

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

INVERSOR TRIFÁSICO A GTO COM MODULAÇÃO PWM OTIMIZADA  
CONTROLADO POR MICROPROCESSADOR

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

LUIZ ANTÔNIO CORRÊA LOPES

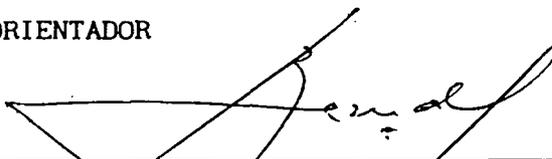
FLORIANÓPOLIS, MAIO DE 1989

INVERSOR TRIFÁSICO A GTO COM MODULAÇÃO PWM OTIMIZADA  
CONTROLADO POR MICROPROCESSADOR

LUIZ ANTONIO CORRÊA LOPES

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

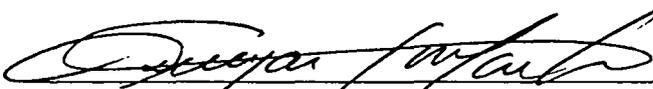
  
\_\_\_\_\_  
Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.  
ORIENTADOR

  
\_\_\_\_\_  
Prof. José Carlos Moreira Bermudez, Ph.D.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Paulo Fernando Seixas, Dr.

Aos meus pais Luis e Selma e ao meu  
irmão Luis Paulo pelo apoio e  
carinho transmitidos durante toda a  
minha vida.

## AGRADECIMENTOS

Ao professor Arnaldo José Perin pela orientação, pela amizade e pelo acompanhamento dispensados durante a realização deste trabalho.

Aos engenheiros Alexandre D'Ávilla da Cunha e Leopoldo Rubke pela ajuda prestada.

Ao departamento de engenharia elétrica da Universidade Federal do Pará pela liberação para a realização do curso de mestrado.

Ao Laboratório de Controle e Microinformática " Marcos Cardoso Filho " pelo empréstimo de equipamentos indispensáveis para a realização deste trabalho.

Aos colegas e amigos que colaboraram direta e indiretamente com este trabalho.

Ao corpo técnico-administrativo do LAMEP pela assistência prestada durante a execução deste trabalho.

Aos professores membros da Banca Examinadora pelas sugestões dadas.

A Rogério Luciano pelo profissionalismo com que desenvolveu o trabalho de datilografia.

À CAPES pelo apoio financeiro.

## SUMÁRIO

SIMBOLOGIA.....	i
RESUMO.....	v
ABSTRACT.....	vi
INTRODUÇÃO.....	vii
CAPÍTULO I - INTERRUPTORES DE POTÊNCIA A SEMICONDUTOR	
1.1 - Introdução.....	1
1.2 - Classificação dos Semicondutores de Potência.....	1
1.2.1 - Quanto ao Tipo de Portadores.....	1
1.2.2 - Quanto ao Número de Camadas.....	3
1.3 - Interruptores com Bloqueio Controlado.....	4
1.3.1 - Transistor Bipolar de Potência.....	4
1.3.2 - Transistor MOSFET de Potência.....	4
1.3.3 - Gate Turn-Off thyristor (GTO).....	5
1.4 - Conclusão.....	6
CAPÍTULO II - CIRCUITO DE COMANDO DO GTO	
2.1 - Introdução.....	7
2.2 - Análise do Disparo, Condução, e Bloqueio do GTO.....	7
2.3 - Métodos de Disparo do GTO.....	10
2.3.1 - Disparo por Pulso Único.....	10
2.3.2 - Disparo por Pulso Largo.....	11
2.3.3 - Disparo por Trem de Pulsos.....	12
2.4 - Métodos de Bloqueio do GTO.....	12
2.4.1 - Bloqueio por Tensão.....	13
2.4.2 - Bloqueio por Corrente.....	13

2.5 - Isolamento do circuito de Comando.....	15
2.5.1 - Isolamento Indireto.....	15
2.5.2 - Isolamento Direto.....	17
2.6 - Proteção Contra Sobrecorrente.....	18
2.7 - Circuitos Auto-Protegidos Contra Sobrecorrentes.....	18
2.7.1 - Monitoração da Tensão $V_T$ .....	18
2.7.2 - Monitoração do Tempo de Estocagem.....	19
2.8 - Características do Circuito de Comando Escolhido.....	21
2.9 - Primeiro Estágio do Circuito de Comando.....	22
2.10 - Segundo Estágio do Circuito de Comando.....	23
2.11 - Terceiro Estágio do Circuito de Comando.....	26
2.12 - Resultados Experimentais do Circuito de Comando.....	31
2.13 - Conclusão.....	33

