

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

INVERSOR DE CORRENTE A TRANSISTORES COM  
MODULAÇÃO PWM E SUA APLICAÇÃO EM FONTES  
ININTERRUPTAS DE ENERGIA

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

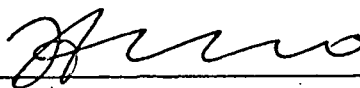
PAULO JOSÉ TORRI

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO 1986

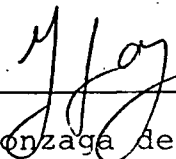
INVERSOR DE CORRENTE A TRANSISTORES COM MODULAÇÃO PWM  
E SUA APLICAÇÃO EM FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

PAULO JOSÉ TORRI

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

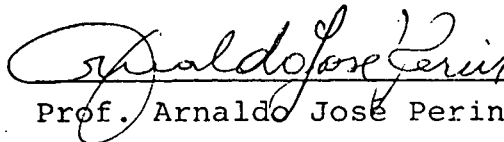


Prof. Luiz Gonzaga de S. Fonseca, DSc  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica

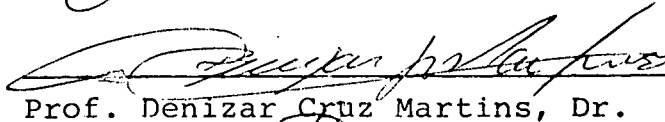
BANCA EXAMINADORA



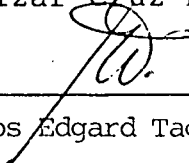
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Carlos Edgard Tagliani Manzor, M. Sc.

*A Lucas e Verónica.*

*Aos Meus Familiares.*

**AGRADECIMENTOS**

A Prof. Ivo Barbi, pela dedicação ao trabalho de orientação.

Ao Prof. Arnaldo J. Perin, pela colaboração na utilização do programa de simulação.

Aos Professores, Técnicos e Funcionários do Curso de Pós-Graduação.

Aos colegas de Pós-Graduação, pelo convívio.

A UFSC e a CNEN, pela condições oferecidas e apoio financeiro.

A minha esposa Veronica, pela paciência e confiança.

A Meu Pai Vergilio, pelo exemplo de fé e de perseverança no trabalho.

A Minha Família, pelo estímulo e apoio.

Aos professores que compõem a banca examinadora.

A Marlei da Silva Costa, pela dedicação ao trabalho de datilografia desta.

## S U M Á R I O

SIMBOLOGIA .....	viii
RESUMO .....	xi
ABSTRACT .....	xii
<b>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO</b>	
1.1 - Introdução .....	01
1.2 - Descrição dos Inversores de Corrente .....	01
1.3 - Vantagens e Aplicações dos Inversores de Corrente ..	04
1.4 - Inversores de Corrente a Tiristor .....	05
1.5 - Uma Nova Aplicação para os Inversores de Corrente ..	06
1.6 - Escolha da Estrutura para o Inversor de Corrente com Modulação .....	08
1.7 - Conclusões .....	13
<b>CAPÍTULO 2 - INVERSOR DE CORRENTE MONOFÁSICO COM MODULAÇÃO PWM</b>	
2.1 - Objetivos da Modulação .....	14
2.2 - Modos de Modulação .....	14
2.2.1 - Modulação a 2 Níveis .....	16
2.2.2 - Modulação a 3 Níveis .....	16
2.3 - Equacionamento Matemático da Modulação .....	18
2.4 - Determinação dos Ângulos de Comutação para Modulação Fixa a Dois Níveis .....	20
2.5 - Padrão PWM Armazenado em Memória .....	22
2.6 - Simulação do Inversor com Modulação PWM .....	25
2.7 - Conclusões .....	27

**CAPÍTULO 3 - IMPLEMENTAÇÃO DO INVERSOR DE CORRENTE MONOFÁSICO A TRANSISTORES COM MODULAÇÃO PWM**

3.1 - Introdução .....	28
3.2 - Estudo da Comutação dos Transistores do Inversor ....	29
3.2.1 - Análise Teórica da Comutação .....	29
3.2.2 - Verificação Experimental da Comutação .....	36
3.3 - Comando do Inversor .....	39
3.3.1 - Circuito Lógico de Leitura a Memória .....	39
3.3.2 - Circuito de Isolamento .....	42
3.3.3 - Comando de Base dos Transistores .....	43
3.4 - Circuito de Potência .....	44
3.5 - Resultados Obtidos e Conclusões .....	45

**CAPÍTULO 4 - ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE DE CORRENTE PARA ALIMENTAÇÃO DO INVERSOR DE CORRENTE**

4.1 - Introdução .....	48
4.2 - Princípio do Funcionamento do Pulsador .....	49
4.2.1 - Descrição do Funcionamento .....	49
4.2.2 - Escolha da Modulação a Ser Empregada .....	51
4.3 - Interação Entre o Pulsador e o Inversor .....	52
4.4 - Pulsador a Transistores com Modulação por valores Extremos .....	61

4.4.1 - Esquema Geral do Pulsador .....	61
4.4.2 - Relação entre o $\Delta I$ , L e a Frequência de Funcionamento do Pulsador .....	62
4.4.3 - Implementação do Pulsador .....	64
4.4.4 - Resultados Obtidos .....	66
4.5 - Conclusões .....	67
<b>CAPÍTULO 5 - UTILIZAÇÃO DO INVERSOR DE CORRENTE COM MODULAÇÃO PWM EM FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA</b>	
5.1 - Esquema Geral .....	70
5.2 - Filtro de Saída do Inversor .....	71
5.2.1 - Dimensionamento do Filtro de 1ª Ordem .....	72
5.2.2 - Dimensionamento do Filtro de 3ª Ordem .....	76
5.3 - Controle da Tensão de Saída .....	78
5.4 - A Confiabilidade do Inversor da Corrente .....	79
5.5 - Resultados Obtidos .....	82
5.6 - Conclusões .....	88
<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>89</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>91</b>

## S I M B O L O G I A

$a_n , b_n$	- Coeficientes da Série de Fourier.
$A_1 , A_2 \dots$	- Endereços da Memória EPROM.
C	- Capacitor de Comutação ou do Filtro de 1ª ordem.
$C_1$	- Capacitor de Entrada do Filtro da 3ª ordem.
$C_2$	- Capacitor de Saída do Filtro da 3ª ordem.
$C_{LK}$	- Sinal de Relógio.
D	- Diodo.
$D_0$	- Saída de Dados da Memória EPROM.
$D_{RL}$	- Diodo de Roda-Livre.
E	- Tensão Contínua de Entrada do Pulsador.
f	- Freqüência de Saída do Inversor.
$f_{max}$	- Freqüência Máxima de Funcionamento do Pulsador.
FF	- Flip-Flop.
I	- Corrente Contínua da Entrada do Inversor.
$I_0$	- Corrente de Saída do Inversor.
$I_{REF}$	- Valor de Referência da Corrente.
$I_{ATUAL}$	- Valor Atual da Corrente.



$I_S$	- Corrente na Chave $S_p$ do Pulsador.
$I_{DRL}$	- Corrente no Diodo de Roda Livre.
$I_{MÁX}$	- Valor Máximo da Corrente.
$I_{MIN}$	- Valor Mínimo da Corrente.
$i_c$	- Corrente no Capacitor.
$i_L$	- Corrente de Carga.
IDR	- Corrente Inversa de Recuperação do Diodo.
$i_{Tr_1}$	- Corrente no Transistor 1
$I_c$	- Corrente de Coletor do Transistor.
L	- Indutância de Filtragem do Pulsador.
$L_1$	- Indutância do Filtro de 3ª Ordem.
M	- Número de Harmônicas Anuladas.
N	- Número de Comutação em 1 Período.
Q	- Saída do Flip-Flop.
$Q_1, Q_2 \dots$	- Saídas do Contador.
S	- Chave.
$S(\omega t)$	- Função de Chaveamento.
T	- Tiristor.
$T_1$	- Transistor.

$t_a$	- Tempo em que a Chave permanece Aberta.
$t_f$	- Tempo em que a Chave permanece Fechada.
$t_s$	- Tempo de Estocagem do Transistor.
$v_c$	- Tensão no Capacitor.
$v_{T1}$	- Tensão no Tiristor 1.
$v_{Tr1}$	- Tensão no transistor 1.
$v_{D1}$	- Tensão no Diodo 1.
$v_0$	- Tensão de Saída do Inversor.
$v_1$	- Tensão de Carga.
$v_i$	- Tensão de Entrada do Inversor
$v_{BE1}$	- Tensão Base-Emissor do Transistor 1.
$v_{CE1}$	- Tensão Coletor Emissor do Transistor 1.
$v_{REF}$	- Tensão de Referência.
$v_{ATUAL}$	- Tensão Atual.
$z_0$	- Impedância apresentada a Saída do Inversor.
$z_c$	- Impedância Capacitiva.
$\alpha$	- Ângulo de Comutação.
$\Delta I$	- Ondulação de Corrente Imposta pela Modulação por Valores Extremos.
$\Delta I_1$	- Valor da ultrapassagem da Corrente.

## R E S U M O

O trabalho trata sobre os inversores de corrente.

Fez-se o estudo e a implementação de um inversor de corrente monofásico a transistores de potência. O inversor utiliza modulação PWM fixa, com padrão armazenado em memória EPROM, para anulação de harmônicas de baixa ordem e assim diminuir a filtragem necessária à obtenção de tensões e correntes de saída senoidais.

Devido à confiabilidade elevada, os inversores de corrente encontram aplicações privilegiadas em fontes ininterruptas de energia.

Para esta aplicação, fez-se o estudo e a implementação de uma fonte de corrente variável para alimentação do inversor. A fonte de corrente é implementada a partir de um pulsador a transistor de potência modulado por valores extremos da corrente.

O protótipo implementado confirma os resultados da análise e simulação, apresentando bom desempenho.

## A B S T R A C T

This work is concerned with current inverters.

The study and implementation of a single phase power transistor current inverter has been made. The inverter uses fixed pulse width modulation (PWM), with switching function stored in EPROM, to eliminate the lower order harmonics and thus reduce the required filtering for sinusoidal output voltage and current.

Due to their high reliability the current inverters are preferred for uninterrupt power supplies.

For this application a study and implementation has been made of a variable current source to supply the inverter. The current source is implemented based on a power transistor chopper modulated for extreme values of current.

The implemented prototype confirms the results of the analysis and simulation, presenting a good performance.

# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO

### 1.1 - Introdução

Os inversores são conversores estáticos destinados a transformar correntes ou tensões contínuas em correntes ou tensões alternadas com frequência variável ou não.

De acordo com a variável controlada na saída do inversor, corrente ou tensão, podemos classificar os inversores como: inversores de corrente ou inversores de tensão respectivamente.

Neste trabalho estaremos tratando dos inversores de corrente. Nestes inversores, a corrente de saída do inversor é imposta, sendo a tensão uma dependência da natureza da carga ligada ao inversor.

### 1.2 - Descrição dos Inversores de Corrente

Uma descrição simplificada dos inversores de corrente pode ser feita com auxílio do esquema da Figura 1.1.

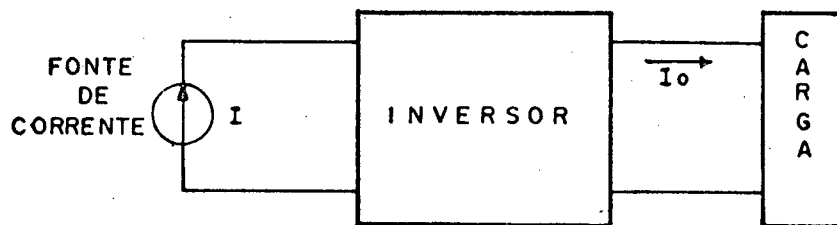


Figura 1.1 - Esquema Simplificado dos Inversores de Corrente.

A fonte de corrente pode ser implementada por um dos conversores mostrados a seguir:

- a) Fonte de corrente a partir da rede alternada (Figura 1.2).
- b) Fonte de corrente a partir de tensão contínua. (Figura 1.3).

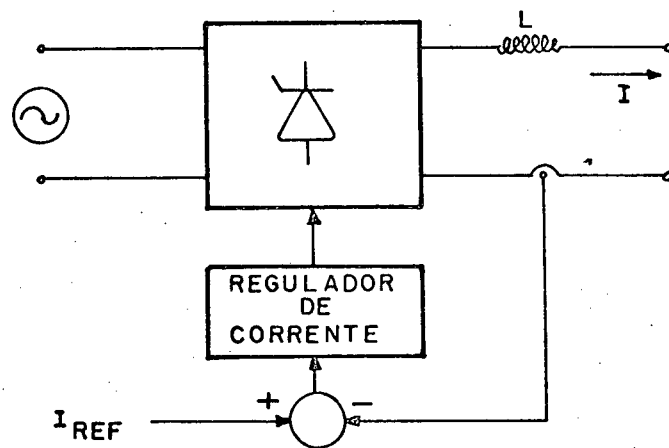


Figura 1.2 - Fonte de Corrente obtida através de Retificador Controlado.

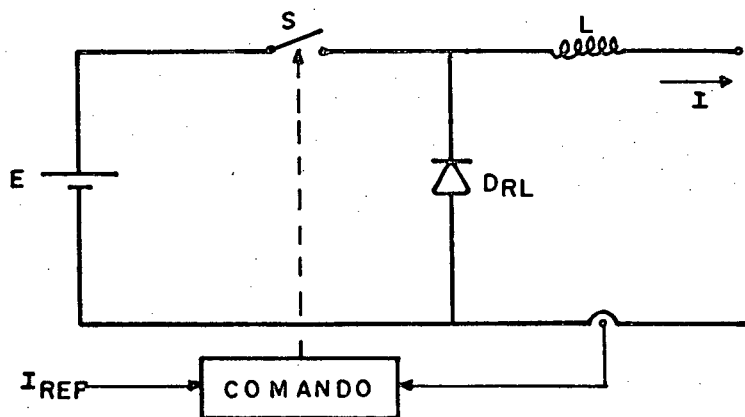


Figura 1.3 - Fonte de Corrente obtida através de um Pulsador

O inversor propriamente dito compreende o conjunto de chaves destinadas a aplicar sobre a carga, monofásica ou trifásica, as correntes alternadas desejadas. As chaves podem ser implementadas com tiristores ou dispositivos com bloqueio comandado (GTO's, transistores).

A carga para o inversor de corrente pode ser de dois tipos: com características de fonte de corrente (indutiva) ou com características de fonte de tensão (capacitiva).

Quando a carga se apresentar para o inversor com características de fonte de corrente o inversor é um conversor do tipo I-I. Neste caso, o inversor deve conter um elemento absorvedor das sobretensões que surgiriam durante a comutação da corrente. O elemento utilizado para isto é o capacitor (não dissipativo) e deve fazer parte do inversor (Figura 1.4), entrando em ação durante as comutações.

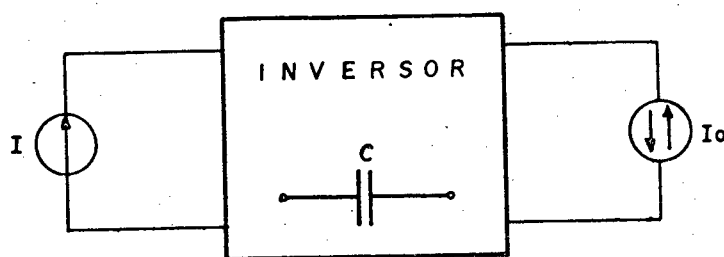


Figura 1.4 - Conversor do tipo I-I.

O capacitor também pode ter a finalidade de bloqueio da chave utilizada para a implementação do inversor (caso do tiristor).

No caso em que o inversor de corrente não possua em sua estrutura circuitos absorvedores das sobretensões de comutação, a carga ligada ao inversor deve se apresentar com características de fonte de tensão (entrada capacitiva). Temos neste caso um conversor do tipo I-V (Figura 1.5).

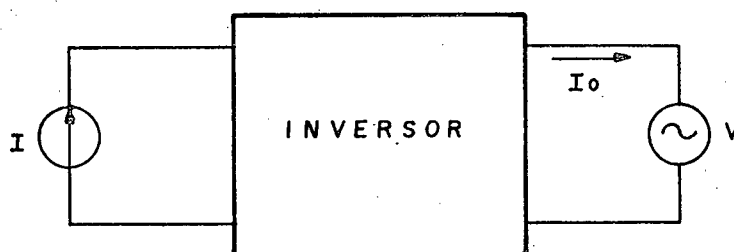


Figura 1.5 - Conversor do tipo I-V.

### 1.3 - Vantagens e Aplicações dos Inversores de Corrente

A vantagem principal dos inversores de corrente surge da comparação com os inversores de tensão. Nos inversores de tensão, qualquer curto-circuito em sua saída, mesmo dotado de circuitos de proteção, fará com que o inversor seja retirado de operação temporariamente.

Pelo fato dos inversores de corrente trabalharem com correntes impostas, isto não ocorre. Um curto-circuito provocado na saída dos inversores de corrente não os retira de serviço. Após a remoção do curto-circuito retornam ao funcionamento praticamente instantaneamente. Isto sugere sua aplicação em sistemas que exijam confiabilidade elevada, como exemplo, no



estágio inversor de fontes ininterruptas de energia.

Os inversores de corrente são empregados ainda, no controle de motores, aquecimento indutivo, estabilizadores de tensão, etc.

Ainda comparando com os inversores de tensão, os inversores de corrente apresentam uma desvantagem, que é a de necessitar de um estágio extra para implementar a fonte de corrente.

#### 1.4 - Inversores de Corrente a Tiristor

Até o momento o tiristor foi o componente mais utilizado como chave em inversores de corrente. Isto principalmente pela sua robustez e técnica da utilização bem difundida.

Duas estruturas inversoras que utilizam tiristores são mostradas nas Figuras 1.6 e 1.7.

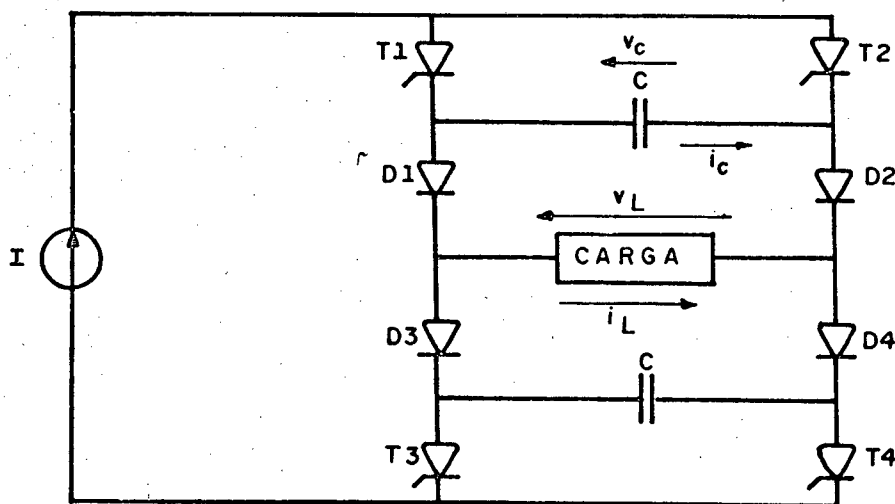


Figura 1.6 - Inversor de Corrente a Tiristor (I-I).

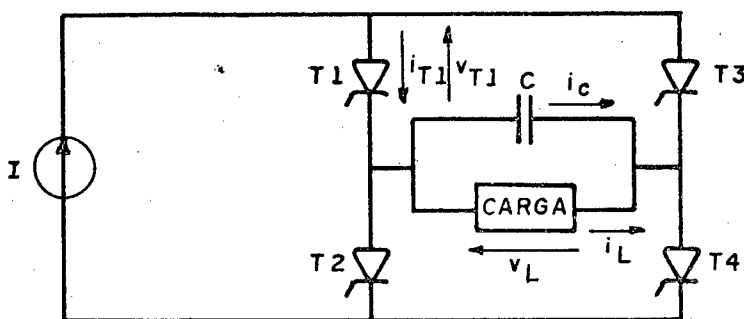


Figura 1.7 - Inversor de Corrente a Tiristor (I-V).

A estrutura da Figura 1.6 caracteriza uma estrutura do tipo I-I enquanto a da Figura 1.7 uma estrutura do tipo I-V.

As Figuras 1.8 e 1.9 mostram as formas de ondas obtidas por simulação dos inversores das Figuras 1.6 e 1.7 respectivamente.

### 1.5 - Uma Nova Aplicação para os Inversores de Corrente

Devido a sua confiabilidade elevada, os inversores de corrente encontram uma aplicação privilegiada no estágio inversor de fontes ininterruptas de energia ("no-breaks").

Para esta aplicação a tensão apresentada a carga deve ser senoidal e com baixa taxa de distorção harmônica.

Como mostrado anteriormente, os inversores clássicos apresentam formas de ondas de saída contendo harmônicas de baixa ordem, exigindo filtros dispendiosos para sua filtragem.

Uma solução consiste em adotar um processo de modulação que anule harmônicas de baixa ordem. Com isto a saída do

inversor apresenta harmônicas de ordem elevada que são mais facilmente filtradas.

É necessário então determinar a estrutura inversora que melhor se adapte ao inversor de corrente com modulação.

