \frac{\cancel{2}\pi}{T} \cdot \left(\frac{T - t_f}{\cancel{2}} \right) \therefore a_k = \frac{2}{k\pi} \operatorname{sen} k\pi (1 - R) \quad k = 1, 2, 3 \dots$$

Com isto, a função $f_{\bar{a}}(t)$ pode ser expressa pela seguinte série de Fourier:

$$f_{\bar{a}}(t) = (1 - R) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \operatorname{sen} k\pi (1 - R) \cdot \cos k \omega_0 t \quad (2.10)$$

Devemos observar que a função $f_{\bar{a}}(t)$ está defasado de 180° em relação a $f_a(t)$, portanto:

$$\cos k (\omega_0 t - \pi) = \cos k \omega_0 t \cdot \cos k\pi + \operatorname{sen} k \omega_0 t \cdot \operatorname{sen} k\pi$$

$$\cos k (\omega_0 t - \pi) = (-1)^k \cdot \cos k \omega_0 t$$

$$f_{\bar{a}}(t) = (1 - R) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k \cdot 2}{k \cdot \pi} \cdot \operatorname{sen} k\pi (1 - R) \cdot \cos k \omega_0 t \quad (2.11)$$

2.3.1.5 - OBTENÇÃO DA TENSÃO DE CARGA

Conforme já foi explicado a tensão " V_0 " pode ser definida como:

$$V_0 = V_0' + V_0'' \quad (2.12)$$

onde:

$$V_0' = V_d \times f_a \quad (2.13)$$

$$V_0'' = V_i \times f_a \quad (2.14)$$

Através das equações (2.7), (2.9) e (2.13), pode-se calcular a série que representa V_0' .

$$\frac{V_0'}{3 \cdot \sqrt{3} V_p} = \frac{1}{2\pi} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2}{(3n-1)(3n+1)} \right)^{1/2} \right]$$

$$\cdot \left[\sin \left(3n \omega t - \frac{n\pi}{2} \right) \right] \cdot \left[R + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k \cdot \pi} \cdot \sin k \cdot \pi \cdot R \cdot \cos k \omega_0 t \right]$$

$$\begin{aligned}
\frac{V_0'}{3 \sqrt{3} V_p} &= R + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \cdot \text{sen } k \pi R \cdot \cos k \omega_0 t + R \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{2}{(3n-1)^2} + \right. \\
&+ \left. \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2}{(3n-1) \cdot (3n+1)} \right)^{1/2} \cdot \text{sen} \left(3n \omega t - \frac{n\pi}{2} \right) + \\
&+ \left[\sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2}{(3n-1) \cdot (3n+1)} \right)^{1/2} \cdot \right. \\
&\left. \cdot \frac{2}{k\pi} \cdot \text{sen } k \cdot \pi \cdot R \right] \cdot \text{sen} \left(3n \omega t - \frac{n\pi}{2} \right) \cdot \cos k \omega_0 t
\end{aligned}$$

(2.15)

Através das equações (2.8), (2.11) e (2.14), pode-se calcular a série que representa V_0'' .

$$\begin{aligned}
\frac{V_0''}{3 \sqrt{3} V_p} &= \left[-1 - \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2}{(3n-1) \cdot (3n+1)} \right)^{1/2} \cdot \right. \\
&\left. \cdot \text{sen} \left(3n \omega t + \frac{n 3\pi}{2} \right) \right] \cdot \left[(1-R) + \frac{(-1)^k \cdot 2}{k\pi} \cdot \text{sen } k\pi (1-R) \cdot \cos k \omega_0 t \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{V_{0''}}{3 \sqrt{3} V_p} &= - (1 - R) - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k \cdot 2}{k\pi} \cdot \text{sen } k\pi (1 - R) \cdot \cos k \omega_0 t - \\
&- (1 - R) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n - 1)^2} + \frac{1}{(3n + 1)^2} - \frac{2}{(3n - 1) \cdot (3n + 1)} \right)^{1/2} \cdot \\
&\quad \cdot \text{sen } (3n \omega t + \frac{3n \pi}{2}) - \\
&- \left[\sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n - 1)^2} + \frac{1}{(3n + 1)^2} - \frac{2}{(3n - 1) \cdot (3n + 1)} \right)^{1/2} \cdot \frac{(-1)^k \cdot 2}{k\pi} \cdot \right. \\
&\quad \left. \cdot \text{sen } k\pi (1 - R) \right] \cdot \text{sen } (3n \omega t + \frac{3n \pi}{2}) \cdot \cos k \omega_0 t
\end{aligned}$$

(2.16)

Agrupando as equações (2.15) e (2.16) na equação (2.12) obtém-se a série de Fourier que representa a tensão de carga.

$$\begin{aligned}
 V_0(t) = & \frac{3 \sqrt{3} V_p}{2\pi} \left[(2R - 1) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} (\text{sen } k \cdot \pi \cdot R - (-1)^k \cdot \right. \\
 & \cdot \text{sen } k\pi (1 - R)) \cdot \cos k \omega_0 t + R \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n - 1)^2} + \frac{1}{(3n + 1)^2} - \right. \\
 & \left. - \frac{2}{(3n - 1) \cdot (3n + 1)} \right)^{1/2} \cdot \text{sen} \left(3n \omega t - \frac{n\pi}{2} \right) + (R - 1) \cdot \\
 & \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n - 1)^2} + \frac{1}{(3n + 1)^2} - \frac{2}{(3n - 1) \cdot (3n + 1)} \right)^{1/2} \cdot \\
 & \cdot \text{sen} \left(3n \omega t + \frac{3n \pi}{2} \right) + \left[\sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n - 1)^2} + \frac{1}{(3n + 1)^2} - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{2}{(3n - 1) \cdot (3n + 1)} \right)^{1/2} \cdot \frac{2}{k\pi} \cdot \text{sen } k \cdot \pi \cdot R \right] \cdot \text{sen} \left(3n \omega t - \frac{n\pi}{2} \right) \cdot \\
 & \cdot \cos k \omega_0 t - \left[\sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n - 1)^2} + \frac{1}{(3n + 1)^2} - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{2}{(3n - 1) \cdot (3n + 1)} \right)^{1/2} \cdot \frac{(-1)^k \cdot 2}{k\pi} \cdot \text{sen } k\pi \cdot (1 - R) \right] \cdot \\
 & \cdot \text{sen} \left(3n \omega t + \frac{3n \pi}{2} \right) \cdot \cos k \omega_0 t \left. \right]
 \end{aligned}$$

(2.17)

Através da equação geral da tensão de carga (2.17), aplica-se certas propriedades matemáticas e trigonométricas com

as quais obtêm-se as amplitudes harmônicas, bem como as suas respectivas frequências. Também, divide-se todos os termos da equação de carga por V_p , para torná-la adimensional.

Para uma melhor visualização das componentes harmônica, as mesmas estão representadas isoladamente, bem como as suas respectivas frequências na Tabela 2.1.

FREQUÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA (V_0/V_p)
0	$V_M = 0,827 (2R - 1)$
$k\omega_0$	$V_{H1} = \frac{3,308}{k\pi} \cdot \text{sen } k\pi R$
$3N\omega$	$V_{H2} = 0,827 \cdot \left[R \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2}{(3n-1) \cdot (3n+1)} \right)^{1/2} \cdot \left(\cos \frac{n\pi}{2} - \text{sen} \frac{n\pi}{2} \right) + \right.$ $\left. + (R-1) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2}{(3n-1) \cdot (3n+1)} \right)^{1/2} \cdot \left(\cos \frac{3n\pi}{2} + \text{sen} \frac{3n\pi}{2} \right) \right]$

Continua

..... Continuação

FREQUÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA (V_0/V_p)
$3n\omega \pm k\omega_0^*$	$V_{H_3} = 0,827 \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2}{(3n-1) \cdot (3n+1)} \right)^{1/2} \cdot \frac{\text{sen } k\pi R}{k\pi} \cdot \left(\cos \frac{n\pi}{2} + \cos \frac{3n\pi}{2} - \text{sen } \frac{n\pi}{2} + \text{sen } \frac{3n\pi}{2} \right) \right]$

Tabela 2.1 - Amplitudes Harmônicas nas Respectivas Frequências

A seguir será representada através de 3 ábacos, a variação das amplitudes harmônicas, para uma dada frequência, com a variação da razão cíclica.

* OBSERVAÇÃO: Existem 2 (duas) frequências (e amplitudes) representadas, nesta equação, que são: $3n\omega + k\omega_0$ e $3n\omega - k\omega_0$.

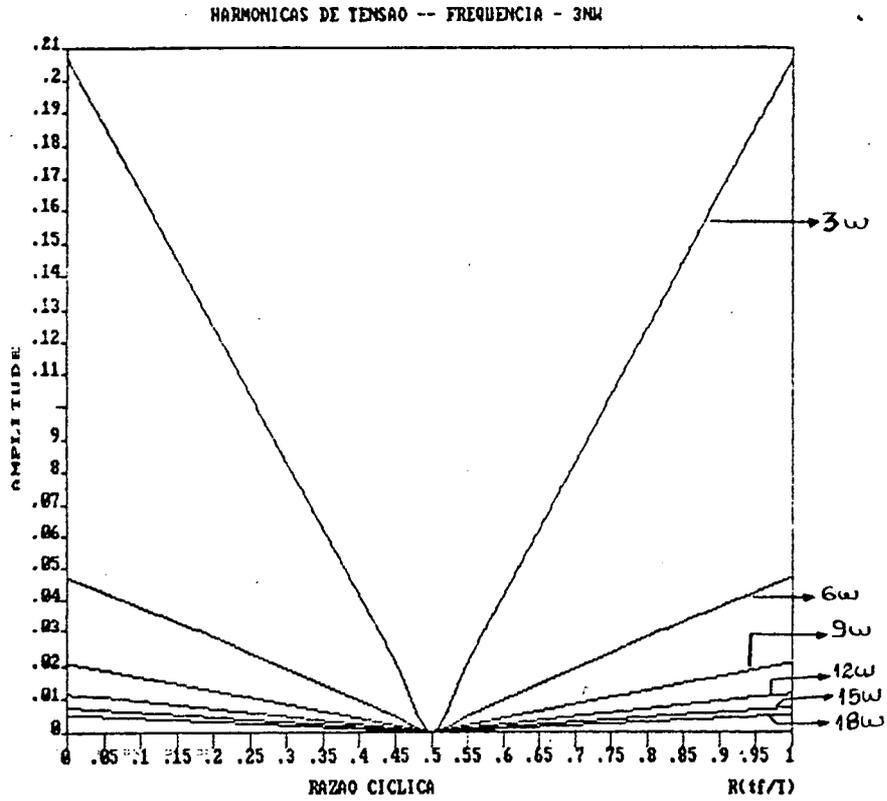


Figura 2.5 - Harmônicas de Tensão - Frequência $3N\omega$

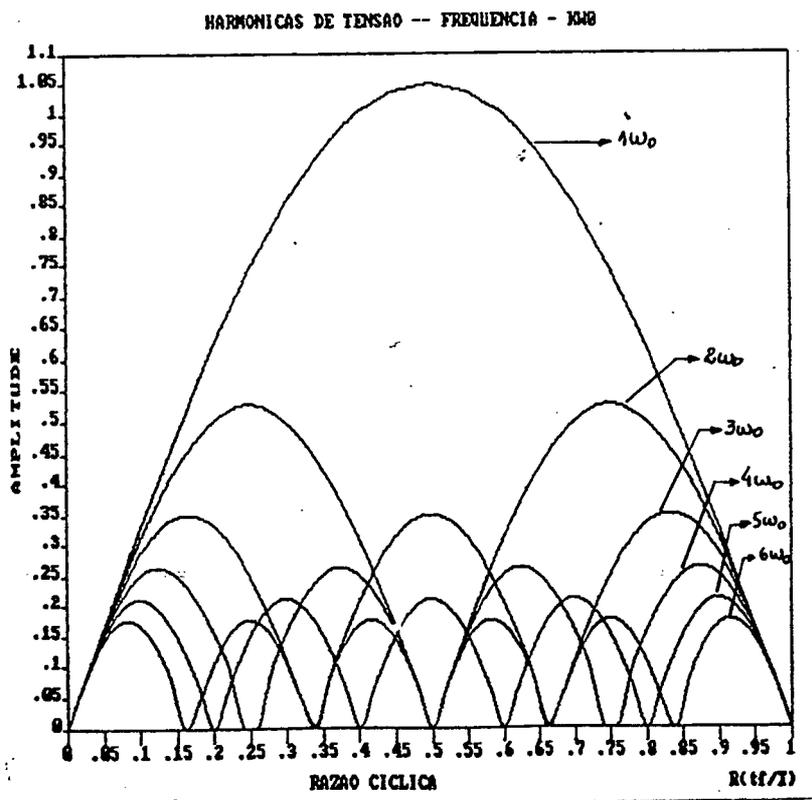


Figura 2.6 - Harmônica de Tensão - Frequência $k\omega_0$

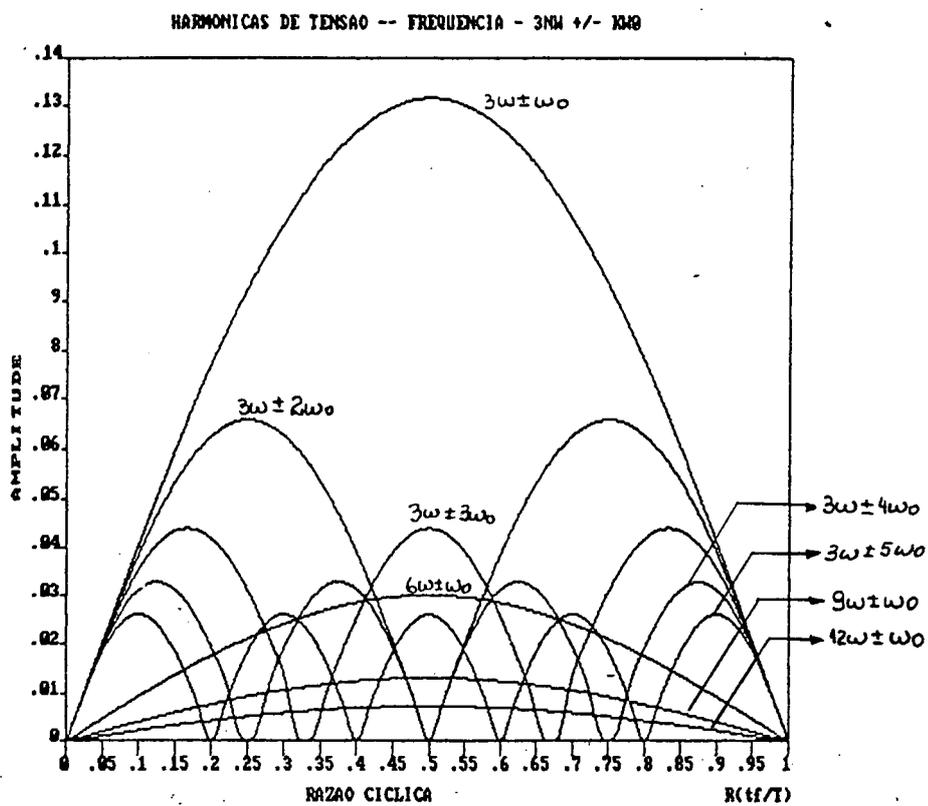


Figura 2.7 - Harmônicas de Tensão - Frequência $3\omega \pm k\omega_0$

No âbaco abaixo está representada a variação da tensão média na carga, com relação a variação da razão cíclica.

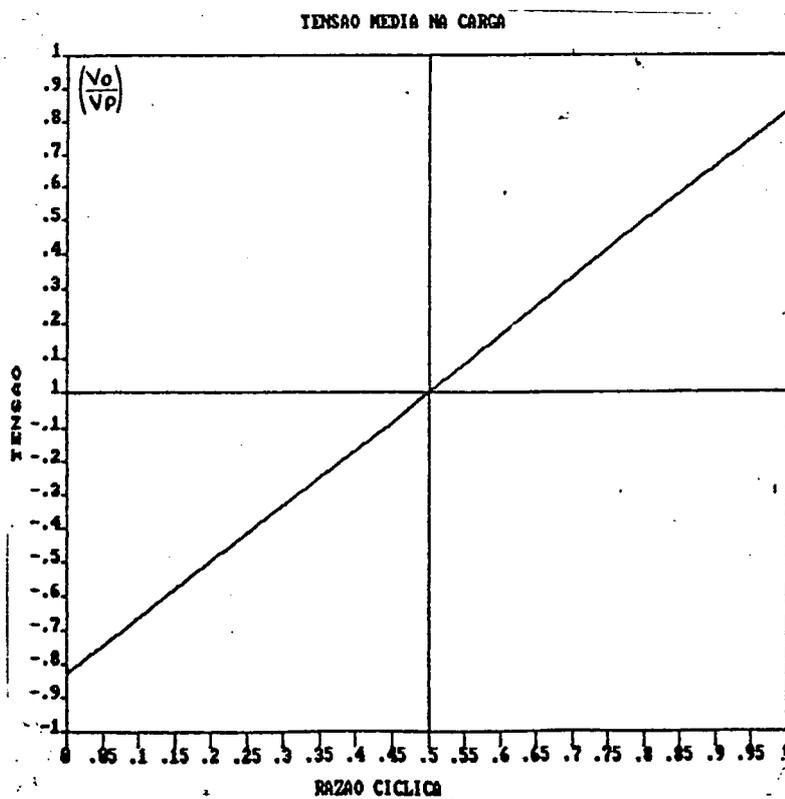


Figura 2.8 - Tensão Média na Carga

No próximo âbaco está a representação da variação da tensão eficaz na carga, com relação a variação da razão cíclica.

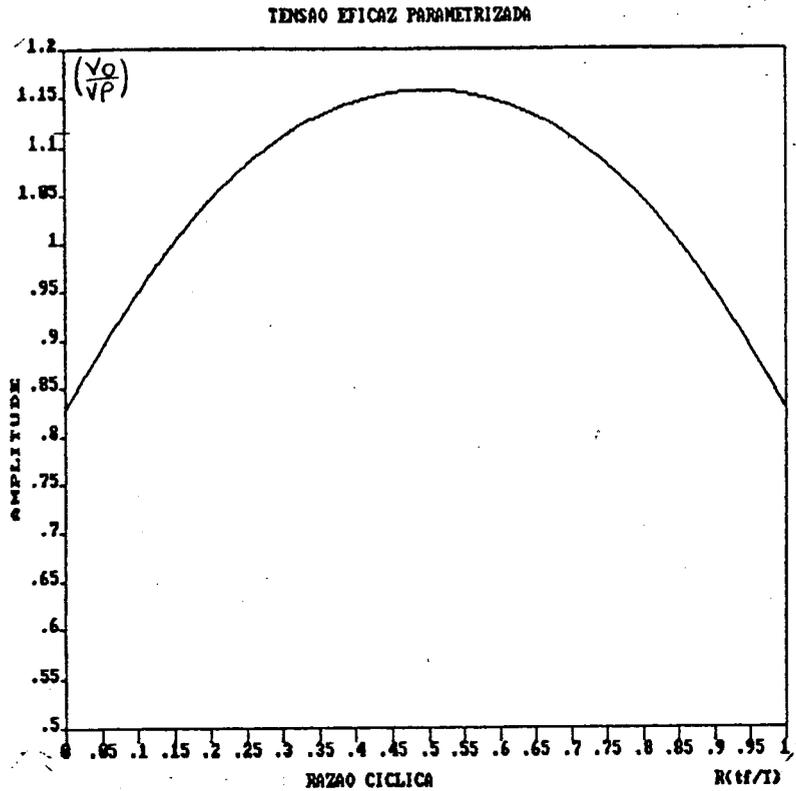


Figura 2.9 - Tensão Eficaz na Carga

2.3.2 - ANÁLISE DA CORRENTE DE CARGA

Para a obtenção da corrente de carga, considerou-se que o conversor em estudo está alimentando uma carga genérica r, L, E , mostrada na Figura 2.10.

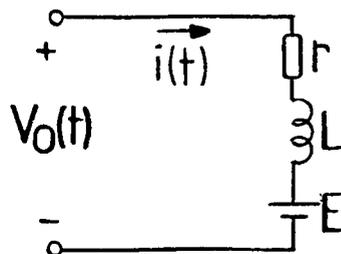


Figura 2.10 - Carga Utilizada na Análise

A equação geral do circuito acima é dada por:

$$L \cdot \frac{di}{dt} + r \cdot i = V_0(t) - E \quad (2.18)$$

Aplicando, transformada de Laplace na equação (2.18), obtém-se

$$L [S \cdot I(s) - \cancel{I(0)}] + r \cdot I(s) = V_0(s) - \frac{E}{S}$$

Onde:

$$I(s) = \frac{1}{L(s + \frac{r}{L})} \cdot V_0(s) - \frac{E}{L(s + \frac{r}{L}) \cdot S} \quad (2.19)$$

Agora, deve-se multiplicar cada termo da equação da tensão de carga no domínio frequência, obtida no item anterior, por $\frac{1}{L(s + \frac{r}{L})}$. Após feito isto, deve-se achar a anti-transformada de Laplace, para cada termo da equação (2.19).

Através de tabelas de fórmulas e teoremas de transformada de Laplace e também certas manipulações matemáticas, obtém-se a equação geral da corrente de carga em regime permanente, a qual esta representada pela equação 2.20.

$$\begin{aligned}
i(t) = & \frac{0,827 \cdot V_p}{t} \cdot (2R - 1) - \frac{E}{r} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{3,308 \cdot \tau \cdot V_p \cdot \text{sen } k\pi R}{K.L.\pi (1 + k^2 \omega_0^2 \cdot \tau^2)} [\tau.k.\omega_0 \cdot \text{sen } k\omega_0 t + \cos k\omega_0 t] + \\
& + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} \right)^{1/2} \cdot \frac{0,827 \cdot \tau \cdot V_p}{L(1+9 \cdot n^2 \cdot \omega^2 \cdot \tau^2)} \left[\frac{(-1)^n \cdot 2 \cdot R}{2} \cdot \right. \\
& \cdot \left. \left[\left(\cos \frac{n\pi}{2} + 3 \cdot \tau \cdot n \cdot \omega \cdot \text{sen } \frac{n\pi}{2} \right) \cdot \text{sen } 3n \omega t + \left(\text{sen } \frac{n\pi}{2} - 3 \cdot n \cdot \tau \cdot \omega \cdot \cos \frac{n\pi}{2} \right) \cos 3n \omega t \right] - \left(\cos \frac{3n\pi}{2} + \right. \right. \\
& \left. \left. + 3 \cdot \tau \cdot \omega \cdot \text{sen } \frac{3n\pi}{2} \right) \cdot \text{sen } 3n \omega t + \left(\text{sen } \frac{3n\pi}{2} - 3n \cdot \omega \cdot \tau \cdot \cos \frac{3n\pi}{2} \right) \cdot \cos 3n \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \right. \right. \\
& \left. \left. - \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{1,654 \cdot (-1)^n \cdot V_p \cdot \tau \cdot \text{sen } k\pi R}{k.L.\pi \cdot (1 + \tau^2 (3n\omega - k\omega_0)^2)} \right) \left[\left(\cos \frac{n\pi}{2} + \tau (3n\omega - k\omega_0) \right) \cdot \text{sen } \frac{n\pi}{2} \right] \cdot \right. \\
& \left. \cdot \text{sen } (3n\omega - k\omega_0) t + \left(\text{sen } \frac{n\pi}{2} - \tau (3n\omega - k\omega_0) \right) \cdot \cos \frac{n\pi}{2} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \right. \\
& \left. - \frac{2}{(3n-1) \cdot (3n+1)} \right)^{1/2} \cdot \frac{1,654 \cdot (-1)^n \cdot V_p \cdot \tau \cdot \text{sen } k\pi R}{K.L.\pi (1 + \tau^2 (3n\omega + k\omega_0)^2)} \left[\left(\cos \frac{n\pi}{2} + \tau (3n\omega + k\omega_0) \right) \cdot \text{sen } \frac{n\pi}{2} \right] \cdot \right. \\
& \left. \cdot \text{sen } (3n\omega + k\omega_0) t + \left(\text{sen } \frac{n\pi}{2} - \tau (3n\omega + k\omega_0) \right) \cdot \cos \frac{n\pi}{2} \right] \cdot \cos (3n\omega + k\omega_0) t \left. \right]
\end{aligned}$$

Para tornar a equação acima adimensional, multiplica-se por $\frac{r}{V_p}$, e para uma melhor visualização dos termos harmônicos e suas respectivas frequências, eles são mostrados isoladamente, na Tabela 2.2.

FREQUÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA $\left(\frac{i(t) \cdot r}{V_p} \right)$
0	$I_0 = 0,827 (2R - 1) - a \quad \text{onde} \quad a = \frac{E}{V_p}$
$3n\omega$	$I_{H_1} = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2}{(3n-1)(3n+1)} \right)^{1/2} \cdot \frac{0,827}{(1 + 9 \cdot \omega^2 \cdot n^2 \cdot \tau^2)}$ $\cdot \left[(-1)^n \cdot 2 \cdot R \cdot \left(\cos \frac{n\pi}{2} + \operatorname{sen} \frac{n\pi}{2} - 3 \cdot n \cdot \tau \cdot \omega \cdot \left(\cos \frac{n\pi}{2} - \operatorname{sen} \frac{n\pi}{2} \right) \right) - \left(\cos \frac{3n\pi}{2} + \operatorname{sen} \frac{3n\pi}{2} + 3 \cdot \tau \cdot n \cdot \omega \left(\operatorname{sen} \frac{3n\pi}{2} - \cos \frac{3n\pi}{2} \right) \right) \right]$
$k\omega_0$	$I_{H_2} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{3,308 \cdot \operatorname{sen} k\pi R}{k \cdot \pi \cdot (1 + k^2 \cdot \omega_0^2 \cdot \tau^2)} \quad (\tau \cdot k \cdot \omega_0 + 1)$

Continua

..... Continuação

FREQÜÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA ($\frac{i(t) \cdot r}{V_p}$)
$3n\omega \pm k\omega_0$ *	$I_{H_3, H_4} = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(3n-1)^2} + \frac{1}{(3n+1)^2} - \frac{2}{(3n-1)(3n+1)} \right)^{1/2} \cdot \frac{1,654 \cdot (-1)^n \cdot \text{sen } k\pi R}{k\pi [1 + (3n\omega \pm k\omega_0)^2 \cdot \tau^2]} \cdot \left[\text{sen } \frac{n\pi}{2} + \cos \frac{n\pi}{2} + \tau (3n\omega \pm k\omega_0) \cdot \left(\text{sen } \frac{n\pi}{2} - \cos \frac{n\pi}{2} \right) \right]$

Tabela 2.2 - Amplitudes Harmônicas da Corrente de Carga nas Respektivas Freqüências

* OBSERVAÇÃO: Existem 2 (duas) freqüências (e amplitudes) representadas, nesta equação, que são: $3n\omega + k\omega_0$ e $3n\omega - k\omega_0$.

A seguir, está representada uma série de ábacos, os quais fornecem para cada freqüência, e para um dado valor de a , a variação da amplitude da componente harmônica com a variação da razão cíclica.