### CAPÍTULO III - MODULAÇÃO PARA INVERSORES TRIFÁSICOS DE TENSÃO

3.1 - Introdução.....	35
3.2 - Inversor de Tensão Trifásico de Seis Pulsos.....	35
3.3 - Modulação PWM Senoidal.....	38
3.4 - Modulação PWM Otimizada.....	39
3.5 - Conclusão.....	42

### CAPÍTULO IV - COMANDO LÓGICO COM MICROCONTROLADOR

4.1 - Introdução.....	43
4.2 - Definição do Número de Pulsos por Período de Cada Padrão.....	43
4.3 - Gravação dos Padrões em Memória EPROM.....	45
4.4 - Circuito Básico de Reconstituição dos Padrões.....	48
4.5 - Funções Extras Adicionadas ao Circuito Básico de Reconstituição dos Padrões.....	50
4.5.1 - Soft-Start e Mudança Progressiva de Tensão.....	50
4.5.2 - Início e Fim de Operação Via Teclado.....	52
4.5.3 - Imposição de Tempos Mínimos de Condução/Bloqueio.....	52
4.6 - Controle de Conversores Através de Microprocessador.....	55
4.7 - O Microcontrolador 8031.....	55
4.7.1 - Interrupções no 8031.....	56

4.7.2 - Temporizadores/Contadores do 8031.....	57
4.7.3 - Controle do Inversor com o 8031.....	58
4.8 - Controle Implementado no Inversor.....	59
4.9 - Resultados Experimentais.....	63
4.10 - Conclusão.....	65

**CAPÍTULO V - CIRCUITO DE POTÊNCIA DO INVERSOR TRIFÁSICO DE TENSÃO**

5.1 - Introdução.....	66
5.2 - Circuito de Ajuda a Comutação (CAC).....	66
5.2.1 - Circuito Proposto.....	66
5.2.2 - Influência da Modulação no Projeto do CAC.....	67
5.2.3 - Análise do Funcionamento do CAC.....	68
5.2.4 - Cálculo dos Componentes do CAC.....	72
5.3 - Proteção Ativa.....	77
5.4 - Circuito Processador do Sinal do Sensor HALL.....	78
5.5 - Resultados Experimentais.....	79
5.6 - Conclusão.....	80

**CAPÍTULO VI - RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

6.1 - Introdução.....	82
6.2 - Resultados Obtidos.....	84
6.3 - Conclusão.....	92

CONCLUSÕES.....	93
-----------------	----

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	95
---------------------------------	----

ANEXO A - PROGRAMA ESCMT.....	99
-------------------------------	----

ANEXO B - DADOS DO GTO UTILIZADO.....	108
---------------------------------------	-----

## SIMBOLOGIA

$a_n, b_n$	- Coeficiente da série de Fourier
C.A.C.	- Circuito de ajuda a comutação
$\frac{dI_{AK}}{dT}$	- Razão de crescimento da corrente anodo-catodo
$\frac{dI_{FGK}}{dT}$	- Razão de crescimento da corrente direta de disparo pelo gatilho
$-\frac{dI_{FGK}}{dT}$	- Razão de decrescimento da corrente direta de disparo pelo gatilho
$\frac{dI_{RGK}}{dT}$	- Razão de crescimento da corrente reversa de bloqueio pelo gatilho
$\frac{dV_{AK}}{dT}$	- Razão de crescimento da tensão anodo-catodo
$f_c$	- Frequência de varredura da memória de padrões
$f_{ch}$	- Frequência de comutação
$f_{TM}$	- Frequência responsável pelos tempos mortos
$f_s$	- Frequência fundamental de saída do inversor
$G_{GK}$	- Ganho de bloqueio
$I_{AK}$	- Corrente de anodo-catodo
$I_B$	- Corrente de base