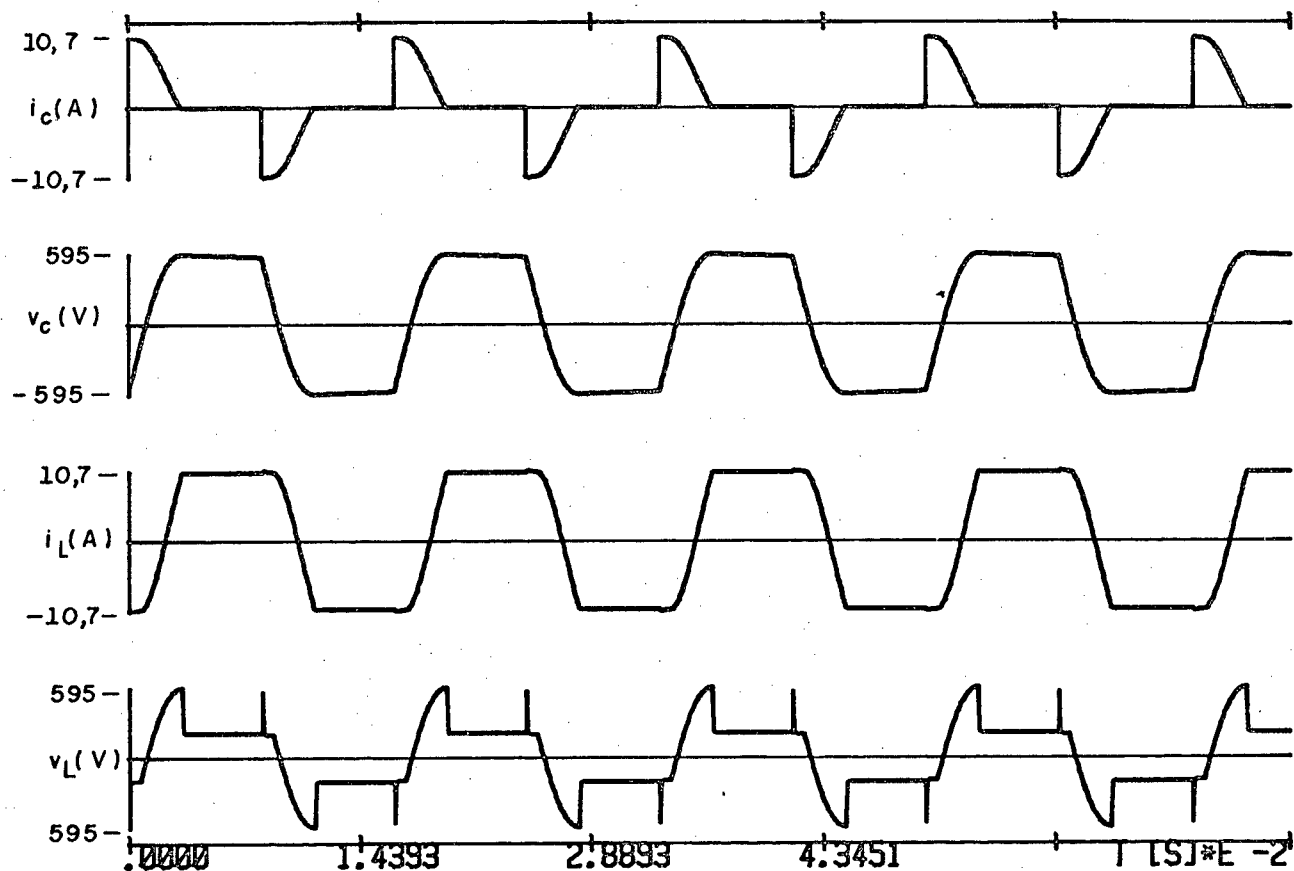


Figura 1.8 - Formas de Ondas obtidas por Simulação do Inversor da Figura 1.6.

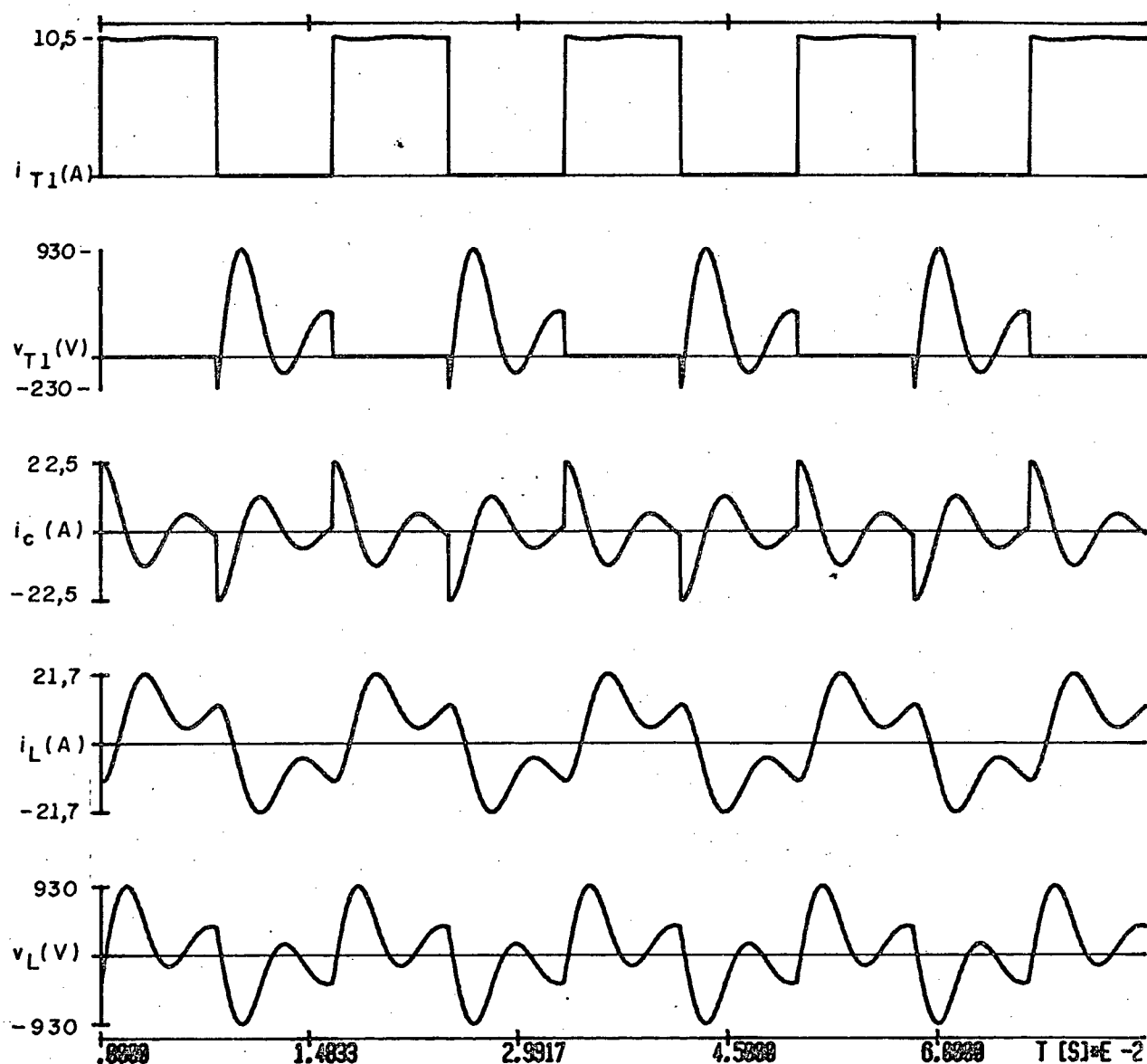


Figura 1.9 - Formas de Ondas obtidas por Simulação do Inversor da Figura 1.7.

### 1.6 - Escolha da Estrutura para o Inversor de Corrente com Modulação

A corrente de saída do inversor de corrente com modulação PWM (modulação por largura de pulsos) deve ter, como

exemplo, a forma de onda mostrada na Figura 1.10.

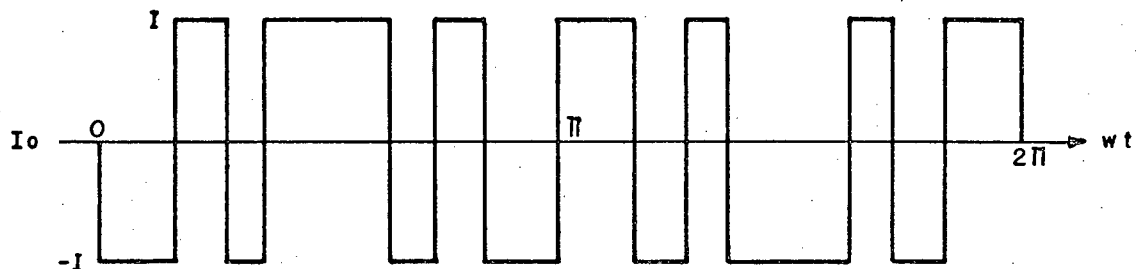


Figura 1.10 - Corrente de Saída para o Inversor de Corrente com Modulação PWM.

Vamos analisar a possibilidade de utilização da estrutura inversora a tiristor mostrada na Figura 1.6. Segue a descrição do funcionamento:

a) 1ª etapa (Figura 1.11)

Os tiristores  $T_2$  e  $T_3$  estão em condução. Os capacitores estão carregados com a polaridade indicada.

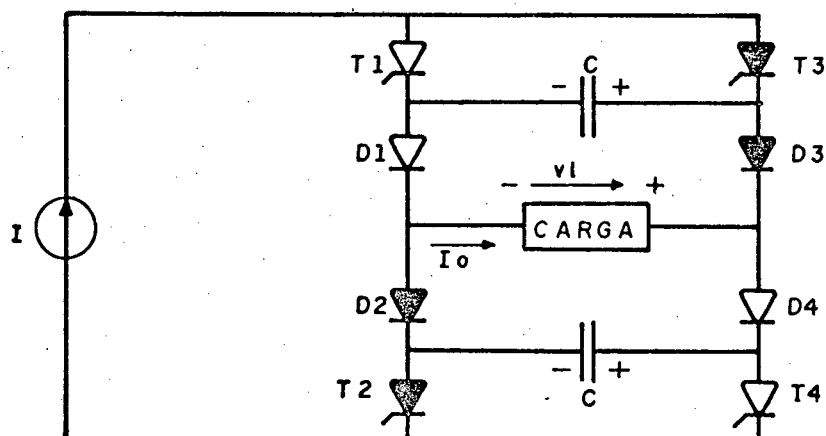


Figura 1.11 - 1ª Etapa do Funcionamento.

## b) 2ª Etapa (Figura 1.12)

A entrada em condução dos tiristores  $T_1$  e  $T_4$  causa o bloqueio e a aplicação de tensão reversa sobre os tiristores  $T_2$  e  $T_3$ . A corrente segue o caminho indicado, descarregando os capacitores.

Quando a tensão nos capacitores se igualar a tensão  $v_L$  os diodos  $D_1$  e  $D_4$  entram em condução, iniciando a 3ª etapa.

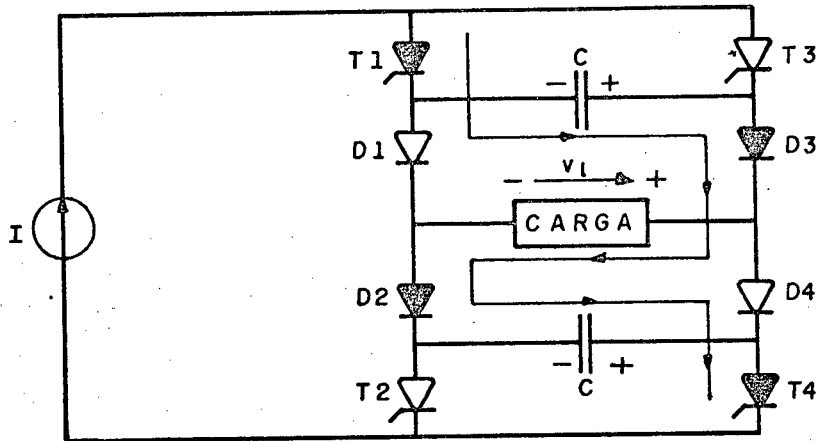


Figura 1.12 - 2ª Etapa do Funcionamento.

## c) 3ª Etapa (Figura 1.13)

A corrente de carga irá diminuir e se inverter bem como a tensão dos capacitores.

Nesta etapa pode-se concluir que a modulação PWM nesta estrutura não é possível por dois motivos.

O primeiro deles é o de que a corrente da saída do inversor  $I_0$  não tem a forma de onda exemplificada na Figura 1.10.

Se a carga for indutiva, a inversão da corrente não se faz abruptamente, distorcendo então o padrão de modulação. Se a carga for capacitiva, parte da corrente de entrada do inversor  $I$  é desviada para os capacitores e a corrente  $I_0$  não vale mais  $I$ , também distorcendo o padrão de modulação.

O segundo motivo está relacionado com o bloqueio dos tiristores. Se o tempo de condução dos tiristores  $T_1$  e  $T_4$  for muito pequeno, a tensão dos capacitores não inverte. Na entrada em condução dos tiristores  $T_2$  e  $T_3$  não haverá a aplicação de tensão reversa sobre os tiristores  $T_1$  e  $T_4$ .

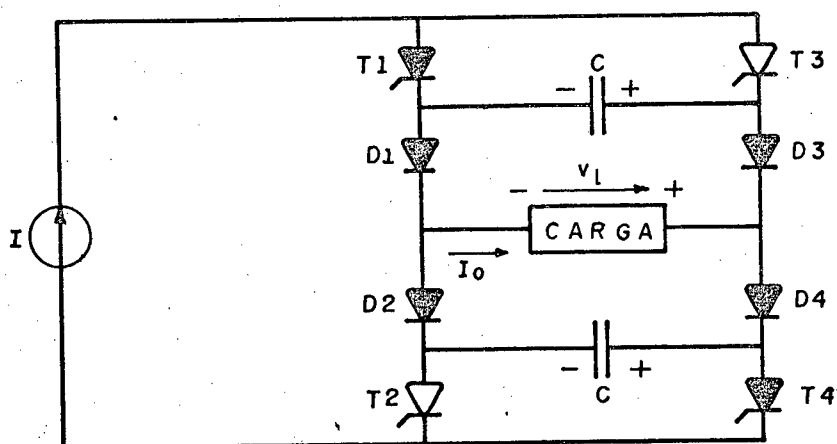


Figura 1.13 - 3ª Etapa do Funcionamento.

A utilização de tiristores em inversores de corrente com modulação PWM só é possível empregando-se estruturas mais complexas.

Outra possibilidade é a utilização de chaves com bloqueio comandado como o transistor de potência.

Como as chaves com bloqueio comandado pela base não

necessitam de circuitos para seu bloqueio, a estrutura inversora a ser utilizada é a do tipo I-V, mostrada na sua forma mais simples na Figura 1.14.

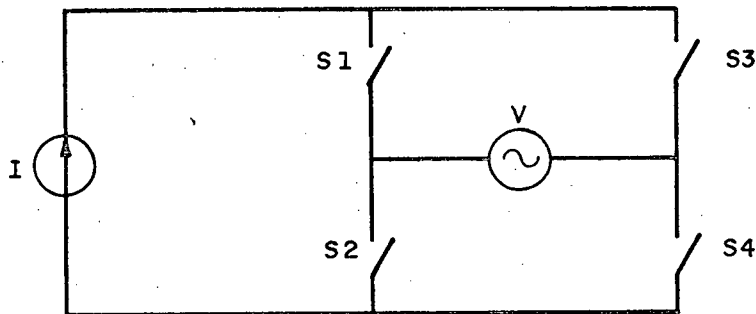


Figura 1.14 - Conversor do Tipo I-V.

As chaves  $S_1$  a  $S_4$  devem ser bidirecionais em tensão. Utilizando-se o transistor, deve-se então colocar um diodo em série.

Caso a carga a ser ligada ao inversor tenha características indutivas, ela deve ser conectada ao inversor através de um filtro com entrada capacitiva.

Resulta assim a estrutura inversora da Figura 1.15, que será a utilizada neste trabalho.



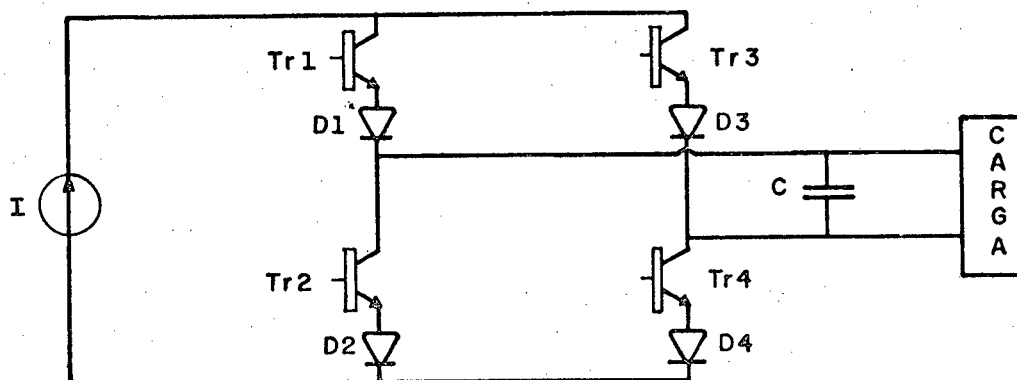


Figura 1.15 - Inversor de Corrente a Transistores.

### 1.7 - Conclusões

Neste Capítulo foram apresentados os inversores de corrente.

O inversor de corrente tem como característica principal a sua grande confiabilidade. Por isto encontra utilização privilegiada em estágios inversores de fontes ininterruptas de energia.

Para esta aplicação a tensão apresentada a carga pelo inversor deve ser senoidal e com baixa taxa de distorção. Isto pode ser obtido mais facilmente utilizando-se um inversor com modulação PWM.

Inversores de corrente com modulação PWM utilizando tiristores como chaves resultam em estruturas complexas. A utilização do transistor de potência é possível e conveniente.

## C A P Í T U L O 2

### INVERSOR DE CORRENTE MONOFÁSICO COM MODULAÇÃO PWM

#### 2.1 - Objetivos da Modulação

O objetivo principal da modulação PWM (modulação por largura de pulsos) é o de se obter o controle da variável de saída (corrente ou tensão) e/ou a eliminação (ou redução) de harmônicas.

No caso do inversor de corrente, a corrente de saída do inversor pode ser controlada pela fonte de corrente na entrada do inversor. Por isto, a modulação neste caso será utilizada apenas para a eliminação das harmônicas de baixa ordem.

A redução das harmônicas de baixa ordem é conveniente pois elas são de difícil filtragem, exigindo filtros dispendiosos. Com a modulação, a corrente de saída do inversor conterá harmônicas de ordem mais elevada que podem ser filtradas com maior facilidade. Consegue-se assim redução dos custos, peso e volume dos filtros e formas de onda de corrente e tensão com baixa distorção harmônica.

#### 2.2 - Modos de Modulação

Dependendo da função de chaveamento utilizada, a modulação pode ser classificada em:

- a) Modulação com padrão variável.

b) Modulação com padrão fixo.

A modulação com padrão fixo requer que a fonte de corrente de entrada do inversor seja variável, para se obter o controle da corrente de saída do inversor. No caso da modulação com padrão variável, a corrente de entrada do inversor pode ser constante ou variável. A modulação com padrão fixo tem as seguintes vantagens:

- proporciona máxima utilização da corrente;
- requer menor frequência de chaveamento e,
- tem implementação mais simples.

A principal vantagem da modulação com padrão variável é a resposta rápida. Uma variação da carga do inversor ou da corrente de entrada é compensada quase instantaneamente através da mudança do padrão de chaveamento.

Devido as vantagens da modulação com padrão fixo, esta será a utilizada.

Ainda, dependendo do modo como as chaves são comandadas no inversor da Figura 2.1, a modulação pode ser classificada em:

a) modulação a 2 níveis.

b) modulação a 3 níveis.

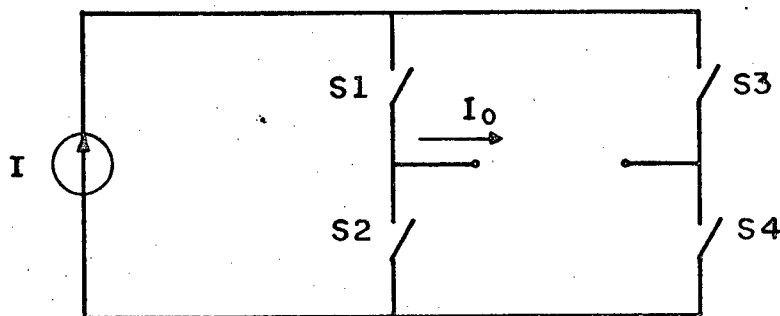


Figura 2.1 - Inversor de Corrente Monofásico.

### 2.2.1 - Modulação a 2 Níveis

As chaves são comandadas ao pares e no modo complementar. As chaves  $S_1$  e  $S_4$  são fechadas enquanto as chaves  $S_2$  e  $S_3$  são abertas. Após, as chaves  $S_2$  e  $S_3$  são fechadas enquanto as chaves  $S_1$  e  $S_4$  são abertas e assim sucessivamente. A modulação é obtida variando-se o tempo em que cada par de chaves permanece fechado.

A forma de onda da corrente de saída do inversor para este modo de modulação está mostrada na Figura 2.2.

### 2.2.2 - Modulação a 3 Níveis

Neste modo as chaves são comandadas, por exemplo, da seguinte maneira: no primeiro meio período com a chave  $S_1$  fechada e a chave  $S_3$  aberta, as chaves  $S_2$  e  $S_4$  são comandadas complementarmente, com  $S_4$  permanecendo mais tempo fechada; no segundo meio período com a chave  $S_3$  fechada e a chave  $S_1$  aberta,  $S_2$  e  $S_4$  são comandadas complementarmente porém agora a chave  $S_2$  per

manece mais tempo fechada do que a chave  $S_4$ .

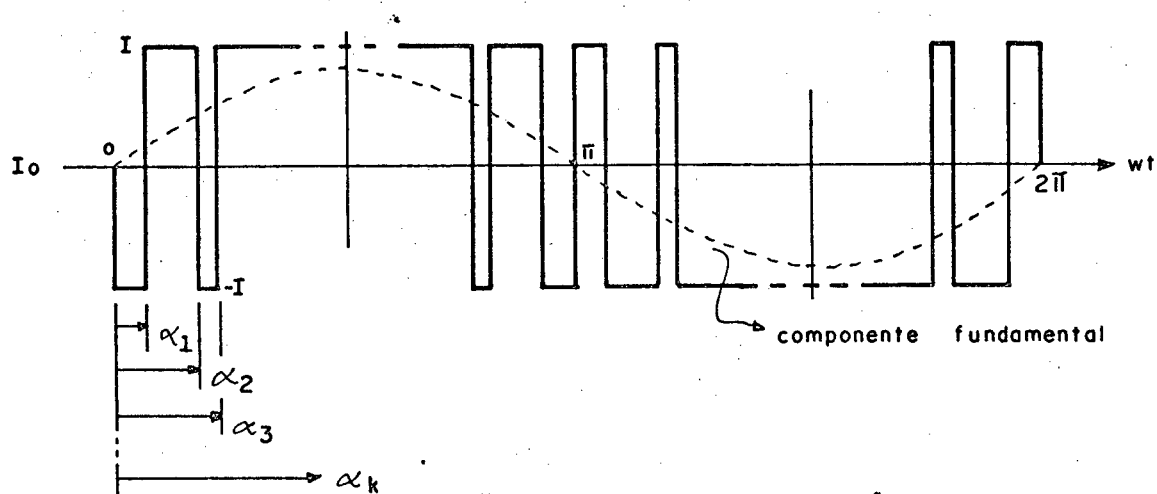


Figura 2.2 - Corrente de Saída do Inversor para Modulação a 2 níveis.