Os valores adotados para a relação "a" $\left(\frac{E}{V_p} \right)$ e

para r e L , são os seguintes:

$$a = -1; -0,8; -0,6; -0,4; -0,2; 0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1$$

$$r = 1,6\Omega$$

$$L = 11,3 \text{ mH}$$

$$\tau = 7,0625 \cdot \frac{\text{mH}}{\Omega}$$

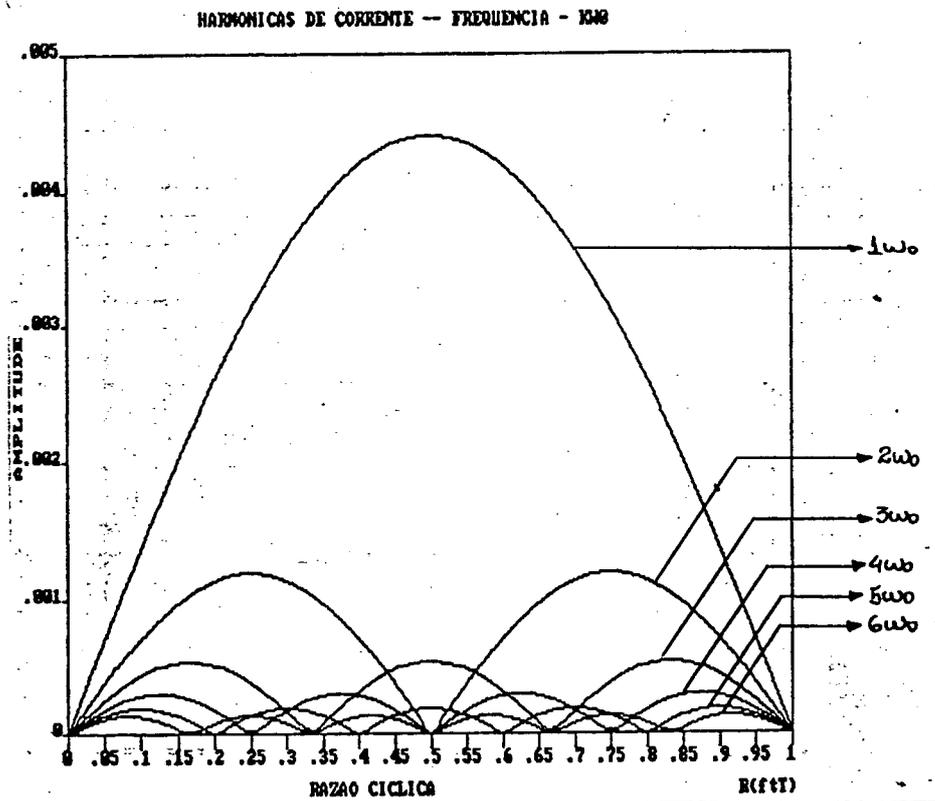


Figura 2.11 - Harmônicas de Corrente - Frequência $k\omega_0$

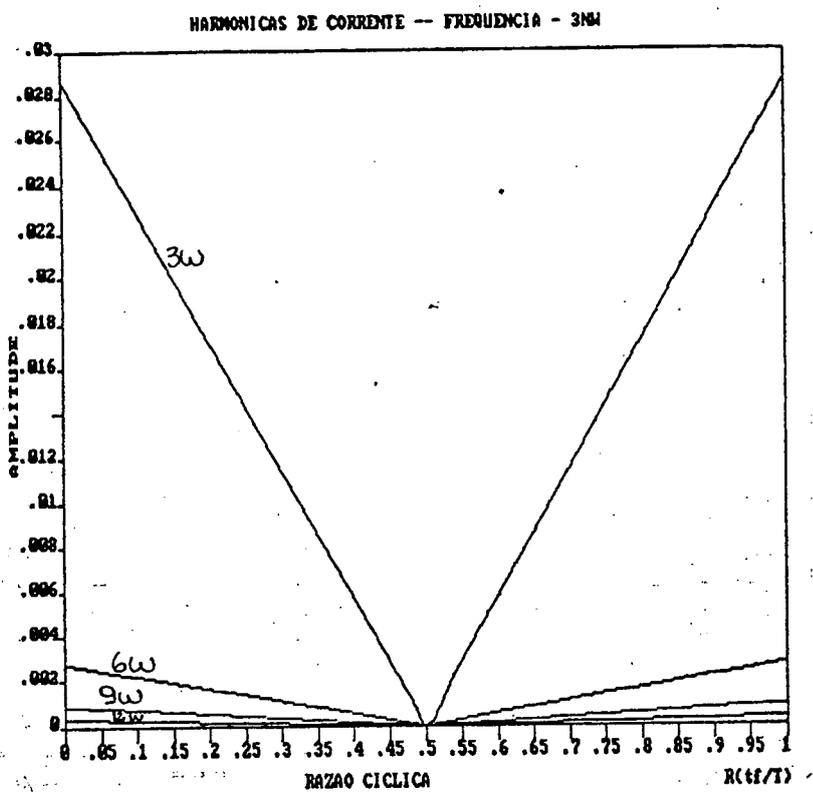


Figura 2.12 - Harmônicas de Corrente - Frequência 3ω

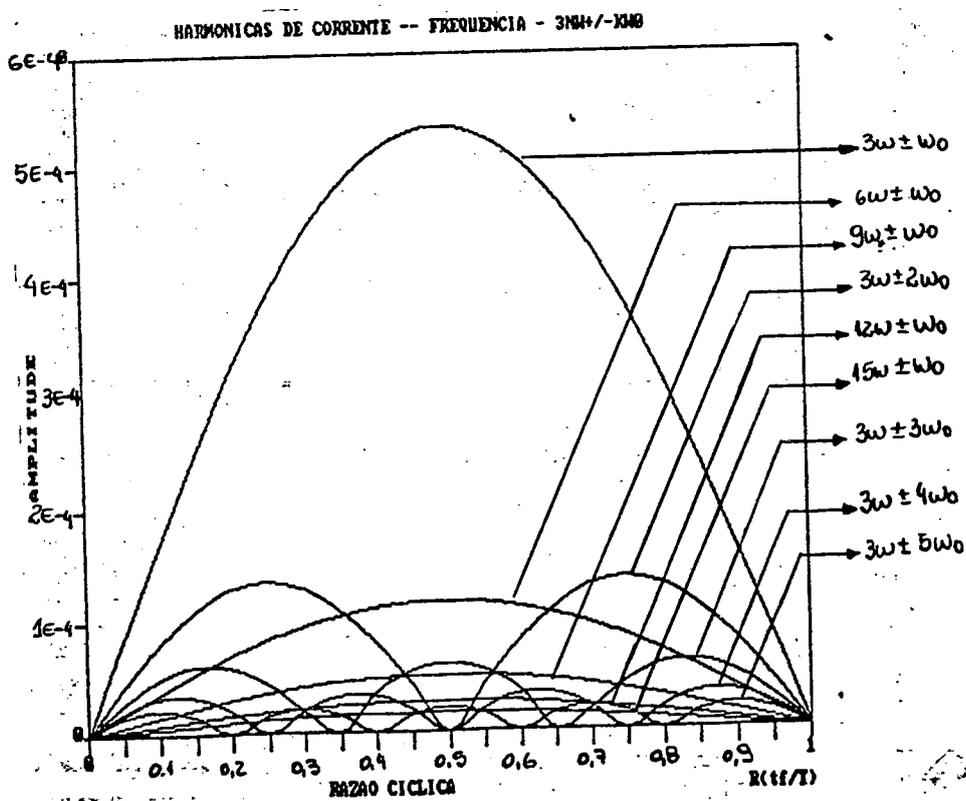


Figura 2.13 - Harmônicas de Corrente - Frequência $3\omega \pm k\omega_0$

Agora, representa-se um âbaco com a variação da corrente média da corrente de carga, para um dado valor de "a", com a variação da razão cíclica. O mesmo procedimento será usado para representar um âbaco da corrente eficaz de carga.

Nestes dois últimos âbacos a operação do conversor nos quatro quadrantes, é facilmente observada.

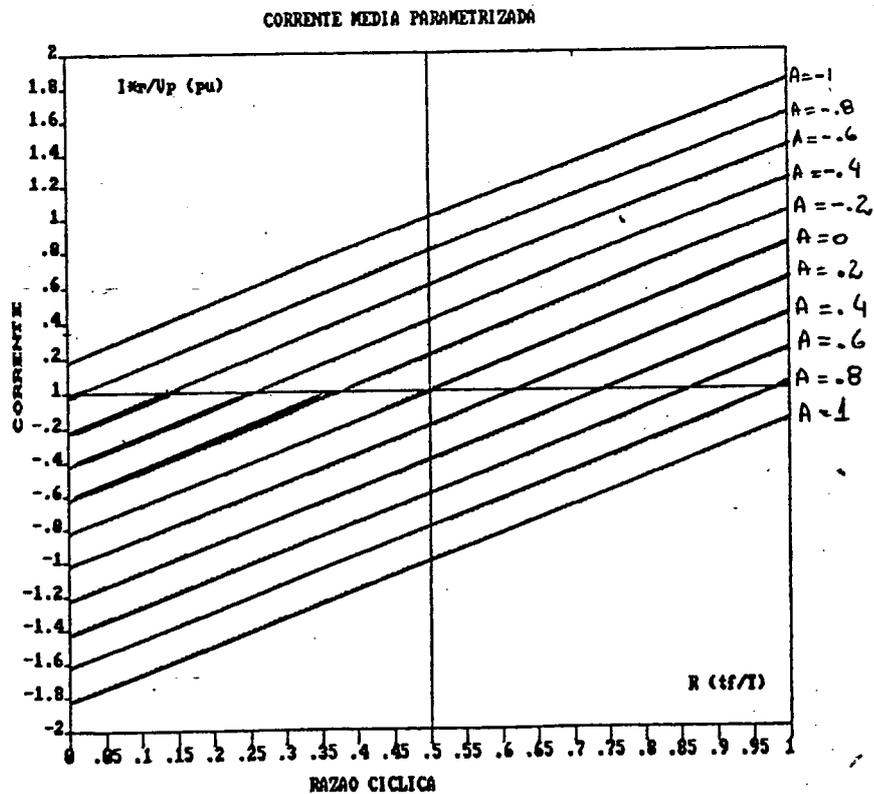


Figura 2.14 - Corrente Média na Carga Parametrizada

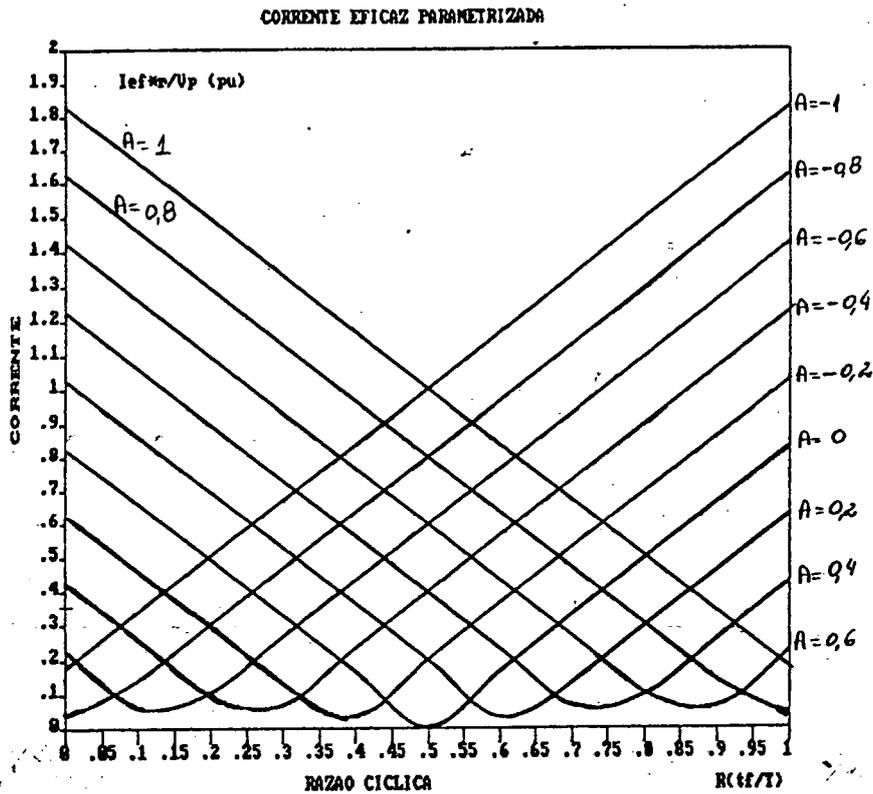


Figura 2.15 - Corrente Eficaz na Carga Parametrizada

2.3.3 - ANÁLISE DA CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR

A análise da corrente de entrada do conversor é feita de maneira semelhante a análise realizada para obtenção da tensão de carga.

Uma vez que as fontes de entrada estão ligadas diretamente com a carga através das chaves (MOSFET'S), quando

uma chave esta conduzindo, a corrente de entrada nesta fase é igual a corrente de carga. A análise feita a seguir, é para a corrente na fase 1. As correntes nas outras duas fases são obtidas de maneira semelhante.

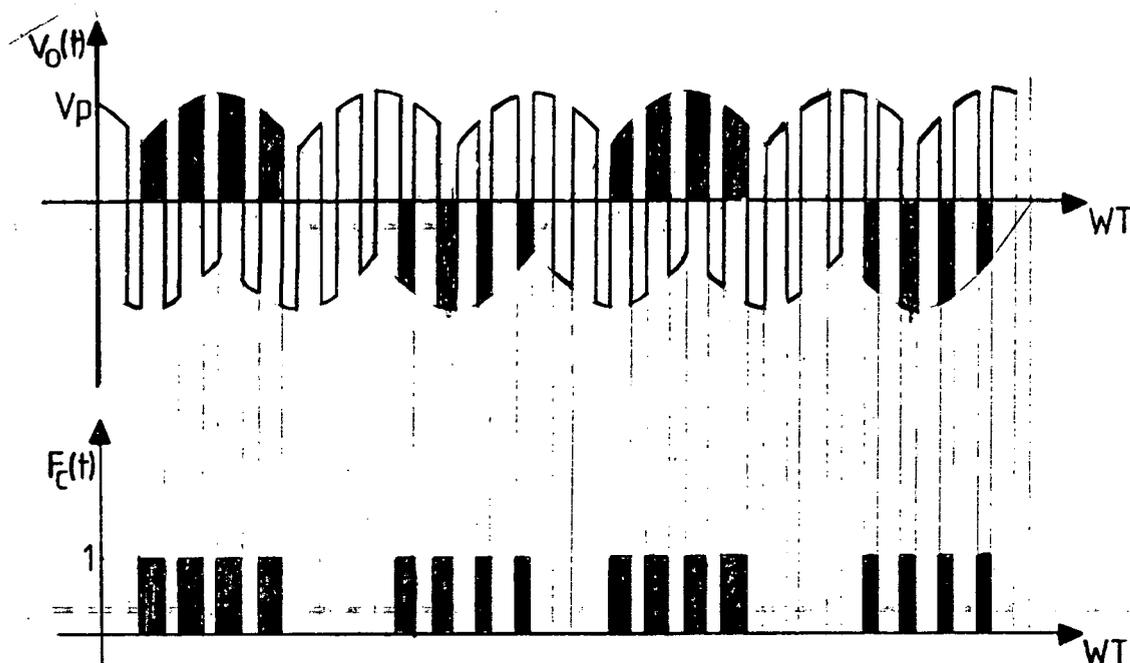


Figura 2.16 - A) Forma de Onda da Tensão de Carga

B) Função de Chaveamento $F_c(t)$ para a Corrente da Fase 1

Na Figura 2.16 acima, observa-se a forma de onda da tensão de carga, bem como a função de chaveamento para a fase 1. Com isto conclui-se que, multiplicando a série que representa a corrente de carga pela série desta função, obtém-se a corrente na fase 1 do conversor. Como esta função de chaveamento va

ria com a razão cíclica e com a frequência de chaveamento, para a obtenção da mesma, recorre-se novamente ao método já utilizado no item 2.3.1 e ilustrado na Figura 2.2.

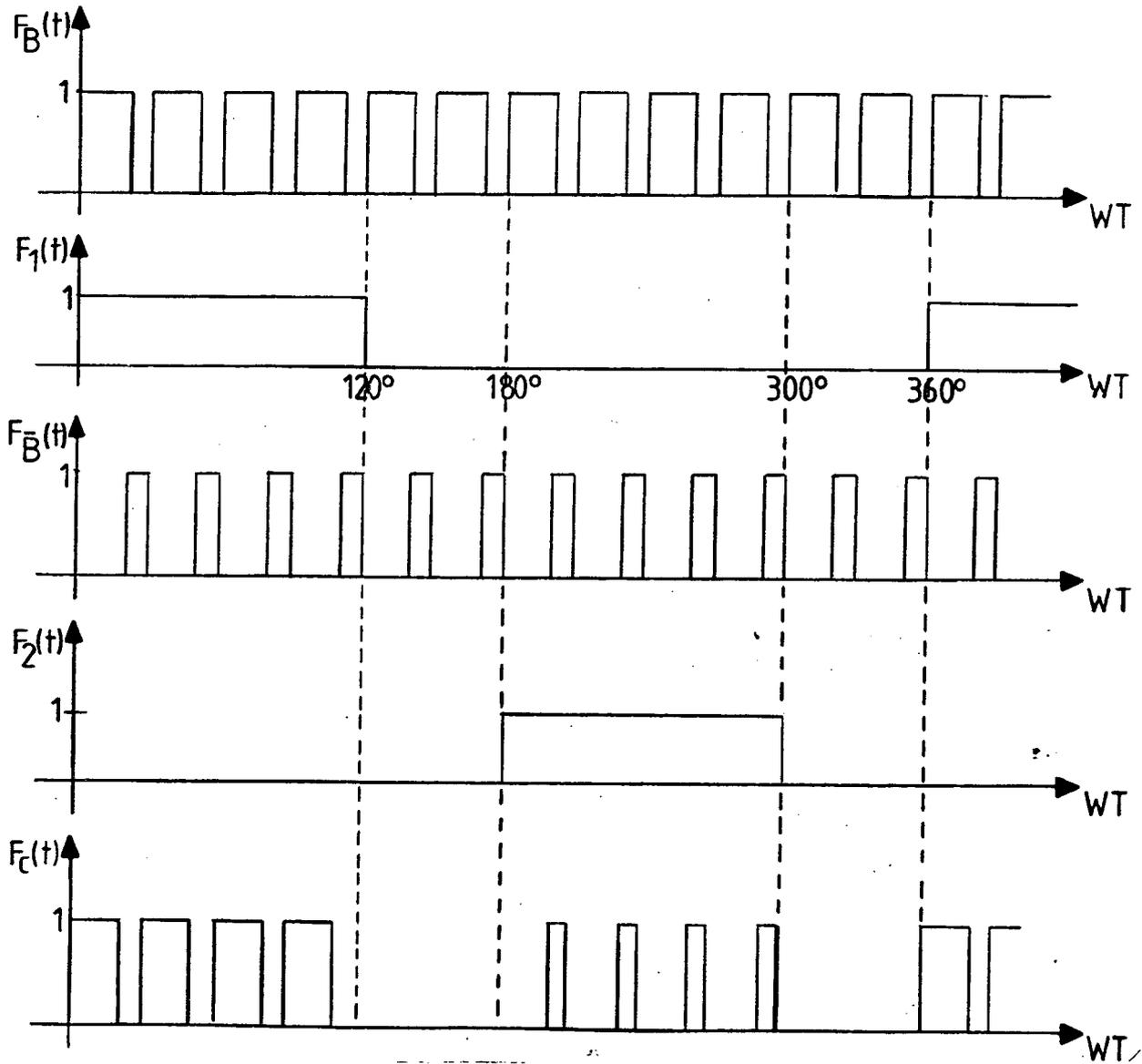
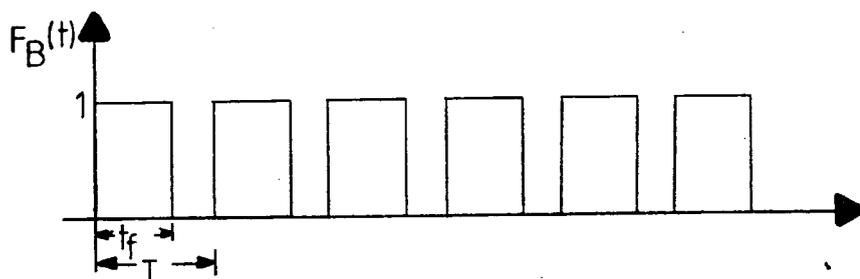


Figura 2.17 - Formas de Onda para Obtenção da Função $F_C(t)$

Observando a Figura 2.17 pode-se facilmente concluir que se for multiplicado $f_b(t)$ por $F_1(t)$ e $f_{\bar{b}}(t)$ por $F_2(t)$ e feita a adição tem-se a forma de onda da função de chaveamento $F_c(t)$ para uma dada razão cíclica e para uma dada frequência de chaveamento.

Uma vez obtida esta função, basta multiplicá-la pela corrente de carga e tem-se a corrente de entrada do conversor na fase 1.

2.3.3.1 - OBTENÇÃO DA FUNÇÃO $f_b(t)$



$$\frac{1}{2} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f_b(t) dt \rightarrow \boxed{\frac{1}{2} a_0 = R}$$

$$a_k = \frac{4}{T} \cdot \int_0^{T/2} f_b(t) \cdot \cos k\omega_0 t dt$$

$$a_k = \frac{2}{T \cdot k \cdot \omega_0} \cdot \left. \text{sen } k\omega_0 t \right|_0^{t_f} \dots$$

$$\dots a_k = \frac{1}{k \cdot \pi} \cdot \left[\text{sen } k\omega_0 t_f - \text{sen } k\omega_0 \cdot 0 \right]$$

$$a_k = \frac{1}{k\pi} \cdot \text{sen } 2k\pi R$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^{t_f} \text{sen } k\omega_0 t \, dt$$

$$b_k = -\frac{1}{k\pi} \cdot \cos k\omega_0 t$$

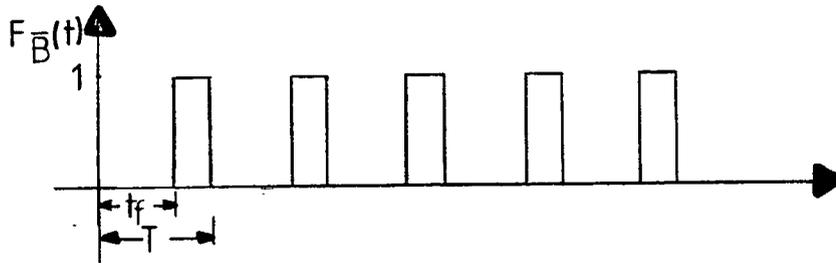
$$b_k = -\frac{1}{k\pi} \left[\cos k\omega_0 t_f - \cos k\omega_0 \cdot 0 \right]$$

$$\rightarrow b_k = \frac{1}{k\pi} \cdot 1 - \cos 2k\pi R$$

Após calculado os coeficientes, obtém-se a série de Fourier da função $f_b(t)$, mostrada na equação (2.21).

$$f_{\bar{b}}(t) = R + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k\pi} \left[\text{sen } 2.k\pi R \cdot \cos k\omega_0 t + \right. \\ \left. + (1 - \cos 2.k\pi R) \cdot \text{sen } k\omega_0 t \right] \quad (2.21)$$

2.3.3.2 - OBTENÇÃO DA FUNÇÃO $f_{\bar{b}}(t)$



$$\frac{1}{2} a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_f}^T f_{\bar{b}}(t) dt \quad \dots \quad \boxed{\frac{1}{2} a_0 = (1 - R)}$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{t_f}^T \cos k\omega_0 t \cdot dt \quad \dots$$

$$\dots \quad a_k = \frac{2}{T \cdot k \cdot \omega_0} \cdot \text{sen } k\omega_0 t \Bigg|_{t_f}^T$$

$$a_k = \frac{1}{k\pi} \cdot \left[\text{sen } k \cdot \frac{2\pi}{T_c} \cdot T_c - \text{sen } k \cdot \frac{2\pi}{T_c} \cdot t_f \right] \dots$$

$$\dots a_k = \frac{1}{k\pi} \left[\text{sen } \cancel{2k\pi} - \text{sen } 2k\pi R \right]$$

$$a_k = -\frac{1}{k\pi} \cdot \text{sen } 2k\pi R$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{t_f}^T \text{sen } k\omega_0 t \cdot dt$$

$$b_k = -\frac{2}{T \cdot k \cdot \omega_0} \cdot \left[\cos k\omega_0 t \right]_{t_f}^T \dots$$

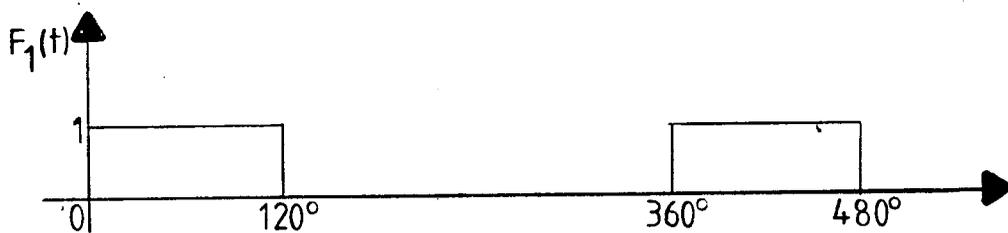
$$\dots b_k = -\frac{1}{k\pi} [\cos 2k\pi - \cos 2k\pi R]$$

$$b_k = -\frac{1}{k\pi} [1 - \cos 2k\pi R]$$

Com estes coeficientes, temos a série de Fourier mostrada abaixo:

$$f_{\bar{b}}(t) = (1 - R) - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k\pi} \left\{ \text{sen } 2k\pi R \cdot \cos k\omega_0 t + (1 - \cos 2k\pi R) \cdot \text{sen } k\omega_0 t \right\} \quad (2.22)$$

2.3.3.3 - OBTENÇÃO DA FUNÇÃO $F_1(t)$



$$\frac{1}{2} a_0 = \frac{1}{3}$$

$$a_j = \frac{2}{T} \int_0^T F_1(t) \cdot \cos j\omega t \cdot dt$$

$$a_j = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{120^\circ} \cos j\omega t \, d\omega t \quad \therefore \quad a_j = \frac{1}{\pi j} \cdot \text{sen } j \cdot \frac{2\pi}{3}$$

$$a_j = \frac{1}{j\pi} \cdot \text{sen } \frac{2j\pi}{3}$$

$$b_j = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T F_1(t) \cdot \text{sen } j\omega t \, d\omega t$$

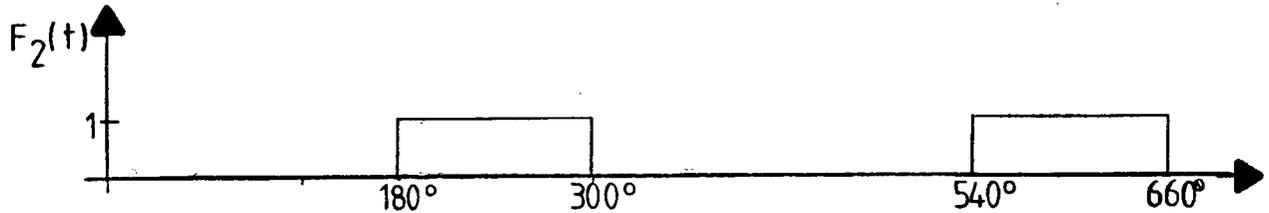
$$b_j = \frac{1}{\pi \cdot j} \cdot \left[-\cos j\omega t \right]_0^{\frac{2\pi}{3}} \quad \therefore \quad b_j = \frac{1}{\pi \cdot j} \cdot [\cos j \cdot 0^\circ - \cos j \cdot \frac{2\pi}{3}]$$

$$b_j = \frac{1}{j\pi} \cdot [1 - \cos \frac{2j\pi}{3}]$$

A série de Fourier que representa a função $F_1(t)$, está representada abaixo:

$$F_1(t) = \frac{1}{3} + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j\pi} \left[\text{sen } \frac{2j\pi}{3} \cdot \cos j\omega t + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot \text{sen } j\omega t \right]$$

(2.23)

2.3.3.4 - OBTENÇÃO DA FUNÇÃO $F_2(t)$ 

A série que representa esta função, é a mesma da função $F_1(t)$, mas encontra-se defasada em relação a mesma de um ângulo de 180° .

$$\cos j(\omega t - \pi) = (-1)^j \cdot \cos j\omega t \quad (2.24)$$

$$\sin j(\omega t - \pi) = (-1)^j \cdot \sin j\omega t \quad (2.25)$$

Substituindo-se (2.24) e (2.25) em (2.23), obtêm-se a função $F_2(t)$:

$$F_2(t) = \frac{1}{3} + \left[\sum_{j=1}^{\infty} \frac{(-1)^j}{j\pi} \cdot \sin \frac{2j\pi}{3} \cdot \cos j\omega t + \right. \\ \left. + \left(1 - \cos \frac{2j\pi}{3} \right) \cdot \sin j\omega t \right] \quad (2.26)$$

2.3.3.5 - OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO $F_C(t)$

Como já foi explicado anteriormente, a função $F_C(t)$ é obtida pela adição das multiplicações de $f_b(t)$ por $F_1(t)$ e de $f_{\bar{b}}(t)$ por $F_2(t)$. Com isto, podemos dizer que:

$$F_C(t) = \underbrace{f_b(t) * F_1(t)}_{F_C'(t)} + \underbrace{f_{\bar{b}}(t) * F_2(t)}_{F_C''(t)} \quad (2.27)$$

Calculando-se $F_C'(t)$:

$$F_C'(t) = \left\{ \frac{1}{3} + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{1}{j \cdot \pi} \left(\text{sen } \frac{2j\pi}{3} \cdot \cos j\omega t + \right. \right. \\ \left. \left. + \left(1 - \cos \frac{2j\pi}{3} \right) \cdot \text{sen } j\omega t \right) \right\} *$$

$$* \left[R + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k\pi} \text{sen } 2k\pi R \cdot \cos k\omega_0 t + (1 - \cos 2k\pi R) \cdot \text{sen } k\omega_0 t \right]$$

Multiplicando-se a equação acima termo a termo obtém-se F_C' , a qual está demonstrada na equação (2.28).

$$\begin{aligned}
F_C'(t) = & \frac{R}{3} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{1}{3 k \pi} \text{sen } 2 k \pi R \cdot \cos k \omega_0 t + \right. \\
& \left. + (1 - \cos 2 k \pi R) \cdot \text{sen } k \omega_0 t \right] + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{R}{j \pi} \left[\text{sen } \frac{2 j \pi}{3} \cdot \cos j \omega t + \right. \\
& \left. + (1 - \cos \frac{2 j \pi}{3}) \cdot \text{sen } j \omega t \right] + \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \cdot \frac{1}{j k \pi^2} \\
& \left[\text{sen } \frac{2 j \pi}{3} \cdot \text{sen } 2 k \pi R \cdot \cos j \omega t \cdot \cos k \omega_0 t + \text{sen } \frac{2 j \pi}{3} \cdot \right. \\
& \cdot (1 - \cos 2 k \pi R) \cdot \cos j \omega t \text{sen } k \omega_0 t + (1 - \cos \frac{2 j \pi}{3}) \cdot \text{sen } 2 k \pi R \cdot \\
& \cdot \text{sen } j \omega t \cdot \cos k \omega_0 t + (1 - \cos \frac{2 j \pi}{3}) \cdot (1 - \cos 2 k \pi R) \cdot \\
& \left. \left. \text{sen } j \omega t \cdot \text{sen } k \omega_0 t \right] \right]
\end{aligned}$$

(2.28)

Agora será calculado $F_c''(t)$.

$$F_c''(t) = \left[\frac{1}{3} + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{(-1)^j}{j \cdot \pi} \left\{ \text{sen } \frac{2j\pi}{3} \cdot \cos j\omega t + \right. \right. \\ \left. \left. + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot \text{sen } j\omega t \right\} \right] \cdot \left[(1 - R) - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k\pi} \cdot \right. \\ \left. \left. \left\{ \text{sen } 2k\pi R \cdot \cos k\omega_0 t + (1 - \cos 2k\pi R) \cdot \text{sen } k\omega_0 t \right\} \right]$$

Após multiplica-se os termos da equação acima, ob-
têm-se F_c'' , que está representada abaixo:

$$F_c''(t) = \frac{(1 - R)}{3} - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{3k\pi} \left\{ \text{sen } 2k\pi R \cdot \cos k\omega_0 t + (1 - \cos 2k\pi R) \cdot \right. \\ \left. \text{sen } k\omega_0 t \right\} + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{(1 - R) \cdot (-1)^j}{j \cdot \pi} \left\{ \text{sen } \frac{2j\pi}{3} \cdot \cos j\omega t + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot \right. \\ \left. \text{sen } j\omega t \right\} - \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^j}{j \cdot k \cdot \pi^2} \cdot \text{sen } \frac{2j\pi}{3} \cdot \text{sen } 2k\pi R \cdot \cos j\omega t \cdot \cos k\omega_0 t + \\ + \text{sen } \frac{2j\pi}{3} \cdot (1 - \cos 2k\pi R) \cdot \cos j\omega t \cdot \text{sen } k\omega_0 t + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot \\ \cdot \text{sen } 2k\pi R \cdot \text{sen } j\omega t \cdot \cos k\omega_0 t + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot (1 - \cos 2k\pi R) \cdot \\ \cdot \text{sen } j\omega t \cdot \text{sen } k\omega_0 t \left. \right\}$$

Uma vez que já foram calculadas as funções $F_c'(t)$ e $F_c''(t)$, basta adicionarmos as equações (2.28) e (2.29), tem-se a função geral de chavamento para a fase 1. A função $F_c(t)$, esta representada abaixo:

$$\begin{aligned}
 F_c(t) = & \frac{1}{3} + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{(R + (1-R) \cdot (-1)^j)}{j \cdot \pi} \cdot \left[\text{sen} \frac{2j\pi}{3} \cdot \cos j\omega t + \right. \\
 & \left. + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot \text{sen} j\omega t \right] + \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{[1 - (-1)^j]}{j \cdot k \cdot \pi^2} \cdot \left[\text{sen} \frac{2j\pi}{3} \cdot \right. \\
 & \left. \cdot \text{sen} 2k\pi R \cdot \cos j\omega t \cdot \cos k\omega_0 t + \text{sen} \frac{2j\pi}{3} \cdot (1 - \cos 2k\pi R) \cdot \cos j\omega t \cdot \right. \\
 & \left. \cdot \text{sen} k\omega_0 t + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot \text{sen} 2k\pi R \cdot \text{sen} j\omega t \cdot \cos k\omega_0 t + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot \right. \\
 & \left. \cdot (1 - \cos 2k\pi R) \cdot \text{sen} j\omega t \cdot \text{sen} k\omega_0 t \right]
 \end{aligned}$$

(2.30)

2.3.3.6 - OBTENÇÃO DA SÉRIE DE FOURIER DA CORRENTE DE ENTRADA

A equação geral da corrente de entrada do conversor, é obtida pela multiplicação termo a termo da equação (2.20), do item 2.3.2, pela equação (2.30) do item anterior. Como se tornaria muito extensa a exposição da mesma, será mostrada aqui, as amplitudes harmônicas e as frequências das mesmas.