$I_C$	- Corrente de coletor
$I_{DT}$	- Corrente característica de curto-circuito
$I_{FGK}$	- Corrente de disparo pelo gatilho
$I_{GT}$	- Corrente mínima de disparo pelo gatilho
$I_H$	- Corrente de manutenção
$I_L$	- Corrente de retenção
INT0	- Interrupção externa 0
INT1	- Interrupção externa 1
INTS	- Interrupção da entrada serial
INTTC0	- Interrupção do temporizador/contador 0 interno do 8031
INTTC1	- Interrupção do temporizador/contador 1 interno do 8031
$I_{PFGK}$	- Corrente de pico de disparo pelo gatilho
$I_{PRGK}$	- Corrente de pico reversa de bloqueio pelo gatilho
$I_{RGK}$	- Corrente reversa de bloqueio pelo gatilho
$I_{TORM}$	- Corrente máxima repetitiva controlável
$I_{TQSM}$	- Corrente máxima acidental bloqueável

$I_{TOT}$	- Corrente de cauda
$I_{T(RC)M}$	- Corrente máxima de descarga do capacitor Snubber sobre o GTO
$I_{TRM}$	- Corrente máxima repetitiva permitida
$I_{TSM}$	- Corrente máxima acidental
$L_Z$	- Indutância de limitação de $\frac{dI_{AK}}{dT}$
M	- Índice de modulação
$M_1, M_2$	- Multivibradores monoestáveis
P	- Número de pulsos por período
P.C.	- Contador de programa
$P_0, P_1, P_2, P_3$	- Portas de entrada/saída do microcontrolador 8031
$R_D$	- Resistência de condução direta
$T_{dq}$	- tempo de estocagem controlado pelo gatilho
$T_{fq}$	- Tempo de queda controlado pelo gatilho
$T_{gd}$	- Tempo de atraso controlado pelo gatilho
$T_{gq}$	- Tempo de bloqueio controlado pelo gatilho
$T_P$	- Tempo mínimo de corrente de disparo pelo gatilho

$T_R$	- Tempo de crescimento
$T_{TMIN}$	- Tempo mínimo de condução
$V_{AK}$	- Tensão anodo-catodo
$V_C$	- Amplitude do sinal triangular
$V_{CC}$	- Tensão de alimentação
$V_{DM}$	- Tensão de pico durante o bloqueio
$V_{DRM}$	- Tensão máxima repetitiva durante o bloqueio
$V_P$	- Amplitude do sinal senoidal
$V_{RGK}$	- Tensão reversa de gatilho-catodo
$V_{RGW}$	- Tensão de trabalho reversa de gatilho-catodo
$V_S$	- Tensão eficaz da fundamental de saída do inversor
$V_T$	- Tensão de condução direta
$Z_{GK}$	- Impedância gatilho-catodo
8031	- Microcontrolador dedicado
8253	- Contador programável

## RESUMO

Este trabalho tem por objetivo o estudo dos fenômenos e implicações do uso de modulação por largura de pulso em inversores de tensão a GTOs.

O conversor escolhido para este estudo é um inversor trifásico de tensão. São analisados diferentes tipos de modulação por largura de pulso e escolhido o que melhor se adapta ao GTO.

É descrito o procedimento de obtenção e gravação em memória EPROM dos instantes de comutação que serão enviados aos GTOs através de um sistema controlado por microprocessador.

É desenvolvido um comando isolado para o GTO que permite a reprodução, com poucas distorções, dos instantes de comutação previamente gravados em memória.

Um circuito de ajuda a comutação adequado ao uso do GTO com modulação PWM é estudado e implementado.

São apresentados resultados experimentais obtidos em um inversor trifásico a GTO com modulação PWM otimizada controlado por microprocessador.

## ABSTRACT

This work deals with the investigation of the phenomena related to the application of Pulse Width Modulation (PWM) Technics to voltage inverters using GTOs, as well as its implications concerning design specifications.

A three-phase voltage inverter has been chosen to carry out the studies. Some different PWM technics are analysed in order to select to one which is more suitable to be used with GTOs.

A procedure is described for achieving and recording into an EPROM the commutation times to be sent to the GTOs by a microprocessor-based system.

An insulated gate drive circuit for GTOs is developed to allow a reproduction of commutation times with a minimum amount of distortion. These commutation times are previously saved into an EPROM.

A Snubber Circuit fitted to the GTO device is also studied and implemented.

Experimental results obtained from a GTO three-phase voltage inverter using optimized PWM are presented.