A corrente de saída do inversor tem a forma mostrada na Figura 2.3.

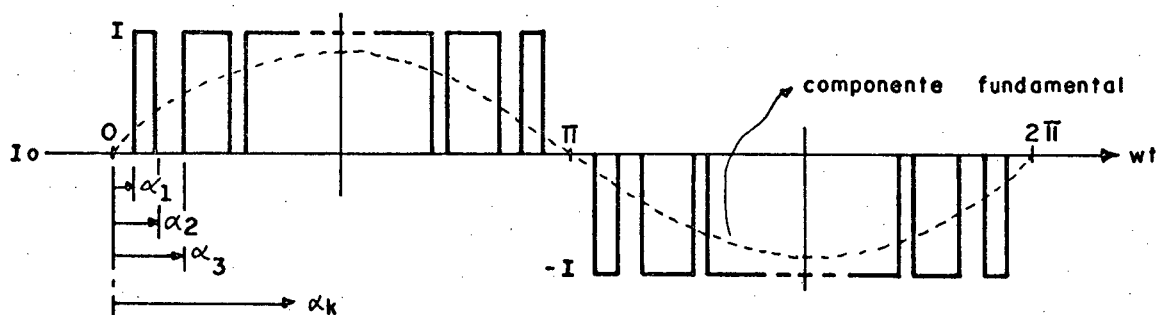


Figura 2.3 - Corrente de Saída do Inversor para Modulação a 3 Níveis.

### 2.3 - Equacionamento Matemático da Modulação [3]

As formas de onda da corrente de saída do inversor  $I_0$  podem ser representadas através da série de Fourier por:

$$I_0(\omega t) = I \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \text{ sen } (n\omega t) + b_n \text{ cos } (n\omega t)) \quad (2.1)$$

onde:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_0(\omega t) \text{ sen } (n\omega t) d(\omega t) \quad (2.2)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_0(\omega t) \cdot \text{cos } (n\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.3)$$

$i_0(\omega t)$  é a função  $I_0(\omega t)$  com amplitude unitária

$n$  é a ordem da harmônica.

$I$  é a corrente de entrada do inversor.

Devido as simetrias das formas de ondas das Figuras 2.2 e 2.3 apenas os termos  $a_n$  para  $n$  ímpares não são nulos e valem:

a) Modulação a 2 níveis

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (2.4)$$

onde:

$$M = \frac{N - 2}{4} \quad (2.5)$$

$N$  é igual ao número de comutações em um período

$\alpha_k$  são os ângulos indicados na Figura 2.2.

b) Modulação a 3 Níveis

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \quad (2.6)$$

onde:

$$M = N/4 \quad (2.7)$$

$N$  é igual ao número de comutações por período

$\alpha_k$  são os ângulos indicados na Figura 2.3.

É demonstrado em [3] que são possíveis de serem anuladas tantas harmônicas quantos forem os ângulos  $\alpha_k$ .

A determinação dos ângulos  $\alpha_k$  é feita igualando-se as expressões 2.4 e 2.6 a zero para as harmônicas a serem anuladas e resolvendo-se o sistema de  $M$  equações formado.

Na comparação entre os dois modos de modulação pode-se perceber através das expressões 2.5 e 2.7 que, na modula

ção a 3 níveis, para se anularem  $M$  harmônicas, são necessárias  $4M$  comutações por período enquanto na modulação a 2 níveis são necessárias  $4M + 2$  comutações por período. Esta vantagem da modulação a 3 níveis, em termos do número de comutação por período, torna-se irrelevante a medida que o número de comutações aumenta (anulação de um número maior de harmônicas).

Nos inversores de corrente a modulação a 3 níveis coloca a fonte de corrente de entrada do inversor em curto-circuito. Isto faz com que as exigências sobre o controle da fonte de corrente sejam mais rigorosas.

Neste trabalho preferiu-se empregar a modulação a 2 níveis.

#### 2.4 - Determinação dos Ângulos de Comutação para Modulação Fixa a Dois Níveis

Um vez definido o número  $M$  de harmônicas a serem eliminadas, é necessário determinar os ângulos de comutação  $\alpha_k$  para  $k = 1, 2, \dots, M$ .

A determinação destes ângulos é feita resolvendo-se o sistema de  $M$  equações formado quando se igualam a zero os coeficientes  $a_n$  da série de Fourier:

$$\frac{4}{n_i \pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cdot \cos(n_i \alpha_k)] = 0 \quad (2.8)$$

$$i = 1, 2, \dots, M.$$



A resolução pode ser obtida através de um programa computacional.

Na Tabela 2.1 são mostrados 2 exemplos dos valores dos ângulos de comutação e das harmônicas não anuladas, para modulação a 2 níveis.

ÂNGULOS $\alpha_k$		NÚMEROS DE ÂNGULOS	
		6	7
	$\alpha_1$	11°50'	8°64'
	$\alpha_2$	19°15'	20°38'
	$\alpha_3$	34°42'	26°02'
	$\alpha_4$	38°58'	40°66'
	$\alpha_5$	57°08'	43°68'
	$\alpha_6$	58°55'	60°71'
	$\alpha_7$	-	61°77'
H A R M O N I C A S	$a_{15}/a_1$	28,6%	-
	$a_{17}/a_1$	56,8	28,5
	$a_{19}/a_1$	39,5	57,4
	$a_{21}/a_1$	4,0	35,4
	$a_{23}/a_1$	0,2	3,9
	$a_{25}/a_1$	0	0,2
	$a_{1ef}/I$	0,72	0,717

Tabela 2.1 - Ângulos de Comutação e Harmônicas para Modulação a 2 níveis.

Onde:

- $a_1$  representa a amplitude da fundamental.
- $a_n$  representa a amplitude da harmônica n.
- $a_{1ef}$  representa o valor eficaz da componente fundamental.
- I é a corrente de entrada do inversor.

Verifica-se que o inversor com modulação PWM apresenta uma relação entre o valor eficaz da componente fundamental da corrente de saída e a corrente contínua de entrada. Esta relação é sempre menor que a unidade e diminui a medida que o número de ângulos  $\alpha_k$  aumenta (isto é, se anulam nas harmônicas).

## 2.5 - Padrão PWM Armazenado em Memória

O emprego da modulação fixa sugere a utilização de memórias para o armazenamento da função de chaveamento, uma vez que esta função é fixa e otimizada para a anulação das harmônicas de baixa ordem.

Observando-se a função de chaveamento da Figura 2.2 verifica-se que ela possui simetria de 1/2 onda e 1/4 de onda. Com isto pode-se armazenar somente 1/4 do padrão de chaveamento. O restante pode ser obtido através de lógica combinacional.

O menor ângulo dos pulsos ou entre os pulsos da função de chaveamento que pode ser armazenado depende do tamanho da memória utilizada e pode ser dado por:

$$\Delta = \frac{90^\circ}{l}$$

Onde:

$\Delta$  é o menor ângulo dos pulsos ou entre os pulsos possível de ser representado.

$l$  é o número de endereços da memória utilizada para o armazenamento.

Utilizando-se uma memória com 256 endereços:

$$\Delta = \frac{90^\circ}{256}$$

$$\Delta = 0,35156^\circ$$

ou para uma frequência de 60 Hz:

$$\Delta = 16,276 \mu s$$

Os tempos de comutação da modulação devem ser arredondados para que sejam múltiplos inteiros do valor acima.

Por isto, o número de endereços da memória a ser utilizado deve ser tal que não cause diferenças elevadas entre os valores do padrão PWM necessário e o padrão PWM arredondado para armazenamento na memória.

Utilizando-se os ângulos indicados na Tabela 2.1, para 7 ângulos, e armazenando-se 1/4 do padrão em uma memória com 256 endereços o seu conteúdo está mostrado na Tabela 2.2.

POSIÇÃO	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
00	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
10	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
20	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
30	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
50	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
60	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
70	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
80	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
90	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
100	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
110	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
120	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
130	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
140	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
150	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
160	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
170	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
180	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
190	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
200	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
210	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
220	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
230	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
240	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
250	0	0	0	0	0	0				

Tabela 2.2 - Conteúdo da Memória.

## 2.6 - Simulação do Inversor com Modulação PWM

Para comprovar o funcionamento do inversor com modulação fez-se uma simulação utilizando o programa SACEC [4].

A estrutura simulada está mostrada na Figura 2.4. A fonte de tensão de 50.000 V em série com a resistência de 5.000  $\Omega$  simulam uma fonte de corrente de 10 A.

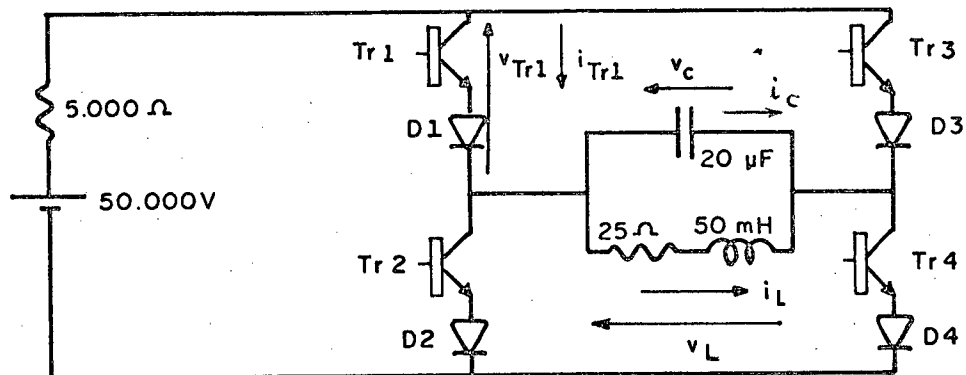


figura 2.4 - Inversor da Corrente com Modulação PWM simulado.

A modulação empregada foi a modulação a 2 níveis e 7 ângulos indicados na Tabela 2.1.

Os resultados obtidos estão mostrados na Figura 2.5.

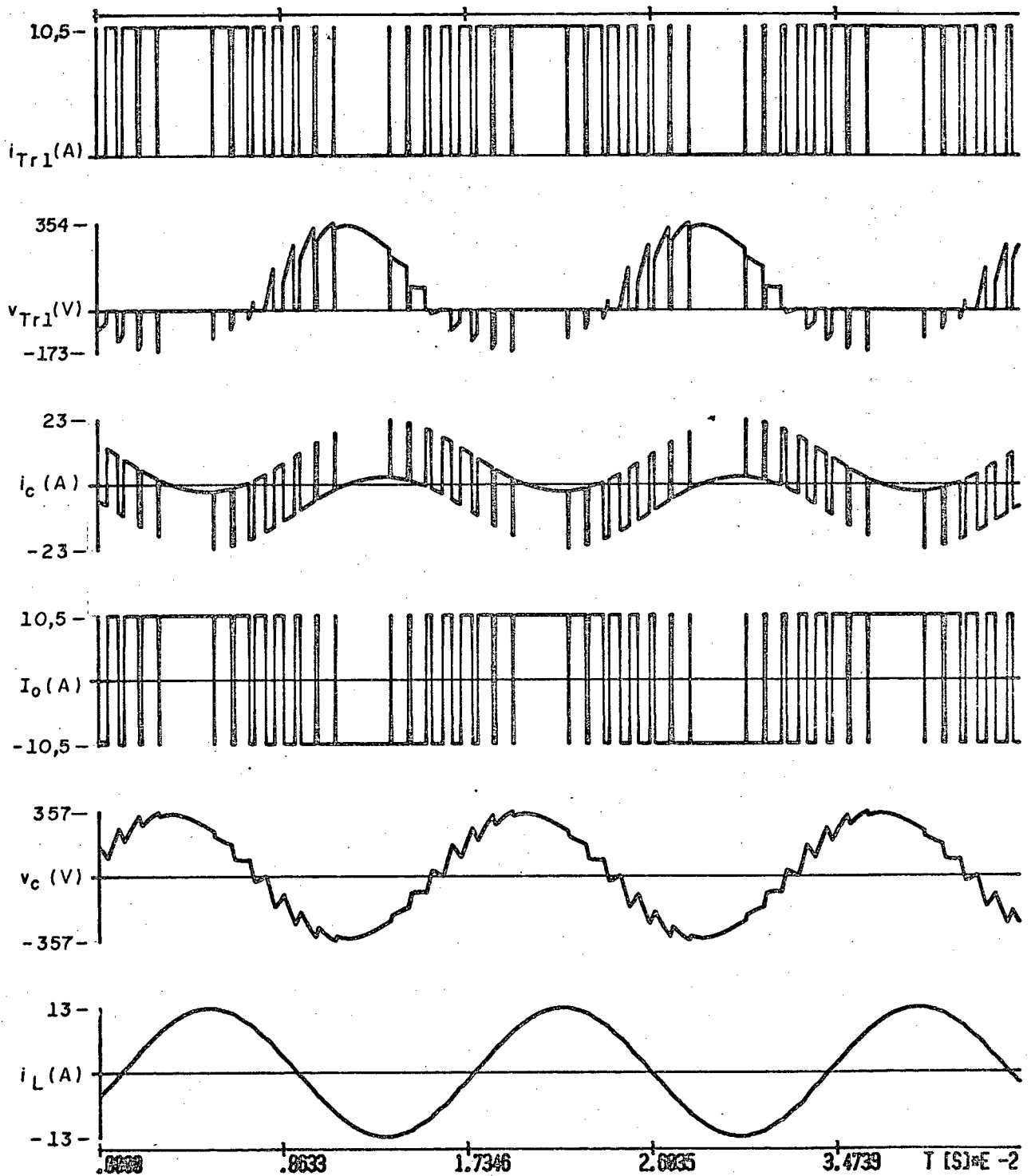


Figura 2.5 - Resultados obtidos na Simulação do Inversor da Figura 2.4.

## 2.7 - Conclusões

Neste Capítulo estudou-se o inversor da corrente com modulação PWM.

O principal objetivo da modulação, neste caso, foi o da eliminação das harmônicas de baixa ordem, facilitando assim a filtragem de saída do inversor.

Utilizando-se fonte de corrente variável na entrada do inversor, pode-se empregar um padrão de modulação fixo, pois a corrente de saída do inversor pode ser controlada através da entrada. O padrão de modulação, uma vez calculado para anular as harmônicas desejadas, pode ser facilmente armazenado em memórias. Isto facilita a implementação dos circuitos geradores das funções de chaveamento dos transistores do inversor.

A simulação do inversor de corrente com padrão de modulação calculado para anulação das 7 harmônicas de mais baixa ordem comprova o funcionamento, apresentando corrente e tensão na saída do inversor contendo apenas harmônicas de ordem elevadas.

## CAPÍTULO 3

### IMPLEMENTAÇÃO DO INVERSOR DE CORRENTE MONOFÁSICO

#### A TRANSISTORES COM MODULAÇÃO PWM

### 3.1 - Introdução

A estrutura implementada está representada na Figura 3.1.

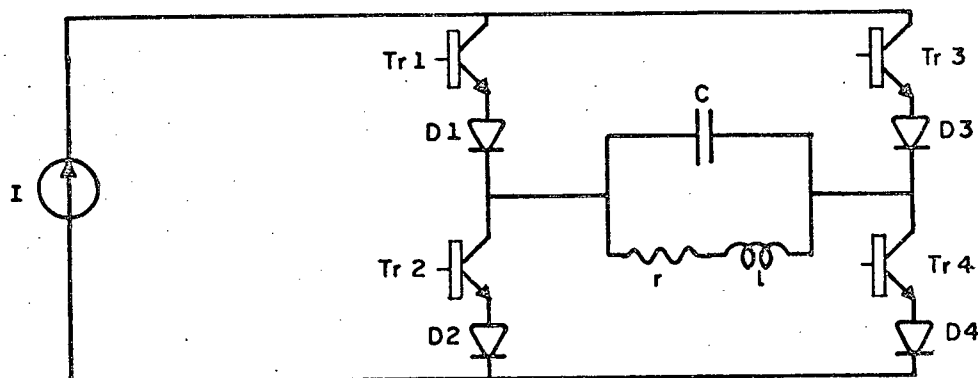


Figura 3.1 - Inversor de Corrente Implementado.

Neste Capítulo são descritos os circuitos de comando e de potência utilizados na implementação do inversor. Não é descrito a implementação da fonte de corrente, assunto do Capítulo posterior.

Também é feito o estudo das condições de comutação dos transistores do inversor.



### 3.2 - Estudo da Comutação dos Transistores do Inversor

#### 3.2.1 - Análise Teórica da Comutação

O inversor de corrente com modulação PWM estudado anteriormente deve ter ligado em sua saída uma carga com características de fonte de tensão (entrada capacitiva). Por isso durante a comutação dos transistores a tensão de saída permanece praticamente constante.

Com a tensão de saída indicada na Figura 3.2 vamos analisar os quatro modos de comutação possíveis: bloqueios de  $T_{r1}$  e  $T_{r3}$  e entrada em condução de  $T_{r1}$  e  $T_{r3}$ .

#### a) Bloqueio de $T_{r3}$ e Entrada em Condução de $T_{r1}$

Supondo-se que o par de transistores  $T_{r2}$  e  $T_{r3}$  estejam em condução como mostrado na Figura 3.2

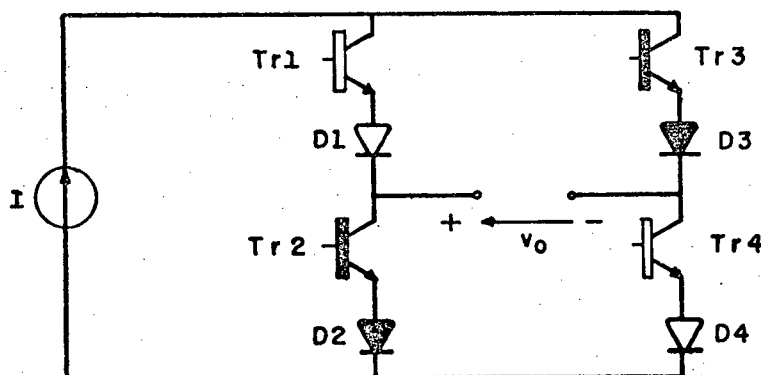


Figura 3.2 - Condição antes da Comutação.

O transistor  $T_{r1}$  recebe ordem de condução enquanto o transistor  $T_{r3}$  recebe ordem de bloqueio.

Devido ao tempo de estocagem do transistor  $T_{r3}$ , o transistor  $T_{r1}$  vai para a saturação antes que  $T_{r3}$  comece a sair da saturação, como mostrado na Figura 3.3.

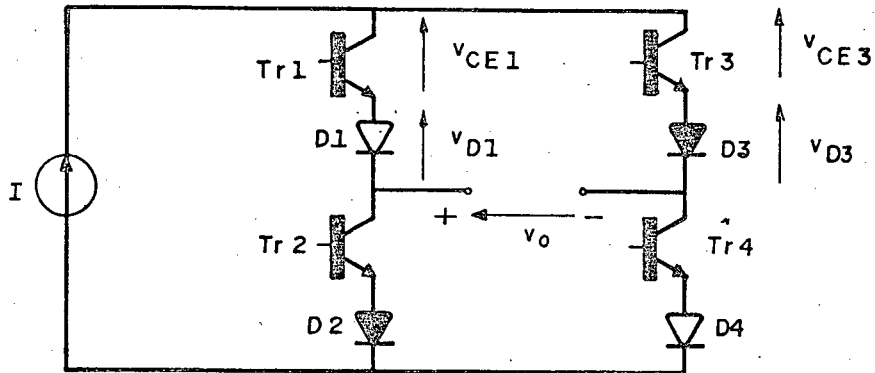


Figura 3.3 - Etapa da Comutação.

O transistor  $T_{r1}$  não conduz corrente pois o diodo  $D_1$  está reversamente polarizado.

$$v_{D1} = v_{D3} + v_{CE3} - v_{CE1} - v_o \quad (3.1)$$

Como:

$$v_{CE1} = 0 \quad (3.2)$$

$$v_{CE3} \cong 0 \quad (3.3)$$

$$v_{D3} \cong 0 \quad (3.4)$$

$$v_{D_1} = -v_0 \quad (3.5)$$

A tensão  $v_{CE_3}$  começa a aumentar. A tensão  $v_{D_1}$  é dada por:

$$v_{D_1} = v_{CE_3} - v_0 \quad (3.6)$$

O diodo  $D_1$  só entrará em condução quando  $v_{CE_3}$  for igual a tensão de saída do inversor  $v_0$ .

O transistor  $T_{r_3}$  tem sua tensão  $v_{CE_3}$  sendo aumentada conduzindo a corrente  $I$  pois:

$$i_{T_{r_1}} + i_{T_{r_3}} = I \quad (3.7)$$

$$i_{T_{r_1}} = 0 \quad (3.8)$$

$$i_{T_{r_3}} = I \quad (3.9)$$

Quando o diodo  $D_1$  entrar em condução a corrente é desviada de  $T_{r_3} - D_3$  para  $T_{r_1} - D_1$ .

Um esboço das formas de ondas das correntes e tensões dos transistores é mostrado na Figura 3.4.

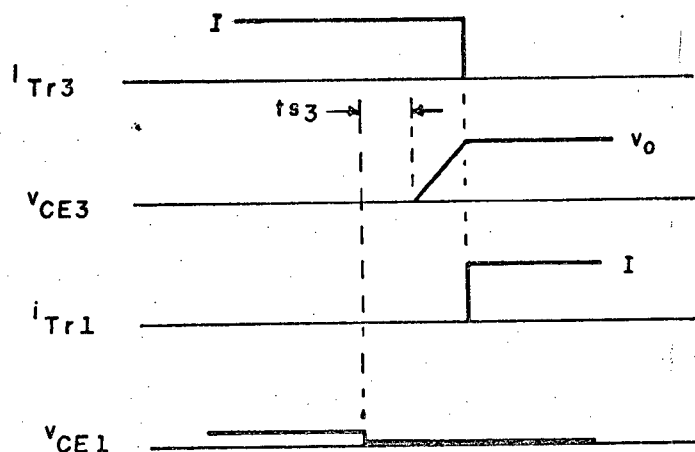


Figura 3.4 - Formas de Ondas durante a Comutação de  $T_{r3}$  para  $T_{r1}$ .