OBSERVAÇÃO 1:

O valor de "X", que aparece nas amplitudes harmônicas, vale:

$$X = \left(\frac{1}{(3n - 1)^2} + \frac{1}{(3n + 1)^2} - \frac{2}{(3n - 1)(3n + 1)} \right)^{1/2}$$

(3.21)

OBSERVAÇÃO 2:

O valor de "a", que aparece nas amplitudes harmônicas é a relação:

$$a = \frac{E}{V_p}$$

FREQUÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA $(I \cdot \frac{r}{V_p})$
0	$I_M = 0,276 \cdot (2R - 1) - a$
$3n\omega$	$I_{H_1} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{0,276 \cdot X}{(1 + 9 \cdot n^2 \cdot \tau^2 \cdot \omega^2)} \left[(-1)^n \cdot 2 \cdot R \left(\cos \frac{n\pi}{2} + 3 \cdot n \cdot \tau \cdot \omega \cdot \right. \right.$ $\cdot \left. \left. \begin{aligned} &\text{sen} \frac{n\pi}{2} + \text{sen} \frac{n\pi}{2} - 3 \cdot n \cdot \tau \cdot \omega \cdot \cos \frac{n\pi}{2} \right) - \cos \frac{3n\pi}{2} - 3 \cdot n \cdot \tau \cdot \omega \cdot \text{sen} \frac{3n\pi}{2} - \right. \\ &\left. - \text{sen} \frac{3n\pi}{2} + 3 \cdot \tau \cdot n \cdot \omega \cdot \cos \frac{3n\pi}{2} \right] -$
$k\omega_0$	$I_{H_3} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1,103 \cdot \text{sen} \quad k\pi R \cdot (1 + \tau \cdot k \cdot \omega_0)}{k\pi (1 + k^2 \cdot \omega_0^2 \cdot \tau^2)}$

Continua

..... Continuação

FREQÜÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA (I . $\frac{I}{V_p}$)
$j\omega$	$I_{H4} = \frac{1,654 \cdot \text{sen } k\pi R \cdot [1 - (-1)^j]}{j \cdot k^2 \cdot \pi^3 (1 + k^2 \omega_0^2 \tau^2)} \left[\tau \cdot k \cdot \omega_0 \left(\text{sen } \frac{2j\pi}{3} \cdot (1 - \cos 2k\pi R) + \right. \right.$ $\left. \left. + (1 - \cos \frac{2j\pi}{2}) \cdot (1 - \cos 2k\pi R) \right) + \text{sen } \frac{2j\pi}{2} \cdot \text{sen } 2k\pi R + (1 - \cos \frac{2j\pi}{2}) \cdot \text{sen } 2k\pi R \right]$
$3n\omega \pm k\omega_0$	$I_{H5} = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{0,5513 \cdot (-1)^n \cdot X \cdot \text{sen } k\pi R}{k\pi \cdot (1 + \tau^2 (3n\omega \pm k\omega_0)^2)} \left[\cos \frac{n\pi}{2} + \text{sen } \frac{n\pi}{2} + \tau \cdot (3n\omega \pm k\omega_0) \cdot \right.$ $\left. \cdot \left[\text{sen } \frac{n\pi}{2} - \cos \frac{n\pi}{2} \right] \right]$

Continua

..... Continuação

FREQÜÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA (I . $\frac{I}{V_p}$)
$k\omega_0 \pm j\omega$	$I_{H6} = \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{3,308 \cdot \text{sen } k\pi R \cdot [R + (1 - R) \cdot (-1)^j]}{2 \cdot j \cdot k \cdot \pi^2 \cdot (1 + \tau^2 k^2 \omega_0^2)} \left[\text{sen } \frac{2 j \pi}{2} \cdot (1 + \tau k \omega_0) + \right.$ $\left. + (1 - \cos \frac{2 j \pi}{3}) \cdot (\pm \tau \cdot k \cdot \omega_0 \mp 1) \right] + \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{[1 - (-1)^j]}{2 \cdot j \cdot k \cdot \pi^2} \cdot [0,827 (2 R - 1) - a] \cdot$ $\cdot \left[\text{sen } \frac{2 j \pi}{3} (\text{sen } 2 k \pi R + (1 - \cos 2 k \pi R)) + (1 - \cos \frac{2 j \pi}{2}) \cdot (\mp \text{sen } 2 k \pi R \pm (1 - \cos 2 k \pi R)) \right]$

Continua

FREQÜÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA (I . $\frac{r}{V_p}$)
$3n\omega \mp j\omega$	$I_{H6} = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{j=1}^{\infty} \frac{0,827 \cdot X \cdot [R + (1 - R) \cdot (-1)^j]}{2 \cdot j \cdot \pi \cdot (1 + 9n^2 \omega^2 \tau^2)} \left[\begin{aligned} & \text{sen } \frac{2j\pi}{3} - \left[(-1)^n \cdot 2 \cdot R \left(\cos \frac{n\pi}{2} + \right. \right. \\ & + \text{sen } \frac{n\pi}{2} + 3 \cdot \tau \cdot n \cdot \omega \left(\text{sen } \frac{n\pi}{2} - \cos \frac{n\pi}{2} \right) - \cos \frac{3n\pi}{2} - \text{sen } \frac{3n\pi}{2} + 3 \cdot \tau \cdot n \cdot \omega \left(\cos \frac{3n\pi}{2} - \right. \\ & \left. \left. - \text{sen } \frac{3n\pi}{2} \right) \right] + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot \left[(-1)^n \cdot 2 \cdot R \left(\pm \cos \frac{n\pi}{2} + \text{sen } \frac{n\pi}{2} + 3 \cdot \tau \cdot n \cdot \omega \right. \right. \\ & \left. \left. (\pm \text{sen } \frac{n\pi}{2} \pm \cos \frac{n\pi}{2}) \mp \cos \frac{3n\pi}{2} \pm \text{sen } \frac{3n\pi}{2} - 3 \cdot \tau \cdot n \cdot \omega (\pm \cos \frac{3n\pi}{2} \pm \text{sen } \frac{3n\pi}{2}) \right] + \right. \\ & \left. + \frac{1,654 \cdot (-1)^n \cdot X \cdot \text{sen } k\pi R \cdot [1 - (-1)^j]}{4 \cdot j \cdot k^2 \cdot \pi^3} \cdot \left[\frac{\cos \frac{n\pi}{2} + \tau (3n\omega - k\omega_0) \cdot \text{sen } \frac{n\pi}{2}}{(1 + \tau^2 (3n\omega - k\omega_0)^2)} \cdot \left[\text{sen } \frac{2j\pi}{3} \cdot (\text{sen } 2k\pi R - (1 - \cos k\pi R)) + \right. \right. \right. \end{aligned} \right.$

..... Continuação

FREQÜÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA (I . $\frac{I}{V_p}$)
$3n\omega \pm j\omega$	$ \begin{aligned} & + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot [\pm \text{sen } 2k\pi R \pm (1 - \cos 2k\pi R)] \Bigg\} + \frac{\text{sen } \frac{n\pi}{2} - \tau (3n\omega - k\omega_0) \cdot \cos \frac{n\pi}{2}}{(1 + \tau^2 (3n\omega - k\omega_0)^2)} \\ & \cdot \left[\text{sen } \frac{2j\pi}{3} (\text{sen } 2k\pi R + (1 - \cos 2k\pi R)) + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot [\pm (1 - \cos 2k\pi R) \right. \\ & \left. \mp \text{sen } 2k\pi R \right] + \frac{\cos \frac{n\pi}{2} + \tau (3n\omega + k\omega_0) \text{sen } \frac{n\pi}{2}}{(1 + \tau^2 (3n\omega + k\omega_0)^2)} \cdot \left\{ \text{sen } \frac{2j\pi}{3} (\text{sen } 2k\pi R + \right. \\ & \left. + (1 - \cos 2k\pi R)) + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot (\pm \text{sen } 2k\pi R \mp (1 - \cos 2k\pi R)) \right\} + \\ & + \frac{\text{sen } \frac{n\pi}{2} - \tau (3n\omega + k\omega_0) \cos \frac{n\pi}{2}}{(1 + \tau^2 (3n\omega + k\omega_0)^2)} \cdot \left\{ \text{sen } \frac{2j\pi}{3} (\text{sen } 2k\pi R - (1 - \cos 2k\pi R)) - \right. \\ & \left. - (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot [\pm \text{sen } 2k\pi R \pm (1 - \cos 2k\pi R)] \right\} \end{aligned} $

Continua

FREQUÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA $(I \cdot \frac{I}{V_p})$
$j\omega \neq 2 k\omega_0$	$I_{H_7} = \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{3,308 \cdot \text{sen } k\pi R \cdot [1 - (-1)^j]}{4 \cdot j \cdot k^2 \cdot \pi^3 (1 + k^2 \omega_0^2 \tau^2)} \left[\tau \cdot k \cdot \omega_0 \left[\text{sen } \frac{2j\pi}{3} (\mp \text{sen } 2k\pi R - \right. \right. \\ \left. \left. - (1 - \cos 2k\pi R)) + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot (\pm \text{sen } 2k\pi R - (1 - \cos 2k\pi R)) \right] + \text{sen } \frac{2j\pi}{3} \right. \\ \left. (\text{sen } 2k\pi R \mp (1 - \cos 2k\pi R)) + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot (\text{sen } 2k\pi R \pm (1 - \cos 2k\pi R)) \right]$
$(3n \mp j) \omega - k\omega_0$	$I_{H_{10}} = \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1,654 \cdot (-1)^n \cdot X \cdot \text{sen } k\pi R \cdot [R + (1 - R) \cdot (-1)^j]}{2 \cdot j \cdot k \cdot \pi^2 \cdot (1 + \tau^2 (3n\omega - k\omega_0)^2)} \left[\text{sen } \frac{2j\pi}{3} \right. \\ \left. \left[\cos \frac{n\pi}{2} + \text{sen } \frac{n\pi}{2} + \tau (3n\omega - k\omega_0) \cdot \left(\text{sen } \frac{n\pi}{2} - \cos \frac{n\pi}{2} \right) \right] + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot \right. \\ \left. \left[\pm \cos \frac{n\pi}{2} \mp \text{sen } \frac{n\pi}{2} + \tau (3n\omega - k\omega_0) \cdot \left(\pm \text{sen } \frac{n\pi}{2} \pm \cos \frac{n\pi}{2} \right) \right] + \right]$

..... Continuação

FREQÜÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA (I . $\frac{I}{V_p}$)
$(3n \mp j) \omega - k\omega_0$	$ \begin{aligned} & + \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{0,827 \cdot X \cdot [1 - (-1)^j]}{4 \cdot J \cdot k \cdot \pi^2 (1 + 9 \cdot n^2 \cdot \omega^2 \cdot \tau^2)} \left[- \left[(-1)^n \cdot 2 \cdot R \left(\cos \frac{n\pi}{2} + \right. \right. \right. \\ & + 3n \cdot \tau \cdot \omega \cdot \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{2} - \cos \frac{3n\pi}{2} - 3 \cdot n \cdot \tau \cdot \omega \cdot \frac{\sin \frac{3n\pi}{2}}{2} \left. \right] \cdot \left[\frac{2j\pi}{3} \right] - \left[\frac{2j\pi}{3} (\sin 2k\pi R) + \right. \\ & + (1 - \cos 2k\pi R) + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot (\pm \sin k\pi R \mp (1 - \cos 2k\pi R)) \left. \right] + \left[(-1)^n \cdot 2 \cdot R \cdot \right. \\ & \cdot \left(\frac{\sin \frac{n\pi}{2} - 3 \cdot n \cdot \tau \cdot \omega \cos \frac{n\pi}{2}}{2} - \frac{\sin \frac{3n\pi}{2} + 3 \cdot n \cdot \tau \cdot \omega \cdot \frac{\sin \frac{3n\pi}{2}}{2}}{2} \right) \cdot \left[\frac{\sin \frac{2j\pi}{3}}{3} \right. \\ & \left. \left. \cdot (\sin 2k\pi R - (1 - \cos 2k\pi R)) - (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot (\pm \sin 2k\pi R \pm (1 - \cos 2k\pi R)) \right] \right] \end{aligned} $

..... Continua

..... Continuação

FREQÜÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA ($\frac{I_{INP} \cdot \tau}{V_p}$)
$(3n \neq j) \omega - 2 k\omega_0$	$I_{H11} = \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1,654 \cdot (-1)^n \cdot X \cdot \text{sen } k\pi R [1 - (-1)^j]}{4 \cdot j \cdot k^2 \cdot \pi^3 (1 + \tau^2 (3n\omega - k\omega_0)^2)} \left[\left\{ \cos \frac{n\pi}{2} + \right. \right.$ $+ \tau (3n\omega - k\omega_0) \cdot \text{sen } \frac{n\pi}{2} \left. \right\} \cdot \left[\text{sen } \frac{2j\pi}{3} (\text{sen } 2k\pi R + (1 - \cos 2k\pi R)) + (1 - \frac{2j\pi}{3}) \cdot \right.$ $\cdot (\pm \text{sen } 2k\pi R \mp (1 - \cos 2k\pi R)) \left. \right] + \left[\text{sen } \frac{n\pi}{2} - \tau (3n\omega - k\omega_0) \cdot \cos \frac{n\pi}{2} \right] \cdot \left[\text{sen } \frac{2j\pi}{3} \cdot \right.$ $\left. (\text{sen } 2k\pi R - (1 - \cos 2k\pi R)) + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot (\mp \text{sen } 2k\pi R \pm (1 - \cos 2k\pi R)) \right] \left. \right]$

Continua

FREQÜÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA $\left(\frac{I_{INP} \cdot \tau}{V_p}\right)$
	$I_{H12} = \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1,654 \cdot (-1)^n \cdot X \cdot \text{sen } k\pi R \cdot [R + (1 - R) \cdot (-1)^j]}{2 \cdot j \cdot k \cdot \pi^2 (1 + \tau^2 (3n\omega + k\omega_0)^2)}$ $\cdot \left[\text{sen } \frac{2j\pi}{3} \left\{ \cos \frac{n\pi}{2} + \text{sen } \frac{n\pi}{2} + \tau (3n\omega + k\omega_0) \cdot \left(\text{sen } \frac{n\pi}{2} - \cos \frac{n\pi}{2} \right) \right\} + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \right]$ $\cdot \left[\pm \cos \frac{n\pi}{2} \pm \text{sen } \frac{n\pi}{2} + \tau (3n\omega + k\omega_0) \cdot \left(\pm \text{sen } \frac{n\pi}{2} \pm \cos \frac{n\pi}{2} \right) \right] +$ $+ \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{0,827 \cdot X \cdot [1 - (-1)^j]}{4 \cdot j \cdot k \cdot \pi^2 \cdot (1 + 9 \cdot n^2 \cdot \omega^2 \cdot \tau^2)} \left[-[(-1)^n \cdot 2 \cdot R \cdot \left(\cos \frac{n\pi}{2} + 3n \tau \cdot \omega \right) \right]$ $\cdot \text{sen } \frac{n\pi}{2} - \cos \frac{3n\pi}{2} - 3 \cdot n \cdot \tau \cdot \omega \cdot \text{sen } \frac{3n\pi}{2} \right] \cdot \left[\text{sen } \frac{2j\pi}{3} (\text{sen } 2k\pi R - (1 - \cos k\pi R)) + \right.$ $\left. + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot (\pm \text{sen } 2k\pi R \pm (1 - \cos 2k\pi R)) \right] + \left[(-1)^n \cdot 2 \cdot R \cdot \left(\text{sen } \frac{n\pi}{2} - \right. \right.$

..... Continuação

FREQÜÊNCIA	AMPLITUDE HARMÔNICA $\left(\frac{I_{INP} \cdot \tau}{V_p}\right)$
$(3n \pm j) \omega + \mp k\omega_0$	$- 3 \cdot n \cdot \tau \cdot \omega \cdot \cos \frac{n\pi}{2} - \text{sen} \frac{3n\pi}{2} + 3 \cdot n \cdot \tau \cdot \omega \cdot \cos \frac{3n\pi}{2} \cdot \left[\text{sen} \frac{2j\pi}{3} \right]$ $\cdot \left[(\text{sen } 2k\pi R + (1 - \cos 2k\pi R)) + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot (\mp \text{sen } 2k\pi R \pm (1 - \cos 2k\pi R)) \right]$
$(3n \mp j) \omega + 2k\omega_0$	$I_{H13} = \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1,654 \cdot (-1)^n \cdot X \cdot \text{sen } k\pi R [1 - (-1)^j]}{4 \cdot j \cdot k^2 \cdot \pi^3 (1 + \tau^2 (3n\omega + k\omega_0)^2)} \left[\cos \frac{n\pi}{2} + \right.$ $\left. + \tau (3n\omega + k\omega_0) \cdot \text{sen} \frac{n\pi}{2} \right] \cdot \left[\text{sen} \frac{2j\pi}{3} (\text{sen } 2k\pi R - (1 - \cos 2k\pi R)) + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot \right.$ $\left. \cdot (\pm \text{sen } 2k\pi R \pm (1 - \cos 2k\pi R)) \right] + \left[\text{sen} \frac{n\pi}{2} - \tau (3n\omega + k\omega_0) \cdot \cos \frac{n\pi}{2} \right] \cdot$ $\left[\text{sen} \frac{2j\pi}{3} (\text{sen } 2k\pi R + (1 - \cos 2k\pi R)) + (1 - \cos \frac{2j\pi}{3}) \cdot (\mp \text{sen } 2k\pi R \pm (1 - \cos 2k\pi R)) \right]$

A seguir, apresenta-se uma série de âbacos, representando as amplitudes harmônicas mais predominantes, para uma dada frequência e uma dada razão cíclica. As componentes harmônicas que dependem da grandeza "a" ($a = \frac{E}{V_p}$), foram traçadas para $a = 0$, ou seja, carga "RL".

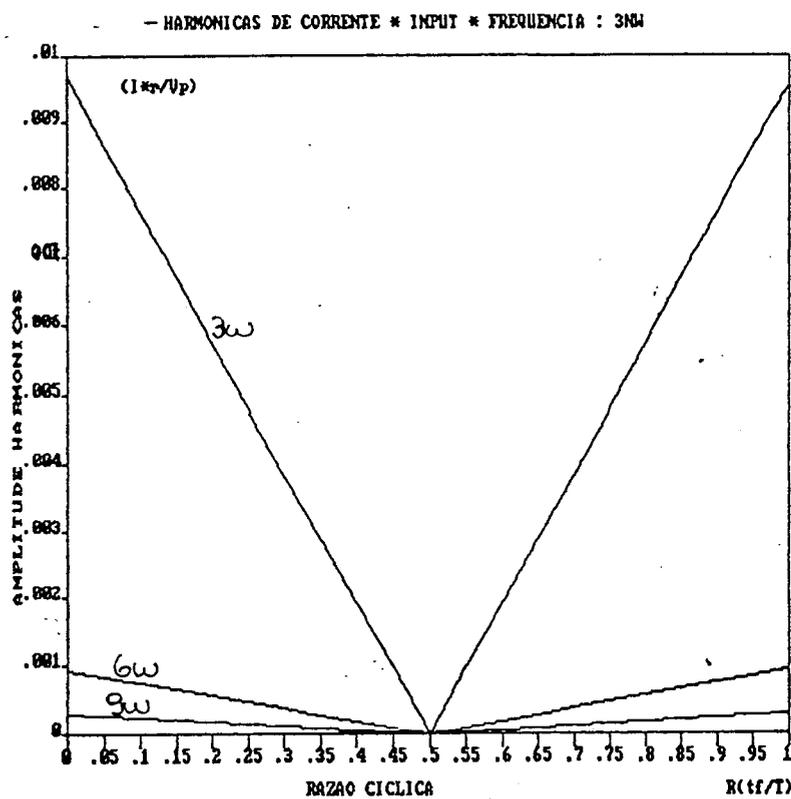


Figura 2.20 - Harmônicas de Corrente Input
 Frequência : 3MHz

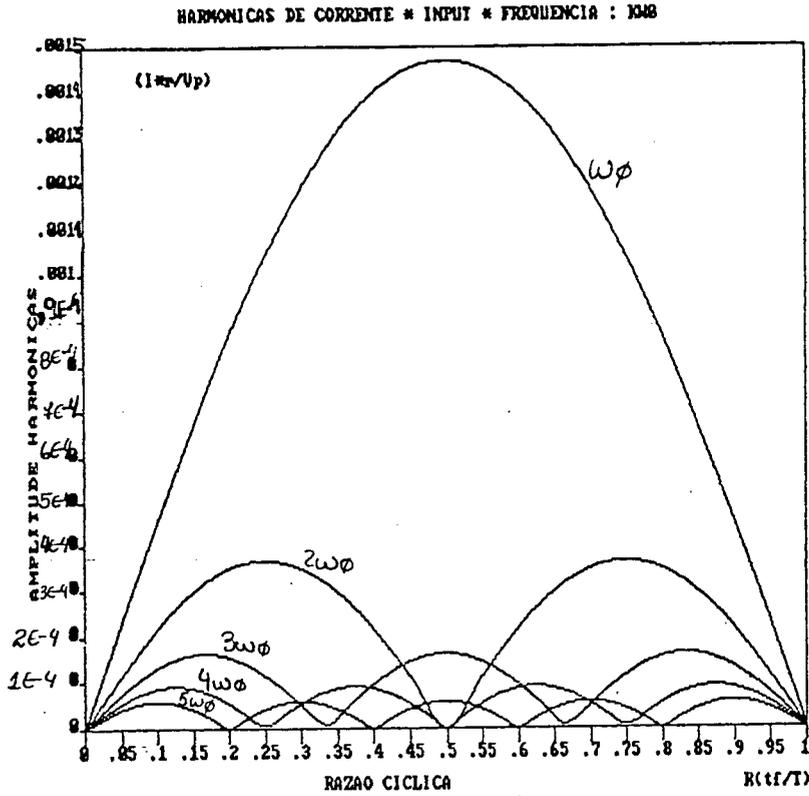


Figura 2.21 - Harmônicas de Corrente Input
 Frequência : $k\omega_0$

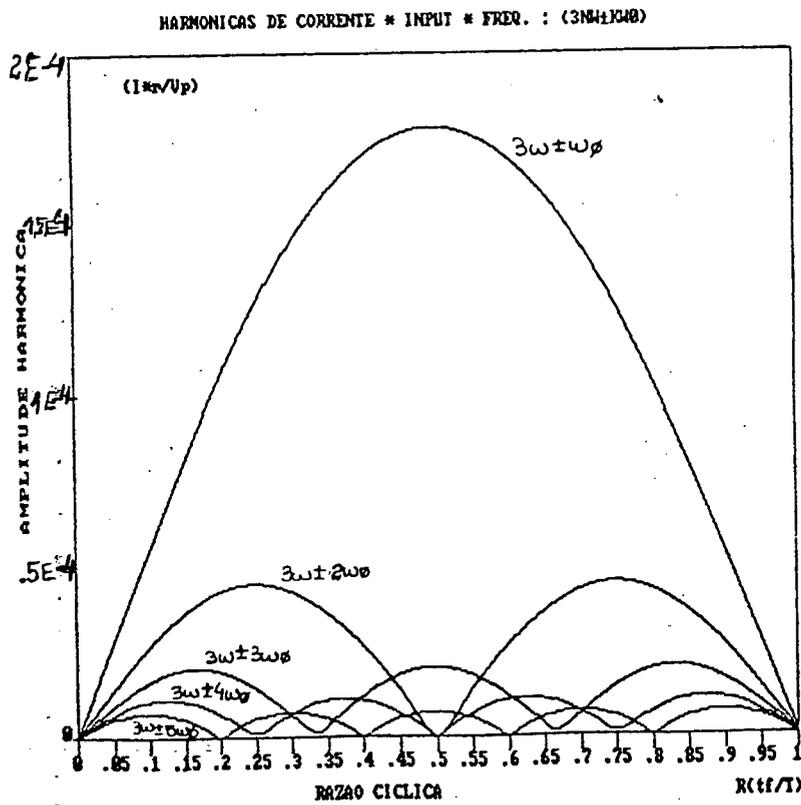


Figura 22 - Harmônicas de Corrente Input
 Frequência : $(3n\omega \pm k\omega_0)$

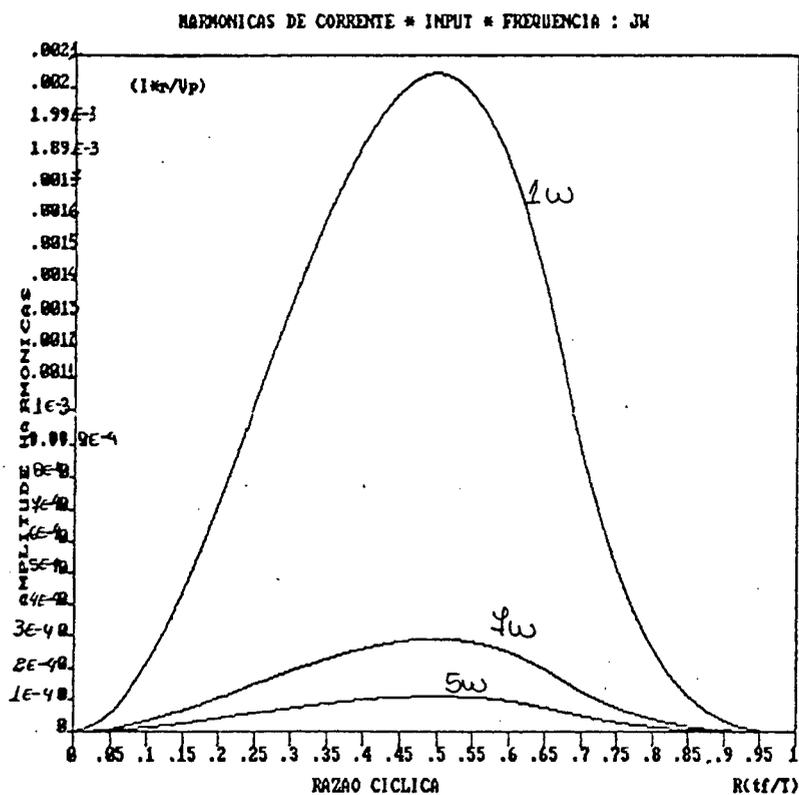


Figura 2.23 - Harmônicas de Corrente Input
Frequência : $j\omega$

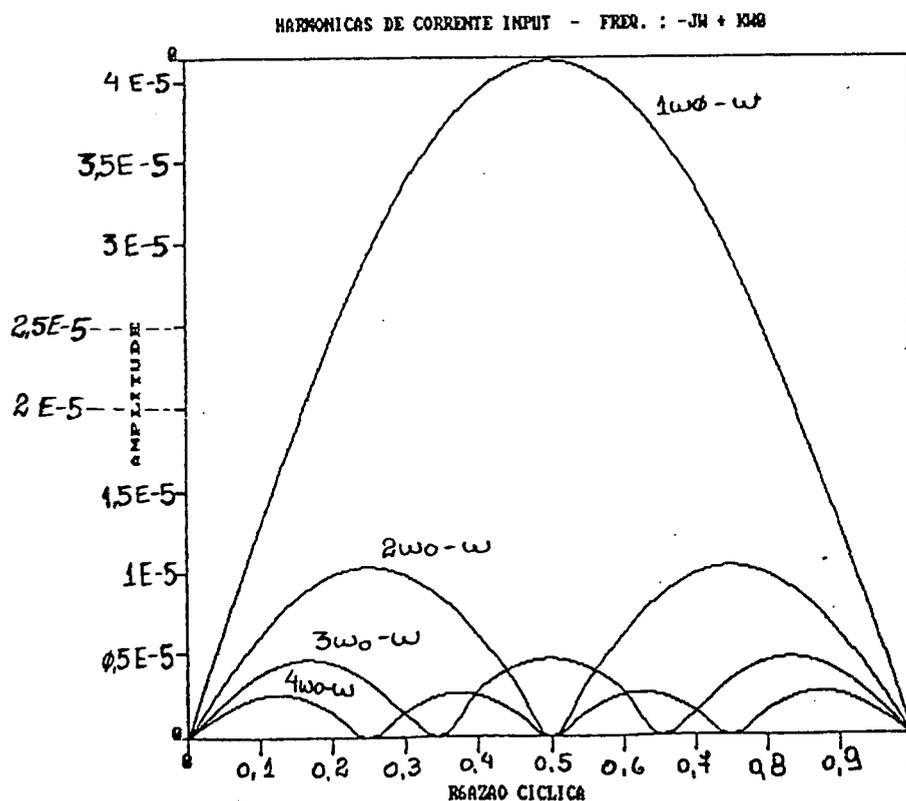


Figura 2.24 - Harmônicas de Corrente Input
Frequência $(-j\omega + k\omega_0) \times A = 0$