## INTRODUÇÃO

Antes do aparecimento dos " GATE TURN-OFF THYRISTORS " (GTO) capazes de controlar elevadas potências, os dispositivos usados na indústria para operar na faixa de 100KW eram tiristores e diodos. Nas estruturas convencionais a tiristor que utilizavam comutação forçada, o GTO com sua característica de bloqueio controlado, permitiu a substituição do tiristor e seu circuito de comutação forçada (capacitor, indutor e tiristor auxiliar), por um único interruptor. Isto proporcionou o desenvolvimento de inversores e pulsadores mais leves e menos volumosos.

O GTO devido a sua estrutura interdigitada requer uma corrente de disparo maior que a de um tiristor de potência semelhante, e para se obter o seu bloqueio é necessário a extração de um pico de corrente, via gatilho, de pequena duração (alguns  $\mu$ s), entretanto com amplitude variável entre 0,2 e 0,33 da corrente principal do GTO. Isto implica em um circuito de comando que requer uma potência considerável.

Outra possibilidade aberta pelo GTO foi a utilização de modulação em conversores de alta potência, bastante difícil de implementar em estruturas a tiristor.

A utilização de modulação em um GTO proporciona um aumento das, já significativas, perdas de comutação, o que implica em uma diminuição da corrente média de condução do GTO.

Para que um inversor de tensão a GTO com modulação por largura de pulsos apresente um desempenho satisfatório, é necessário que seja utilizado um circuito de comando do GTO que reproduza com fidelidade os instantes de comutação obtidos a níveis de sinal. É interessante que este circuito seja rápido e compacto.

A aplicação de modulação em conversores implica normalmente na ocorrência de menores intervalos de condução/bloqueio dos interruptores. Isto deve proporcionar o surgimento de fenômenos não comuns a conversores não modulados. Estes fenômenos, associados à configuração interna dos módulos a GTO utilizados (braços de inversor), deverão ser levados em conta no projeto do circuito de ajuda à comutação (CAC) que será utilizado.

O desenvolvimento de microprocessadores orientados para o uso em controle dedicado, tem proporcionado uma significativa simplificação dos sistemas de

controle de conversores estáticos. Isto é de grande interesse na área de automação industrial.

O objetivo deste trabalho é o estudo da influência da modulação por largura de pulsos sobre inversores de tensão a GTO. Para esta análise será utilizado um inversor trifásico de tensão e a modulação aplicada vai depender das características de operação do GTO.

No capítulo I deste trabalho é feita uma análise dos interruptores de potência a semiconductor. A partir de suas características de construção e funcionamento são relacionadas as faixas de potência e frequência onde cada um dos interruptores com bloqueio controlado predomina sobre os outros.

No capítulo seguinte apresenta-se várias técnicas de disparo, bloqueio e isolamento usadas em comandos de GTO. Faz-se uma comparação entre elas e por fim, projeta-se um comando que será utilizado com modulação no GTO.

Algumas técnicas de modulação para inversores trifásicos de tensão são discutidas no capítulo III. No capítulo IV é descrito o procedimento executado para se gravar em memória EPROM os instantes ótimos de bloqueio e disparo, que serão selecionados, reconstituídos e enviados aos GTOs por um sistema controlado por microprocessador.

O capítulo V relata o projeto do CAC utilizado no inversor juntamente com o estudo de uma proteção ativa contra sobrecorrente para o conversor.

Os resultados experimentais são apresentados no capítulo VI.

## CAPÍTULO I

### INTERRUPTORES DE POTÊNCIA A SEMICONDUTORES

#### 1.1 - Introdução

O transistor bipolar de potência foi desenvolvido há mais de 30 anos atrás, e a disseminação de seu uso nas mais diversas aplicações, proporcionou o interesse por interruptores mais rápidos e capazes de controlar potências cada vez maiores. O transistor bipolar foi durante muitos anos o carro chefe dos interruptores com bloqueio controlado, aplicados a eletrônica de potência. Entretanto, atualmente, o rápido desenvolvimento da microinformática, tem ajudado a melhorar o desempenho e até mesmo a criar novos interruptores utilizados em eletrônica de potência.

#### 1.2 - Classificação dos semicondutores de potência [1],[3]

Os aspectos escolhidos para as classificações dos interruptores foram tais que se pudesse, a partir deles, ter uma idéia das suas características de desempenho.