Verifica-se que a entrada em condução do transistor  $T_{r1}$  se faz sem perdas enquanto o bloqueio de transistor  $T_{r3}$  é dissipativo.

b) Bloqueio de  $T_{r1}$  e Entrada em Condução de  $T_{r3}$

Supondo-se agora que o par de transistores  $T_{r1}$  e  $T_{r4}$  estejam em condução como mostrado na Figura 3.5.

O transistor  $T_{r3}$  recebe ordem de condução enquanto o transistor  $T_{r1}$  recebe ordem de bloqueio.

A tensão de saída  $v_0$  polariza diretamente o diodo  $D_3$ .

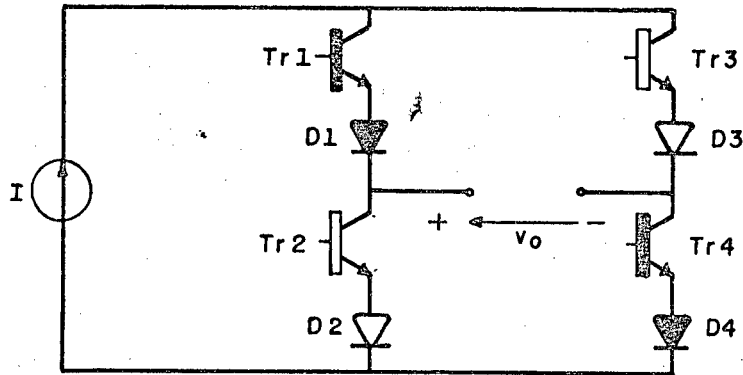
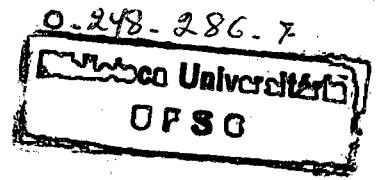


Figura 3.5 - Condição antes da Comutação

A corrente começa a ser desviada de  $T_{r1} - D_1$  para  $T_{r3} - D_3$  (Figura 3.6).

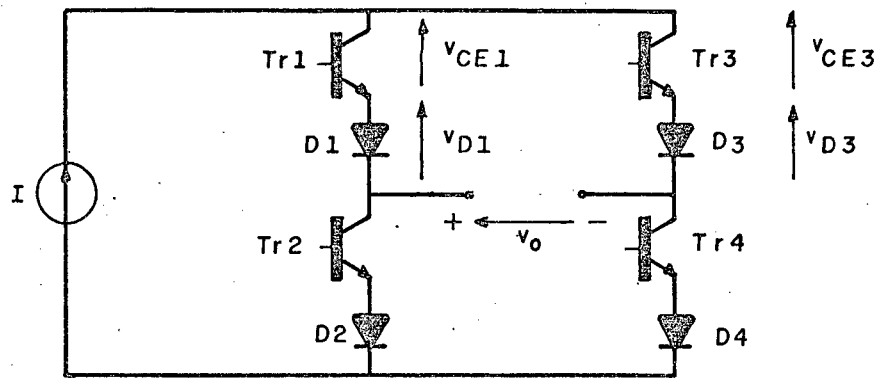


Figura 3.6 - Etapa da Comutação.

A tensão do transistor  $T_{r3}$  é dada por:

$$v_{CE3} = v_o + v_{D1} + v_{CE1} - v_{D3} \quad (3.10)$$

Como:

$$V_{CE_1} = 0 \quad (3.11)$$

$$V_{D_1} = 0 \quad (3.12)$$

$$V_{D_3} = 0 \quad (3.13)$$

Então:

$$V_{CE_3} = v_0 \quad (3.14)$$

A corrente no transistor  $Tr_3$  cresce com a tensão  $V_{CE_3}$  igual a tensão  $v_0$  de saída do inversor.

Quando o transistor assumir a corrente  $I$ , o diodo  $D_1$  se bloqueia. Ocorre sua recuperação, circulando uma corrente  $I_{DR}$  reversamente por  $Tr_1$  e diretamente por  $Tr_3$  (Figura 3.7).

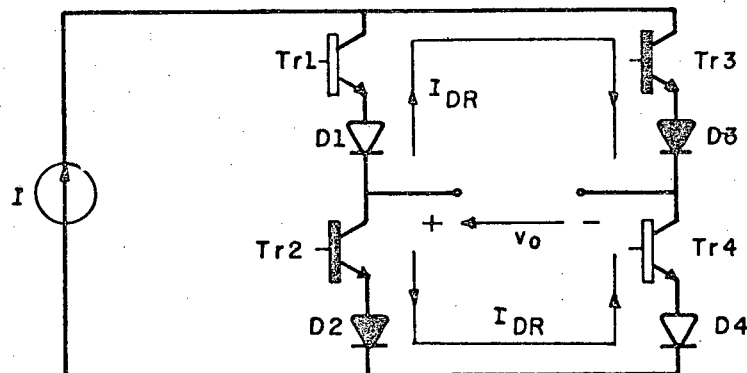


Figura 3.7 - Corrente de Recuperação dos Diodos.

A Figura 3.8 mostra um esboço das formas de ondas durante esta comutação.

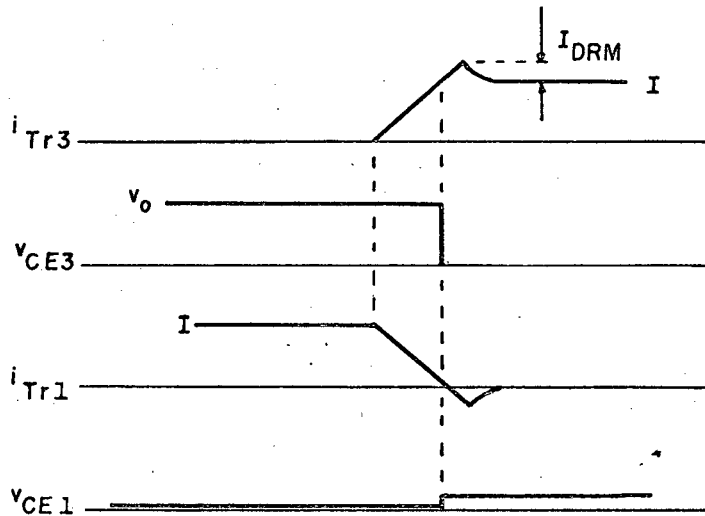


Figura 3.8 - Formas de Ondas durante a Comutação de  $T_{r1}$  para  $T_{r3}$ .

Verifica-se que a entrada em condução do transistor  $T_{r3}$  é dissipativa. Para que a corrente de recuperação dos diodos  $D_1 - D_4$  não circule reversamente pelos transistores, causando aquecimento, recomenda-se a colocação de um diodo em anti-paralelo com os transistores  $T_1 - T_4$ . Assim, o bloqueio de  $T_{r1}$  será sem perdas.

Comandando-se os pares de transistores complementarmente, a condução simultânea durante as comutações ocorre, devido aos tempos de estocagem dos transistores.

Isto simplifica os circuitos geradores dos sinais de comando, sendo necessário apenas os sinais para um par de transistores. Para o outro par basta complementar este sinal.

### 3.2.2 - Verificação Experimental da Comutação

Para verificação experimental da comutação ligou-se na saída do inversor uma fonte de tensão reversível em corrente como mostrada na Figura 3.9.

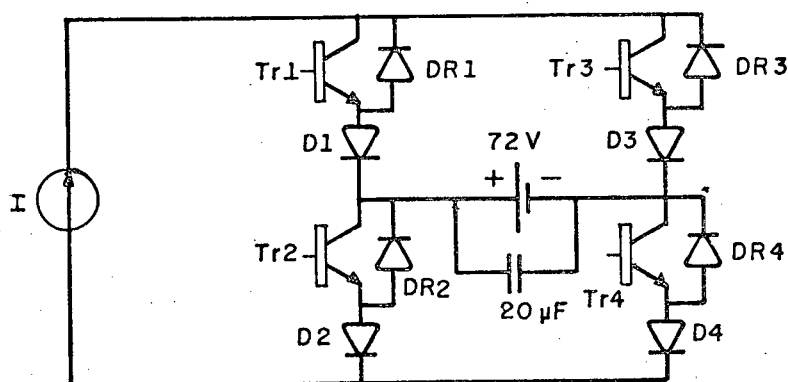
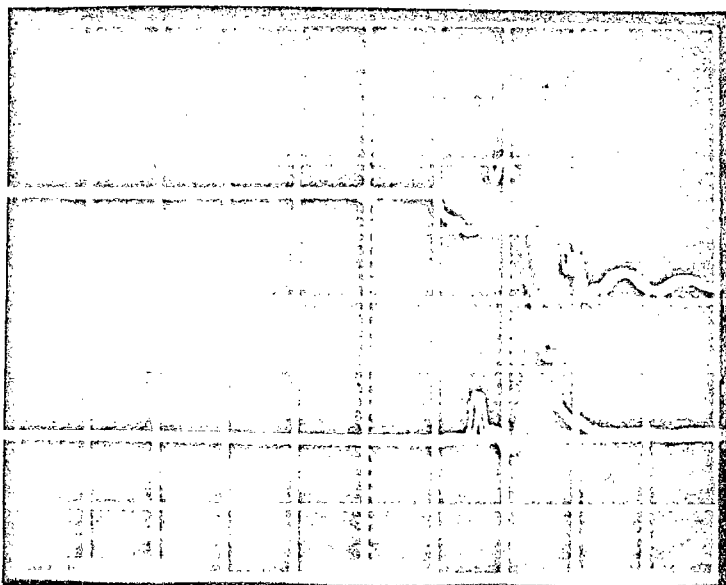


Figura 3.9 - Verificação Experimental da Comutação.

Os resultados obtidos são mostrados nas fotos das Figuras 3.10 a 3.13.

As Figuras 3.10 e 3.11 se referem as comutações esboçadas na Figura 3.4 enquanto as Figuras 3.12 e 3.13 se referem as comutações esboçadas na Figura 3.8.





Escalas

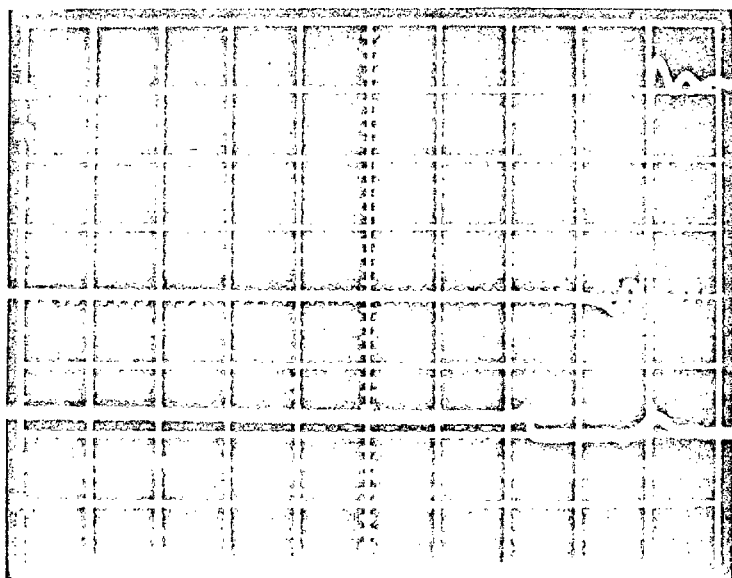
Horizontal:  $2\mu\text{s}/\text{div}$

Verticais:

$i_{T_{r3}}$  -  $2\text{A}/\text{div}$

$v_{CE_3}$  -  $20\text{V}/\text{div}$

Figura 3.10 - Corrente e Tensão no Transistor  $T_{r3}$  durante o bloqueio.



Escalas

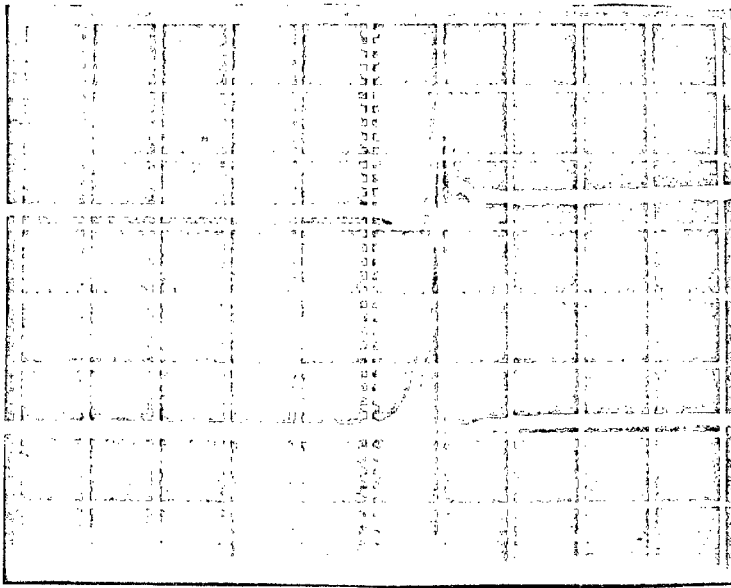
Horizontal:  $2\mu\text{s}/\text{div}$

Verticais:

$i_{T_{r1}}$  -  $2\text{A}/\text{div}$

$v_{CE_1}$  -  $20\text{V}/\text{div}$

Figura 3.11 - Corrente e Tensão no Transistor  $T_{r1}$  durante a Entrada em Condução.



Escalas

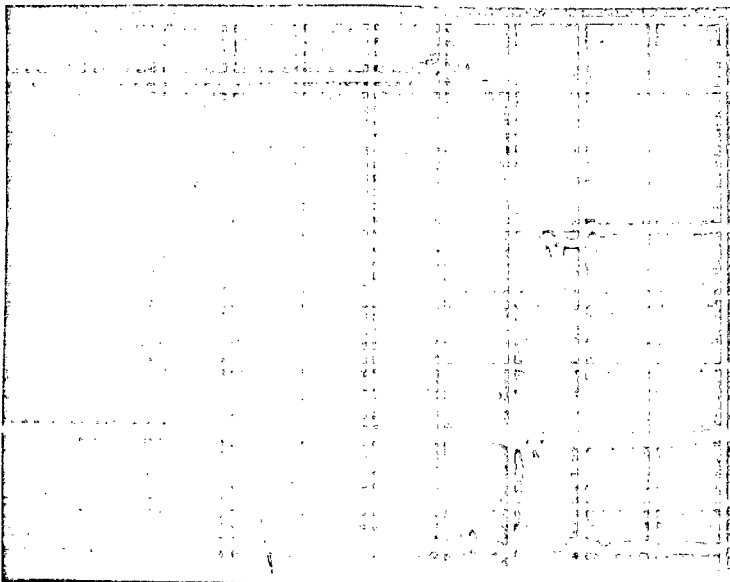
Horizontal:  $1\mu\text{s}/\text{div}$

Verticais:

$i_{T_{r3}}$  -  $2\text{A}/\text{div}$

$v_{CE3}$  -  $20\text{V}/\text{div}$

Figura 3.12 - Corrente e Tensão no Transistor  $T_{r3}$  durante a Entrada em Condução.



Escalas

Horizontal:  $1\mu\text{s}/\text{div}$

Verticais:

$i_{T_{r1}}$  -  $2\text{A}/\text{div}$

$v_{CE1}$  -  $20\text{V}/\text{div}$

$i_{DR1}$  -  $2\text{A}/\text{div}$

Figura 3.13 - Corrente e Tensão no Transistor  $T_{r1}$  e Corrente no Diodo  $DR1$  durante o bloqueio de  $T_{r1}$ .

Verifica-se que os resultados experimentais confirmam os resultados previstos na análise.

### 3.3 - Comando do Inversor

#### 3.3.1 - Circuito Lógico de Leitura da Memória

Conforme dito no Capítulo anterior, utilizou-se memória EPROM para o armazenamento do padrão fixo de modulação PWM.

O circuito da Figura 3.14 executa a leitura da memória e coloca a disposição dos circuitos de comando dos tranístores os sinais necessários para a modulação.

O contador de 12 bits é utilizado para endereçar os dados contidos na memória.

Enquanto as saídas do contador  $Q_1 - Q_8$  vão de zero a 255 os dados da memória foram completamente lidos. Para completar 1/2 período de funcionamento a memória deve ser lida agora da posição 255 para a posição zero.

Isto é obtido através das portas OU-EXCLUSIVO, que são utilizadas para complementar as saídas  $Q_1 - Q_8$  quando a saída  $Q_9$  estiver alta. Consegue-se assim um contador de 8 bits "UP-DOWN".

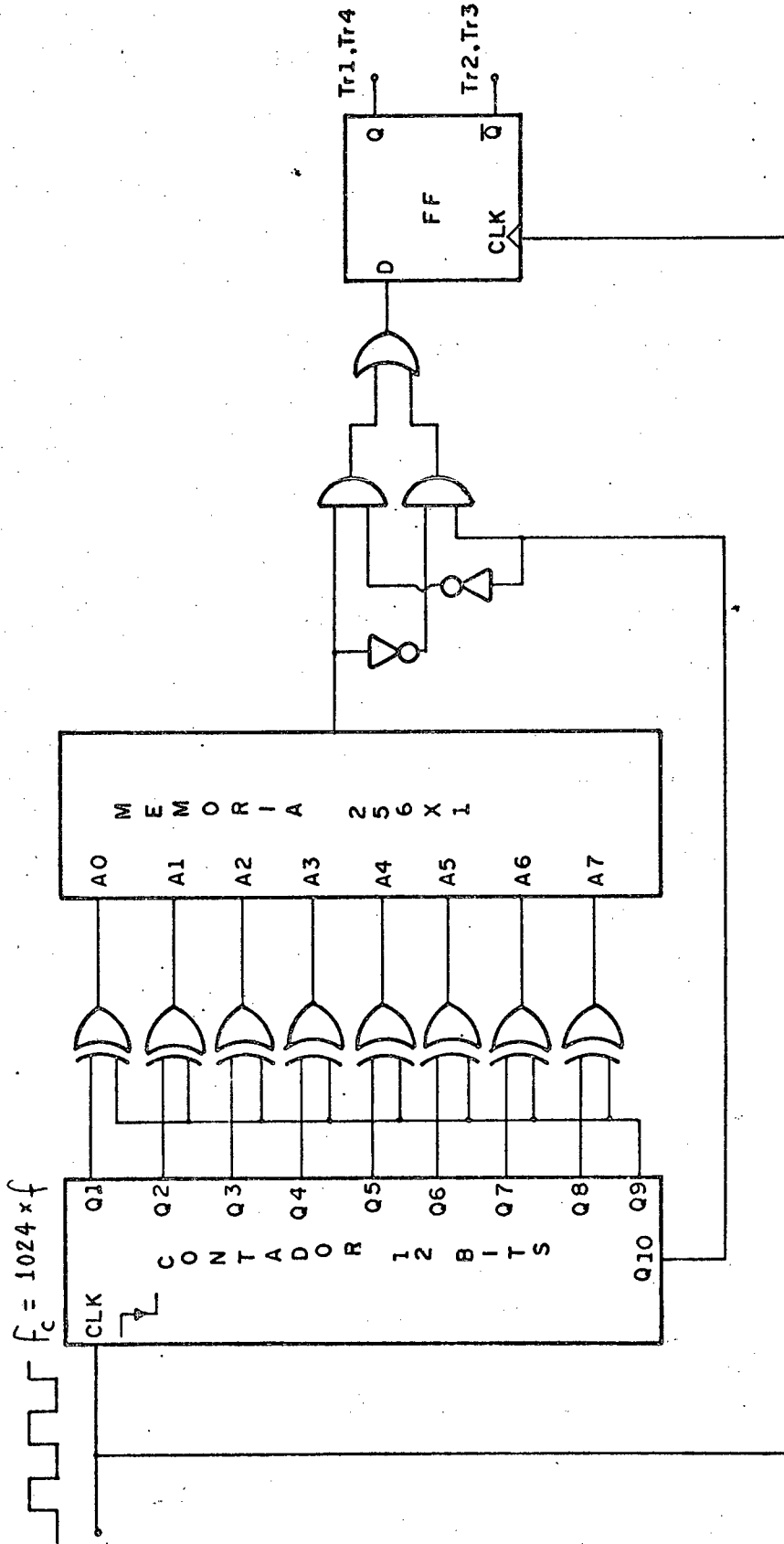


Figura 3.14 - Circuito utilizado para Leitura da memória.

Quando o contador atingir 256 e  $Q_9$  for para o alto, as saídas  $Q_1 - Q_8$  valem 0000 0000 e o seu complemento será 1111 1111, endereçando assim a posição mais alta da memória. Na próxima transição  $Q_1 - Q_8$  valem 0000 0001 e o seu complemento 1111 1110, endereçando a penúltima posição da memória e assim sucessivamente.

As saídas do contador estão mostradas na Figura 3.15.

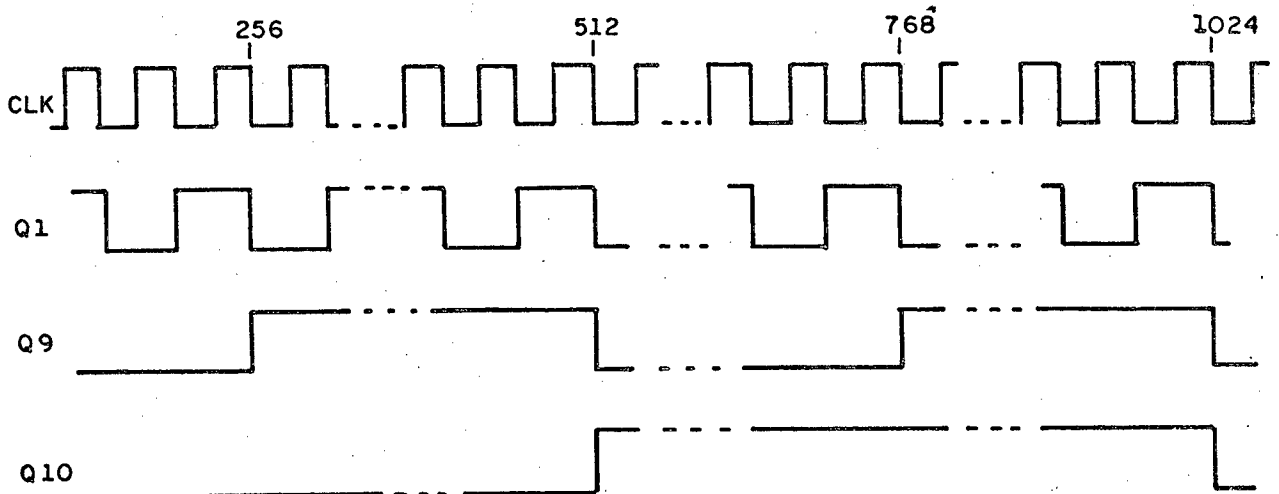


Figura 3.15 - Saída do Contador.