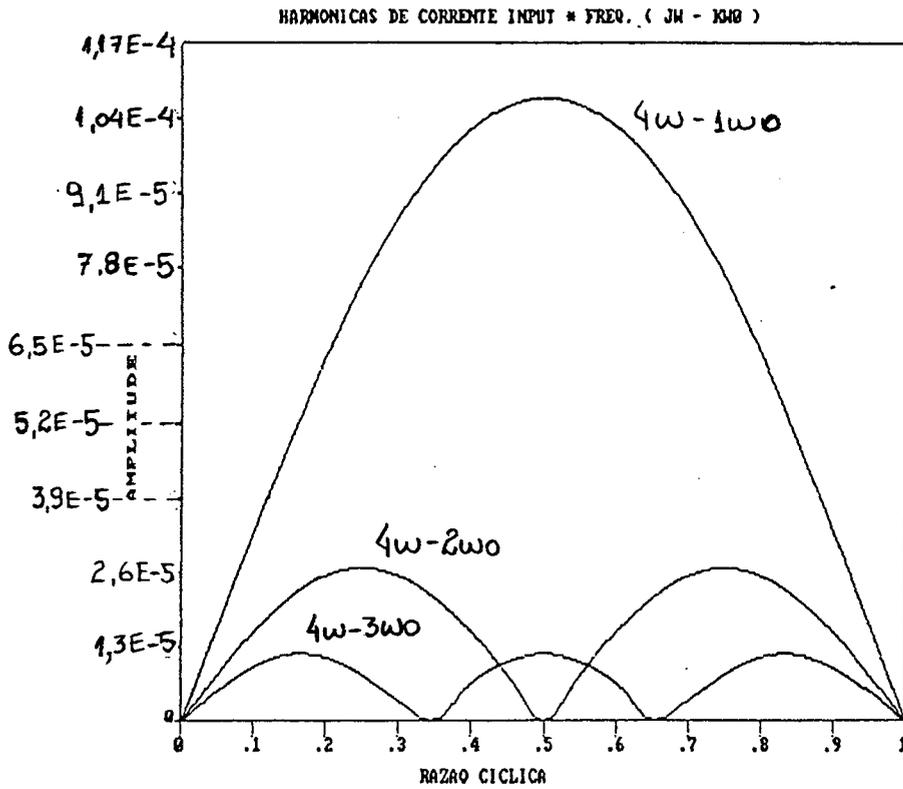


Figura 2.25 - Harmônicas de Corrente Input
Frequência : $(j\omega - k\omega_0) \times A = 0$

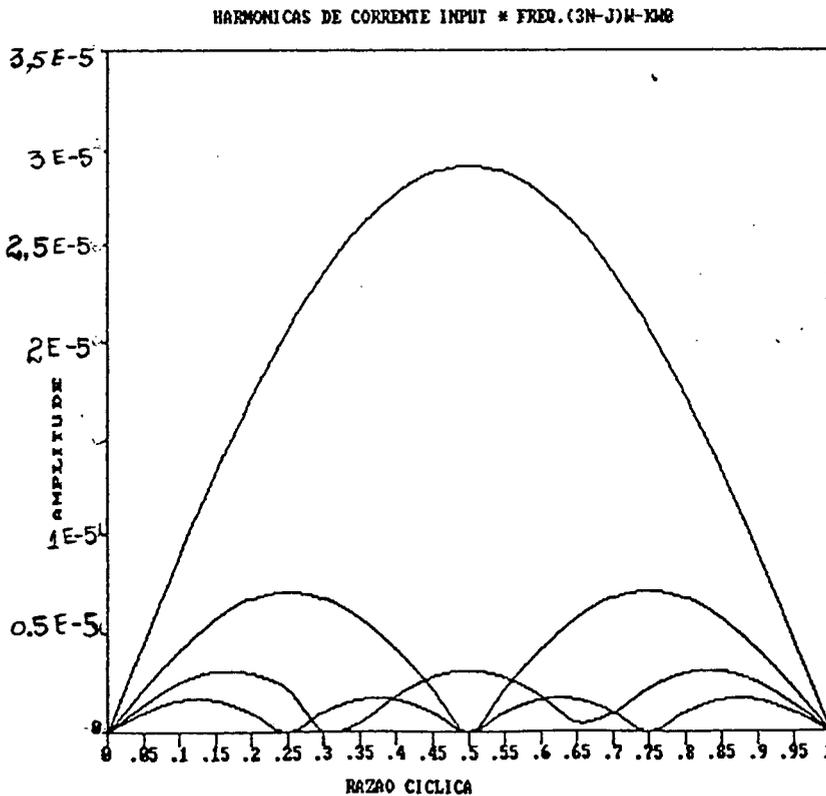


Figura 2.26 - Harmônicas de Corrente Input
Frequência : $(3n - j)\omega - k\omega_0$

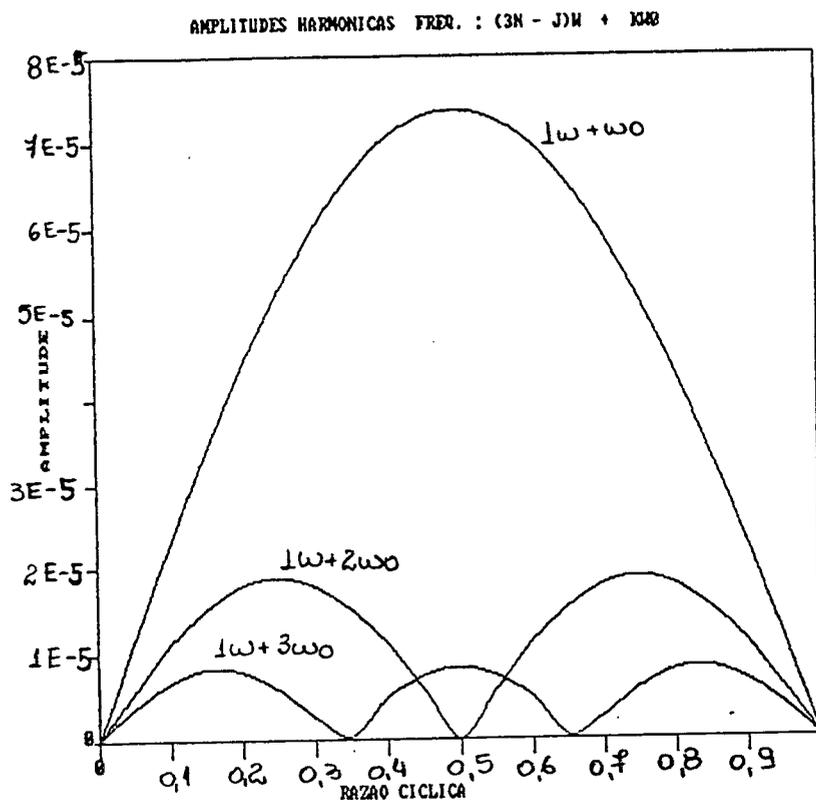


Figura 2.27 - Harmônicas de Corrente Input
 Frequência : $(3n - j)\omega + k\omega_0$

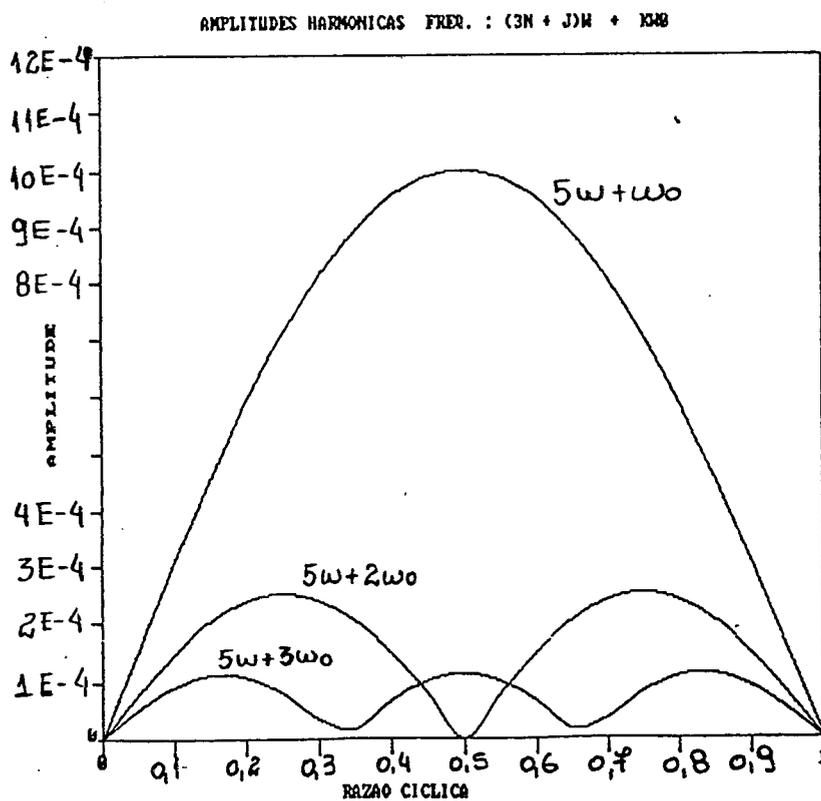


Figura 2.28 - Harmônicas de Corrente Input
 Frequência : $(3n + j)\omega + k\omega_0$

Agora, apresenta-se um gráfico com a variação da corrente média na entrada do conversor, para um dado valor de "a", com a variação da razão cíclica. O mesmo procedimento será usado para representar um gráfico da corrente eficaz de entrada do conversor.

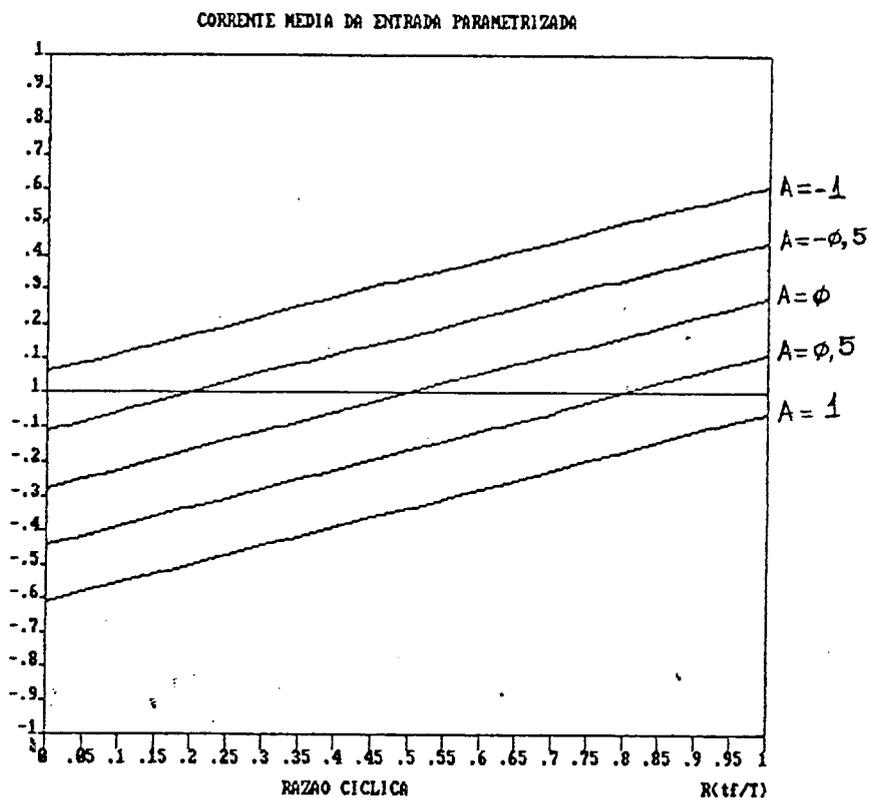


Figura 2.29 - Corrente Média de Entrada Parametrizada

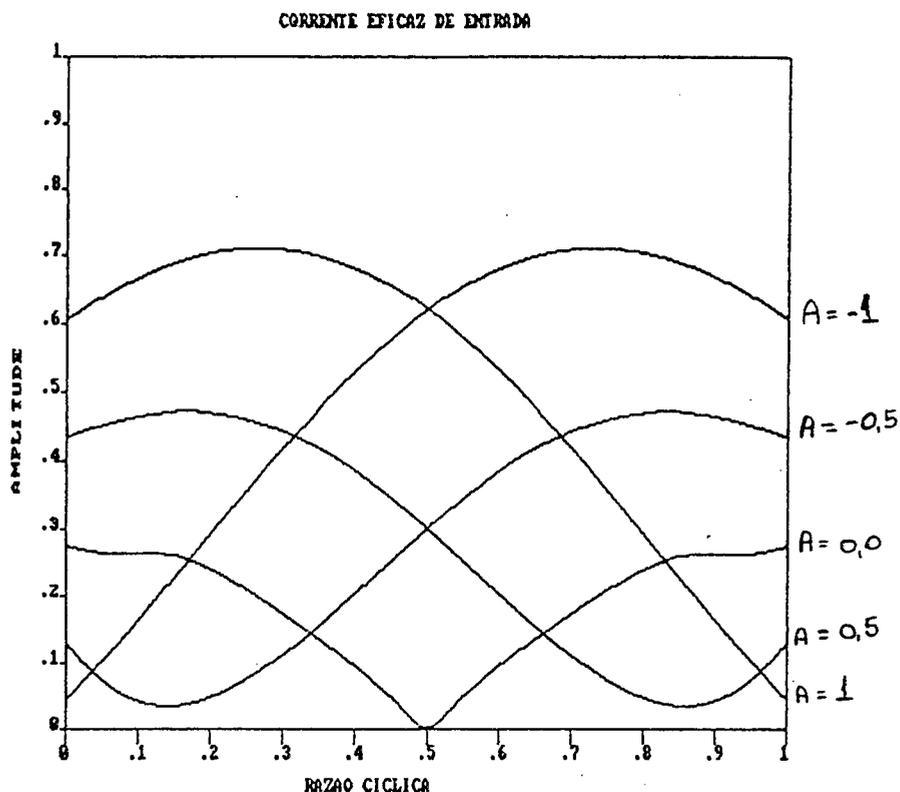


Figura 2.30 - Corrente de Entrada Eficaz Parametrizada

2.4 - CONCLUSÃO

Após comparados os resultados obtidos através da análise com os resultados obtidos através de simulações, concluiu-se serem bastante confiáveis os resultados aqui mostrados. Com isto tem-se aqui, um conjunto de âbacos e equações, os quais nos permitem uma visão geral do comportamento global desta família de conversores no que diz respeito a valores eficazes, médios e conteúdo harmônico de correntes e tensões.

Verificou-se com esta análise que, a frequência da harmônica mais significativa que aparece tanto na tensão de carga, como na corrente é na frequência de chaveamento, ou seja, quanto maior for a frequência de chaveamento, menor será o conteúdo harmônico mais significativo, dentro da faixa de frequência considerada.

C A P Í T U L O 3

CIRCUITO DE COMANDO E DE CONTROLE

3.1 - INTRODUÇÃO

A partir deste Capítulo será dada ênfase à realização prática do conversor, bem como dos circuitos que o compõem.

Primeiramente será feito uma rápida explanação sobre os mosfet's de potência, já que este é um componente da última geração dos transistores e o seu uso em eletrônica de potência é extremamente vantajoso.

Após será apresentado o circuito responsável pela variação da razão cíclica e gerador do tempo morto.

O objetivo final deste Capítulo é a análise do circuito realizado para o controle e o comando de gate dos mosfet's de potência.

3.2 - O MOSFET DE POTÊNCIA

O mosfet de potência é um transistor que tem a capacidade de controle de corrente, através de uma tensão aplicada entre seus terminais "gate" e "source". Ao aplicar-se uma tensão entre "gate" e "source" começa a fluir uma corrente entre os terminais "dreno" e "source", conforme pode ser observado na Figura 3.1.

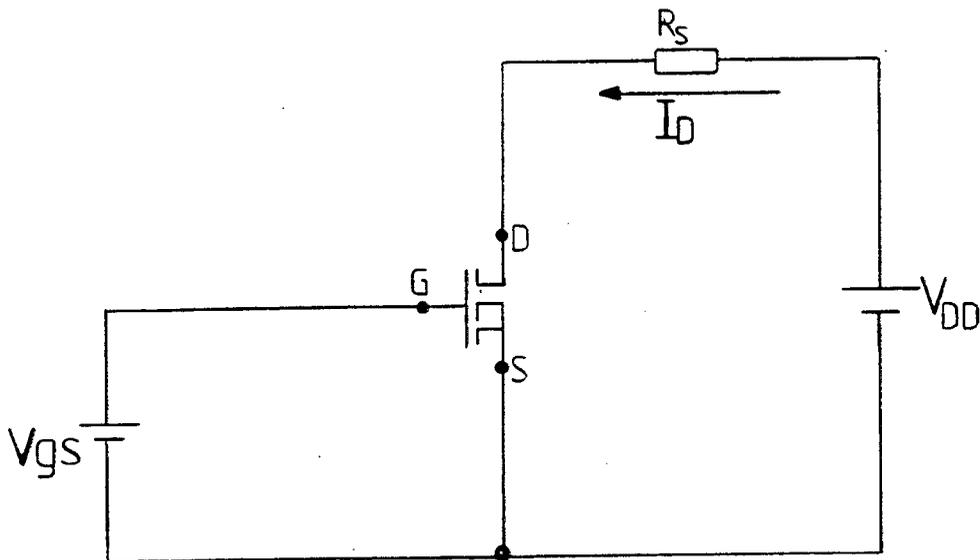


Figura 3.1 - Polarização de um Mosfet

O mosfet de potência apresenta uma série de vantagens em relação ao transistor bipolar. Devido a sua elevada velocidade de chaveamento, é possível operá-lo em frequências bastante elevadas. Esta velocidade depende da rapidez com que as capacitâncias intrínsecas dos mosfet's podem ser carregadas e descarregadas, e para isto circuitos de "gate" com baixa impedância são requeridos. Estas capacitâncias não variam com a temperatura. Desta forma, com o aumento da temperatura as perdas dinâmicas dos mosfet's permanecem baixas, enquanto nos bipolares as perdas no chaveamento aumentam com o aumento da temperatura da junção.

Outra vantagem dos mosfet's é que devido ao "gate" ser eletricamente isolado do "source", a sua entrada em condução basicamente não depende da corrente de carga e com isto os circuitos de comando de "gate" tornam-se bastante simplificados e com custos reduzidos, se comparados aos circuitos de comando de

base dos transistores bipolares.

Os mosfet's não apresentam o fenômeno da segunda avalanche (como ocorre nos transistores bipolares) e com isto eleva sua capacidade de corrente à alta tensão (V_{DS}), tendo somente como limitações, a potência máxima, a corrente máxima (I_D) e a tensão máxima (V_{DS}).

A precaução básica que deve ser tomada com os mosfet's para não danificá-los, é não ultrapassar os valores máximo de V_{GS} , V_{DS} e I_D médio e pulsado.

3.3 - CIRCUITO VARIADOR DA RAZÃO CÍCLICA

Este circuito empregado para variação da razão cíclica, já foi extensamente estudado nas dissertações de mestrado [CARDOSO, 1986] e [OLLÉ, 1986], estando fora dos objetivos deste trabalho o aprofundamento dos estudos neste tópico. Aqui será feita apenas uma descrição superficial do seu funcionamento. O mesmo está representado na Figura 3.2.

A tensão de controle da variação da razão cíclica é aplicada ao pino 2 do circuito integrado (CI) 3524. Esta tensão varia de 0,85 V (para razão cíclica mínima) a 4,3 V (para razão cíclica máxima).

A frequência de chaveamento é dada pelos resistores R_F e P_F , pino 6 do CI 3524, e pelo capacitor C_F pino 7 do CI 3524.

O tempo morto é gerado pelo R_X e pelo capacitor C_X do CI 4528. No caso do circuito em questão, o tempo morto foi ajustado em 2,0 μ seg.

Os dois trens de pulsos R e $1-R$, são obtidos nos pinos 4 e 10 do 4584, e estão representados na Figura 3.3. Deve-se observar que estes pulsos são ativos por nível baixo.

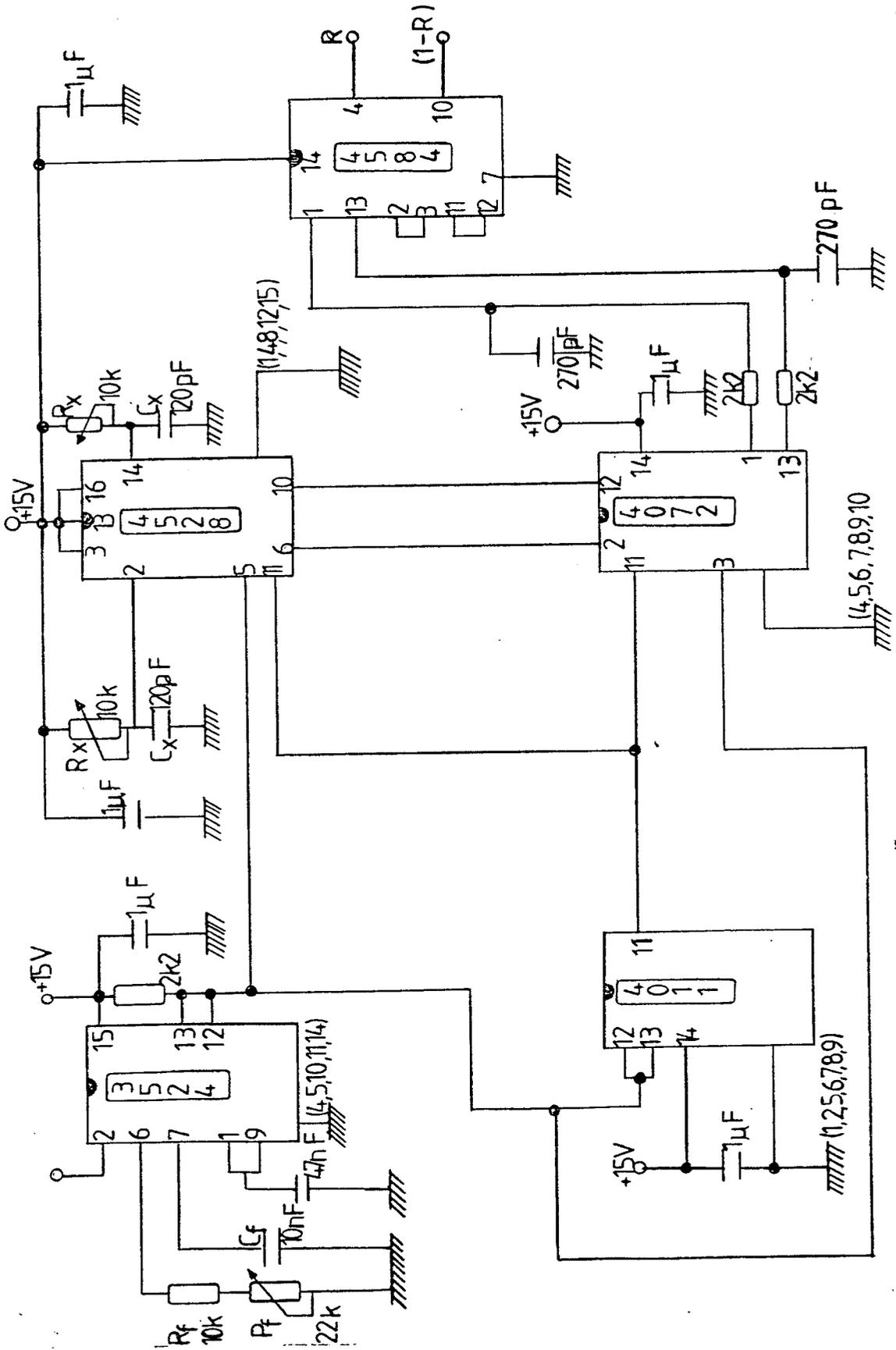
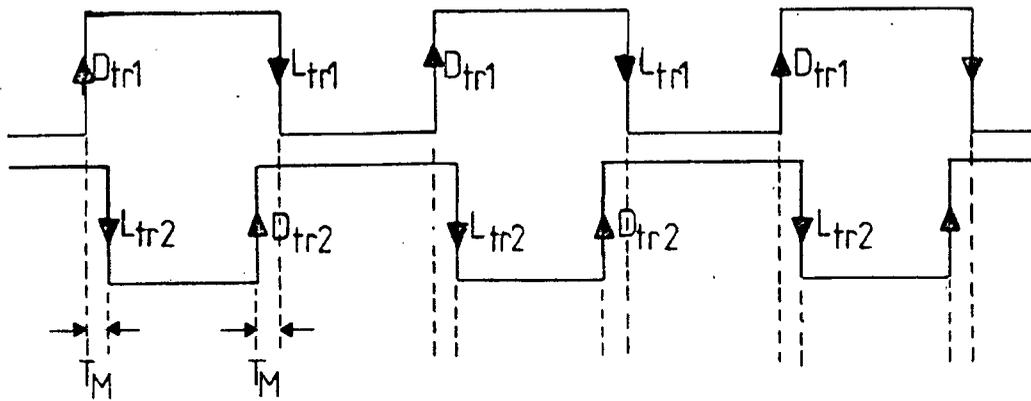


Figura 3.2 - Circuito Variador da Razão Cíclica.



D_{tr} - Desliga Transistor

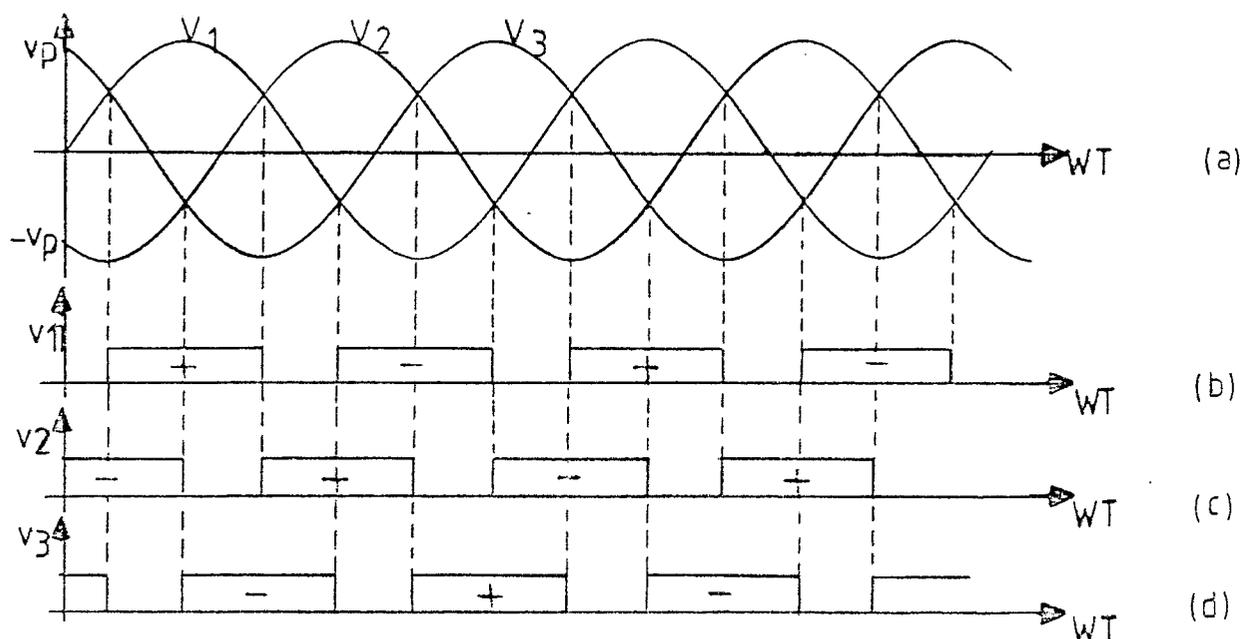
L_{tr} - Liga Transistor

T_M - Tempo Morto

Figura 3.3 - Trens de Pulsos de Saída do Circuito Variador da Razão Cíclica

3.4 - CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito de controle deve ser desencilvado de maneira que as tensões de fase a serem chaveadas serão aquelas que possuam os maiores valores instantâneos, tanto negativo como positivo. Analisando-se a Figura 3.4 observa-se os períodos em que cada fase deverão ser chaveadas.