##### 1.2.1 - Quanto ao tipo de portadores

Os dispositivos semicondutores de potência podem ser classificados quanto ao tipo de portadores, como bipolares, unipolares, ou híbridos.

##### Bipolares

São fundamentados na injeção de portadores minoritários que proporcionam efeitos de armazenamento e conseqüentemente maiores intervalos de comutação. O preenchimento das junções com portadores resulta em uma baixa tensão de condução direta ( $V_T$ ), em baixas perdas em condução e em uma maior capacidade de conduzir correntes elevadas. As grandes camadas pouco dopadas são

responsáveis pela capacidade de suportar maiores tensões, entretanto, impõem um menor ganho de corrente. Nos interruptores com disparo controlado é necessário um fluxo de corrente no comando que, associado a um pequeno ganho de corrente, exige maior potência de comando.

Como exemplo de dispositivos bipolares tem-se o transistor bipolar, o diodo e os tiristores.

### Unipolares

São baseados no controle da condutância por tensão, que permite maior rapidez nas comutações com uma menor potência requerida no comando. Durante a condução, como o cristal não está preenchido com portadores minoritários, o valor de  $V_T$  cresce; o que implica em uma maior perda em condução e em uma menor capacidade de conduzir correntes elevadas. A tensão máxima de operação de um semicondutor está ligada a dimensão das suas camadas. Entretanto, para os dispositivos unipolares, um aumento das dimensões das camadas semicondutoras causa um aumento em  $V_T$ .

Como exemplo de dispositivos unipolares pode ser citado o transistor MOSFET.

### Híbridos

São dispositivos provenientes da tentativa de se obter, ao mesmo tempo, as características desejáveis dos interruptores bipolares e dos unipolares. Como exemplo podem ser citados o IGBT, o BIMOS e o TMOS thyristor. Destes novos dispositivos, o IGBT é o que tem apresentado maior receptividade [2]. Suas principais características são o controle com baixo nível de potência e o baixo valor de queda de tensão direta durante a condução. Baseado no modelo do IGBT mostrado na figura 1.1, pode-se entender o seu funcionamento. Com a Entrada em condução do transistor MOSFET ( $M_1$ ), o transistor bipolar PNP ( $T_{B1}$ ) entra em condução, o mesmo acontecendo com o transistor bipolar NPN ( $T_{B2}$ ). Com o bloqueio de  $M_1$ ,  $T_{B1}$  e  $T_{B2}$  bloqueiam.

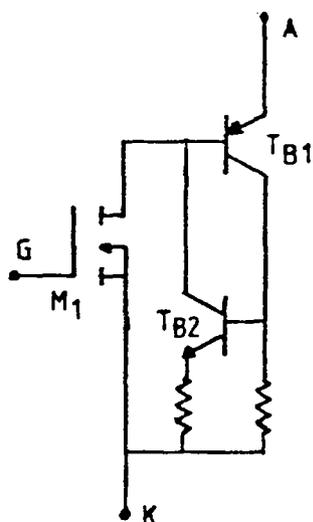


fig. 1.1 - Circuito equivalente do IGBT

### 1.2.2 - Quanto ao número de camadas

Os dispositivos com disparo controlado, possuem normalmente 3 ou 4 camadas.

#### 3 camadas

Os dispositivos de 3 camadas não possuem capacidade de bloqueio de tensão no sentido reverso. A tensão de condução direta ( $V_T$ ) está intimamente ligada ao sinal de comando. Desta forma, os dispositivos de 3 camadas possuem uma pequena capacidade de sobrecarga. Nesta categoria estão incluídos o transistor bipolar e o transistor MOSFET.

#### 4 camadas

Estes interruptores possuem, quando bloqueados, boa capacidade de suportar tensão reversa. Devido a quase independência entre comando e queda de tensão direta  $V_T$ , estes componentes possuem grande capacidade de sobrecarga. Alguns dispositivos característicos deste grupo são o GTO e os tiristores em geral.

### 1.3 - IntERRUPTORES COM BLOQUEIO COMANDADO [3]

Hoje em dia, os interruptores com bloqueio comandado mais utilizados são o transistor bipolar, o transistor MOSFET e o GTO. O IGBT está em sua fase final de testes e em breve estará a disposição no mercado. Serão vistas a seguir algumas características destes dispositivos.