A saída  $Q_{10}$  muda de estado a cada 1/2 período e é utilizada com a lógica E-OU para enviar ao par de transistores que utilizam a saída  $Q$  do flip-flop, o dado contido na memória ou seu complemento.

O flip-flop é necessário para a retenção e a sincronização dos sinais.

Na descida do sinal de relógio o endereço do próximo bit da memória a ser lido está disponível na entrada de endereços da memória ( $A_0 - A_7$ ). Após um certo tempo (tempo de acesso a memória  $\approx 450$  ns), o dado está disponível na entrada D do flip-flop. Na subida do sinal de relógio o dado é colocado na saída do flip-flop e permanece inalterado até a próxima transição.

### 3.3.2 - Circuito do Isolamento

Como na estrutura inversora os transistores não possuem emissores comuns, são necessárias fontes de alimentação independentes para cada comando de base. Com isto também os sinais de comando devem ser isolados entre si.

O isolamento é obtido através do emprego de transformadores de pulso como mostrado na Figura 3.16.

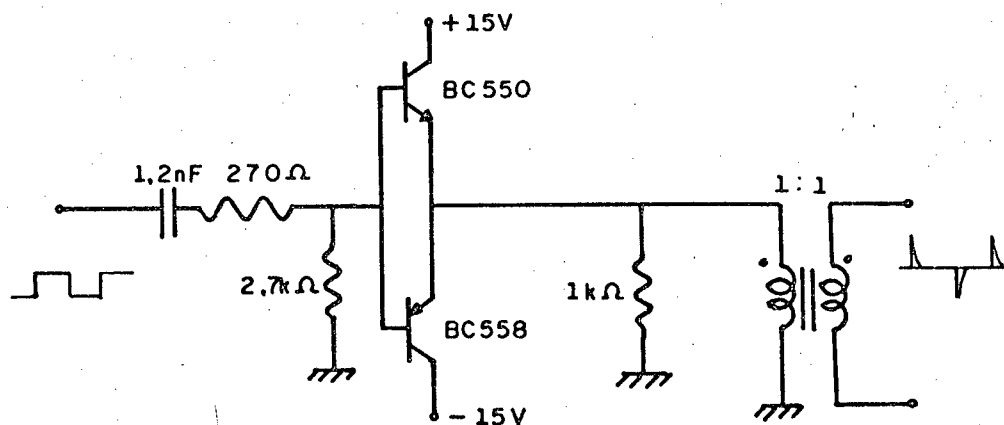


Figura 3.16 - Circuito Isolador.



Supondo-se que o transistor principal esteja sendo saturado através de  $T_{aux}$ . Um pulso positivo na base de  $T_1$  faz com que ele entre em condução extraíndo corrente de base do transistor principal através de  $D_1$ ,  $T_1$ ,  $R_1$  e  $l_2$ . Com  $T_1$  conduzindo também é retirada corrente da base de  $T_2$ , que entra em condução, suprimindo corrente de base para  $T_1$ . Assim o conjunto  $T_1$  e  $T_2$  se mantém em condução e o transistor  $T_{aux}$  é obrigado a se bloquear.

A indutância  $l_2$  limita a derivada da corrente de base extraída do transistor principal.

A entrada em condução do transistor principal é obtida com a aplicação de um pulso negativo na base do transistor  $T_1$ . O transistor  $T_1$  se bloqueia, bloqueando o transistor  $T_2$  e o diodo  $D_1$ . Com isto o transistor  $T_{aux}$  é polarizado diretamente fornecendo corrente na base do transistor principal.

O resistor  $R_5$  e o capacitor  $C$  fornecem um pulso inicial de corrente na base do transistor principal para que sua entrada em condução seja rápida.

Os diodos  $D_{AS}$  e  $D_S$  tem a função de evitar a saturação excessiva do transistor principal. Assim os transistores trabalham na região de quase-saturação.

O resistor  $R_6$  tem a finalidade de aplicar uma tensão base-emissor negativa sobre o transistor principal durante o bloqueio.

### 3.4 - Circuito de Potência

Com a finalidade de aumentar o ganho dos transis



tores e assim diminuir a corrente fornecida pelo comando de base, os transistores principais foram montados na configuração Darlington como mostrado na Figura 3.18.

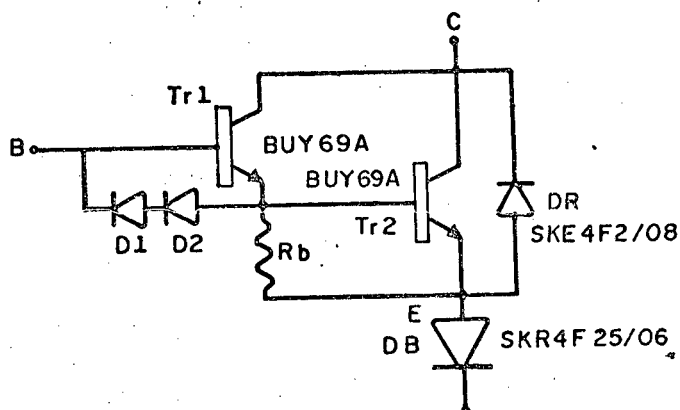


Figura 3.18 - Circuito de Potência do Inversor.

Durante o bloqueio os transistores são polarizados reversamente: o transistor  $T_{r1}$  pela queda de tensão direta dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  e o transistor  $T_{r2}$  pela queda de tensão sobre o resistor base emissor.

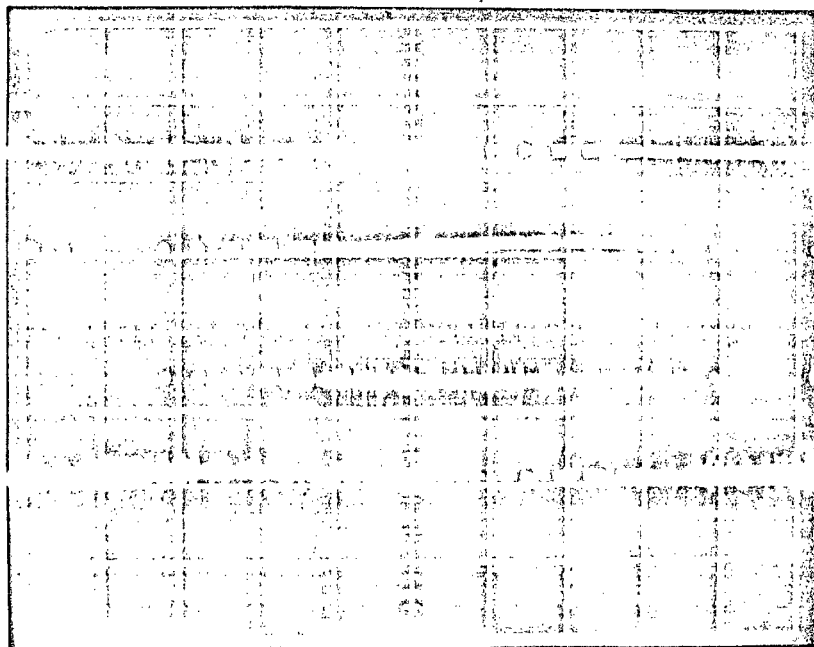
O diodo  $D_B$ , que torna os transistores bidirecionais em tensão, é do tipo rápido.

O diodo  $D_R$  tem a função de desviar dos transistores a corrente reversa de recuperação do diodo  $D_B$ .

### 3.5 - Resultados Obtidos e Conclusões

Utilizando-se os circuitos descritos anteriormente mostra-se, na Figura 3.19, a tensão base-emissor dos transis

tores do inversor de corrente.



Escalas:

Vertical:

5V/div

Horizontal:

2ms/div

Figura 3.19 - Tensão Base-emissor dos Transistores do Inversor de Corrente.

A utilização de memória para o armazenamento do padrão fixo de modulação PWM mostrou ser uma técnica simples e muito eficiente.

As características mais importantes do comando de base utilizado são:

- Mantém os transistores na região de quase-saturação durante a condução.
- Fornece um pulso de corrente de base na entrada em condução.
- É auto-mantido.

- Polariza reversamente os transistores durante o bloqueio.

A condução simultânea dos transistores superiores e inferiores durante a comutação, para evitar sobretensões por abertura da fonte de corrente, pode ser obtida devido aos tempos de comutação dos transistores. Não se necessita assim, a implementação da condução simultânea através dos circuitos geradores dos sinais de comando.

A análise teórica e experimental da comutação dos transistores do inversor mostram que as perdas devidas a comutação podem ser toleradas, desde que a frequência de chaveamento dos transistores não seja muito elevada. Para frequências de chaveamento mais elevadas faz-se necessário o emprego de circuitos de ajuda a comutação, que se adaptem convenientemente ao inversor de corrente.

## C A P Í T U L O 4

### ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE DE CORRENTE PARA ALIMENTAÇÃO DO INVERSOR DE CORRENTE

#### 4.1 - Introdução

Para que o inversor de corrente com modulação PWM descrito anteriormente tenha um bom funcionamento é necessário que na sua entrada se tenha uma fonte de corrente com características próximas das ideais.

A fonte de corrente, dependendo do tipo de energia disponível, pode ser implementada de duas maneiras: utilizando-se retificadores controlados quando a fonte de energia for de tensão alternada ou pulsadores quando a fonte de energia for de tensão contínua (exemplo: baterias).

Uma aplicação interessante do inversor de corrente é no estágio inversor de fontes ininterruptas de energia ("no-breaks") devido a sua grande confiabilidade.

Para esta aplicação, o conversor que implementa a fonte de corrente deve possuir como fonte de energia tensão contínua e aplicar na entrada do inversor corrente contínua com valor controlado. Este conversor pode ser implementado através do pulsador mostrado na Figura 4.1.

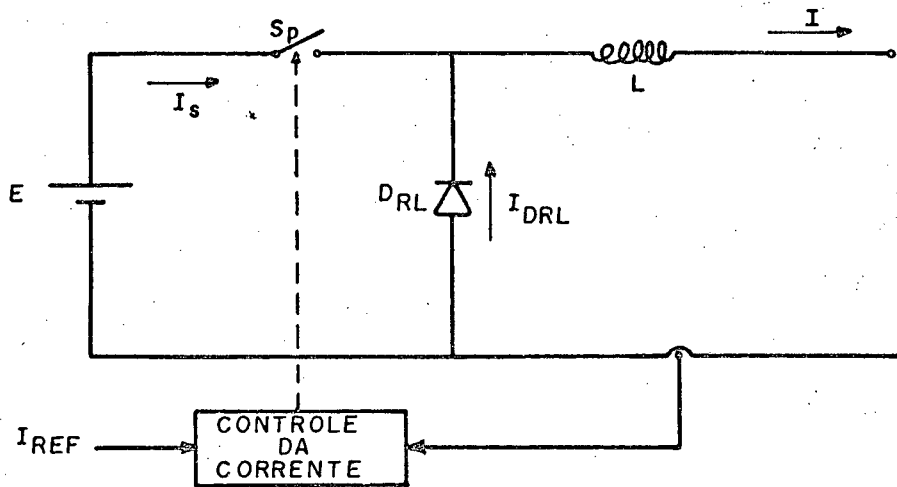


Figura 4.1 - Fonte de Corrente obtida a partir de um Pulsador.

## 4.2 - Princípio de Funcionamento do Pulsador

### 4.2.1 - Descrição do Funcionamento

O pulsador da Figura 4.1 apresenta uma seqüência de funcionamento com duas etapas, mostradas na Figura 4.2.

Na primeira etapa, com a chave  $S_p$  fechada e o diodo  $D_{RL}$  bloqueado, a fonte  $E$  entrega energia à carga e magnetiza a indutância  $L$ .

Na segunda etapa, com a abertura da chave  $S_p$ , o diodo  $D_{RL}$  entra em condução para manter a continuidade da corrente na indutância  $L$ , que se desmagnetiza através da carga.

As formas de ondas idealizadas do funcionamento do pulsador, desprezando-se a influência da carga, são mostrados na Figura 4.3.

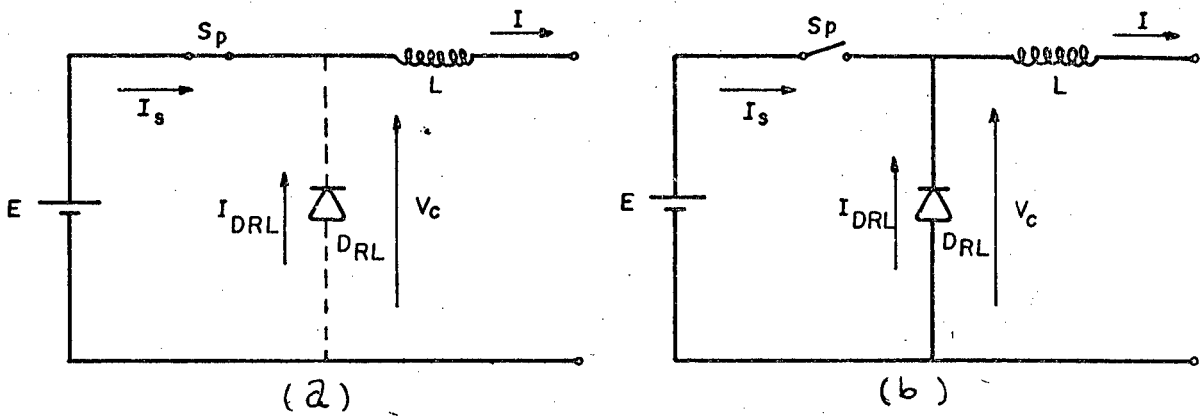


Figura 4.2 - a) 1ª Etapa do Funcionamento do Pulsador.  
b) 2ª Etapa do Funcionamento do Pulsador.

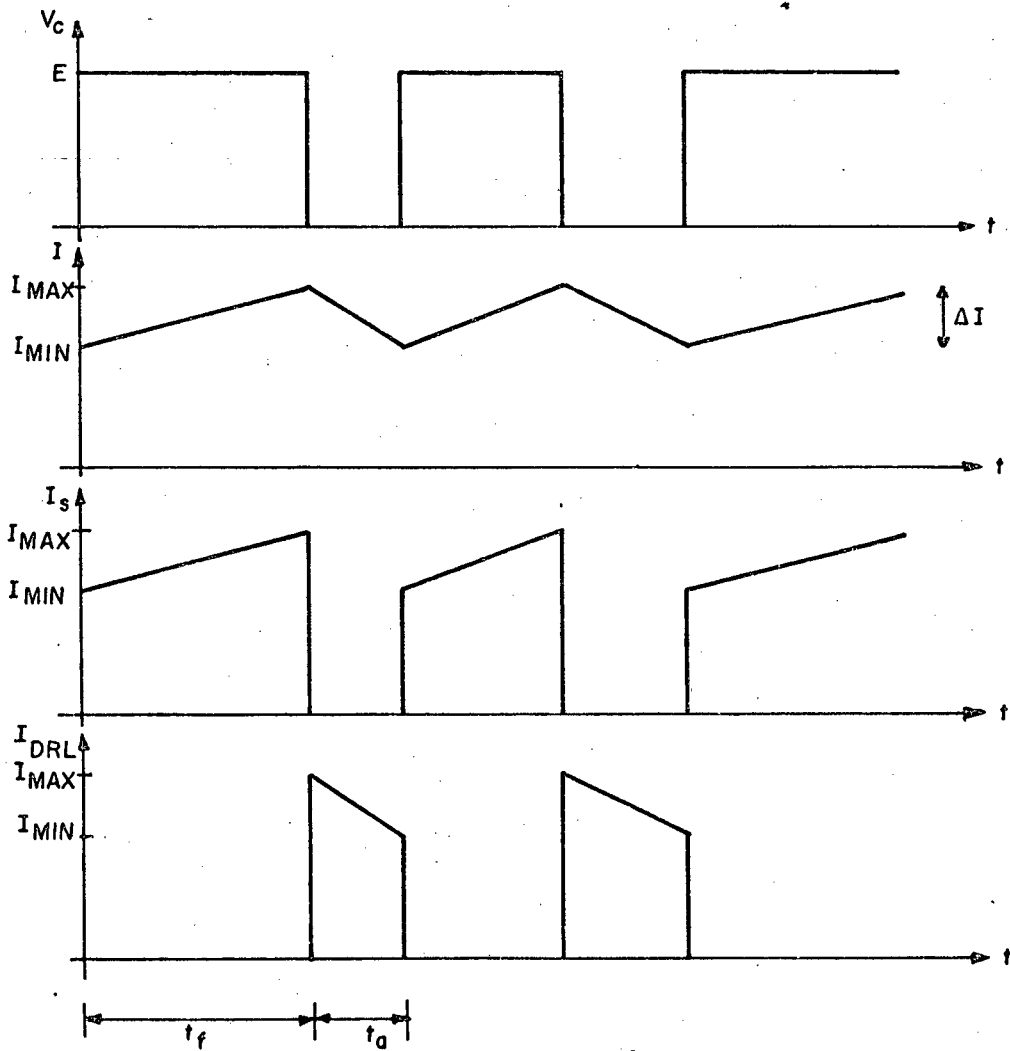


Figura 4.3 - Formas de Ondas idealizadas do Pulsador da Figura 4.2.

#### 4.2.2 - Escolha da Modulação e ser Empregada

A corrente de saída do pulsador pode ser regulada através da variação da relação entre o tempo de fechamento ( $t_f$ ) e de abertura ( $t_a$ ) da chave  $S_p$ .

Pode-se ter 3 modos de modulação:

- a) com  $t_f$  fixo e  $t_a$  variável,
- b) com  $t_f$  variável e  $t_a + t_f$  fixo (modulação PWM) e,
- c) com  $t_f$  e  $t_a$  variáveis (modulação por valores extremos).

A modulação com  $t_f$  fixo e  $t_a$  variável é utilizada no caso onde se quer pequenas variações da variável de saída do pulsador.

Na modulação PWM, devido ao tempo necessário para a chave  $S_p$  comutar, o tempo  $t_f$  não pode ser menor que um tempo mínimo.

Como será visto mais tarde, os dois modos de modulação acima não são convenientes para o pulsador alimentando o inversor de corrente pois obrigam o fechamento da chave  $S_p$  por um tempo mínimo, mesmo quando não seja necessário.

A modulação mais adaptada é a modulação por valores extremos da corrente. Neste modo de modulação a corrente é limitada entre 2 valores simétricos em relação a um valor de referência:

$$I_{REF} + \Delta I/2$$

e

$$I_{REF} - \Delta I/2$$

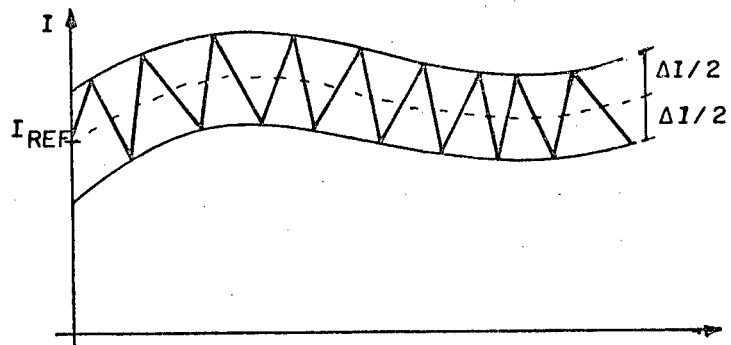


Figura 4.4 - Modulação por Valores Extremos.

A frequência de chaveamento da chave S é variável e tem um valor máximo que depende do valor da indutância, da carga e do  $\Delta I$  desejado.

Também, uma grande vantagem desta modulação é a proteção contra sobrecorrentes oferecida a chave  $S_p$ , pois a corrente nunca ultrapassa o valor  $I_{REF} + \Delta I/2$ . Logo limitando-se o valor de referência a corrente máxima fica limitada.

#### 4.3 - Interação entre o Pulsador e o Inversor

É muito interessante o estudo das influências causadas pelo inversor no funcionamento do pulsador e vice-versa (Figura 4.5).



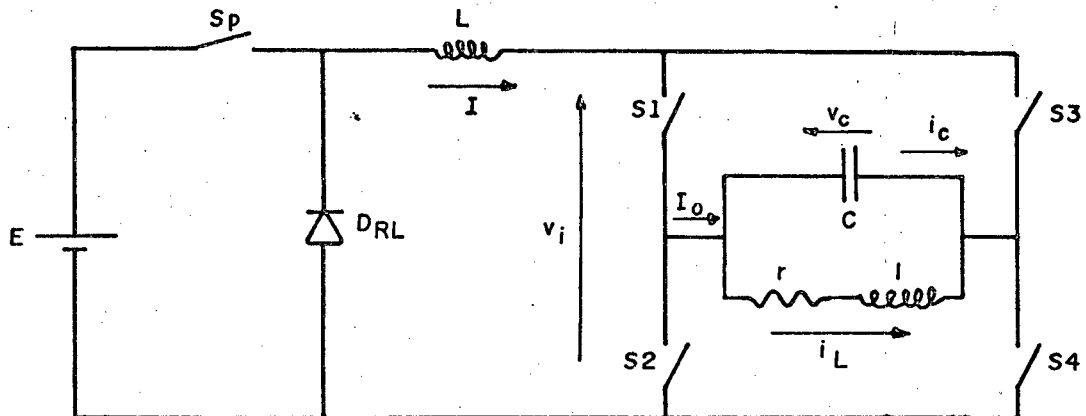


Figura 4.5 - Pulsador ligado ao Inversor de Corrente.

A função de chaveamento empregada para a modulação PWM a dois níveis do inversor, mostrada na (Figura 4.6-a) pode ser representada matematicamente através de:

$$S(\omega t) = a_1 \text{ sen } (\omega t) + \sum_{n=k}^{\infty} a_n \text{ sen } (n \omega t) \quad (4.1)$$

para  $n$  ímpares

onde:

$k$  é a ordem da harmônica mais baixa não eliminada pela modulação empregada;

$\omega = 2\pi f$  e  $f$  é a frequência de saída do inversor;

$a_n$  são os coeficientes da série de Fourier.