- (a) Tensões de Fase
 (b) Chaveamento da Fase V_1
 (c) Chaveamento da Fase V_2
 (d) Chaveamento da Fase V_3

Figura 3.4 - Tensões Trifásicas e seus Respective Períodos de Chaveamento

3.4.1 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

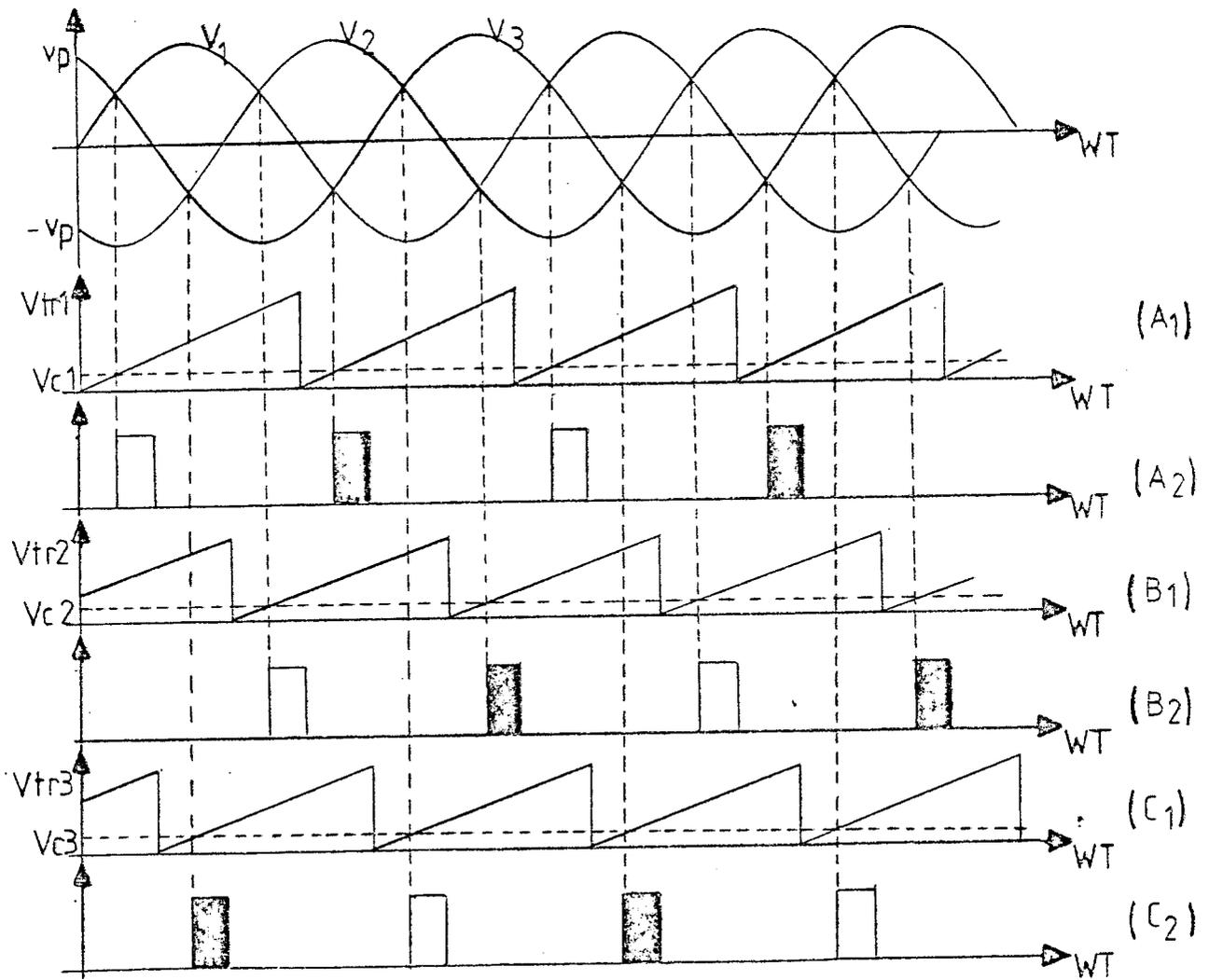
Analisando-se a Figura 3.6, observa-se num primeiro estágio a presença de três circuitos integrados TCA 780, cuja finalidade é de controle de fase, ou seja, estabelecer os períodos em que cada uma das fases devem receber os pulsos de chaveamento, conforme já foi comentado no item 3.4.

O funcionamento deste CI TCA 780 é basicamente o seguinte: Aplica-se uma tensão de sincronismo no pino 5 que é um detetor de zero altamente sensível, o qual controla um gera

dor de rampa que é essencialmente uma fonte de corrente constante que carrega linearmente um capacitor externo no pino 10. A corrente desta fonte é determinada por uma resistência no pino 9 e, o tempo de subida desta rampa é determinado pela constante de tempo $R_9 C_{10}$. Um comparador de controle, compara a tensão de rampa com uma tensão de controle aplicada no pino 11. Esta deve ser ajustada de modo que os pulsos de saída (pinos 14 e 15), sejam gerados no cruzamento das tensões de fase. As formas de onda do CI TCA 780, bem como o seu diagrama de blocos estão ilustrados nas Figura 3.5-a e 3.5-d.

Num segundo estágio, os sinais de saída dos CI TCA 780, são aplicados convenientemente na entrada de um conjunto de Flip - Flop's do tipo D, cuja tabela de funcionamento está representada na Figura 3.7-a. Para uma melhor compreensão a respeito da operação dos Flip - Flop's vamos considerar a saída do pino 15 do CI TCA 780 da fase 1. Quando este sinal lógico se torna nível alto (1), a saída complementar \overline{Q}_1 do Flip - Flop D_1 vai a nível baixo (ativo), e permanece neste estado até que se tenha um pulso na saída do pino 15 do TCA 780 da fase 2. Neste instante, a saída Q_2 do Flip - Flop D_2 , que atua no reset do Flip - Flop D_1 , vai a nível alto, fazendo com que a saída se torne um sinal alto (inativo). A saída \overline{Q}_2 está em nível baixo (ativo). No momento em que o pino 15 do CI TCA 780 da fase 3 apresentar um pulso, sua saída Q_3 reseta o Flip-Flop D_2 levando a saída Q_2 a nível alto (inativo). A saída \overline{Q}_3 está em nível baixo (ativo). Quando tivermos novamente um pulso no pino 15 do CI TCA 780 da fase 1, este reseta o Flip - Flop D_3 levando a saída Q_3 a nível alto (inativo). A saída \overline{Q}_1 volta a nível baixo (ativo) e todo o processo torna a se repetir. Com is

to tem-se bem definido o período de chaveamento em que cada fase apresenta a tensão mais positiva. O mesmo raciocínio pode ser feito para se definir o período de chaveamento em que as tensões são mais negativas. Para isto, onde se lê pino 15, entenda-se pino 14.



3.5.a - Formas de Onda - TCA 1

(a₁) Tensão de Rampa (Sincronismo) pino 10
Tensão de Controle (pontilhada) Pino 11

(a₂) Pulsos de Saída Pino 15
Pulsos de Saída Pino 14 (Negrito)

3.5.b - Formas de Onda - TCA 2

Idem a₁ e a₂

3.5.c - Formas de Onda - TCA 3

Idem a₁ e a₂

Figura 3.5 - Formas de Ondas do TCA 780

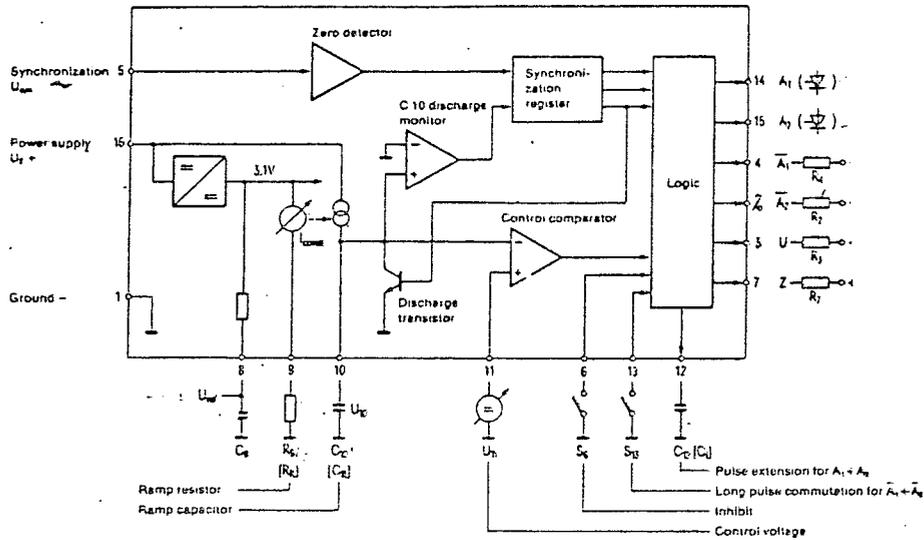


Figura 3.5-d - Diagrama de Blocos do TCA 780

Agora, os sinais Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_5 e Q_6 são associados aos sinais R e 1-R do circuito empregado para variação da razão cíclica, já mencionado no item 3.3, através de portas lógicas NOR, cuja tabela de funcionamento esta representada na Figura 3.7-b. Entre as saídas dos Flip - Flop's tipo D e as entradas das portas lógicas NOR, foi empregado um circuito RC e um diodo, conforme é visto na Figura 3.6. Isto se deve ao fato de que as saídas Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 , Q_5 , Q_6 não possuem tempo morto entre elas e, como a alta frequência dos pulsos R e 1-R não está sincronizada com a baixa frequência de saída dos Flip - Flop's, havia momentos em que ocorria um curto circuito entre duas das fases. Este circuito adicional RCD, gera um tempo morto entre as saídas dos Flip - Flop's.

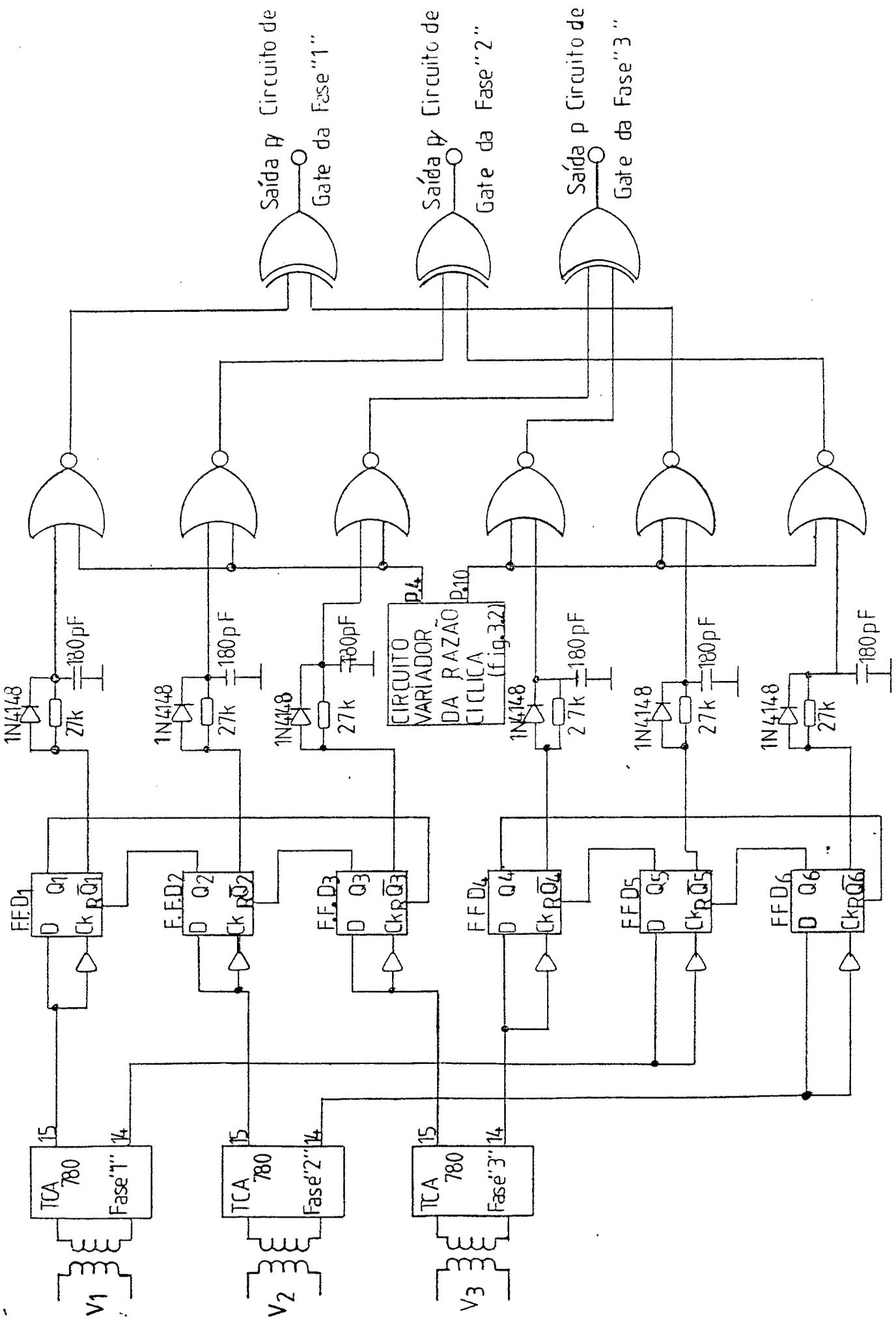


Figura 3.6 - Circuito de Controle

Os sinais gerados pelas portas NOR comandam portas lógicas "ou exclusivos", cuja tabela de funcionamento esta representada na Figura 3.7-c, onde cada porta "ou exclusivo" associa os sinais de comando para uma mesma fase.

Ck	D	S	R	Q	\bar{Q}
*	0	0	0	=	=
↑	1	0	0	1	0
*	*	0	1	0	1

Figura 3.7-a - Tabela Verdade do Flip - Flop D

A	B	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Figura 3.7-b - Tabela Verdade da Porta NOR

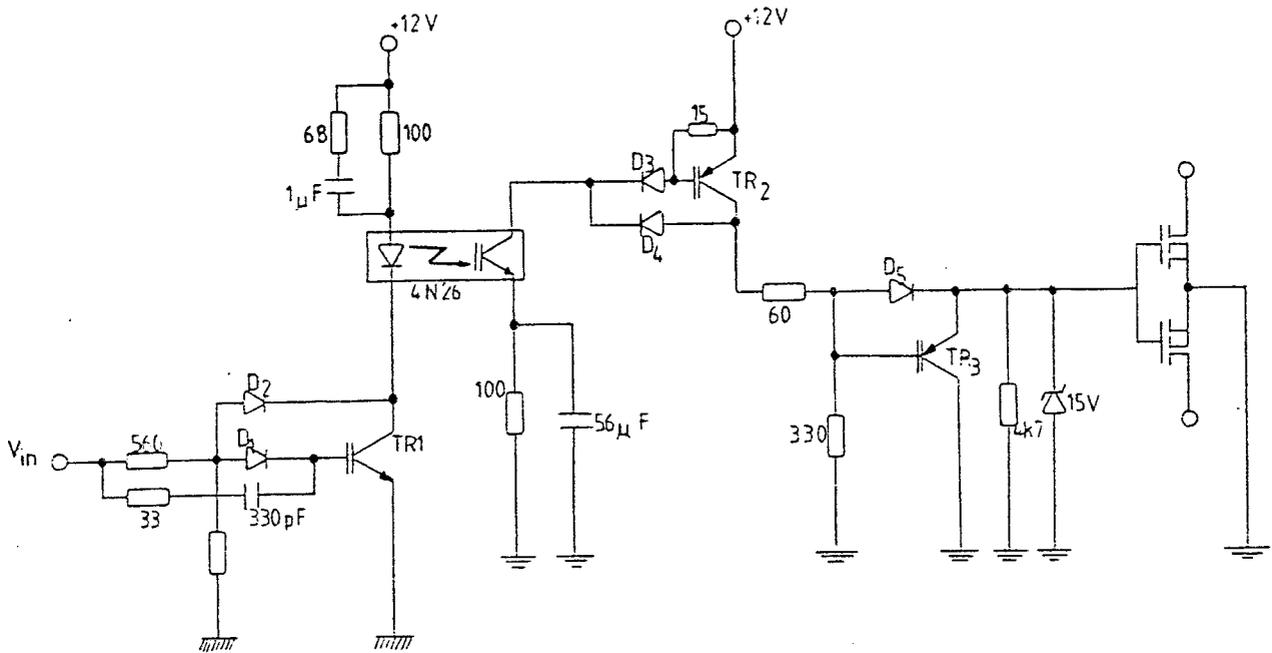
A	B	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Figura 3.7-c - Tabela Verdade da Porta ou Exclusivo

3.5 - CIRCUITO DE COMANDO DE GATE

O circuito de comando de "gate" é responsável pela condução e bloqueio dos mosfet's de potência, e está representado na Figura 3.8. A isolação entre o circuito de controle e o circuito de comando de "gate" é obtida através de um isolador ótico, no caso 4N26. O princípio de funcionamento é o seguinte: Um pulso positivo, vindo das portas lógicas "ou exclusivo", é aplicado na base de TR_1 (BC 337) colocando-o em condução e fazendo com que circule corrente através do fotodiodo do acoplador ótico 4N26. Esta corrente circulando no fotodiodo faz com que o fototransistor (acoplador ótico 4N26) sature, e este em condução, satura TR_2 (BC 327). Uma vez que TR_2 está saturado, tem-se tensão aplicada no gate dos mosfet's, através do diodo D_5 . Quando o pulso positivo na base de TR_1 se extingue, este entra em corte, e em consequência disto, o fototransistor (4N26) se bloqueia, bloqueando TR_2 . Quando TR_2 entra em corte, TR_3 (BC 327) entra em condução e faz com que as capacitâncias intrínsecas do gate dos mosfet's sejam rapidamente descarregadas.

Deve ser observado que a presença do acoplador ótico no circuito de comando de gate, causa um atraso no sinal vindo das portas lógicas. Isto porque o acoplador ótico apresenta uma área de base fotosensível bem considerável, resultando em uma junção capacitiva que causa um atraso devido a carga desta junção. Mas este atraso não causa problema para o circuito, porque todos os três circuitos de comando de "gate" apresentam praticamente o mesmo atraso.



* V_{in} - Entrada dos Pulsos do Circuito de Controle

Figura 3.8 - Circuito de Comando de Gate

Na Figura 3.9 é apresentada uma foto onde estão representadas as formas de onda de comando de gate para as 3 fases de alimentação. A alta frequência dos pulsos não é visualizada devido a escala de tempo escolhida.

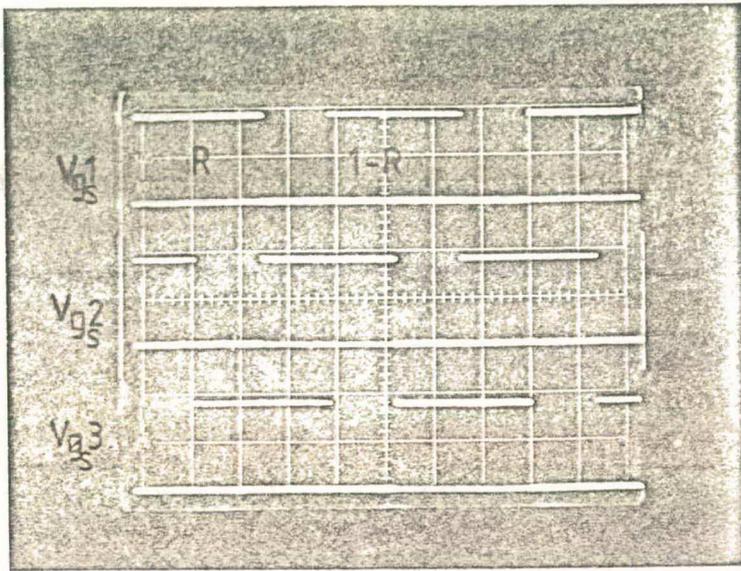


Figura 3.9 - Formas de Onda da Tensão Gate - Source para as
3 Fases

3.6 - CONCLUSÃO

Conforme foi apresentado neste Capítulo, tanto o circuito de controle como o circuito de comando de "gate", apresentaram-se bastante confiáveis e com a vantagem de não ser necessário que a alta frequência de chaveamento esteja sincronizada com a baixa frequência dos pulsos de sincronização.

C A P Í T U L O 4

ESTUDO DA COMUTAÇÃO4.1 - INTRODUÇÃO

Nos Capítulos precedentes, as chaves foram consideradas como elementos ideais. A partir de agora, as mesmas passarão a ser consideradas como componentes reais, isto é, apresentando perdas. A finalidade deste Capítulo é estudar as perdas durante a comutação e introduzir na estrutura proposta, circuitos auxiliares de ajuda a comutação cuja finalidade é amenizar no plano $I_D \cdot V_{DS}$ os pontos que apresentam potências instantâneas e levadas.

4.2 - ANÁLISE TEÓRICA DA COMUTAÇÃO

Devido as não idealidades que as chaves apresentam, no caso os mosfet's de potência, deve haver um tempo em que nenhuma das chaves esteja em condução (tempo morto), pois sem o mesmo, estas fazem com que as fases envolvidas sejam colocadas em condução simultânea, o que é destrutivo para os mosfet's.

Devido as perdas existentes na comutação torna-se necessário a introdução de circuitos de ajuda a comutação (circuitos "SNUBBER'S"), os quais são circuitos passivos formados por capacitores, diodos e resistores. Estes circuitos são dissipativos e tem a finalidade de retirar parte da energia perdida no mosfet

durante a comutação, transferindo-a para um resistor.

Sabe-se que a grande maioria das cargas a serem alimentadas pelos conversores em geral, são indutivas. Os circuitos "SNUBBER'S" tem também por finalidade, apresentar um caminho alternativo para as correntes de carga, evitando que estas correntes se anulem instantaneamente e consequentemente evitando também o surgimento de picos de tensão nos mosfet's. Na Figura 4.1-a é apresentado o circuito SNUBBER de corrente convencional e na Figura 4.1-b o circuito a ser utilizado na chave bidirecional.

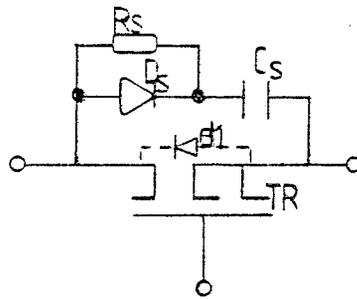


Figura 4.1-a - Circuito SNUBBER Convencional

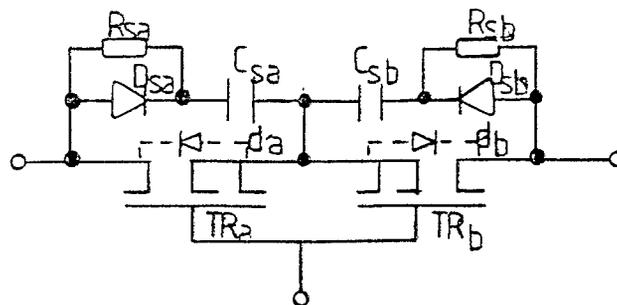


Figura 4.1-b - Circuito SNUBBER na Chave Direcional

4.2.1 - ETAPAS DA COMUTAÇÃO

Devido a natureza indutiva das cargas, esta para efeito de análise será considerada uma fonte de corrente. A comutação a ser analisada será entre as fases 1 e 2.

4.2.1.1 - MOSFET T_{1A} FECHADO

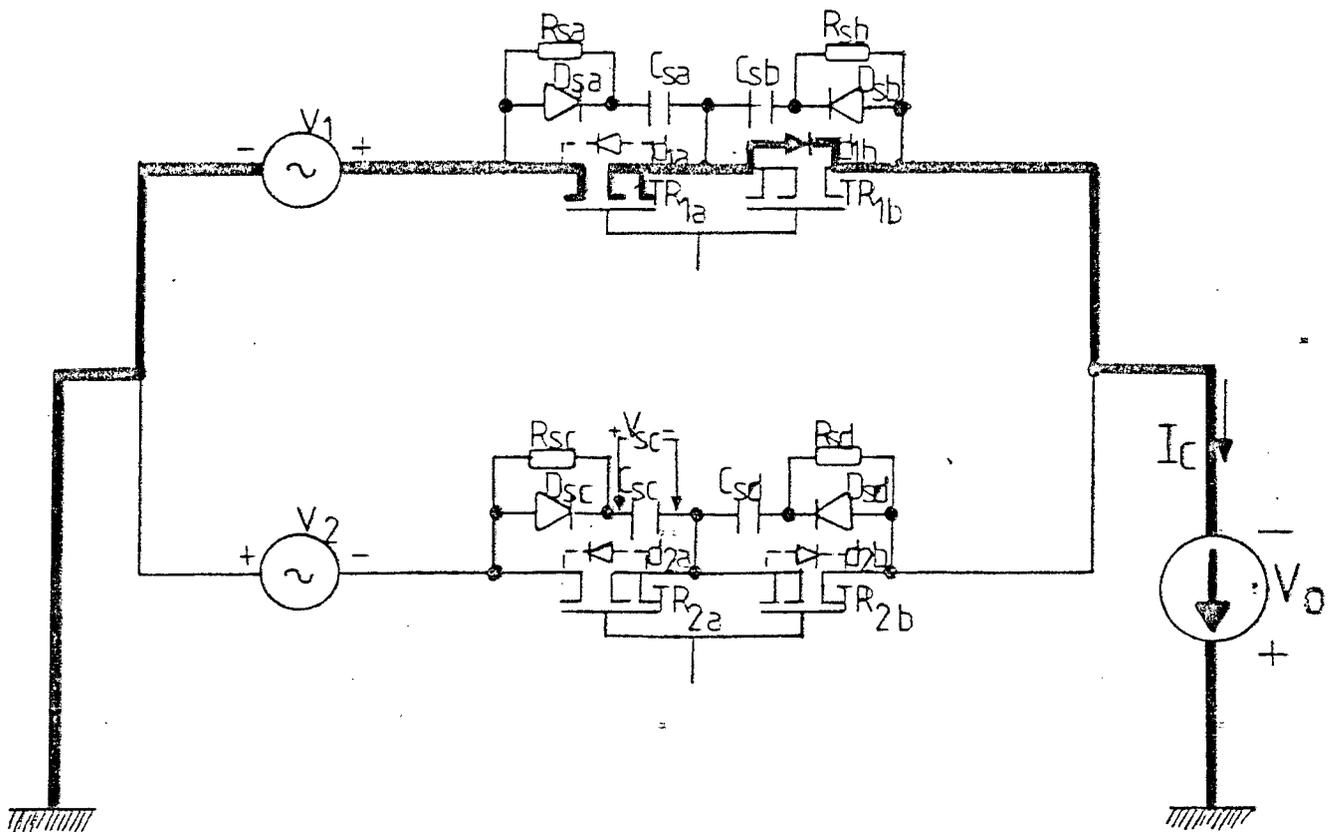


Figura 4.2 - Mosfet T_{1A} Conduz a Corrente de Carga

* A corrente de carga flui pelo mosfet T_{1A} e pelo diodo parasita D_{1B} .

* Os capacitores C_{SA} e C_{SB} apresentam-se descarregados. O capacitor C_{SC} está carregado com V_{SC} .

* Os mosfet's das outras chaves apresentam-se bloqueados.

4.2.1.2 - BLOQUEIO DO MOSFET T_{1A}

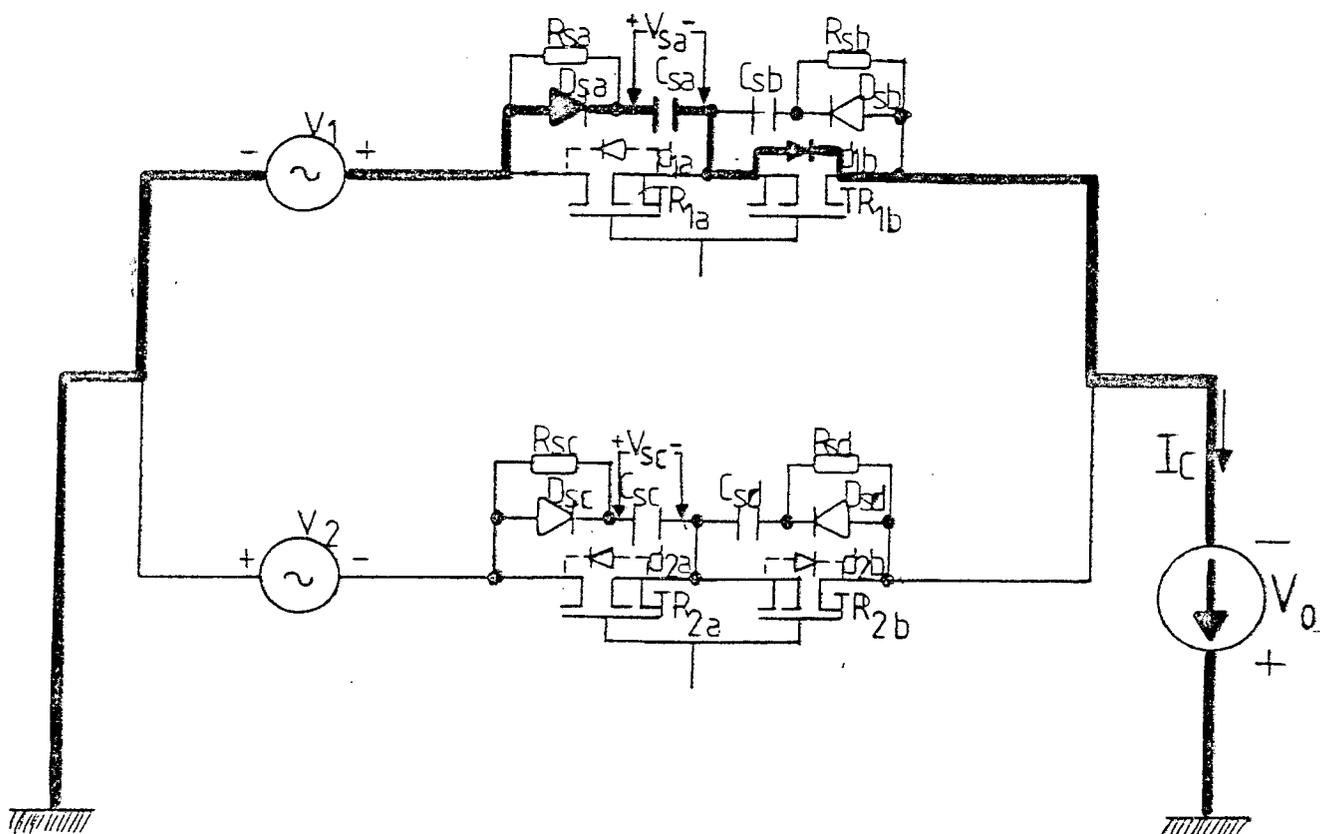


Figura 4.3 - Bloqueio do Mosfet T_{1A}

* A corrente de carga é desviada para o capacitor C_{SA} , através do diodo D_{SA} e do diodo parasita D_{1B} .