#### 1.3.1 - Transistor bipolar de potência

É um dispositivo controlado por corrente no qual a corrente de base ( $I_B$ ) controla a corrente de saída de coletor ( $I_C$ ) (característica dos dispositivos bipolares). A máxima tensão repetitiva de bloqueio direto ( $V_{DRM}$ ) é determinada principalmente pelas dimensões das camadas semicondutoras. Por motivos tecnológicos, um aumento de  $V_{DRM}$  implica em uma diminuição do ganho de corrente do transistor bipolar e um aumento na sua resistência de condução direta ( $R_D$ ).

Isto limitou o nível de tensão bloqueável na faixa de 1000v, a não ser para componentes de baixa corrente usados em circuitos de deflexão de TV. O transistor bipolar possui coeficiente de temperatura negativo, ou seja, a sua resistência de condução cai com o aumento da temperatura. Isto dificulta a associação de transistores bipolar em paralelo.

Em altas correntes o transistor bipolar opera com ganhos de corrente entre 3 e 20. Esta é uma de suas maiores desvantagens, já que o nível de corrente de base requerido durante a condução, faz com que seja necessário um comando com potência razoável. Por outro lado, a associação de dois transistores na configuração "Darlington" permite aumentar o ganho para correntes mais elevadas.

Devido aos razoáveis intervalos de tempo para o transistor bipolar entrar em condução e bloquear, ocorrem perdas significativas durante a comutação. Isto limita a frequência de chaveamento do transistor bipolar.

#### 1.3.2 - Transistor MOSFET de potência

Este interruptor foi uma das respostas provenientes da tecnologia de

circuitos integrados à necessidade de criar dispositivos que requeiram menores níveis de potência no comando. Devido a sua característica de dispositivo unipolar, a baixa potência requerida no comando é usada apenas para carregar e descarregar as capacitâncias parasitas de entrada. Os pequenos tempos de comutação permitem que sejam desenvolvidos dispositivos capazes de operar em frequências da ordem de 100MHz. Um grande impecilho no desenvolvimento de MOSFETs, capazes de bloquear tensões elevadas, está no conseqüente aumento da resistência de condução direta. Isto tem limitado em aproximadamente 800V o nível máximo de tensão bloqueável pelos MOSFETs de potência.

### 1.3.3 - Gate Turn-Off thyristor (GTO) [4],[8]

É um dispositivo que pode ser modelado como um arranjo de 2 transistores bipolares, sendo um NPN e o outro PNP, conforme mostrado na figura 1.2.

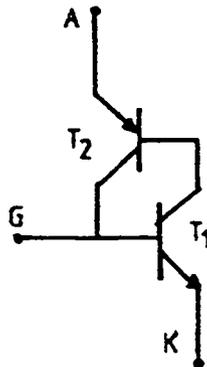


Fig. 1.2 - Modelo a transistor do GTO

Para disparar o GTO, aplica-se um pulso de corrente na base do transistor NPN ( $T_1$ ), que ao conduzir, polariza diretamente o transistor PNP ( $T_2$ ). Assim o transistor PNP entra em condução e reforça a corrente de base do transistor NPN.

Devido a esta característica de regeneração (auto-sustentação), o GTO não precisa de corrente de gatilho durante o estado condutivo. Para se obter o corte do GTO, deve-se interromper esta regeneração de corrente. Isto é obtido com a extração de um pulso de corrente do gatilho de modo a tornar os ganhos de corrente dos 2 transistores menor que 1.

O GTO como dispositivo bipolar, apresenta uma pequena perda em condução e intervalos de comutação razoáveis. Isto, associado a sua característica de

auto-sustentação, tem tornado o GTO uma opção bastante interessante para operações em baixa frequência. Por ser um dispositivo de 4 camadas, o GTO apresenta boa capacidade de suportar tensão reversa no bloqueio, o que favorece as aplicações de tração em corrente alternada.

Atualmente, o GTO está sendo usado principalmente em aplicações de potência que requeiram capacidade de bloqueio de tensões superiores a 1000V e de condução de correntes elevadas.

#### 1.4 - Conclusão

A escolha de um interruptor que será usado em um conversor, está associada principalmente a potência que ele deve controlar e a frequência em que ele deve operar.