A corrente de saída do inversor  $I_0(\omega t)$  é dada por:

$$I_0(\omega t) = I \cdot S(\omega t) \quad (4.2)$$

onde  $I$  é a corrente de entrada do inversor.

Assim:

$$I_0(\omega t) = a_1 \cdot I \cdot \text{sen}(\omega t) + I \sum_{n=k}^{\infty} a_n \text{sen}(n \omega t) \quad (4.3)$$

A tensão  $v_C(\omega t)$  será dada através de:

$$v_C(\omega t) = I_0(\omega t) \cdot Z_0 \quad (4.4)$$

$$v_C(\omega t) = a_1 \cdot I \cdot Z_{01} \text{sen}(\omega t - \phi_1) + I \sum_{n=k}^{\infty} Z_{0n} \cdot a_n \cdot$$

$$\text{sen}(n \omega t - \phi_n) \quad (4.5)$$

onde:

$Z_0$  - é a impedância da combinação entre o filtro e a carga.

$Z_{0n}$  - é o valor de  $Z_0$  para a harmônica  $n$ .

$\phi_n$  - é o ângulo de fase entre as harmônicas de tensão e de corrente de ordem  $n$ .

A tensão  $v_i(\omega t)$  de entrada do inversor pode ser obtida através de:

$$v_i(\omega t) = v_C(\omega t) \cdot S(\omega t) \quad (4.6)$$

Desprezando-se as harmônicas para efeitos de simplificação da análise, temos:

$$I_0(\omega t) = a_1 \cdot I \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.7)$$

$$v_C(\omega t) = a_1 \cdot I \cdot Z_{01} \cdot \text{sen}(\omega t - \phi_1) \quad (4.8)$$

$$v_i(\omega t) = a_1 \cdot I \cdot Z_{01} \cdot \text{sen}(\omega t - \phi_1) \cdot S(\omega t) \quad (4.9)$$

que estão mostradas na Figura 4.6.

A influência da carga ligada ao inversor sobre o funcionamento do pulsador pode ser desprezada pois o capacitor na saída do inversor atua como "buffer" isolando a carga.

Com isto, a carga apresentada pelo inversor ao pulsador pode ser aproximada como mostrado na Figura 4.7.

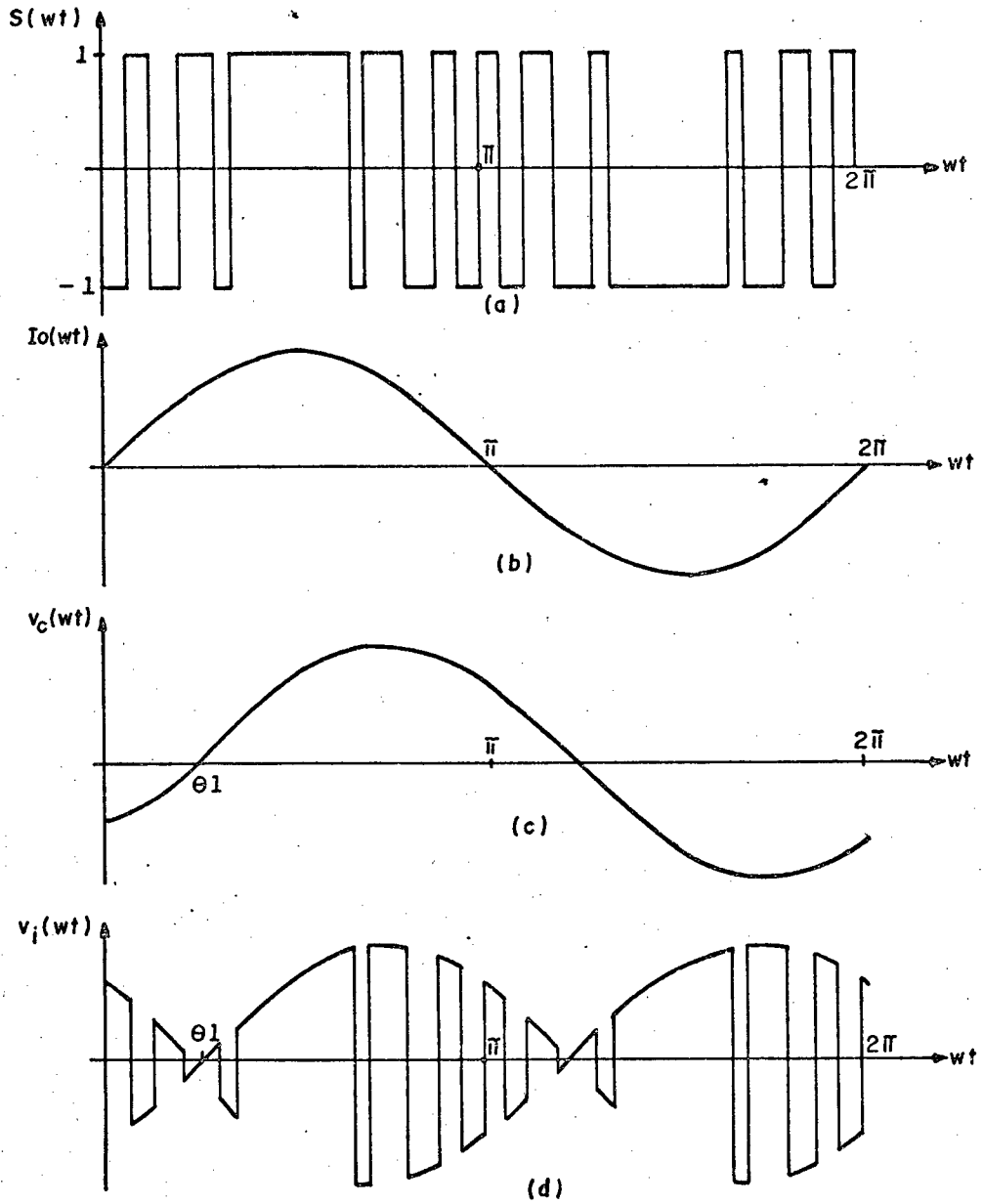


Figura 4.6 - Formas de Ondas previstas no Inversor Considerando-se apenas as Fundamentais.

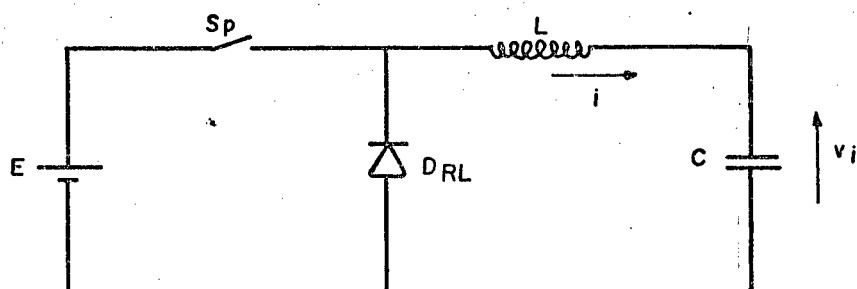


Figura 4.7 - Carga aproximada apresentada pelo inversor ao pulsador.

onde  $v_i$  é a tensão de entrada do inversor mostrada na (Figura 4.6-d).

Quando a chave  $S_p$  do pulsador for fechada temos o circuito equivalente da Figura 4.8.

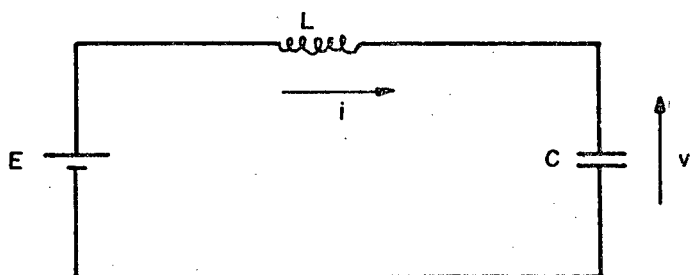


Figura 4.8 - Circuito equivalente com a Chave  $S_p$  Fechada.

As condições iniciais são:

$$i(0) = I_{\min} \quad (4.10)$$

$$v_i(0) = V_C(0) \quad (4.11)$$

A corrente  $i(t)$  será dada por:

$$i(t) = (E - V_C(0)) \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen}(\omega_0 t) + I_{\min} \cos(\omega_0 t) \quad (4.12)$$

com 
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.13)$$

A derivada de  $i(t)$  para  $t = 0$  é dada por:

$$\frac{d_i(0)}{dt} = \frac{(E - V_C(0))}{L} \quad (4.14)$$

Pode-se ver que a corrente  $i(t)$  tem derivada positiva desde que  $E$  seja maior que  $V_C(0)$ . Isto implica que a tensão de saída do inversor deve ter seu valor máximo menor que a tensão  $E$ .

Quando a chave  $S_p$  do pulsador for aberta e o diodo  $D_{RL}$  entra em condução temos o circuito equivalente da Figura 4.9.

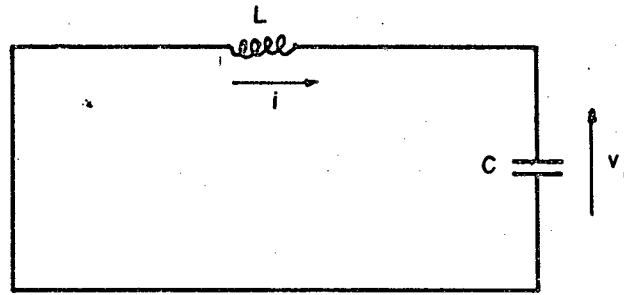


Figura 4.9 - Circuito equivalente com a Chave  $S_P$  Aberta.

As condições iniciais são:

$$i(0) = I_{\max} \quad (4.15)$$

$$v_i(0) = V_C(0) \quad (4.16)$$

onde  $V_C(0)$  é qualquer um dos valores assumidos por  $v_i$ .

A corrente  $i(t)$  agora será dada por:

$$i(t) = - V_C(0) \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen}(\omega_0 t) + I_{\max} \cos(\omega_0 t) \quad (4.17)$$

A derivada de  $i(t)$  para  $t = 0$  vale:

$$\frac{d_i(0)}{dt} = - \frac{V_C(0)}{L} \quad (4.18)$$

Pode-se concluir que sempre que a tensão  $V_C$  for negativa a corrente tem derivada positiva. Como o valor inicial da corrente para esta seqüência de funcionamento do pulsador vale  $I_{\max} = I_{\text{REF}} + \Delta I/2$ , quando a tensão de entrada do inversor for negativa a corrente  $i(t)$  ultrapassa o valor  $I_{\max}$ . Como o pulsador se encontra em roda livre não temos controle algum sobre esta ultrapassagem.

Com a modulação por valores extremos o pulsador permanece em roda livre até que as condições se alterem, como exemplo, o chaveamento de outro par de chaves do inversor.

Se fosse empregado um dos outros 2 modos de modulação, mesmo que a corrente esteja ultrapassando o valor desejado, deve-se obrigatoriamente fechar a chave  $S_p$  do pulsador por um tempo mínimo, fazendo a corrente aumentar ainda mais. Por isto a modulação por valores extremos de corrente é a que melhor se adapta ao problema.

O controle total só é possível com a utilização de um pulsador reversível em tensão. Assim, quando a corrente ultrapassar o valor  $I_{\max}$  o pulsador inverte a tensão resultando o circuito equivalente da Figura 4.10.

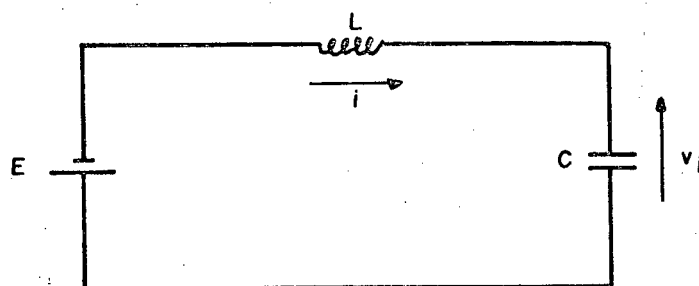


Figura 4.10 - Circuito equivalente com a utilização de um Pulsador Reversível em Tensão.



A derivada da corrente  $i(t)$  para  $t = 0$  agora será dada por:

$$\frac{d_i(0)}{dt} = \frac{(-E - V_C(0))}{L} \quad (4.19)$$

e será negativa deste que  $E$  seja maior do que  $V_C$  lembrando que esta situação ocorre quando a tensão  $V_C$  é negativa.

#### 4.4 - Pulsador a Transistores com Modulação por Valores Extremos

##### 4.4.1 - Esquema Geral do Pulsador

Verificou-se anteriormente a necessidade de que o pulsador que alimenta o inversor de corrente seja reversível em tensão. A utilização de um pulsador de um quadrante, isto é, direcional em corrente e em tensão, faz com que a corrente ultrapasse o limite superior dado pela modulação por valores extremos.

Isto pode ser tolerado escolhendo-se adequadamente o valor da indutância  $L$  e dos limites da modulação por valores extremos.

O pulsador implementado foi um pulsador de um quadrante como esquematizado na Figura 4.11.

O valor real da corrente é comparada com um valor de referência gerando um erro. Este erro passa por um comparador por histerese, cujos níveis são reguláveis. A regulagem dos níveis permite impor o intervalo de variação da corrente  $I$ .

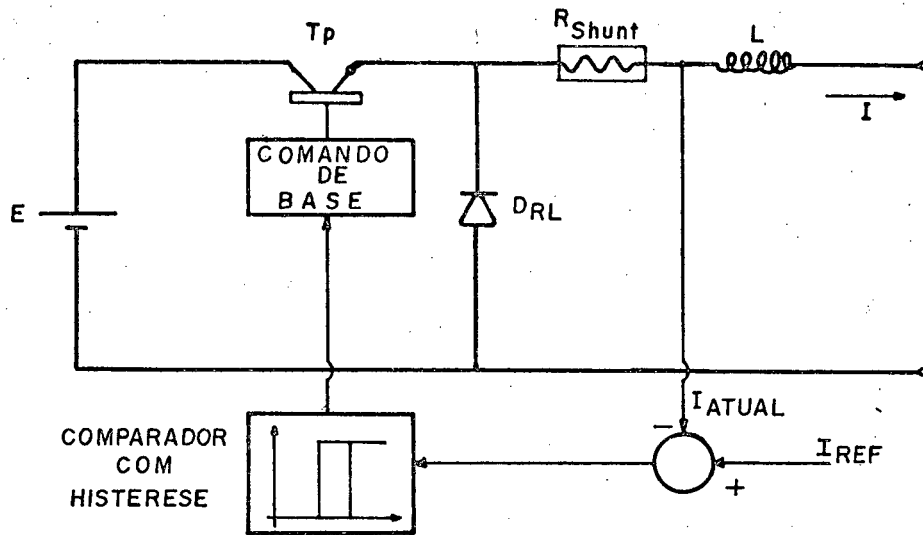


Figura 4.11 - Esquema do Pulsador com Modulação por Valores Extremos.

#### 4.4.2 - Relação entre o $\Delta I$ , $L$ e a Frequência de Funcionamento do Pulsador

Como a frequência do funcionamento do pulsador é bem mais elevada que a frequência de saída do inversor, a tensão de entrada do inversor pode ser considerada constante durante um período de funcionamento do pulsador. O capacitor  $C$  da Figura 4.7 pode ser substituído por uma fonte de tensão com os valores dados por  $v_i$ .

Enquanto a tensão  $v_i$  for positiva a frequência máxima de operação do pulsador por valores extremos é dada aproximadamente por: [5]

$$f_{\max} \cong \frac{E}{4 \cdot L \cdot \Delta I} \quad (4.20)$$

onde  $\Delta I$  é a ondulação de corrente limitada pelo comparador a histerese.

Quando a tensão  $v_i$  for negativa e o pulsador entra em roda livre a corrente ultrapassa o valor máximo imposto pelo comparador:  $I_{\max} = I_{\text{REF}} + \Delta I/2$ .

A ondulação da corrente de entrada do inversor tem um valor igual a  $\Delta I$  mais a amplitude da ultrapassagem da corrente  $\Delta I_1$  como mostrado na Figura 4.12.

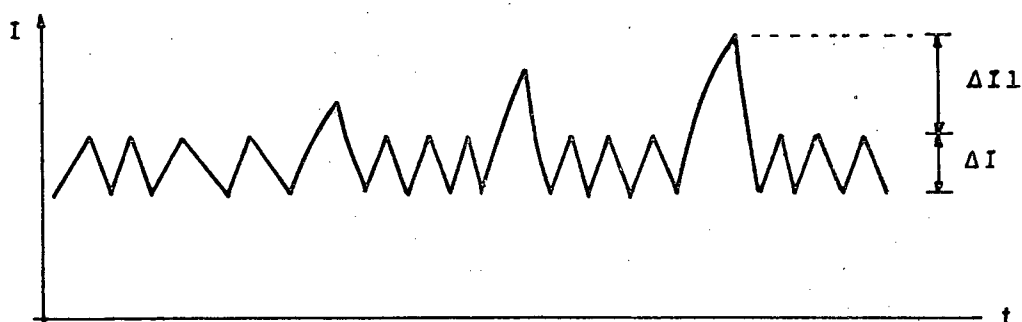


Figura 4.12 - Esboço da Corrente de Entrada do Inversor.

O valor da ultrapassagem da corrente  $\Delta I_1$  depende de diversos fatores como: ponto de operação do pulsador e do inversor, tempo que a tensão de entrada do inversor permanece negativa e também do valor da indutância  $L$ . Isto pode ser concluído através das expressões (4.17) e (4.18). O valor de  $\Delta I_1$  é de difícil avaliação.

Em [1] é demonstrado que mantendo-se a ondulação da corrente de entrada do inversor abaixo de 20%, seu efeito so

bre o "ripple" da tensão de carga é desprezível.

No protótipo montado verificou-se, o que pode ser visto nas fotografias do funcionamento do inversor mostradas no próximo Capítulo, que a ultrapassagem da corrente  $\Delta I_1$  é da mesma ordem de grandeza do  $\Delta I$  imposto pelo comparador a histerese.

O valor da indutância  $L$  pode então ser determinado pela expressão (4-20), impondo-se um  $\Delta I$  igual a metade do valor desejado da ondulação da corrente de entrada do inversor e usando-se o valor da frequência máxima de funcionamento permitida ao pulsador.

O emprego de frequências elevadas no pulsador é conveniente pois reduz o valor da indutância necessária. Isto reduz custos, peso e volume melhorando também a resposta dinâmica do conjunto. A medida que a frequência aumenta, aumentam as perdas devidas a comutação na chave que implementa o pulsador, limitando a frequência máxima de operação.

#### 4.4.3 - Implementação do Pulsador

O pulsador implementado e os valores utilizados estão mostrados na Figura 4.13.

O pulsador é constituído de 4 partes: comparador com histerese, comando de base, circuito de potência e o circuito de ajuda a comutação.

O comparador com histerese é obtido através dos amplificadores operacionais  $A_1$  e  $A_2$ . Seu funcionamento e o cálculo dos componentes encontram-se bem descritos em [6].

O comando de base é do tipo auto-protegido e auto-regulado [8]. A dessaturação dos transistores principais por



O circuito de ajuda a comutação tem a função de diminuir as perdas nos transistores principais durante a entrada em condução e no bloqueio. Seu funcionamento e cálculo são bem descritos em [6] e [7].

Para aumentar a capacidade em corrente e o ganho, os transistores principais foram montados em paralelo e na configuração Darlington. O diodo de roda livre é do tipo rápido para diminuir a corrente de recuperação.

#### 4.4.4 - Resultados Obtidos

Para a verificação do funcionamento, o pulsador foi comandado com modulação PWM e alimentando uma carga resistiva.

Os valores utilizados foram:

$$L = 13,3 \text{ mH}$$

$$\text{Resistência de carga} = 25 \Omega$$

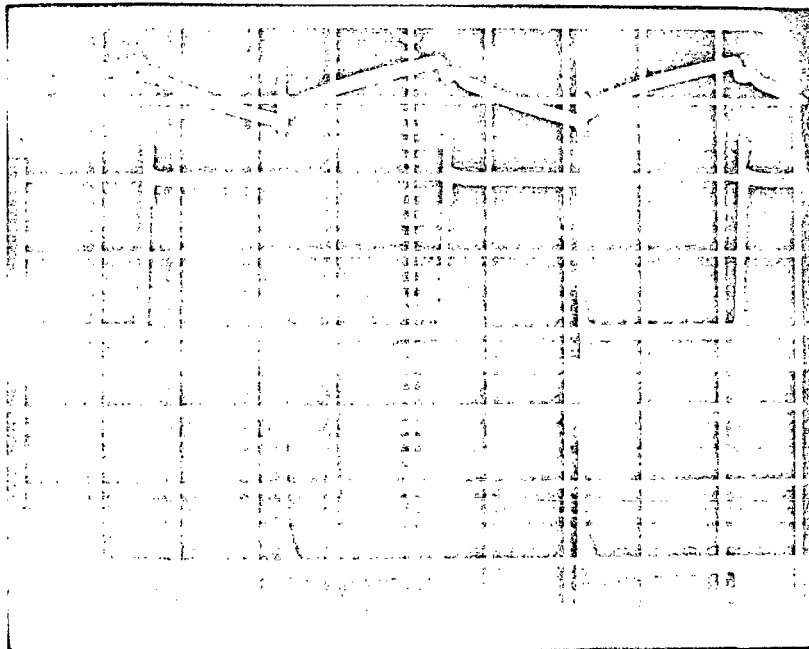
$$E = 210 \text{ V}$$

$$I_{\text{médio}} = 4 \text{ A}$$

$$\text{Frequência} = 13 \text{ KHz}$$

Os resultados obtidos são mostrados nas fotografias das Figuras 4.14 a 4.16.

A Figura 4.14 mostra a corrente de saída do pulsador, a tensão coletor-emissor e a corrente nos transistores.