* A tensão aplicada sobre T_{1A} , passa a ser a

mesma tensão do capacitor C_{SA} , que se carrega linearmente (a corrente constante).

A análise da tensão de carga sobre este capacitor, torna-se um fator muito importante no fechamento do mosfet da fase complementar, conforme é descrito na etapa seguinte.

4.2.1.3 - FECHAMENTO DO MOSFET T_{2A}

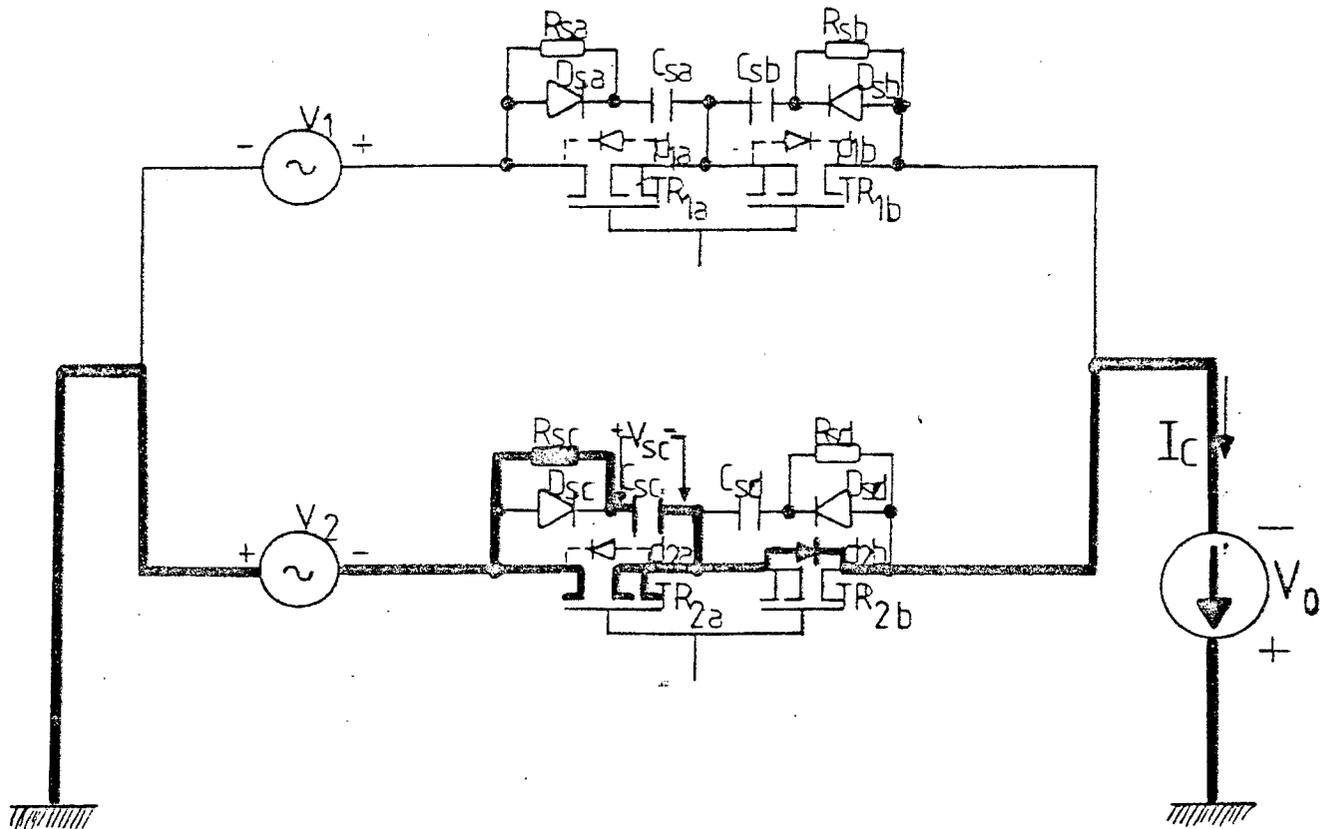


Figura 4.4 - Mosfet's T_{2A} conduz a Corrente de Carga

* A corrente de carga circula pelo transistor T_{2A} e pelo diodo parasita D_{2B} .

* O capacitor C_{SC} se descarrega através da resistência R_{SC} , anulando sua carga.

* Sabe-se que a tensão de carga do capacitor C_{SA} depende da corrente com que o mesmo é carregado, bem como do tempo de condução da mesma ($V = \int \frac{I}{C} dt$). Com isto pode-se considerar as seguintes possibilidades de operação [OLLÉ, 1986]:

A) A corrente instantânea é pequena, fazendo com que o capacitor C_{SA} se carregue a um valor menor que o previsto, e com isto o diodo D_{SA} não é bloqueado. Portanto, após o tempo morto, haveria condução simultânea entre as duas fases, fazendo com que a tensão instantânea sobre o capacitor, possa ser destrutiva para o mosfet.

B) A corrente instantânea é elevada, fazendo com que a tensão de carga do capacitor C_{SA} se torne superior à tensão máxima de bloqueio do mosfet, destruindo-o.

C) A situação ideal é quando a tensão de carga no capacitor C_{SA} é igual a $V_1 + V_{CARGA}$. Nestas condições, haveria equilíbrio de tensões de malha e com isto não haveria circulação de corrente pela malha das fontes.

Os cálculos realizados para determinação dos valores dos componentes do circuito de ajuda a comutação foram feitos considerando-se que o circuito opera nesta 3ª condição,

embora se deva estar ciente que nem sempre o mesmo funciona nestas condições.

Pela análise feita, concluiu-se que a simples inclusão deste circuito de ajuda a comutação, não torna segura a operação do circuito, fazendo com que seja necessário o estudo e a introdução de outro circuito de ajuda a comutação.

4.2.2 - INTRODUÇÃO DO CIRCUITO GRAMPEADOR

O circuito grampeador, como o próprio nome sugere, tem por finalidade limitar as sobretensões que possam haver sobre os mosfet's. Este circuito será representado aqui, por uma fonte de tensão constante em série com um diodo, conforme a Figura 4.5, com o intuito de facilitar a compreensão do seu funcionamento. Quando for dimensionado o mesmo, este será considerado na integra.

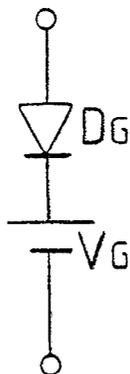


Figura 4.5 - Circuito Grampeador Simplificado

O circuito grampeador a ser analisado será colocado em paralelo com as chaves bidirecionais.

Conforme já foi mencionado no item anterior, se a corrente de carga for elevada, o capacitor do circuito de ajuda a comutação pode assumir um valor de tensão bastante elevado. O circuito grampeador tem por finalidade limitar estes picos de tensão, e com a sua introdução a estrutura assume a forma mostrada na Figura 4.6. O valor da tensão V_G , deve ser maior que o valor de pico da tensão de alimentação mais o valor da tensão de carga.

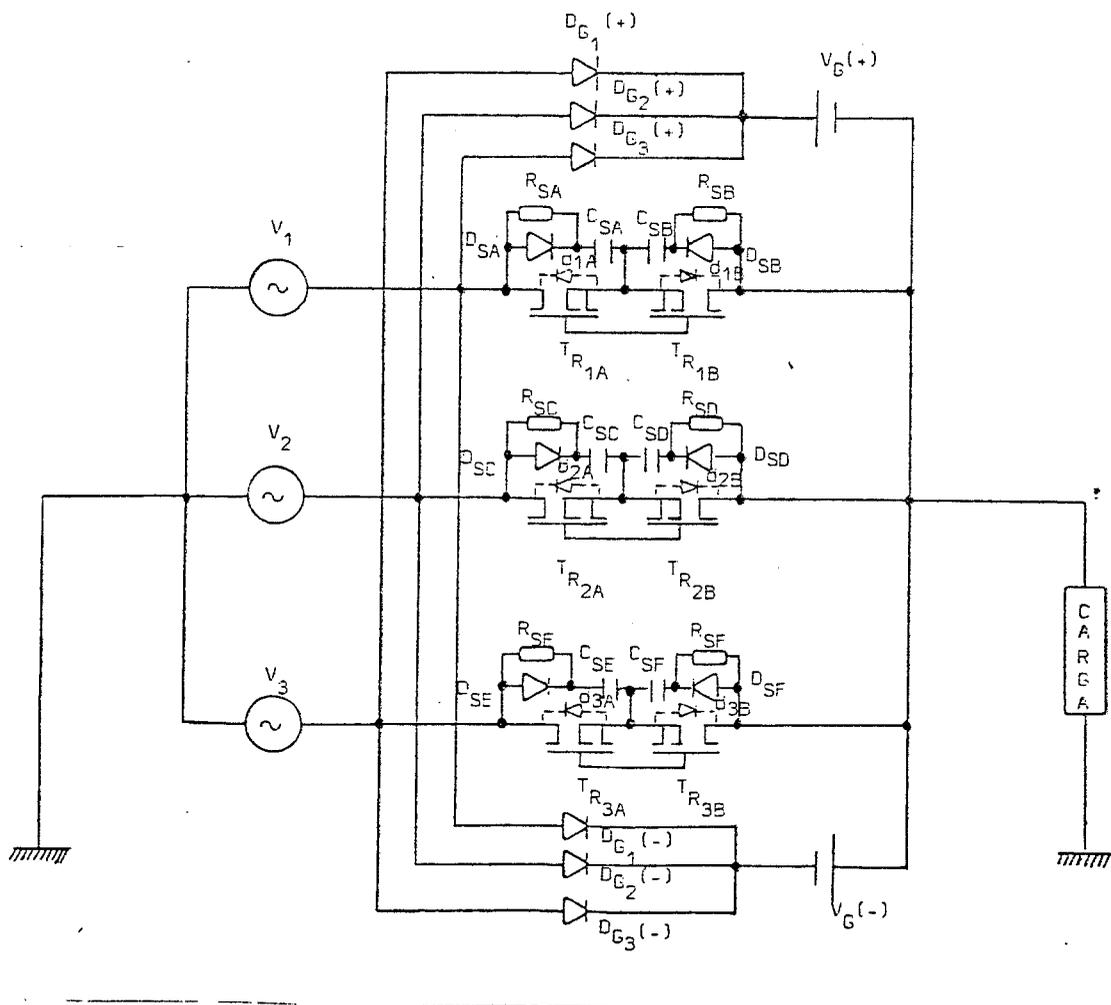


Figura 4.6 - Estrutura com Circuito SNUBBER Convencional e Circuito Grampeador

A seguir será feita a análise das seqüências de funcionamento, com a atuação do circuito grampeador.

4.2.3 - SEQÜÊNCIAS DE FUNCIONAMENTO

Considerando-se novamente, a comutação entre as fases V_1 e V_2 e por motivo de simplicidade o circuito grampeador será colocado individualmente sobre cada chave bidirecional. considera-se como seqüência inicial o mosfet T_{1A} conduzindo a corrente de carga e o capacitor C_{SA} descarregado, conforme Figura 4.7.

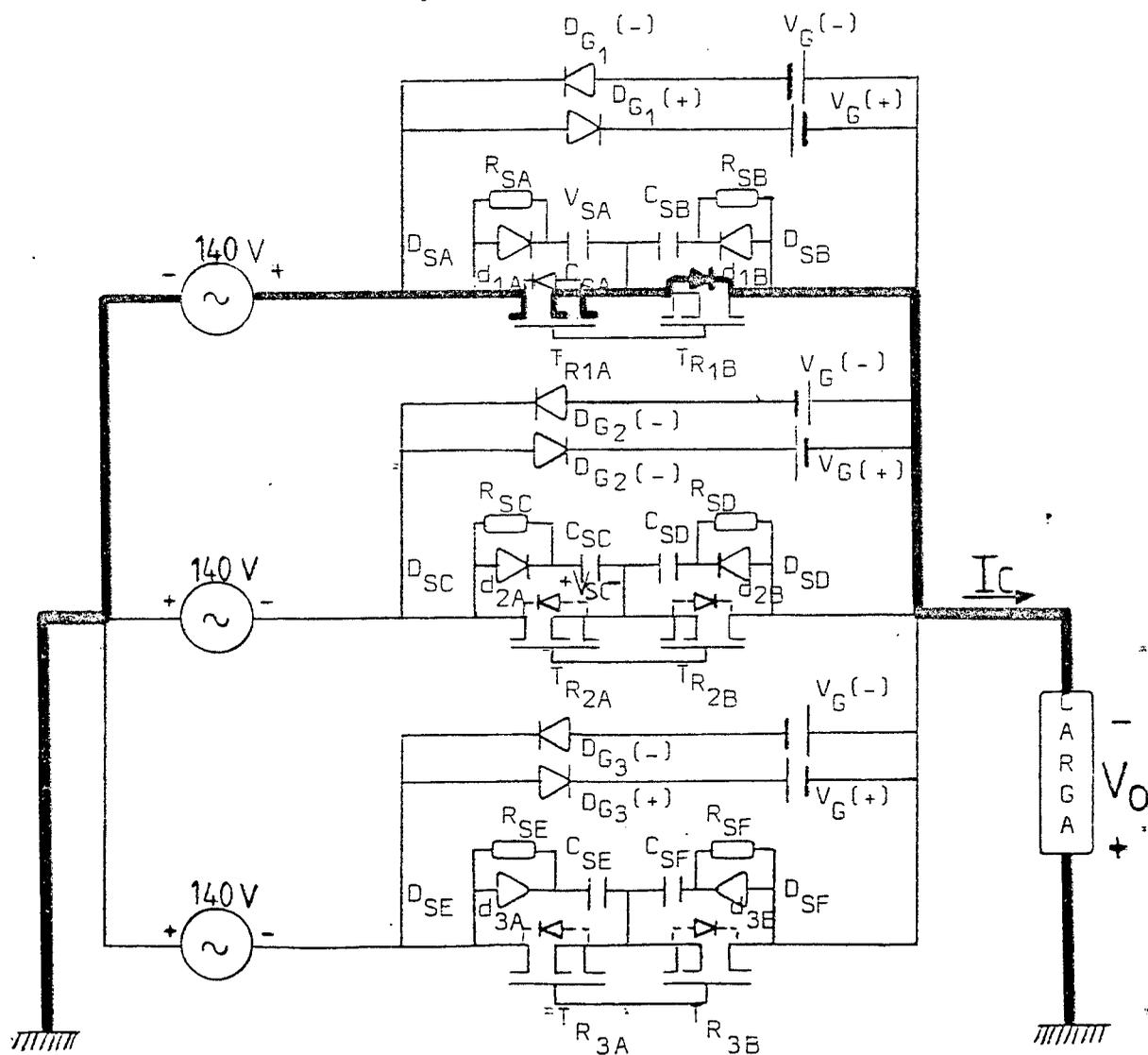


Figura 4.7 - Transistor T_{1A} conduz a Corrente de Carga

Quando o transistor T_{1A} recebe uma ordem de bloqueio, a corrente de carga começa a ser desviada para o circuito SNUBBER, através de D_{SA} e C_{SA} . A tensão sobre o capacitor C_{SA} cresce linearmente com a corrente de carga, como mostra a Figura 4.8.

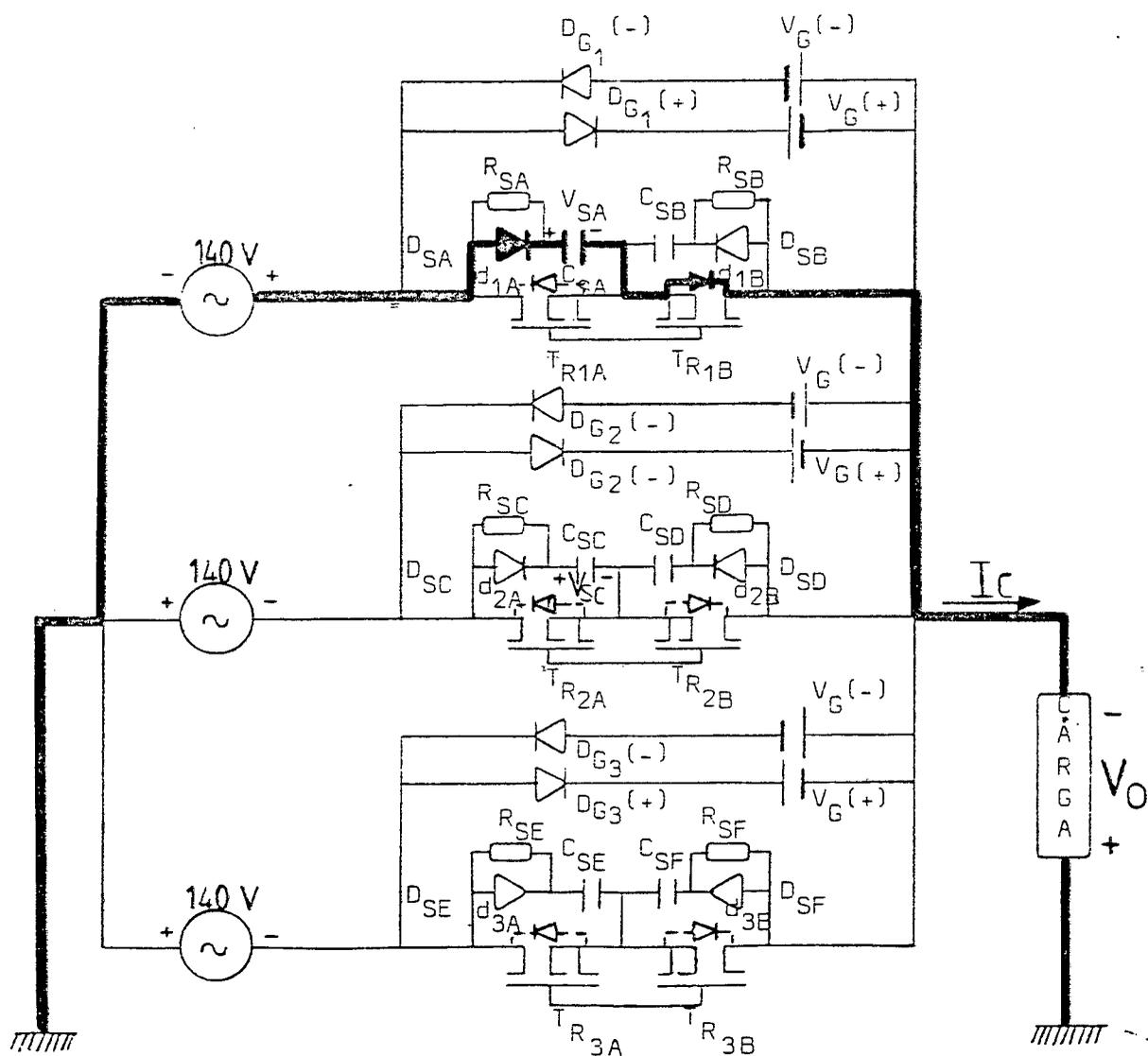


Figura 4.8 - Bloqueio do Mosfet T_{1A} e Atuação do Circuito SNUBBER A

Caso o valor desta tensão atinja o valor da tensão V_G que está sendo grampeada, o diodo D_{SA} se bloqueia, e a corrente de carga é desviada pelo diodo $D_{G1(+)}$ e pela fonte $V_{G(+)}$. Com isto a tensão V_{SA} assume o mesmo valor da tensão $V_{G(+)}$. Esta condição está representada na Figura 4.9. Se a corrente de carga não tiver um valor tal, capaz de fazer a tensão sobre o capacitor atingir o valor de tensão do grampeador, esta última seqüência descrita não ocorre e o circuito grampeador não é acionado.

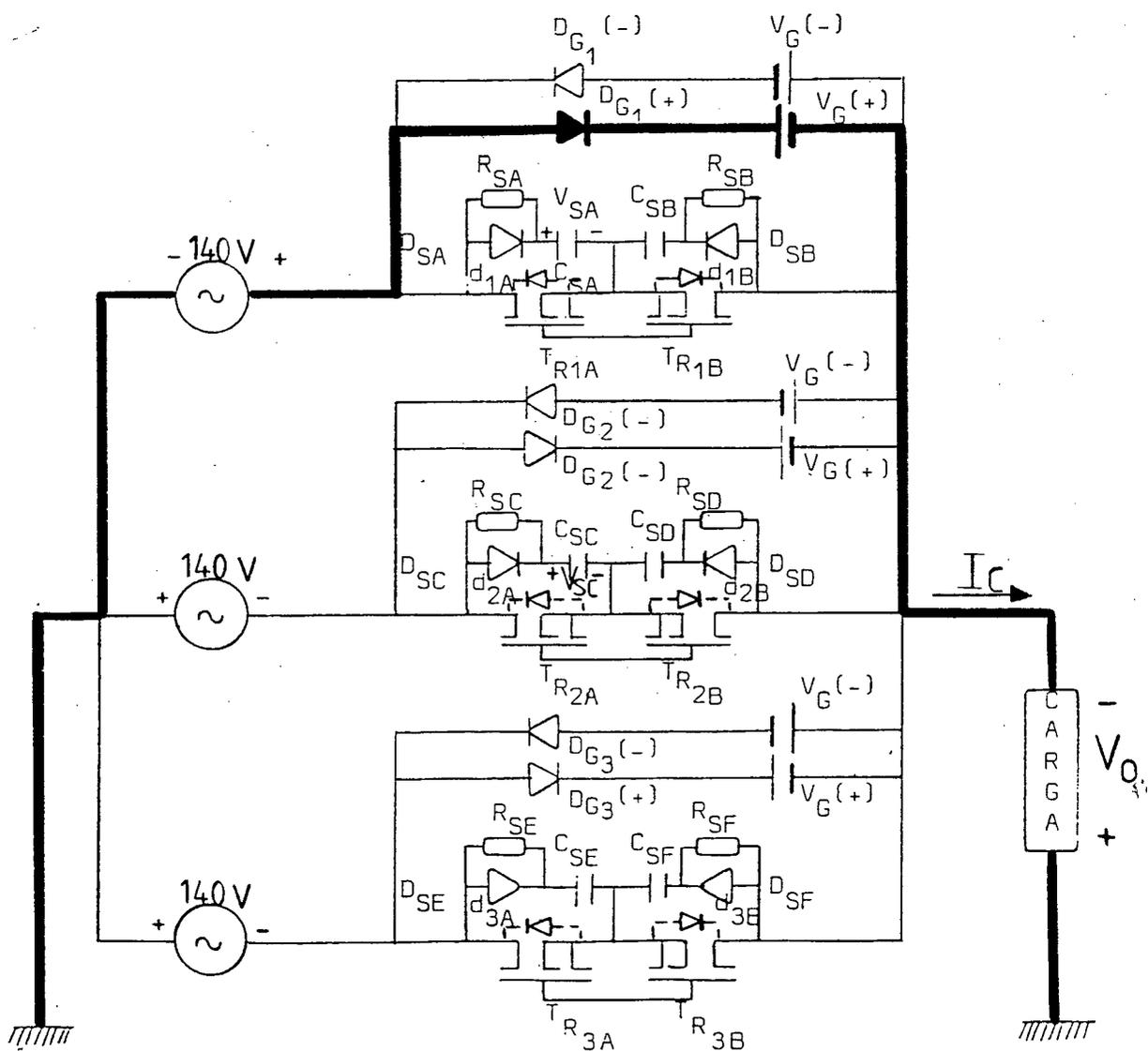


Figura 4.9 - Atuação do Circuito Grampeador

Quando a corrente sobre T_{1A} se anular o mosfet complementar a ser acionado está apto a receber o sinal de gate para conduzir a corrente de carga conforme é mostrada na Figura 4.10.

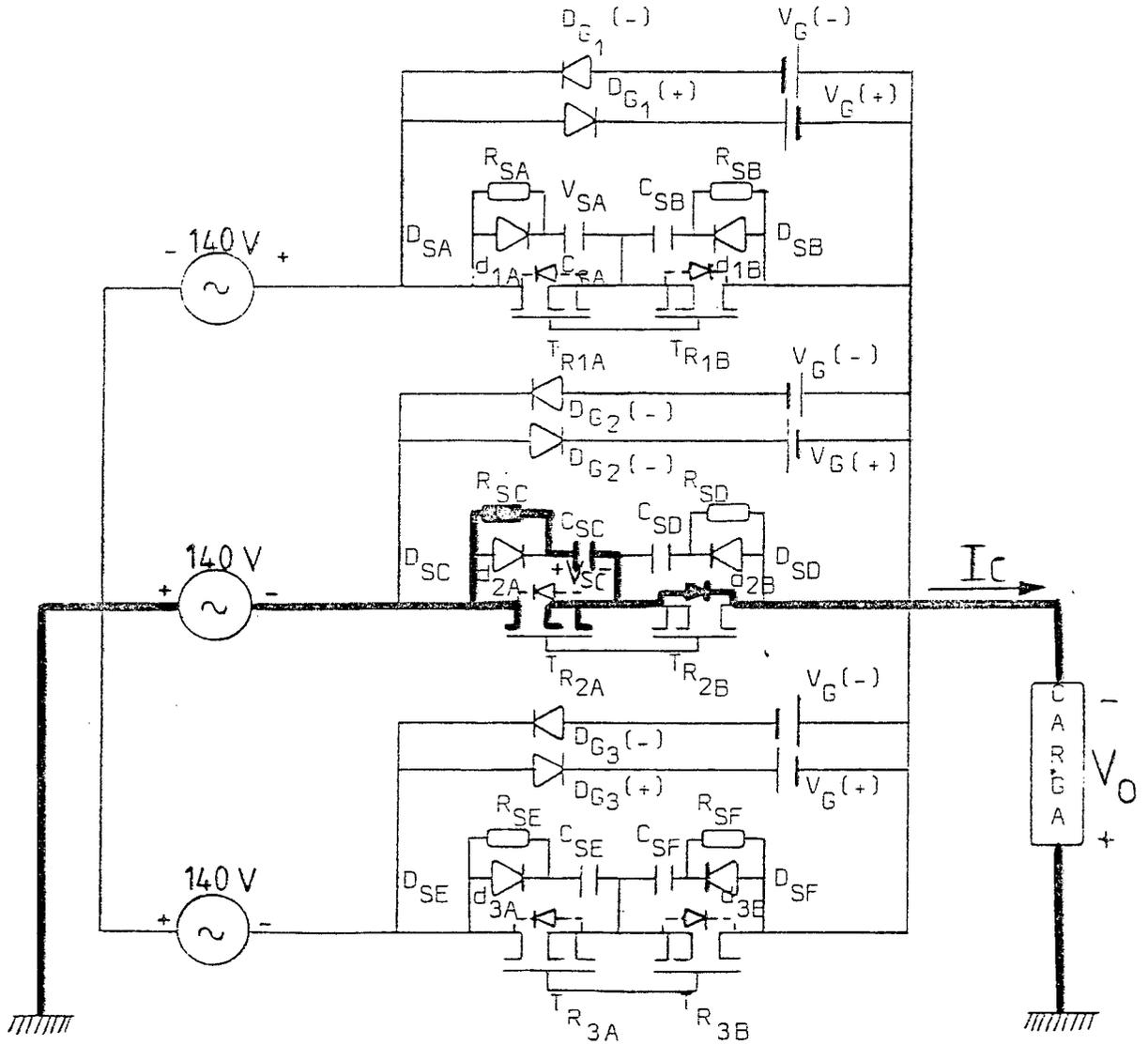


Figura 4.10 - Mosfet T_{2A} conduzindo a Corrente de Carga

A seguir será analisada a influência da não idealidades dos diodos.

4.2.4 - INFLUÊNCIA DA RECUPERAÇÃO DOS DIODOS

Como se sabe toda a vez que um diodo se bloqueia, ele faz com que haja um pico de corrente em sentido contrário. Esta corrente depende do tempo de recuperação deste diodo e portanto diodos lentos apresentam picos maiores.

Considerando-se a Figura 4.7 quando o mosfet T_{1A} entra em condução, o mesmo deverá conduzir além da corrente de carga, a corrente de descarga do capacitor C_{SA} e também a corrente de recuperação do diodo $D_{G2(+)}$ do circuito grampeador que estava atuando antes do seu disparo, conforme mostra a Figura 4.11. O mesmo fenômeno ocorre quando o mosfet T_{2A} é posto em condução.

Na Figura 4.12-a é mostrada de maneira simplificada a forma de onda da corrente de carga, e nas Figuras 4.12-b e 4.12-c as correntes nos mosfet's T_{1A} e T_{2A} respectivamente, para esta etapa de funcionamento. Como os picos de corrente ocorrem na entrada em condução, nota-se que este fenômeno é mais crítico quando o mosfet conduz a corrente de carga decrescente.

Com a descrição deste fenômeno, evidencia-se a necessidade da utilização de diodos rápidos, embora estes não eliminem o problema.