Atualmente em estruturas convencionais em baixas potências (até 5KVA), o transistor bipolar é preferido para as aplicações que requerem frequência de comutação da ordem de até 50KHz. O MOSFET é o mais indicado para conversores que operam com frequências superiores.

Em médias potências (até 20KVA) o MOSFET se torna problemático pelas perdas elevadas em condução. Desta forma o transistor bipolar prevalece e a sua desvantagem de controle por corrente é compensada pela baixa perda em condução. Nestes níveis de potência, devido as grandes perdas de comutação, o transistor bipolar opera convenientemente até a faixa de 20KHz.

Em altas potências ( $\cong 100KVA$ ) o GTO é o interruptor com bloqueio controlado mais usado. Suas principais desvantagens são a baixa frequência máxima de comutação e a complexibilidade do comando. Nos níveis de potência em questão esta última desvantagem é justificada. O SCR ainda é utilizado, mas procura-se utilizá-lo nas aplicações com comutação natural.

Nos níveis de potência situados entre uma faixa e outra, a escolha dos interruptores é vinculada basicamente ao custo e a facilidade de operações. Com o lançamento no mercado de novos componentes, há uma tendência de mudança nos interruptores predominantes em cada faixa de operação [7].

## CAPÍTULO II

### CIRCUITO DE COMANDO DO GTO

#### 2.1 - Introdução

O circuito de comando do GTO deve proporcionar, com isolamento, potência suficiente para se obter o disparo e o bloqueio do interruptor.

A utilização de modulação nos GTOs, implica normalmente na existência de pulsos com largura e frequência variáveis. Isto impõe severos requisitos ao tipo de isolamento implementado.

O GTO tal como o SCR, é um dispositivo auto-sustentado. Entretanto, se durante a condução a corrente  $I_{AK}$  cair a um valor inferior a  $I_H$ , o GTO bloqueia. Este fenômeno, associado a potência requerida no disparo, influe no tipo de disparo a ser implementado no circuito de comando do GTO.

De acordo com o modo de extração do pico de corrente de gatilho do GTO, pode-se obter um bloqueio mais ou menos rápido, porém com maior ou menor dissipação de potência no GTO. Isto depende do tipo de bloqueio escolhido.

Ultimamente vem sendo adotada a filosofia de circuitos de comando auto-protegidos contra sobrecorrente. Isto se mostra bastante atraente para os GTOs utilizados em inversores de tensão.

#### 2.2 - Análise do disparo, condução e bloqueio do GTO [4],[8]

A operação de disparo de um GTO é iniciada com um pulso de corrente no gatilho ( $I_{FGK}$ ) e prossegue conforme mostrado na figura 2.1.

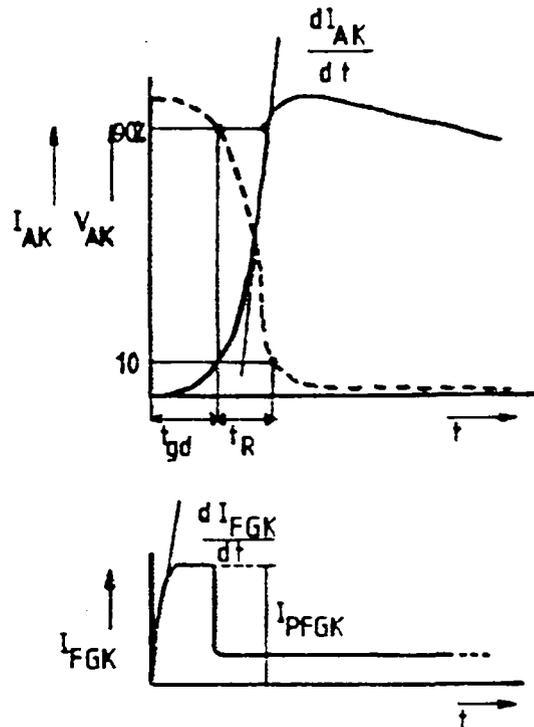


Fig. 2.1 - Disparo de um GTO

Após o início da aplicação da corrente  $I_{FGK}$ , decorre um determinado intervalo de tempo, conhecido como tempo de atraso controlado pelo gatilho ( $T_{gd}$ ) até que a tensão sobre a junção anodo-catodo ( $V_{AK}$ ) caia a 90% do seu valor inicial. A seguir decorre o tempo de crescimento ( $T_R$ ) até que  $V_{AK}$  chegue a 10% do seu valor inicial.