Escalas:

Horizontal:

20  $\mu$ s/div

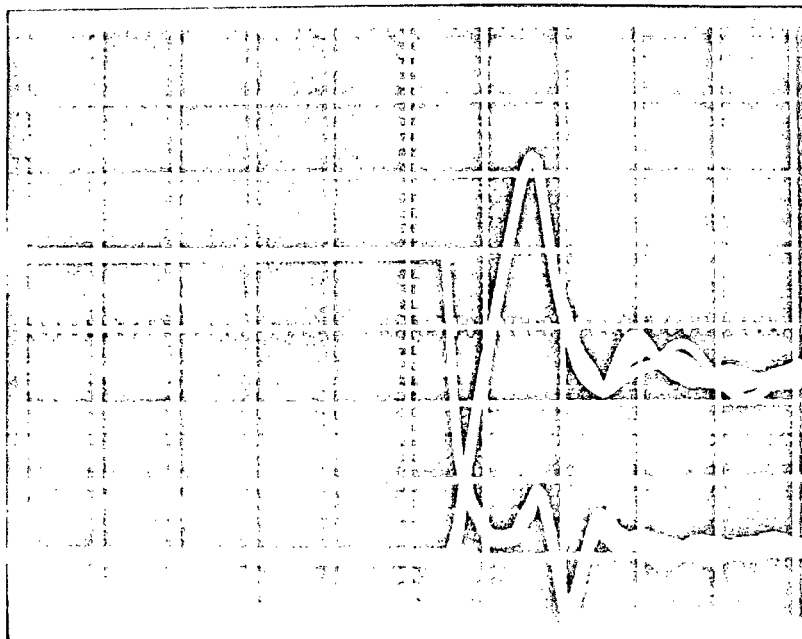
Vertical:

I - 0,4 A/div

$V_{CE}$  - 100 V/div

$I_C$  - 4 A/div

Figura 4.14 - Corrente de Saída do Pulsador, Tensão Coletor-Emissor e Corrente dos Transistores Principais.



Escalas:

Horizontal:

0,5  $\mu$ s/div

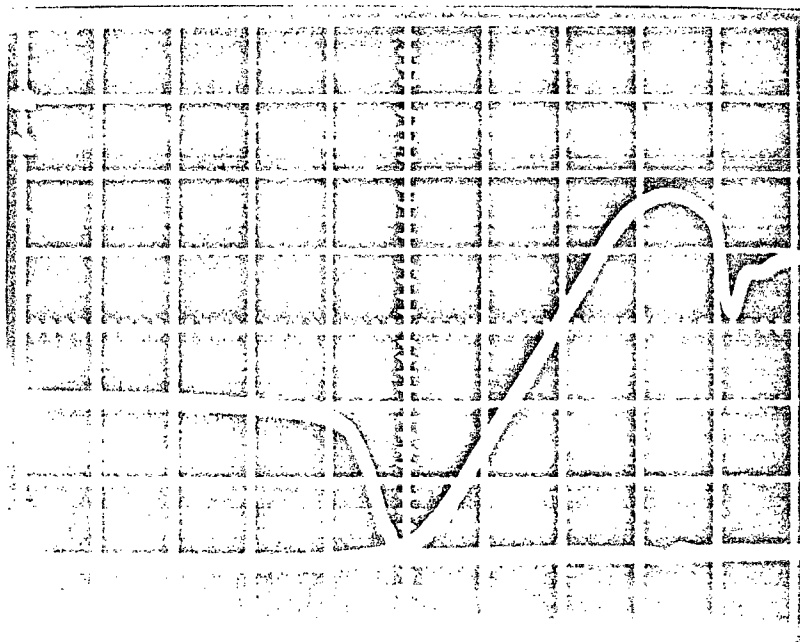
Vertical:

$V_{CE}$  - 50 V/div

$I_C$  - 2 A/div

Figura 4.15 - Tensão Coletor-Emissor e Corrente nos Transistores durante a Entrada em Condução.

A Figura 4.15 mostra a tensão coletor-emissor e a corrente nos transistores durante a entrada em condução. Verifica-se a influência do circuito de ajuda a comutação limitando o crescimento da corrente nos transistores.



Escalas:

Horizontal:

0,5  $\mu$ s/div

Vertical:

$V_{CE}$  - 50 V/div

$I_C$  - 2A/div

Figura 4.16 - Tensão coletor emissor e Corrente nos Transistores durante o Bloqueio.

A Figura 4.16 mostra a tensão coletor-emissor e a corrente nos transistores durante o bloqueio. Verifica-se que o circuito de ajuda a comutação só permite o crescimento da tensão coletor-emissor após a corrente ter se anulado, diminuindo assim as perdas.

Os resultados obtidos durante o funcionamento do pulsador associado ao inversor serão mostrados no próximo Capítulo.



#### 4.5 - Conclusões

Neste Capítulo foi estudada e implementada uma fonte de corrente para a alimentação do inversor de corrente. A fonte de corrente foi obtida através de um pulsador de corrente contínua a transistores.

Na interação entre o pulsador e o inversor de corrente monofásico verificou-se que, para o controle total da corrente, o pulsador deve ser reversível em tensão. Para o pulsador direcional em tensão ocorre uma ultrapassagem do limite superior da corrente imposta pela modulação.

Para o pulsador direcional em tensão o melhor modo de modulação é a modulação por valores extremos de corrente. Com este modo de modulação, e escolhendo-se corretamente o valor da indutância e dos limites de corrente a serem impostos pela modulação, os problemas da ultrapassagem do limite superior de corrente podem ser superados.

## CAPÍTULO 5

UTILIZAÇÃO DO INVERSOR DE CORRENTE COM MODULAÇÃO  
PWM EM FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA

5.1 - Esquema Geral

Devido a sua confiabilidade elevada o inversor de corrente encontra aplicação privilegiada em estágios inversores de fontes ininterruptas de energia ("no-breaks").

Um esquema geral possível para esta aplicação está mostrado na Figura 5.1.

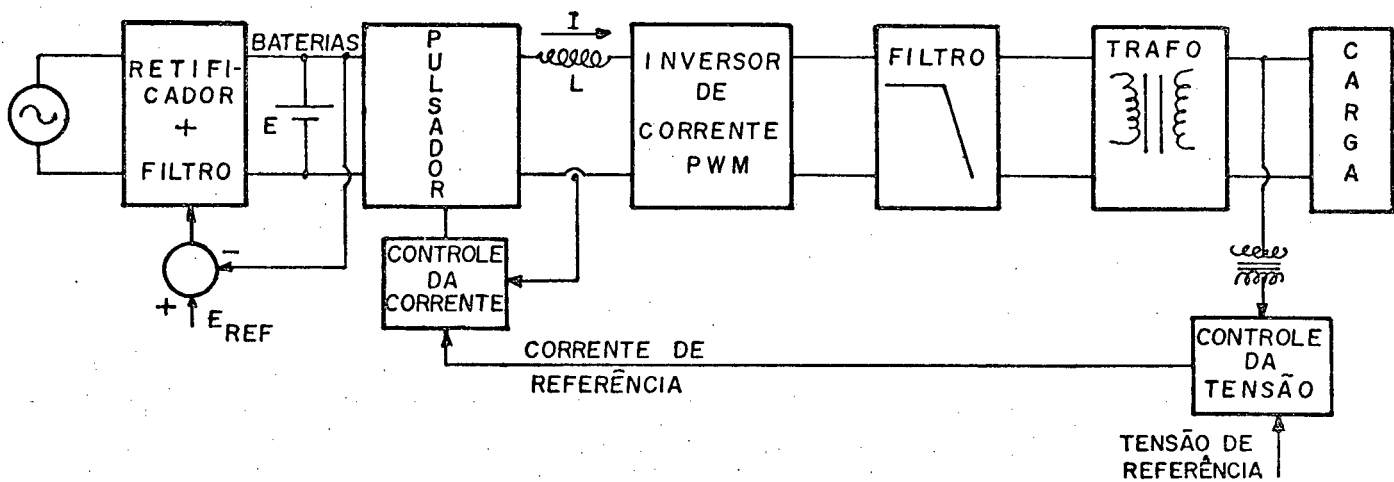


Figura 5.1 - Esquema Geral de uma Fonte Ininterrupta de Energia utilizando Estágio Inversor em Corrente.

O pulsador implementa a fonte de corrente e tem a função de controlar a corrente de entrada do inversor de cor

rente em resposta as variações de carga e/ou da tensão. E da sua entrada.

O filtro de saída do inversor tem a finalidade de manter a qualidade da tensão (distorção harmônica) dentro de determinados limites.

O transformador tem a função de adaptação dos níveis de tensão além de proporcionar isolamento.

## 5.2 - Filtro de Saída do Inversor

A função do filtro de saída do inversor é a de manter a qualidade da tensão de saída dentro dos limites especificados (taxa de distorção harmônica).

Desde que a corrente de saída do inversor de corrente com modulação PWM é constituída de pulsos de corrente, o filtro deve ter necessariamente entrada capacitiva. Isto permite a transição rápida da corrente de saída do inversor, não distorcendo o padrão de modulação utilizado e absorvendo as sobre tensões devidas a comutação da corrente.

Duas configurações de filtros que podem ser utilizadas são mostradas na Figura 5.2.

A vantagem do filtro de 1ª ordem é a sua simplicidade enquanto o filtro de 3ª ordem apresenta uma melhor filtragem.

Nos inversores a tiristores, os capacitores têm a função principal de comutação dos tiristores.

Quando se utilizam transistores, a função dos capacitores dos filtros é um pouco diferente: eles atuam como

caminho de baixa impedância para a filtragem das harmônicas não desejadas.

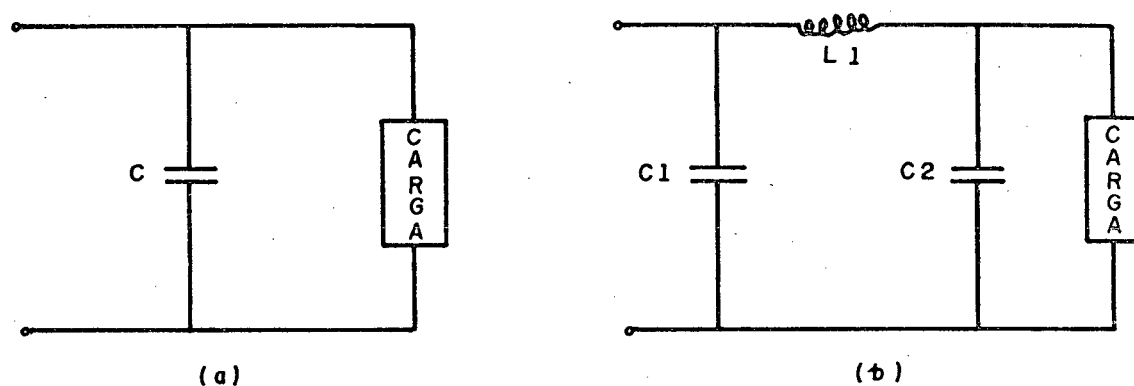


Figura 5.2 - Filtros de Saída para o Inversor de Corrente.

a) Filtro de 1ª Ordem.

b) Filtro de 3ª Ordem.

### 5.2.1 - Dimensionamento do Filtro de 1ª Ordem [2]

O valor do capacitor  $C$  do filtro de 1ª ordem deve satisfazer as duas condições seguintes.

a) O capacitor deve ser grande o suficiente para que sua impedância para as harmônicas não desejadas seja suficientemente baixa, e

b) O capacitor deve ser pequeno o suficiente para se apresentar como impedância elevada para a componente fundamental da corrente de saída do inversor, atenuando-a o mínimo possível e assim diminuindo a potência necessária ao inversor.

Para satisfazer a 1ª condição, a impedância do C para a harmônica dominante da corrente de saída do inversor,  $Z_{C_1}$ , deve ser muito menor do que 1 pu (tomando-se como base a carga nominal):

$$Z_{C_1} = \frac{1}{2\pi d.f.C} \ll 1 \text{ pu} \quad (5.1)$$

onde:

f - é a frequência de saída do inversor.

d - é a ordem da harmônica dominante da corrente de saída do inversor.

Para satisfazer a 2ª condição, a impedância de C para a componente fundamental da corrente de saída do inversor,  $Z_{C_2}$ , deve ser muito maior que 1 pu (tomando-se como base a carga nominal):

$$Z_{C_2} = \frac{1}{2\pi f C} \gg 1 \text{ pu} \quad (5.2)$$

Outra condição que pode ser imposta ao capacitor do filtro de 1ª ordem, é a de que a harmônica da tensão de carga de ordem d,  $V_d$ , fique abaixo de um valor determinado:

$$V_d = I_d \cdot Z_{C_3} < V_L \quad (5.3)$$

onde:

- $I_d$  - é a amplitude da harmônica de corrente de ordem  $d$ , suposta sendo totalmente desviada pelo capacitor.
- $Z_{C_3}$  - é a impedância apresentada pelo capacitor à harmônica de ordem  $d$ .
- $V_L$  - é o valor máximo permitido da harmônica de tensão de ordem  $d$ .

Assim:

$$I_d \cdot Z_{C_3} < V_L \quad (5.4)$$

$$I_d \cdot \frac{1}{2\pi f \cdot d \cdot C} < V_L \quad (5.5)$$

$$C > \frac{I_d}{2\pi f \cdot d \cdot V_L} \quad (5.6)$$

Exemplo:

Dados de Carga:  $S = 1500 \text{ VA}$

$V = 150 \text{ V}$

$f = 60 \text{ Hz}$

$$1 \text{ pu de corrente} = \frac{1500 \text{ VA}}{150 \text{ V}} = 10 \text{ A}$$

$$1 \text{ pu de impedância} = \frac{150 \text{ V}}{10 \text{ A}} = 15 \Omega$$

Para a modulação PWM com 7 ângulos utilizada, a 1ª harmônica não anulada é a de ordem 17. Para satisfazer a 1ª condição:

$$C \gg \frac{1}{2\pi \cdot 17 \cdot 60 \cdot 15}$$

$$C \gg 10,4 \mu\text{F} .$$

Para satisfazer a 2ª condição:

$$C \ll \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 15}$$

$$C \ll 176,8 \mu\text{F} .$$

Desejando-se que a harmônica dominante da tensão de carga fique abaixo de 3%:

$$V_L = 0,03 \times 150 \text{ V} = 4,5 \text{ V}$$

Observando-se na Tabela 2.1, as amplitudes das harmônicas não anuladas pela modulação com 7 ângulos, verifica-se que, embora a primeira harmônica não anulada seja a de ordem 17, a harmônica de ordem 19 possui amplitude considerável.

Pode-se levar em conta a influência da harmônica de ordem 19 fazendo-se:

$$I_d = a_{1ef} \cdot \sqrt{\frac{a_{17}^2}{a_1} + \frac{a_{19}^2}{a_1}}$$

$$I_d = 10 \text{ A} \cdot \sqrt{0,285^2 + 0,574^2}$$

$$I_d = 6,4 \text{ A} .$$

Assim utilizando-se (5.6):

$$C > \frac{6,4 \text{ A}}{2\pi \cdot 60 \cdot 17 \cdot 4,5V}$$

$$C > 222 \mu\text{F} .$$

### 5.2.2 - Dimensionamento do Filtro de 3ª Ordem

O cálculo dos componentes do Filtro da 3ª ordem exige um estudo mais aprofundado, que foge do objetivo deste trabalho.

Em [1] são indicados valores dos componentes do filtro de 3ª ordem em pu, tomando-se como base a carga. Os valores são mostrados na Figura 5.3.



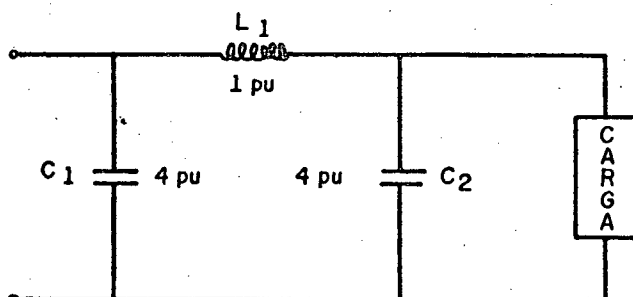


Figura 5.3 - Filtro de 3ª Ordem em pu tomando como Base a Carga [1].

Exemplo:

Com os dados do exemplo anterior:

$$1 \text{ pu da indutância} = \frac{15\Omega}{2\pi \cdot 60} = 39,8 \text{ mH.}$$

$$1 \text{ pu de capacitância} = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 15\Omega} = 176,8 \mu\text{F}$$

Assim:

$$L_1 = 39,8 \text{ mH}$$

$$C_1 = C_2 = \frac{176,8 \mu\text{F}}{4} = 44,2 \mu\text{F} .$$

### 5.3 - Controle da Tensão de Saída

A tensão de saída do inversor é regulada controlando-se a corrente de entrada do inversor.

Um esquema possível para esta regulação está mostrado na Figura 5.4.

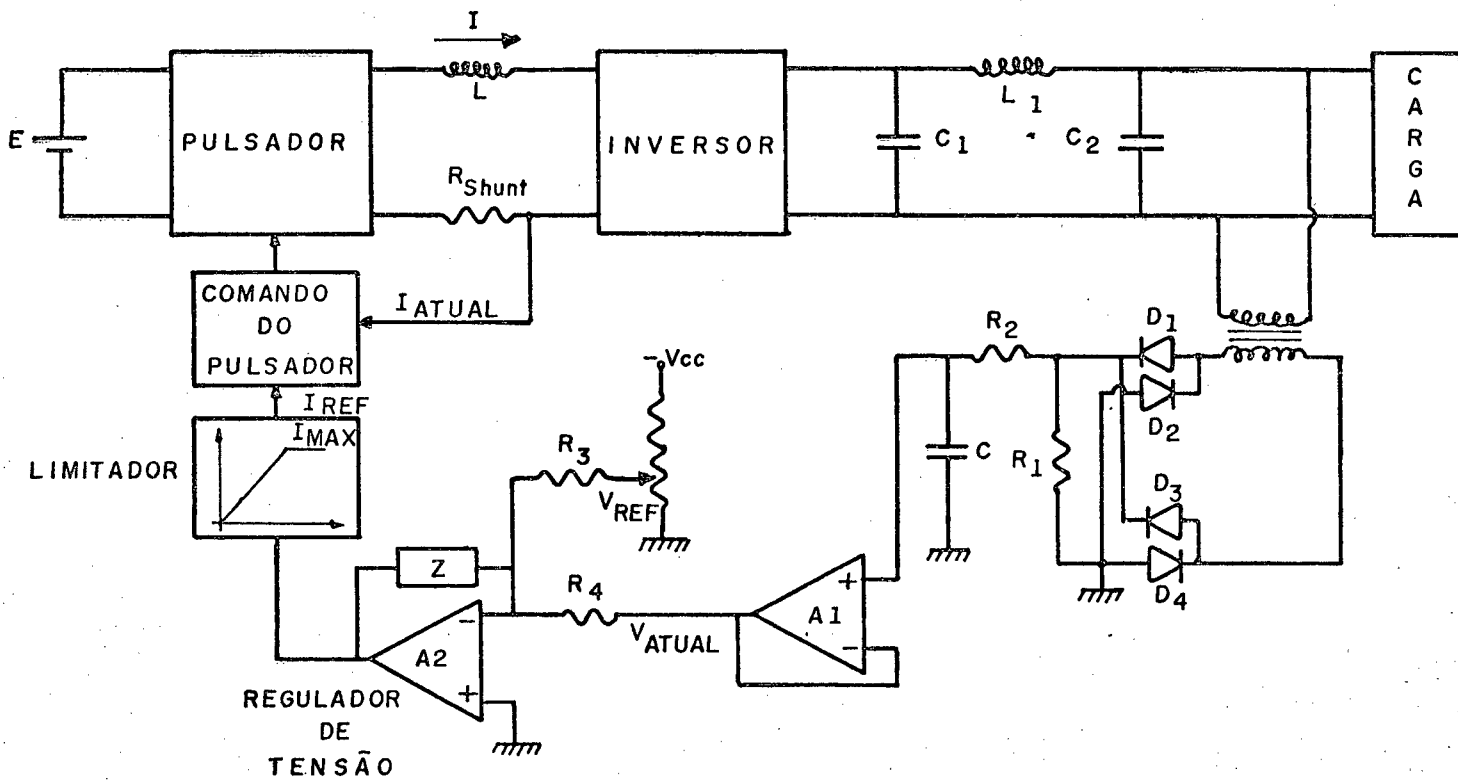


Figura 5.4 - Esquema de Regulação da Tensão de Saída do Inversor.

Uma amostra da tensão de carga é retificada e filtrada apresentando um valor contínuo  $V_{ATUAL}$ , proporcional ao valor eficaz da tensão de carga. Este valor é comparado com um va

lor de referência  $V_{REF}$ , produzindo um erro que após passar pelo regulador de tensão e o limitador dá o valor de referência para a corrente de entrada do inversor.

O esquema de detecção do valor eficaz da tensão de carga (retificação e filtragem) apresenta um inconveniente. Por maior que seja a constante do tempo  $R_2C$ , a tensão  $V_{ATUAL}$  apresenta uma ondulação. Esta ondulação é amplificada pelo regulador de tensão e modula a corrente de entrada do inversor, causando distorção da tensão de saída. Deve-se utilizar circuitos detectores de valor eficaz de maior qualidade.

Não foi preocupação deste trabalho o estudo aprofundado da regulação da tensão de saída, que é deixado como sugestão para trabalhos futuros.

#### 5.4 - A Confiabilidade do Inversor de Corrente

Uma das características mais importantes do inv. de corrente é a proteção natural contra curto-circuitos em sua saída, uma vez que trabalha com correntes impostas. Esta característica é facilmente percebida quando o inversor trabalha em malha aberta,

Vamos analisar o caso em que o inversor alimenta a carga através de um filtro de 3ª ordem com a regulação de tensão mostrada na Figura 5.4.

Dois pontos possíveis de curto-circuito são a entrada e a saída do filtro de 3ª ordem.

Um curto-circuito na entrada do filtro faz com que a tensão de carga se anule produzindo um erro máximo de tensão. Em consequência, a corrente atinge o valor máximo permitido pelo limitador. Com o pulsador e o inversor dimensionados para este

valor máximo de corrente, o conjunto permanece em funcionamento, sustentando o curto-circuito e sem causar danos aos componentes. Com a retirada do curto-circuito o conjunto retorna rapidamente ao funcionamento.

Um curto-circuito na saída do filtro de 3ª ordem também faz com que a corrente atinja o valor máximo permitido pelo limitador, pois a tensão de carga também se anula. Porém neste caso a carga apresentada ao inversor é composta de um capacitor em paralelo com um indutor como mostrado na Figura 5.5.