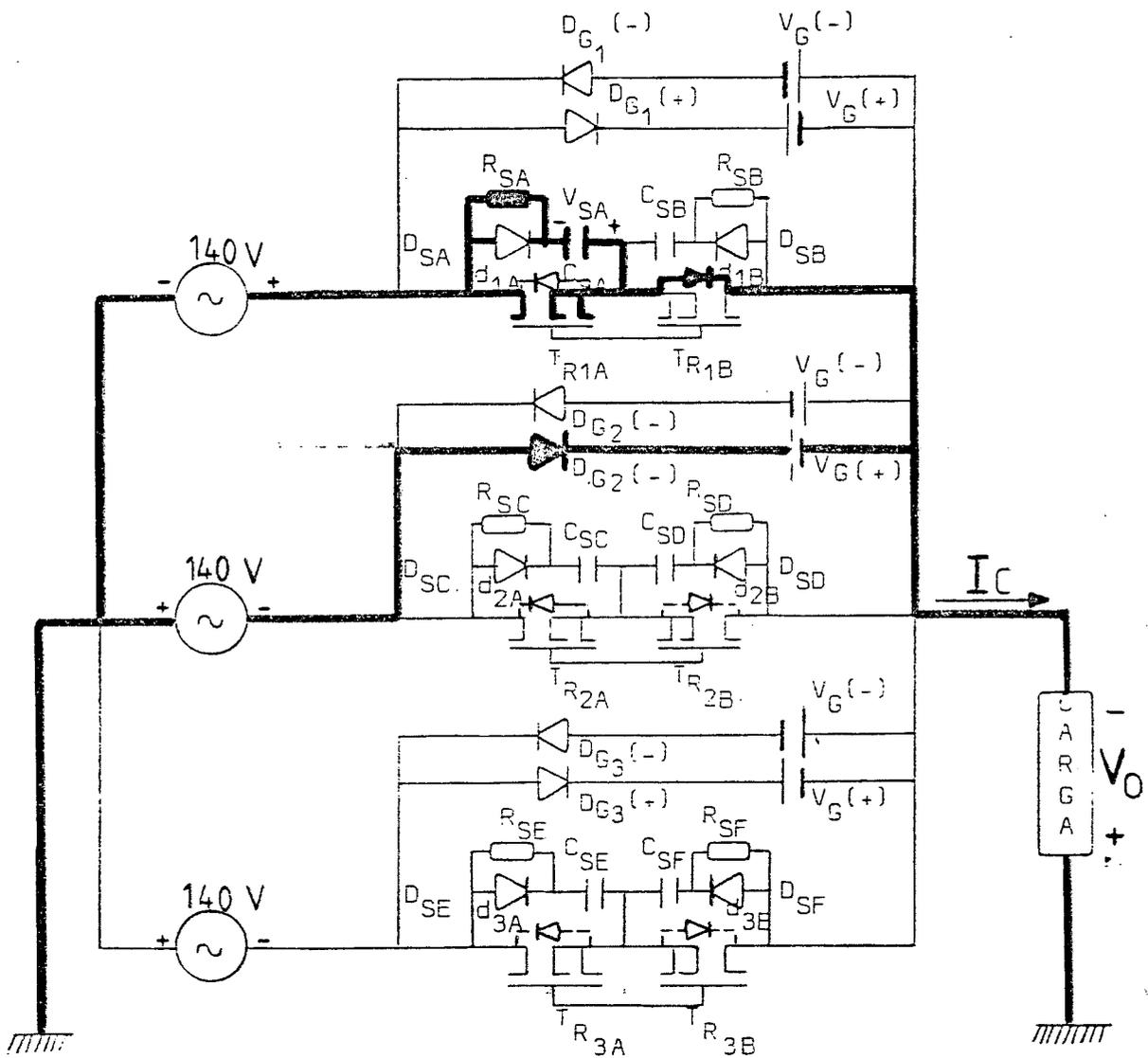


Figura 4.11 - Recuperação do Diodo $D_{G2(+)}$ e Descarga do Capacitor C_{SA} sobre o Mosfet T_{R1A}

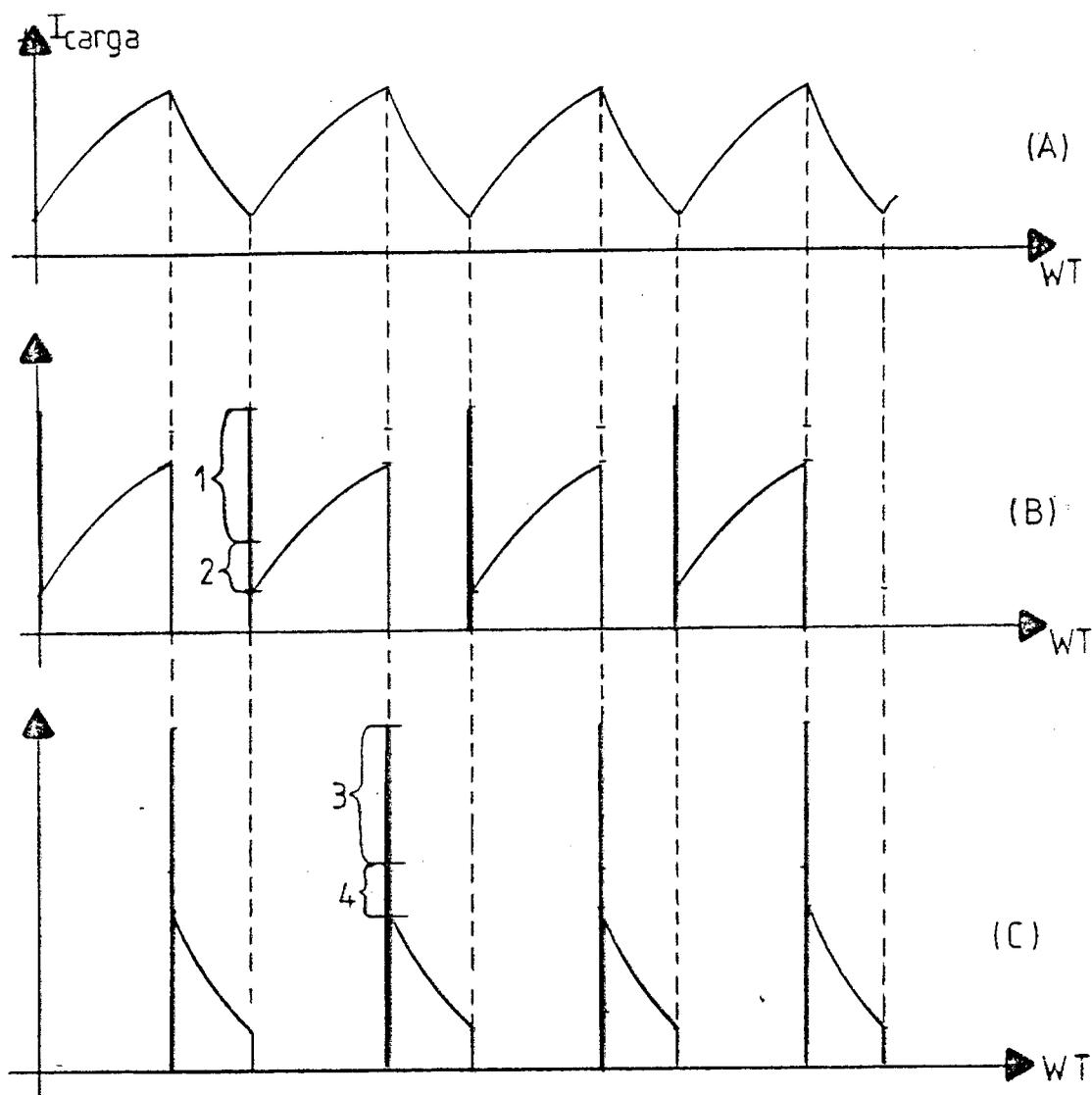


Figura 4.12 - A) Corrente de Carga

B) Corrente no Mosfet T_{1A}

C) Corrente no Mosfet T_{2A}

1 - Corrente de Recuperação no Diodo $D_{G2(+)}$

2 - Corrente de Descarga do Capacitor C_{SA}

3 - Corrente de Recuperação no Diodo $D_{G1(+)}$

4 - Corrente de Descarga do Capacitor C_{SC}

4.3 - DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS DE AJUDA A COMUTAÇÃO

4.3.1 - CIRCUITO SNUBBER

Para o cálculo do capacitor de comutação, serão consideradas as formas de onda representadas na Figura 4.15. A configuração utilizada para o cálculo está representada na Figura 4.14.

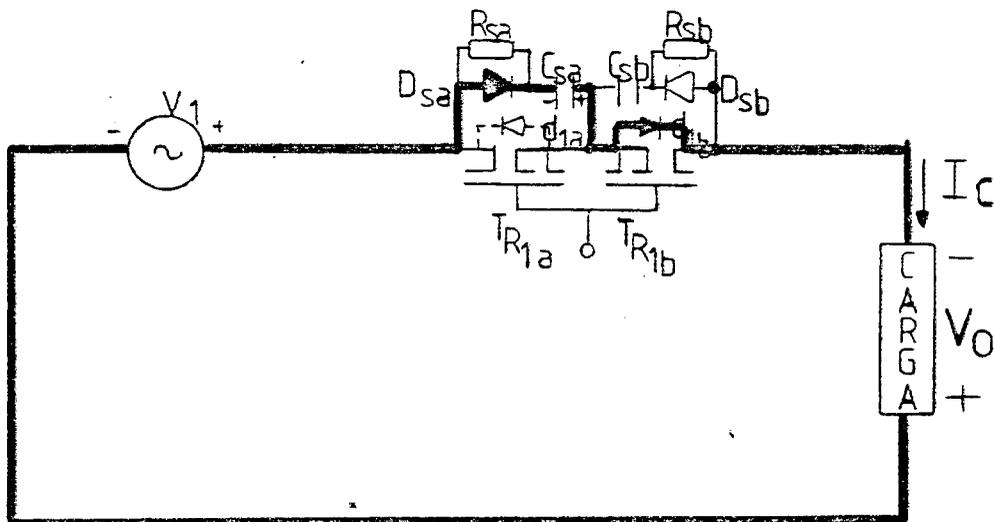


Figura 4.14 - Bloqueio do T_{1A}

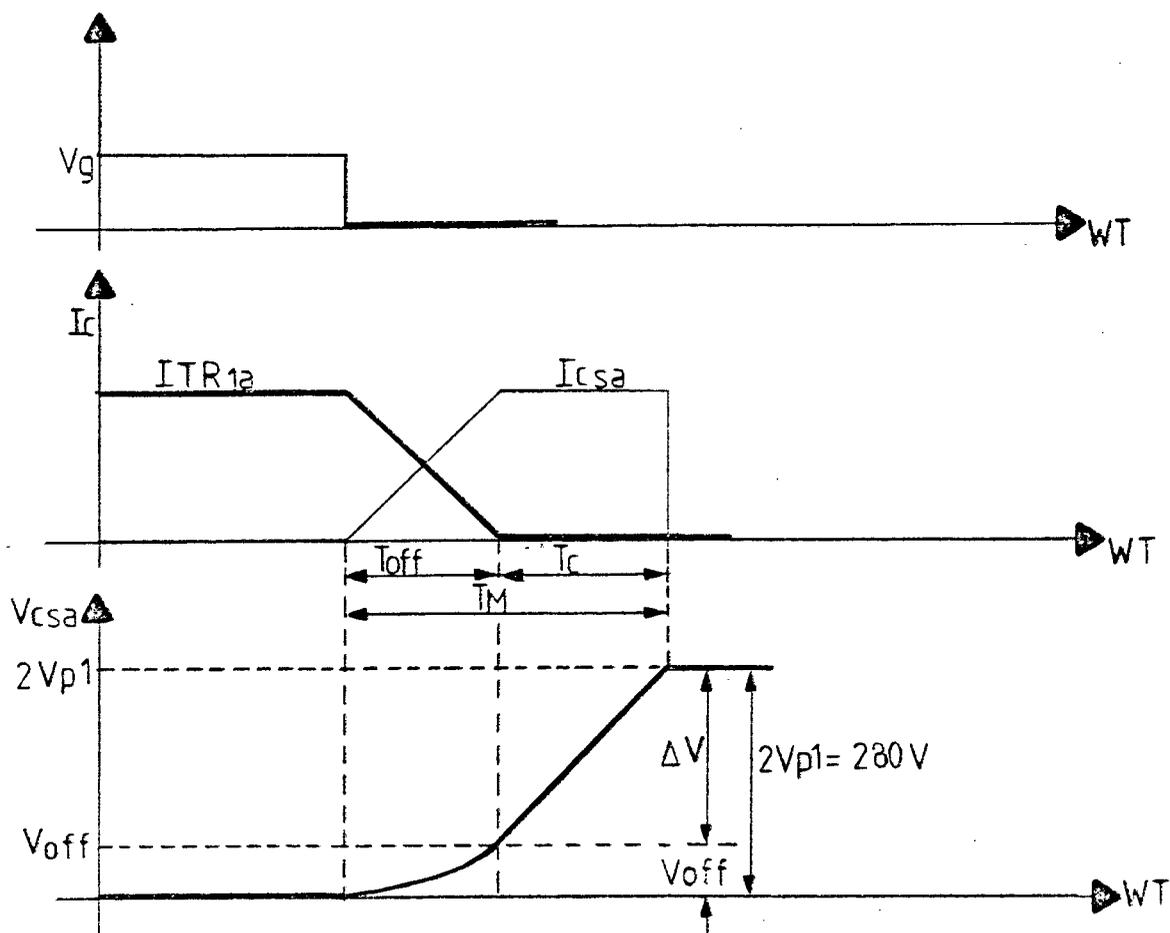


Figura 4.15 - Formas de Onda na Comutação

Pela Figura acima, tem-se

$$V_{OFF} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{SA} \cdot t_{OFF}}{C_{SA}} \quad (4.1)$$

$$V_{SA} = \Delta V + V_{OFF} = \frac{I_C \cdot t_C}{C_{SA}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{SA} \cdot t_{OFF}}{C_{SA}} \quad (4.2)$$

Através da equação (4.2), tem-se

$$C_{SA} = \frac{I_{SA}}{V_{SA}} \cdot t_C + \frac{t_{OFF}}{2} \quad (4.3)$$

Mas:

$$t_C = T_M - t_{OFF} \quad (4.4)$$

Substituindo a equação (4.4) em (4.3):

$$C_{SA} = \frac{I_{SA}}{V_{SA}} T_M - \frac{t_{OFF}}{2} \quad (4.5)$$

Sejam os seguintes valores:

$$I_{SA} = 6A \quad V_{SA} = 2.140 = 280 V$$

$$T_M = 1,5 \mu s \quad t_{OFF} = 640 ns$$

O valor dos capacitores utilizados no circuito SNUBBER, será:

$$C_{SA} = 25 nF \cong 22 nF$$

O resistor de descarga dos capacitores, é dado pela seguinte equação:

$$R_{SA} = \frac{V_{SA}}{I_{SA}} = \frac{280}{6} \cong 47\Omega$$

A potência a ser dissipada no resistor de descarga dos capacitores:

$$P_{dis} = \frac{1}{2} \cdot C_{SA} \cdot V_{SA}^2 \cdot f = \frac{1}{2} \cdot 22n \cdot 280^2 \cdot 5,4k \quad (4.6)$$

$$P_{dis} \approx 4,7w$$

4.3.2 - CIRCUITO GRAMPEADOR

O circuito grampeador a ser implementado está representado na Figura 4.16. O valor da tensão do circuito grampeador, deve ser superior ao valor da tensão de pico da alimentação adicionada ao valor da tensão de carga. Com isto adotou-se o valor de 360 V para a tensão média V_G a ser grampeada e uma ondulação de 4% o que dá um Δ de 10,8 V. A mínima tensão a ser grampeada será de 354,6 V, a qual é maior que a tensão de pico de alimentação mais a tensão de carga.

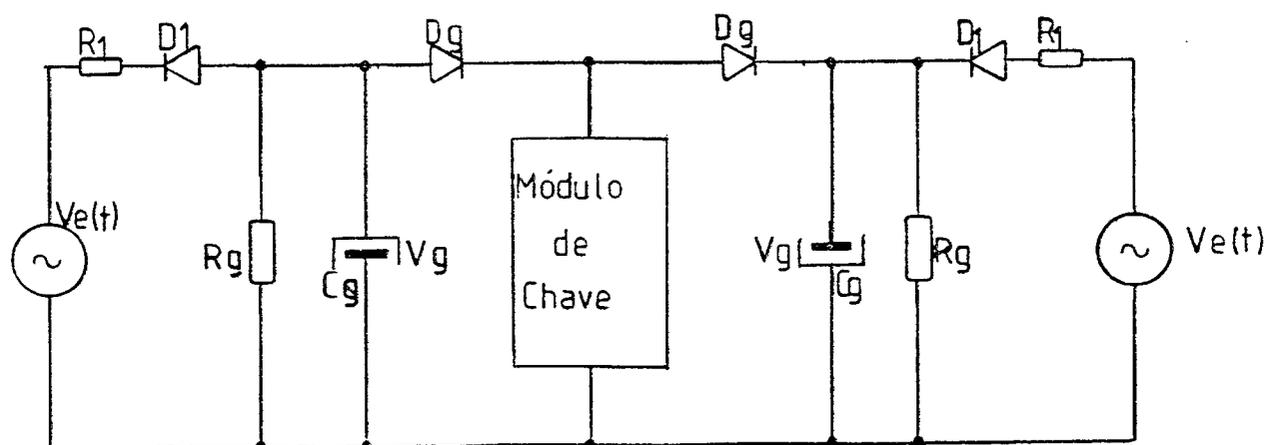


Figura 4.16 - Circuito Grampeador a ser Implementado

Na Figura 4.17 está apresentada a forma de onda da tensão V_G , que é grampeada no circuito grampeador positivo.

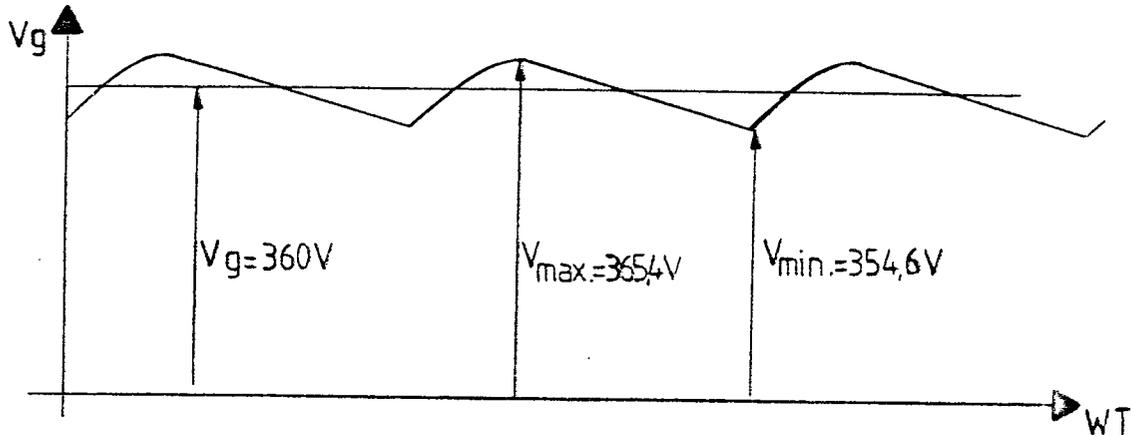


Figura 4.17.- Forma de Onda da Tensão no Grampeador

Através da equação 4.7 (CIPELLI, SANDRINI) pode-se calcular o valor da constante de tempo com a qual se deseja manter a ondulação pré-estabelecida.

$$V_g = \frac{4 \cdot C_g \cdot R_g \cdot f \cdot V_p}{1 + 4 \cdot C_g \cdot R_g \cdot f} \quad (4.7)$$

$$V_g + 4 \cdot V_g \cdot C_g \cdot R_g \cdot f = 4 \cdot C_g \cdot R_g \cdot f \cdot V_p \quad (4.8)$$

Se na equação (4.8), divide-se ambos os lados da mesma por $R_g \cdot C_g$, obtém-se

$$\frac{V_g}{C_g \cdot R_g} = 4 \cdot f (V_p - V_g) \quad (4.9)$$

Onde:

$$C_g \cdot R_g = \frac{V_g}{4 \cdot f (V_p - V_g)} \quad (4.10)$$

Substituindo-se os valores, na equação (4.10),

tem-se:

$$C_g \cdot R_g = 0,28$$

Determinando-se o valor da tensão eficaz sobre o resistor R_g , o qual é praticamente o mesmo valor da tensão V_g , a ser grampeada devido a pequena ondulação estipulada, e também fixando-se o valor da potência a ser dissipada por grampeador, determina-se o valor de R_g .

Substituindo-se $V_g = 360 \text{ V}$ e $P_{R_g} = 25 \text{ w}$ na equação (4.11) tem-se o valor do resistor R_g .

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_{R_g}} \quad (4.11)$$

$$R_g \cong 5 \text{ k}\Omega$$

E com isto:

$$C_g = \frac{0,28}{5k}$$

$$C_g = 56 \mu F$$

A tensão de alimentação do circuito grampeador será fornecida por um transformador, cujo valor será $V_e(t) = 365 \text{ sen } \omega t$.

4.4 - CONCLUSÃO

A partir do que foi apresentado neste Capítulo, constatou-se a necessidade de circuitos grampeadores para que os mosfet's operem com uma boa segurança, bem como a utilização de diodos rápidos.

C A P Í T U L O 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PROTÓTIPO
PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGA RL5.1 - INTRODUÇÃO

Nos Capítulos anteriores foram desenvolvidos estudos teóricos da estrutura. Este Capítulo tratará do aspecto prático da estrutura. A finalidade básica da realização do protótipo é de se comprovar experimentalmente o princípio de funcionamento da estrutura proposta para este trabalho. Será feita a descrição de uma série de fotografias, as quais foram obtidas a partir dos ensaios realizados com o protótipo.

5.2 - ENSAIO COM CARGA RESISTIVA

Para a realização deste ensaio, aplicou-se uma tensão de entrada e a razão cíclica foi fixada manualmente, cujos valores utilizados foram:

- * Tensão eficaz de alimentação = 100 V
- * Razão cíclica = 0,8
- * Resistência de carga = 13Ω

Através destes valores, foram obtidos os seguintes valores de tensão média e corrente média na carga:

* Tensão média na carga = 70 V

* Corrente média na carga = 3A

Deve-se salientar que para o ensaio com carga resistiva, a introdução do circuito grampeador não se fez necessária e para facilitar o entendimento das fotografias, é mostrada na Figura 5.1 a estrutura implementada.

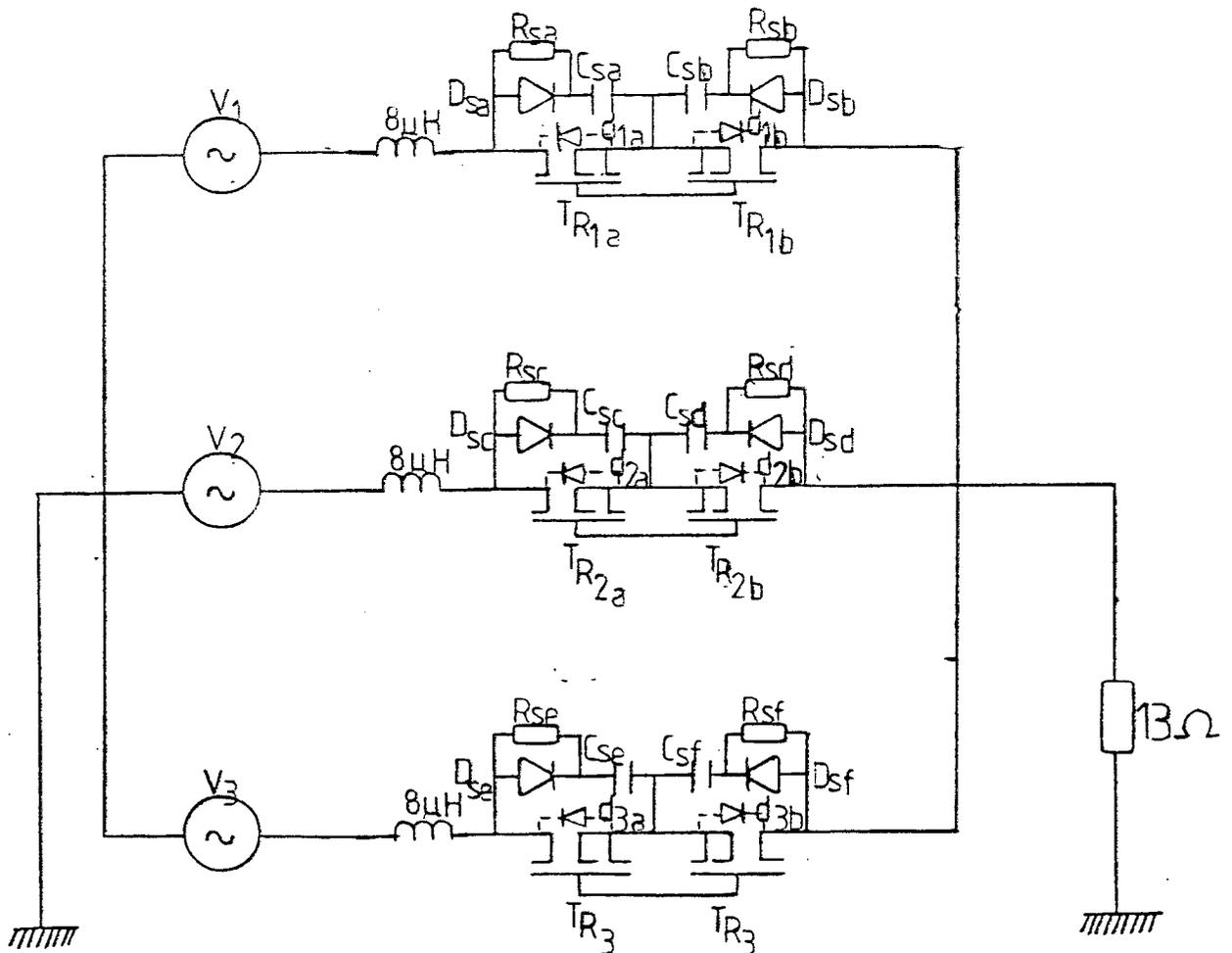
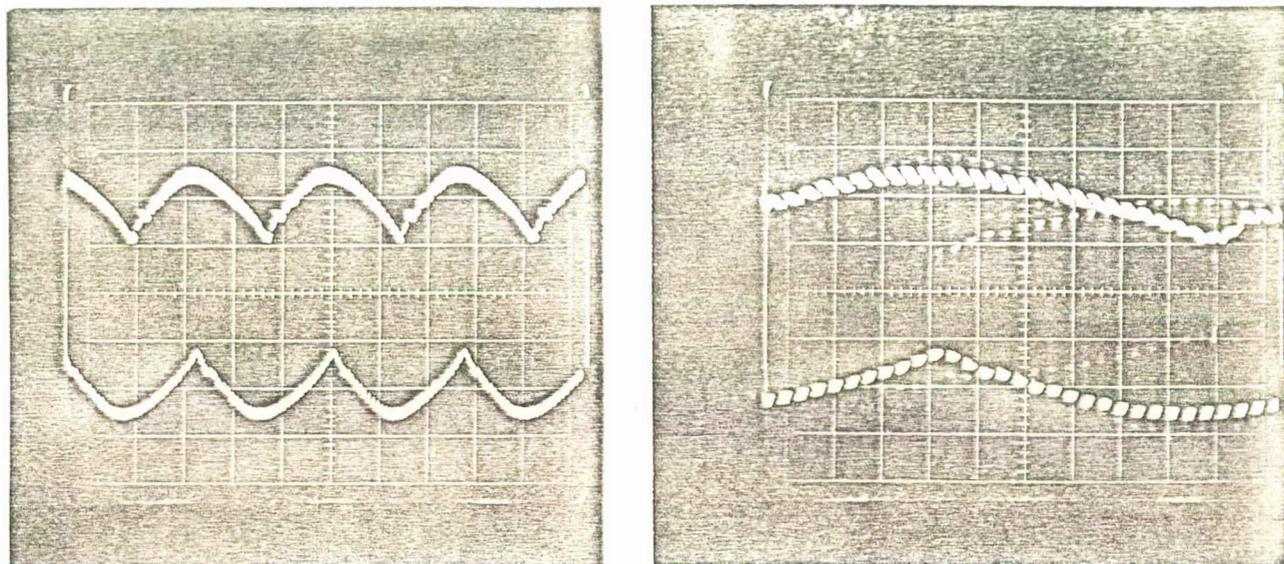


Figura 5.1 - Estrutura Implementada para Carga Resistiva

*OBSERVAÇÃO: Todos diodos utilizados aqui são o SkG4/06.

Na Figura 5.2, pode-se ver a tensão de carga. A elevada frequência de chaveamento (5,4kHz) é evidenciada na Figura 5.2-b.