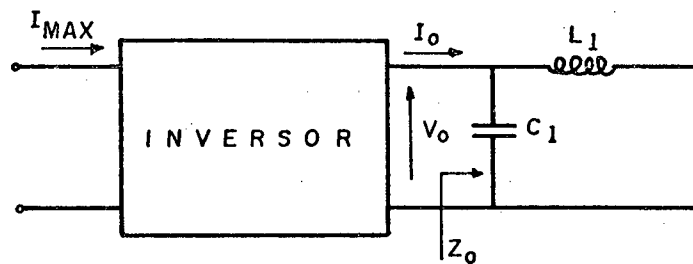


Figura 5.5 - Curto-Circuito na Saída do Filtro de 3ª Ordem.

A tensão  $V_0$  será dada por:

$$V_0 = I_0 \cdot Z_0 \quad (5.7)$$

onde  $Z_0$  é a impedância combinada de  $L_1$  e  $C_1$ .

$$Z_0 = \frac{j\omega L_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_1}}{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \quad (5.8)$$

$$Z_0 = \frac{L_1/C_1}{j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})} \quad (5.9)$$

$\omega = 2\pi f$  e  $f$  é a frequência das harmônicas de corrente da saída do inversor.

A impedância apresentada ao inversor de corrente deve ser capacitiva. Assim:

$$\omega L_1 > \frac{1}{\omega C_1} \quad (5.10)$$

$$C_1 > \frac{1}{\omega^2 L_1} \quad (5.11)$$

Caso a relação não seja satisfeita surgirão sobretensões durante as comutações.

Quando os elementos do filtro não satisfazem a relação acima, deve-se prever então um meio de proteção contra as sobretensões. Como exemplo, com a detecção da tensão de carga a

baixo de um valor mínimo coloca-se em curto-circuito a saída do inversor, ou ainda, a colocação de um dos ramos das chaves do inversor em condução.

A proteção do inversor é fácil e rápida. A confiabilidade do inversor ainda permanece elevada.

### 5.5 - Resultados Obtidos

São mostrados a seguir os resultados obtidos no funcionamento do inversor de corrente ligado ao pulsador.

Os resultados foram obtidos utilizando-se os seguintes valores:

- Tensão de entrada do pulsador  $E = 240V$

- Componentes do filtro de 3ª ordem:

$$C_1 = 40 \mu F$$

$$L_1 = 10,3 \text{ mH}$$

$$C_2 = 40 \mu F$$

- Carga:

$$r = 25 \Omega$$

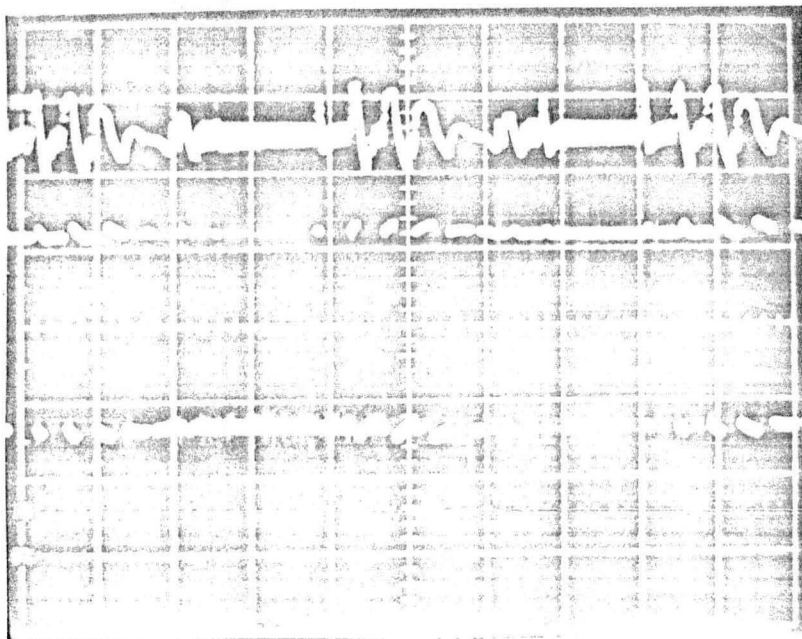
$$l = 45 \text{ mH}$$

- Corrente média de entrada do inversor

$$I = 4,2A$$

- Indutância do pulsador: para as 4 primeiras Figuras  $L = 63,3 \text{ mH}$  e para as seguintes

$$L = 10,3 \text{ mH}.$$



Escalas:

Horizontal:

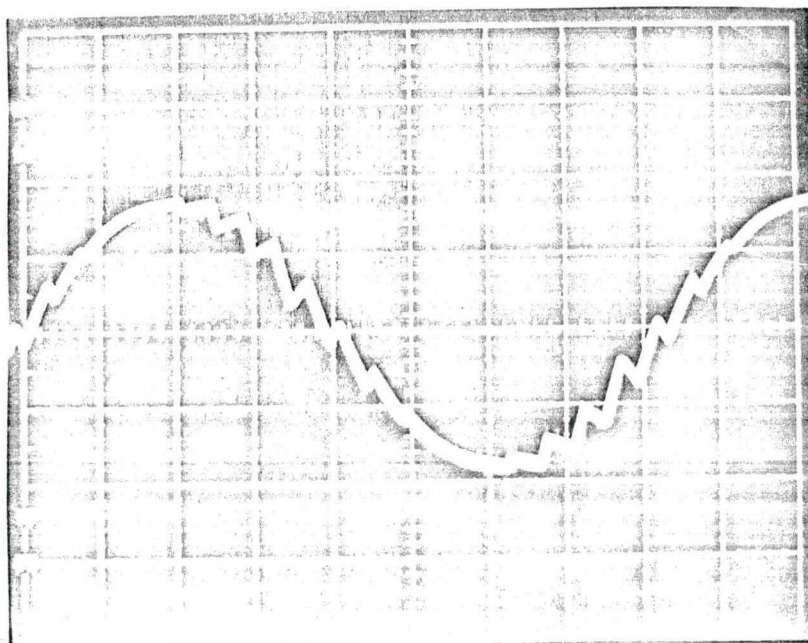
2 ms/div

Verticais:

$I$  - 0,4 A/div

$I_o$  - 4 A/div

Figura 5.6 - Correntes de Entrada e de Saída do Inversor.



Escalas:

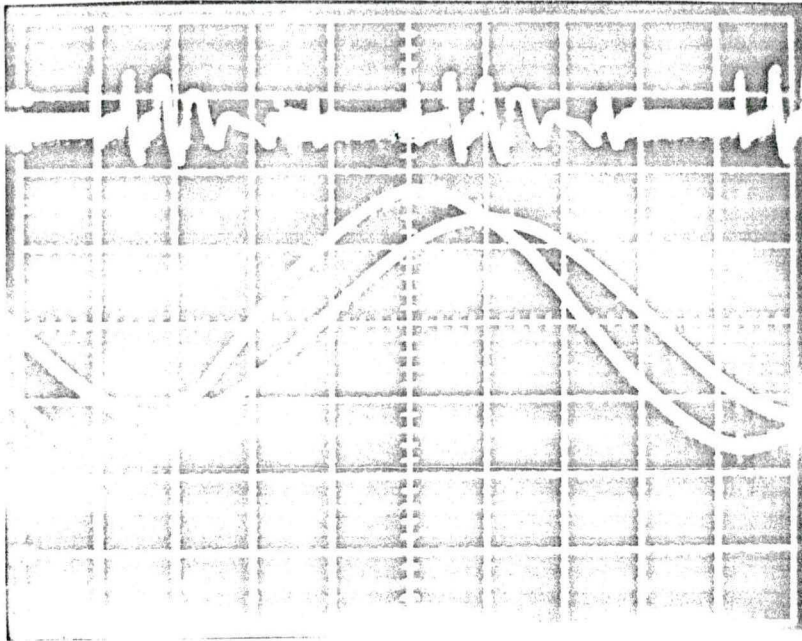
Horizontal:

2 ms/div

Vertical:

100 V/div

Figura 5.7 - Tensão de Saída do Inversor (Entrada do Filtro da 3ª Ordem).



Escalas:

Horizontal:

2 ms/div

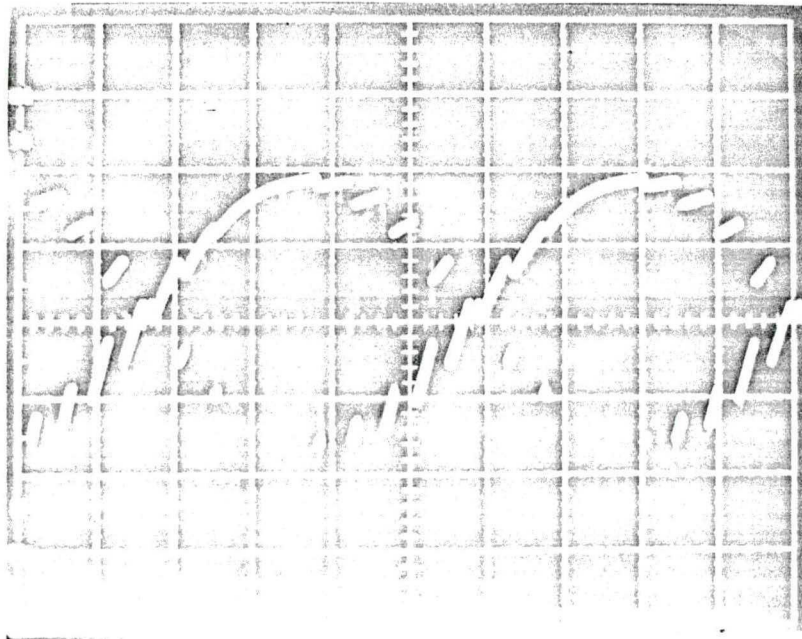
Verticais:

I - 0,4A/div

v - 100V/div

i - 4A/div

Figura 5.8 - Corrente de Entrada do Inversor, Tensão e Corrente de Carga.



Escalas:

Horizontal:

2 ms/div

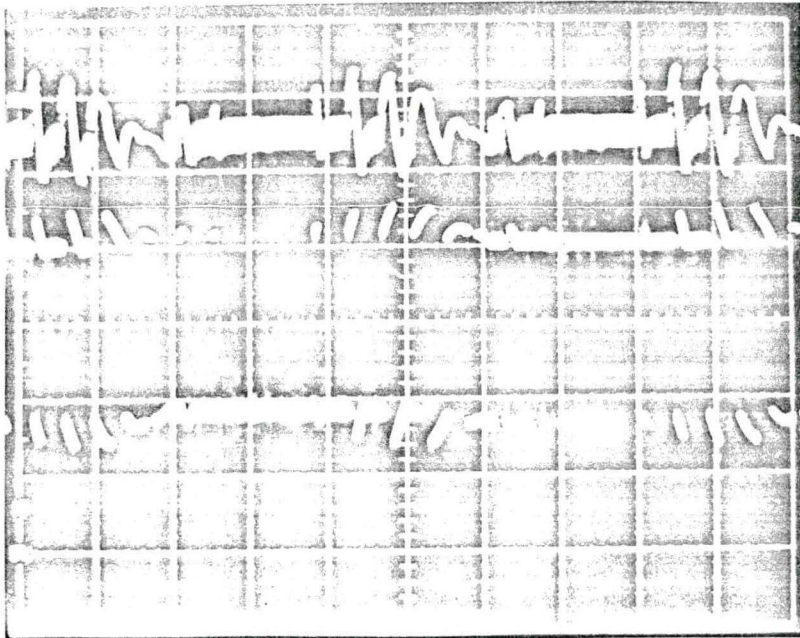
Vertical:

100V/div

Figura 5.9 - Tensão de Entrada do Inversor.



Substituindo-se a indutância do pulsador de  $L = 63,3$  mH (utilizada na obtenção dos resultados anteriores) para  $L = 10,3$  mH, foram obtidos os resultados mostrados nas Figuras 5.10 a 5.13.



Escalas:

Horizontal:

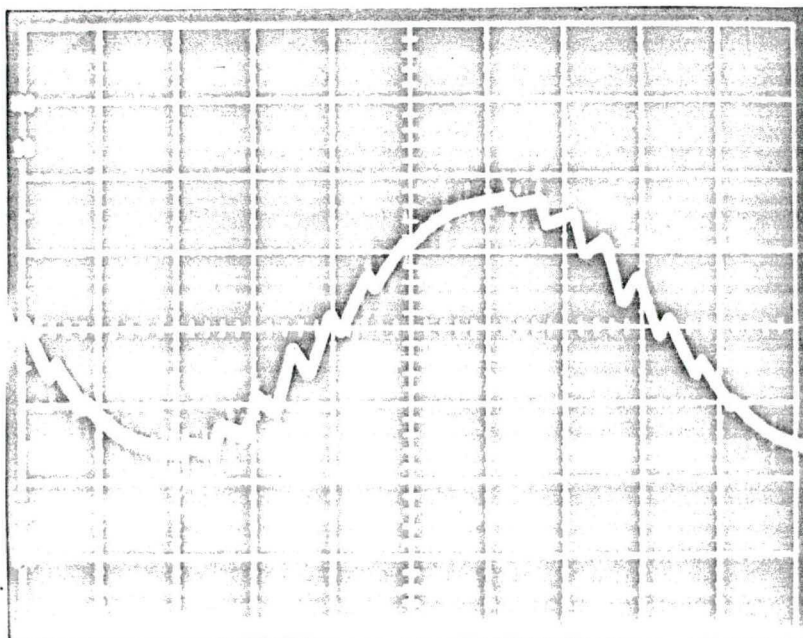
2 ms/div

Verticais:

I - 1A/div

$I_0$  - 4A/div

Figura 5.10 - Correntes de Entrada e de Saída do Inversor.



Escalas:

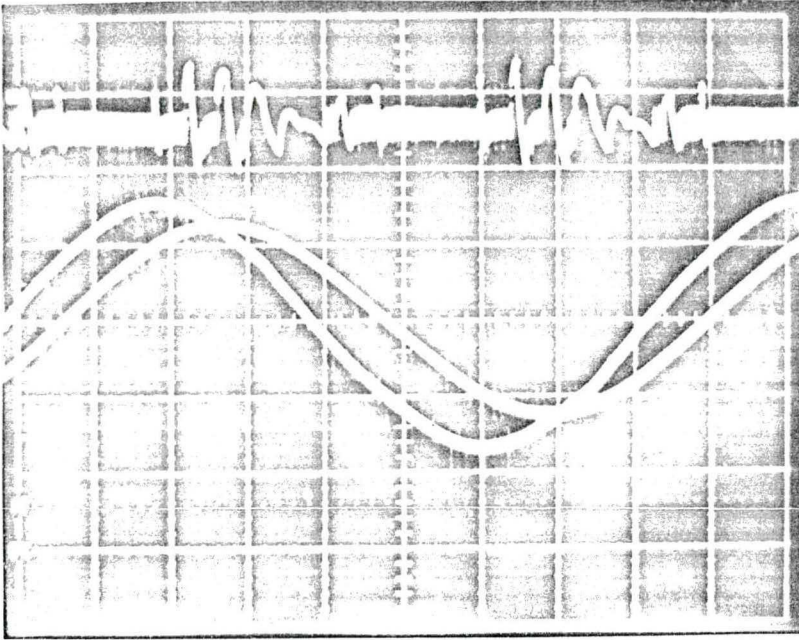
Horizontal:

2 ms/div

Vertical:

100V/div

Figura 5.11 - Tensão de Saída do Inversor (Entrada do Filtro de 3ª ordem).



Escalas:

Horizontal:

2 ms/div

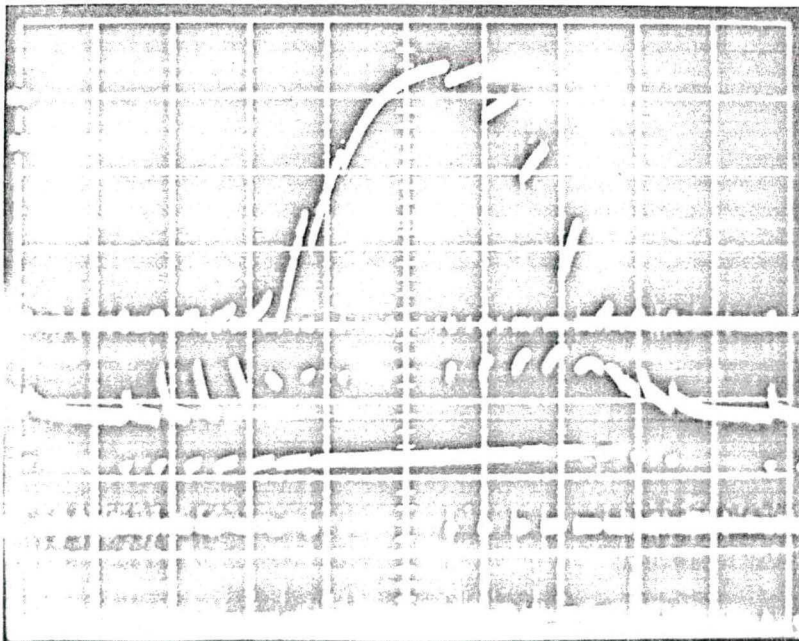
Verticais:

I - 1A/div

v - 100V/div

i - 4A/div

Figura 5.12 - Corrente de Entrada do Inversor, Tensão e Corrente de Carga.



Escalas:

Horizontal:

2 ms/div

Verticais:

$V_{CE}$  - 50V/div

$I_C$  - 4A/div

$V_{BE}$  - 5V/div

Figura 5.13 - Tensão Coletor-Emissor, Corrente e Tensão Base-Emissor em um dos Transistores do Inversor.

A substituição da indutância do pulsador de  $L = 63,3$  mH para  $L = 10,3$  mH ocasionou um aumento da ondulação de corrente imposta pela modulação dos valores extremos do pulsador, embora os valores dos componentes ligados aos comparador com histerese não tenham sido alterados. Isto pode ser explicado. Uma diminuição da indutância  $L$  causa um aumento da frequência de funcionamento do pulsador. Com o aumento da frequência os atrasos de tempo do comando de base, filtragem do sinal de corrente e de mudança de estado do amplificador operacional do comparador com histerese passam a ter influência considerável. Isto ocasiona uma alteração nos limites da modulação que seriam impostos pelo valores dos componentes ligados ao comparador com histerese.

A corrente de entrada do inversor apresenta a ultrapassagem do limite superior imposto pela modulação por valores extremos. A ultrapassagem do limite inferior que se apresenta nas fotografias é devida a saturação da ponteira magnética utilizada para a medida da corrente. Verifica-se que a amplitude da ultrapassagem da corrente é da mesma ordem de grandeza do valor da ondulação de corrente composto pela modulação.

Com a substituição da indutância do pulsador a ondulação máxima da corrente de entrada do inversor passou de  $\approx 10\%$  para  $\approx 20\%$ . Verifica-se que não ocorreram alterações substanciais na distorção harmônica da corrente e tensão de carga (Figura 5.8 e 5.12), comprovando afirmativas anteriores.

## 5.6 - Conclusões

Verifica-se durante o funcionamento do conjunto pulsador-inversor os resultados previstos na análise teórica e nas simulações.

A utilização do inversor de corrente com modulação PWM em fontes ininterruptas de energia mostrou ser possível, apresentando bons resultados. As formas de ondas da tensão e da corrente de carga após filtragem apresentam uma baixa taxa de distorção harmônica.

Para a regulação da tensão de saída é conveniente a utilização de detectores do valor eficaz mais aprimorados que o método retificação-filtragem.

A utilização de um regulador de tensão do tipo proporcional com ganho ajustado na bancada apresentou um resultado satisfatório, sem problemas de instabilidade. Porém, faz-se necessário um estudo mais aprofundado da regulação de tensão nos aspectos da estabilidade, ajuste dos reguladores e resposta dinâmica.

## C O N C L U S Ã O

Estudou-se e implementou-se o inversor de corrente a transistores com modulação PWM.

Os resultados experimentais confirmam os resultados da análise e simulação.

A utilização do inversor de corrente com modulação PWM no estágio inversor de fontes ininterruptas de energia mostrou ser possível e apresenta vantagens como:

- Proteção contra curto-circuitos, pois o inversor pode trabalhar com sua saída curto-circuitada.

- Nos casos em que o inversor não pode funcionar em curto-circuito (curto-circuito na saída do filtro de 3ª ordem), a proteção pode ser rápida e facilmente implementada.

- Os transistores são utilizados em sua máxima capacidade de corrente, pois existe a garantia de que a corrente não ultrapassa um valor máximo.

- Desde que o comando de base supra a corrente de base necessária para os transistores conduzirem a corrente máxima, não se necessita de proteção contra sobrecarga dos transistores, simplificando o comando de base.

Os problemas decorrentes da interação entre o inversor de corrente e o pulsador que implementa a fonte de corrente podem ser resolvidos utilizando-se a modulação por valo

res extremos de corrente e dimensionando-se corretamente os componentes.

Sugere-se para trabalhos futuros sobre o assunto:

- Otimização dos filtros de saída.
- Aumentar o número de harmônicas anuladas.
- Estudo de circuitos de ajuda a comutação dos transistores adaptados ao inversor de corrente.
- Estudos sobre a regulação de tensão.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - ZIOGAS, P. D. & MANIAS, S. & WIECHMANN, E. P. - Application of Current Source Inverters in UPS Systems, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20, Nº 4, Julho/Agosto 1984, pp. 742 - 752.
- [2] - WIECHMANN, E. P. & ZIOGAS, P. D. & ESTEFANOVIC, V. R. - A Novel Bilateral Power Conversion Scheme for Variable Frequency Static Power Supplies, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-21, nº 5, Setembro/Outubro 1985, pp. 1226 - 1233.
- [3] - PATEL, H. S. & HOFT, R. G. - Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I - Harmonic Elimination - IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-9, nº 3, Maio/Junho 1973, pp. 310-317.
- [4] - Manual de Utilização do Programa SACEC - Publicação Interna - UFSC, 1986.
- [5] - BARBI, I. - Apostila de Eletrônica de Potência II, Curso de Pós-Graduação em Engª Elétrica - UFSC, 1985.
- [6] - BET, I. - Fonte de Corrente Constante Realizada a Transistores de Potência, com Formas de Onda do Tipo Retangular, para Soldagem a Arco, Tese de Mestrado UFSC - Julho 1981.

[7] - PERIN, A. J. - Pulsadores a Transistores de Potência pa  
ra o Controle de Máquinas de Corrente Contínua, Tese  
de Mestrado - UFSC, Junho de 1980.

[8] - RISCHMUELLER, K. - Les Circuits de Comande de Base des  
Transistors de Commutation, Le Transistor de Puissance  
Dans son Environnement, Thonson - CSF, 1978, Capítulo  
V, pp. 120 - 121.