(a)

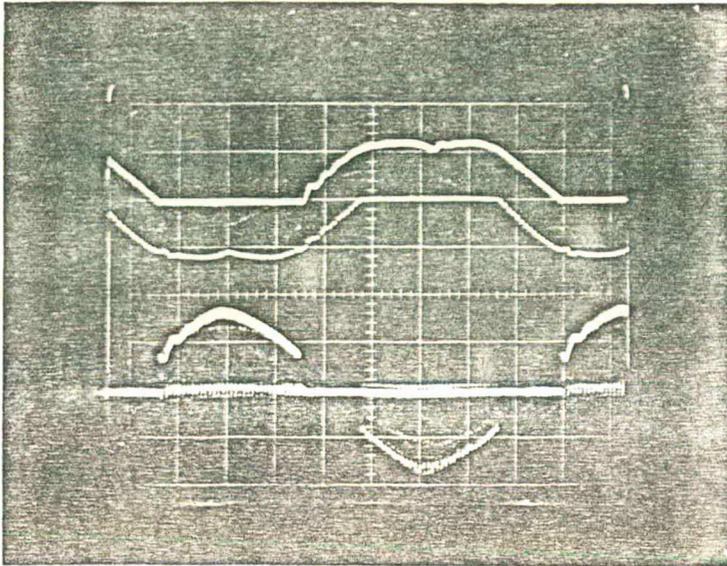
(b)

Figura 5.2 - Tensão de Carga

(a) 50 V/div ; 2 ms/div

(b) 50 V/div ; 0,5 ms/div

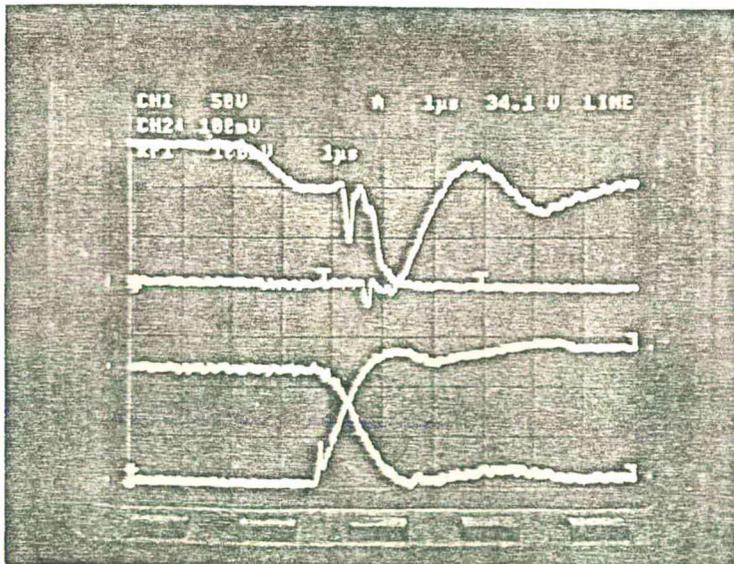
Na Figura 5.3, observa-se a tensão e corrente nas chaves. A chave aqui considerada são os dois mosfet's em anti-série. Na corrente das chaves, pode-se observar claramente o período em que tem-se a razão cíclica R e a complementar $1-R$ já mencionado em Capítulos anteriores.



200 V/div
2 A/div
2 ms/div

Figura 5.3 - Tensão e Corrente nas Chaves

Na Figura 5.4, observa-se alguns detalhes referentes à comutação. Nas formas de ondas superiores é mostrado a entrada em condução de chave referente a fase 1. Nas formas de onda inferiores observa-se o bloqueio da chave referente a mesma fase.

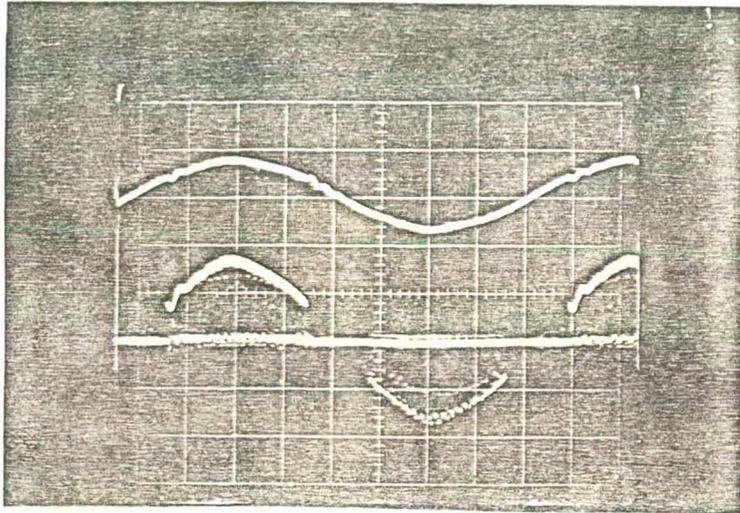


(a)

(b)

Figura 5.4 - (a) Entrada em Condução do Mosfet
(b) Bloqueio do Mosfet

Na Figura 5.5, observa-se a tensão e corrente na fase 1 da rede. Pode-se observar que devido ao controle empregado, esta estrutura apresenta fator de deslocamento unitário.



150 V/div

2 A/div

2 ms/div

Figura 5.5 - Tensão e Corrente na Fase 1

Os resultados mostrados até aqui, comprovam o funcionamento da estrutura. Agora, será feito ensaio com carga RL e portanto será incluído no protótipo o circuito grampeador.

5.3 - ENSAIO COM CARGA INDUTIVA

A estrutura implementada, esta representada na Figura 5.6, onde se percebe a presença do circuito grampeador.

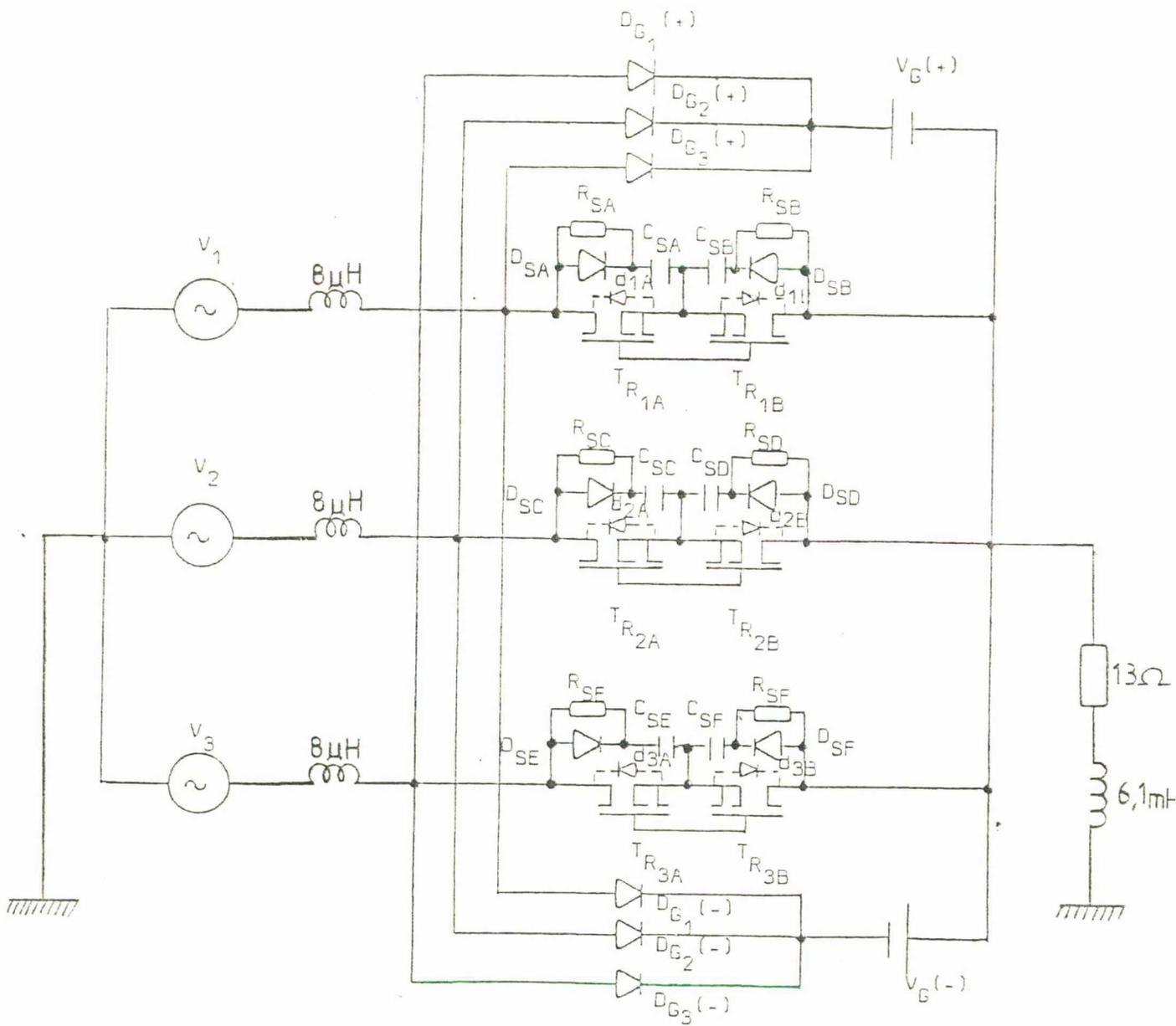
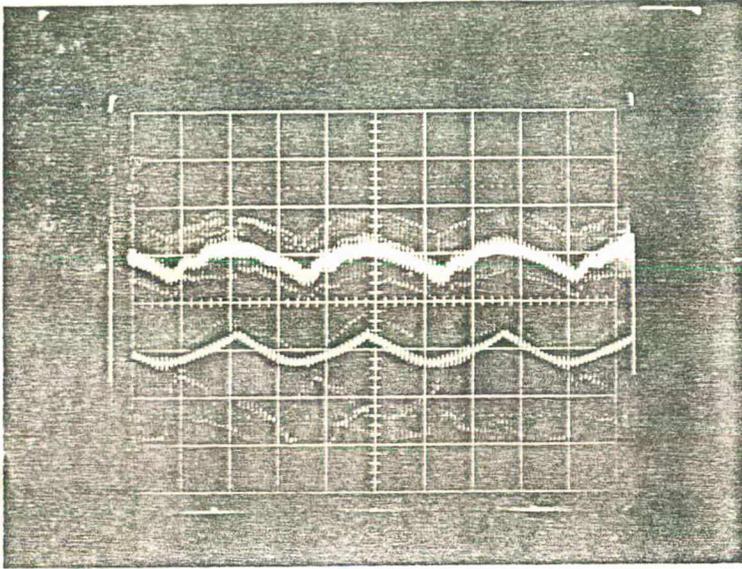


Figura 5.6 - Estrutura Implementada para Carga Indutiva

Na Figura 5.7, esta representada a tensão de carga. Nesta fotografia se percebe os picos de tensão devido a carga indutiva.

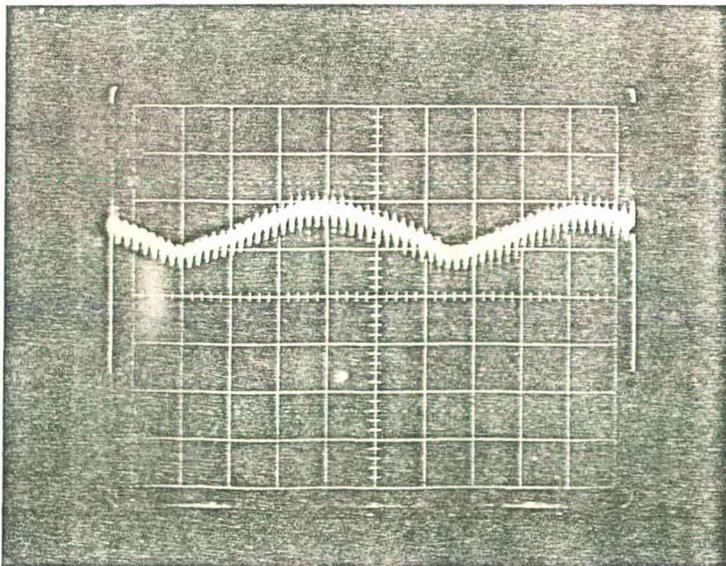


100 V/div

2 ms/div

Figura 5.7 - Tensão de Carga

Na Figura 5.8 esta representada a corrente de carga.

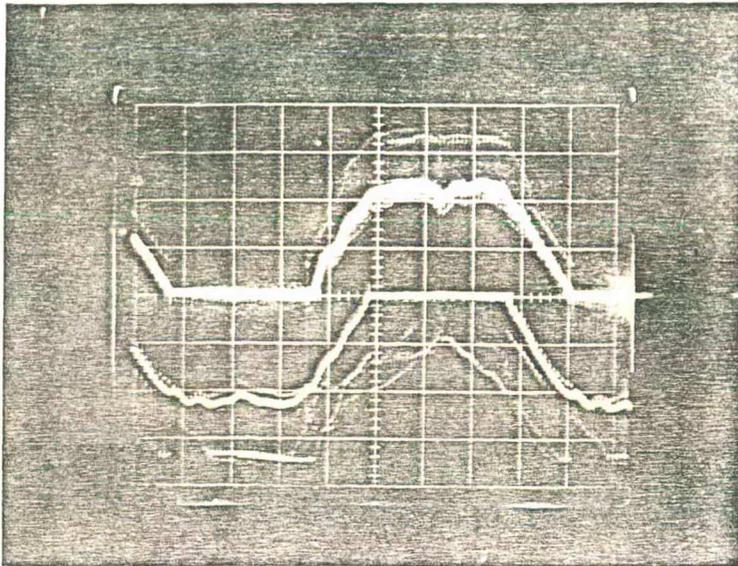


4 A/div

1 ms/div

Figura 5.8 - Corrente de Carga

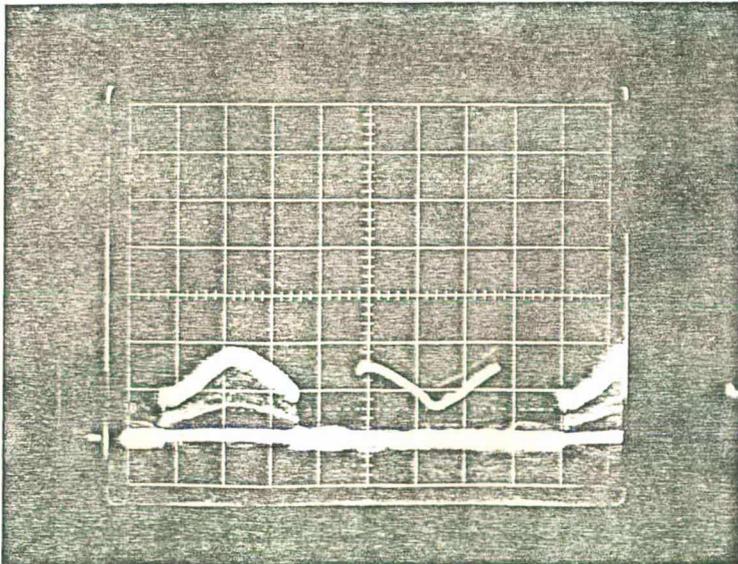
Nas Figura 5.9 e 5.10 estão representadas respectivamente a tensão e corrente na chave. Na tensão da chave aparece a atuação do circuito grampeador.



100 V/div

2 ms/div

Figura 5.9 - Tensão na Chave 1



4 A/div

2 ms/div

Figura 5.10 - Corrente na Chave 1

Nas Figuras 5.11 e 5.12 estão representadas respectivamente o disparo e bloqueio do mosfet. Nestas, a presença da atuação do circuito grampeador fica bem evidenciada.

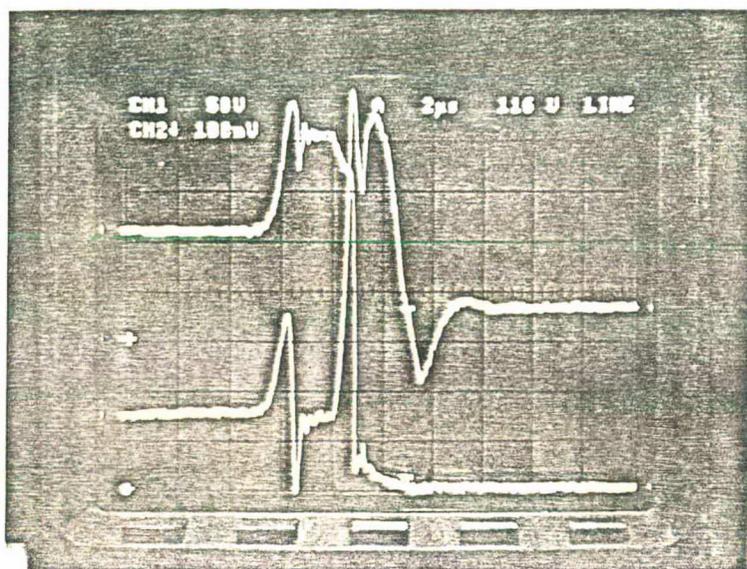


Figura 5.11 - Entrada em Condução do Mosfet para Carga RL

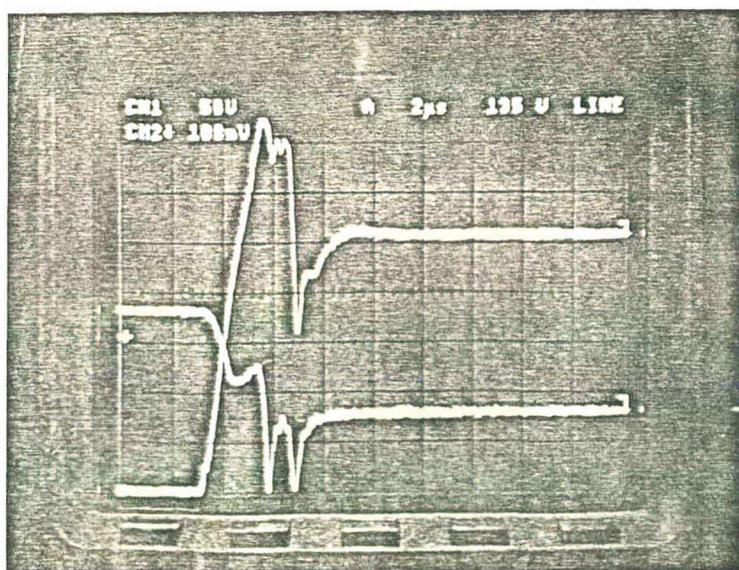


Figura 5.12 - Bloqueio do Mosfet para Carga RL

5.4 - CONCLUSÃO

Neste Capítulo, foram apresentados os resultados experimentais do protótipo. Pelas fotografias comprova-se o funcionamento da estrutura, operando com modulação por largura de pulsos.

CONCLUSÕES GERAIS

Numa primeira etapa deste trabalho, foram realizados simulações com o conversor direto a ponto médio, as quais comprovaram o princípio de funcionamento do mesmo utilizando-se um controle PWM com pulsos fixos e complementares.

Foram feitos estudos analíticos do conversor para uma carga genérica RLE, onde, a partir das equações obtidas para as correntes e tensões de entrada e saída, obteve-se uma série de ábacos que retratam os valores médios, eficazes e conteúdos harmônicos dos mesmos.

Desenvolveu-se um protótipo, através do qual comprovou-se os resultados obtidos em simulações e no sentido analítico.

Como chave bidirecional foram utilizados Mosfet's de potência, ligados em anti-série, que mostraram um bom desempenho. Embora estes elementos atuem com pequenos tempo de comutação, foi necessária a utilização de circuitos de ajuda a comutação. Foi observado que apenas o circuito "SNUBBER" não resolveu o problema da comutação, e portanto adicionou-se circuitos grampeadores, com os quais conseguiu-se resultados satisfatórios.

Do ponto de vista do circuito de controle e de comando este apresentou-se dentro das expectativas. Deve-se observar que com a lógica utilizada não foi necessário que haja sincronização entre as frequências envolvidas, o que diminuiu em muito a complexidade do mesmo.

Como sugestões para trabalhos futuros, propõe-se:

- Desenvolver programas com os quais se obtenha um melhor refinamento dos ábacos obtidos aqui, e desenvolver outros através dos quais se possa projetar este tipo de conversor para qualquer carga RLE

- Estudo de outras topologias para circuitos de ajuda a comutação.

- Desenvolvimento de um novo circuito de controle assistido por microprocessados, para acionamento de servomotores de corrente contínua.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - VENTURINI, M. - "A New Sine Wave In, Sine Wave Out Conversion Technique Eliminates Reactive Elements". Proc. Powercon 7, p.p. e 3 - 1, e 3 - 15.
- [2] - VENTURINI, M.; et ALESINA, A. - "The Generalized Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor". IEEE Power Electronics Specialists Conference 1980, p.p. 242 - 252.
- [3] - GYUGYI, L.; et PELLY, B. R. - "Static Power Frequency Changers". Wiley Interscience. 1976.
- [4] - PATEL, H. S.; et HOFT, R. - "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II. "Voltage Control Techniques". IEEE Trans. I.A. Vol. IA - 10 - 5 sept/oct. 1974, p.p. 666 - 673.
- [5] - CARDOSO, C. M., (1986) - "Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada a Transistor de Potência". Dissertação de Mestrado em Eletrônica de Potência, UFSC.
- [6] - HSU, H. P., (1970) - "Fourier Analysis". Simon and Schuster Tech Outline.

- [7] - RODRIGUEZ, J., (1984) - "A Four-Quadrant Three-Pulse Transistor Rectifier". Proceedings of the IEEE, IAS Annual Meeting, Chicago, USA.

- [8] - CIPELLE, A. M. C. & SANDRINI, W. J., (1986) - "Teoria e Desenvolvimento de Projetos de Circuitos Eletrônicos". 12ª Edição, Livros Érica Editora Ltda.

- [9] - BARBI, I., (1986). - "Conversores para o Acionamento do Servomotor de Corrente Contínua". Artigo submetido à Revista da Sociedade Brasileira de Informática.

- [10] - BARBI, I., (1986). - "Eletrônica de Potência". Editora da UFSC, Florianópolis - SC.

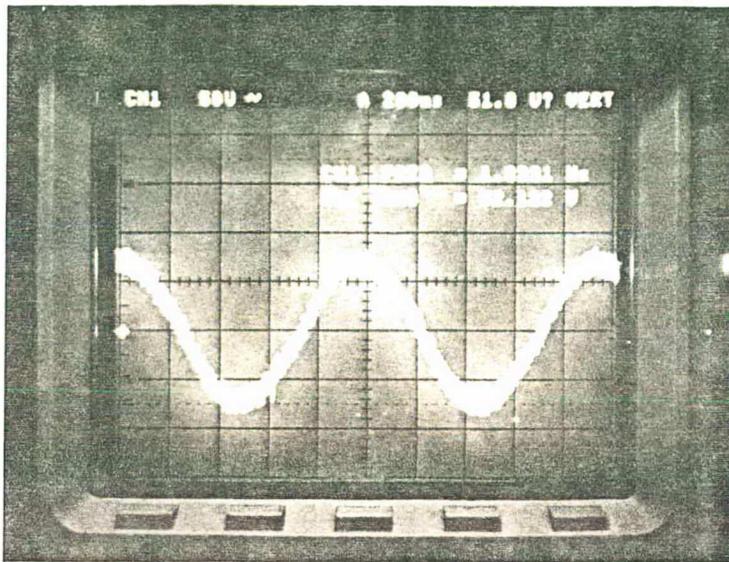
APÊNDICE I

CONVERSOR CA-CA

O conversor direto de frequência, atuando nesta modalidade é bastante interessante, pois consegue-se impor à carga, corrente senoidal com frequência variável, alimentando-a diretamente da rede, sem necessidade de estágios intermediários.

Para que o conversor atue como conversor CA-CA, não há necessidade de modificação no circuito de controle utilizado. Apenas em vez de se aplicar uma tensão de controle da razão cíclica constante no pino 2 do CI 3524 (ver item 3.3), aplica-se uma tensão senoidal com uma determinada frequência, cujos valores mínimo e de pico geram as razões cíclicas mínima e máxima, com isto a frequência da corrente de saída é a mesma da tensão senoidal de controle da razão cíclica.

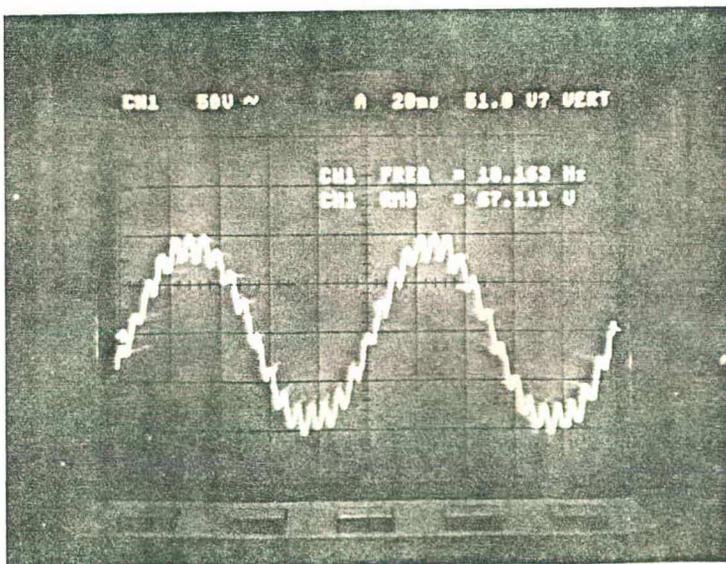
Nas Figuras A.1 até A.5 é mostrada a corrente de saída para várias frequências, a carga utilizada na análise foi $R = 13\Omega$ $L = 22 \text{ mH}$. A tensão eficaz de fase é 110V.



$$f_{\text{saída}} \approx 1 \text{ Hz}$$

$$f_{\text{carga eficaz}} = 4\text{A}$$

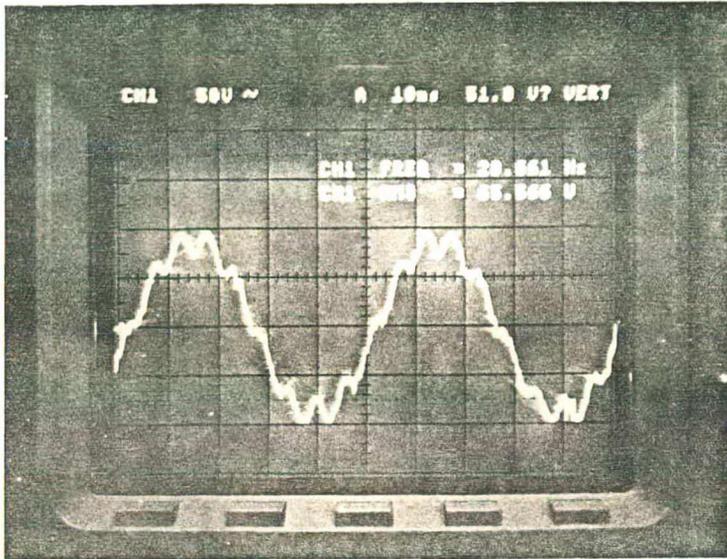
Figura A.1 - Corrente de Saída



$$f_{\text{saída}} \approx 10 \cdot \text{Hz}$$

$$I_{\text{carga eficaz}} = 0,16\text{A}$$

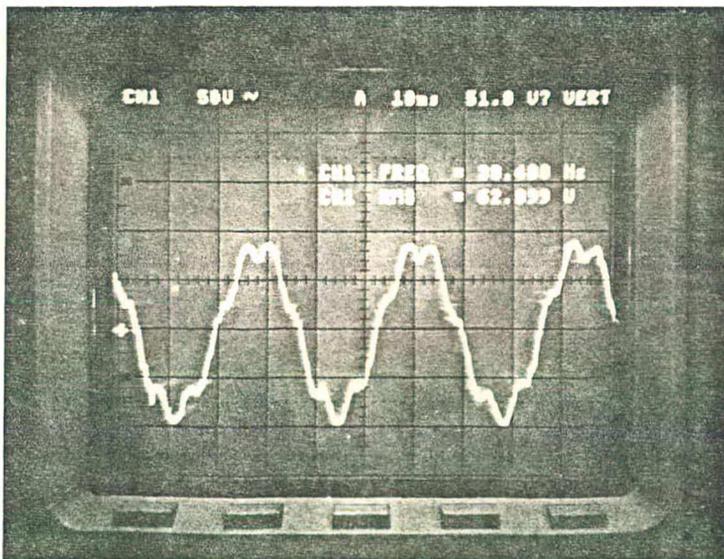
Figura A.2 - Corrente de Saída



$$f_{\text{sincr.}} = 20 \text{ Hz}$$

$$I_{\text{c ef.}} = 5\text{A}$$

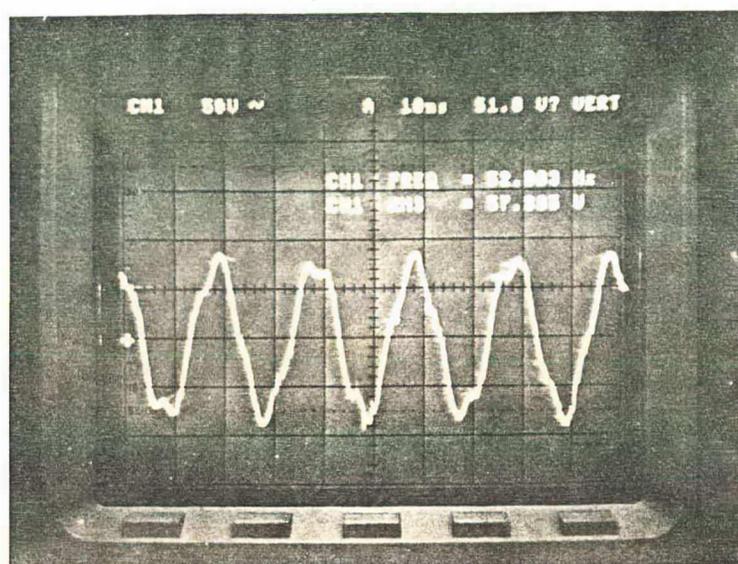
Figura A.3 - Corrente de Saída



$$f_{\text{sincr.}} = 30 \text{ Hz}$$

$$I_{\text{c ef.}} = 4,77\text{A}$$

Figura A.4 - Corrente de Saída



$$f_{\text{sincr.}} \cong 52 \text{ Hz}$$

$$f_c \text{ ef.} = 4,4 \text{ A}$$

Figura A.5 - Corrente de Saída

Observa-se que o conversor em questão operando como CA-CA apresenta uma boa resposta para frequências de até 30 Hz.

A atuação como conversor CA-CC e CA-CA, diferencia-se apenas pela tensão de controle da razão cíclica.

Sugere-se um estudo mais aprofundado como conversor CA-CA, com frequência de chaveamento e potências mais elevadas.