Para que se consiga diminuir  $T_{gd}$ , deve-se utilizar um valor para a corrente de pico de disparo pelo gatilho ( $I_{PFGK}$ ) da ordem de 10 a 15 vezes a corrente mínima de disparo pelo gatilho ( $I_{GT}$ ).

A razão de crescimento da corrente anodo-catodo ( $\frac{dI_{AK}}{dt}$ ) deve ser limitada, sob pena de causar a destruição do GTO. Isto entretanto, não precisa ser respeitado para a corrente máxima de descarga do capacitor Snubber ( $I_{T(RC)M}$ ) sobre o GTO, que caso se mantenha em um nível inferior a 1/3 da corrente máxima repetitiva permitida ( $I_{TRM}$ ), pode crescer com uma razão infinita.

Se durante a condução normal a corrente de anodo-catodo ( $I_{AK}$ ) cair a um valor inferior a corrente de manutenção ( $I_H$ ) o GTO, tal qual um SCR, bloqueia.

A capacidade de suportar sobrecargas elevadas pode ser confirmada pela relação entre a corrente máxima acidental ( $I_{TSM}$ ) e a corrente máxima repetitiva controlável ( $I_{TORM}$ ), que é da ordem de 3.

Entre um disparo e um bloqueio, deve ser respeitado um intervalo maior que o intervalo mínimo de condução ( $T_{MIN}$ ), sob pena de destruir o GTO.

Para bloquear o GTO via gatilho, extrai-se um pico de corrente da junção gatilho-catodo ( $I_{RGK}$ ). O fenômeno de bloqueio é apresentado na figura 2.2.

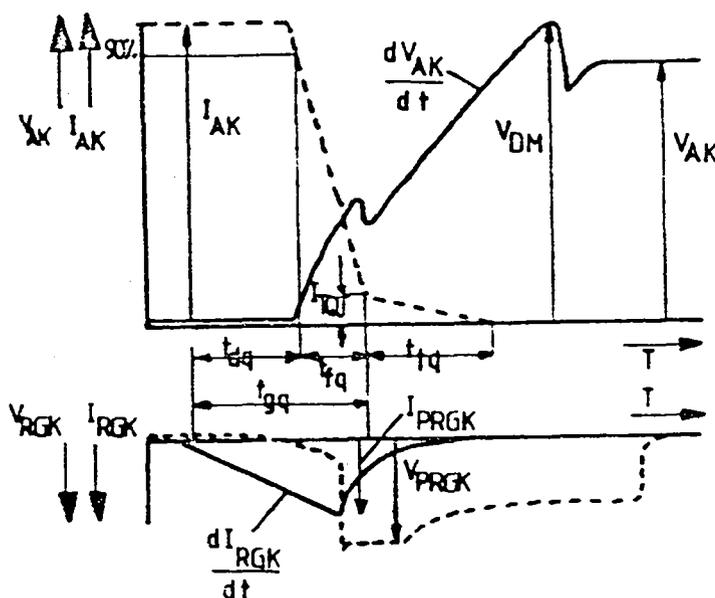


Fig. 2.2 - Bloqueio de um GTO

O GTO possui uma corrente máxima acidental bloqueável ( $I_{TOSM}$ ), que caso venha a ser ultrapassada, não deve ser bloqueada pelo gatilho sob pena de destruir o dispositivo.

Após a aplicação de  $V_{RGK}$ , decorre um determinado instante, conhecido como tempo de estocagem controlado pelo gatilho ( $T_{dq}$ ) até que a corrente  $I_{AK}$  caia a 90% do seu valor inicial. Em seguida a  $T_{dq}$  ocorre o tempo de queda controlado pelo gatilho ( $T_{fq}$ ) que termina quando  $I_{AK}$  cai a um valor igual a corrente de cauda ( $I_{TQT}$ ).  $I_{TQT}$  não possui um valor fixo, e é função das características do pulso de bloqueio do GTO e da corrente  $I_{AK}$ . A soma de  $T_{fq}$  e de  $T_{dq}$  é conhecido como tempo de bloqueio controlado pelo gatilho ( $T_{gq}$ ).  $T_{fq}$ ,  $T_{dq}$  e  $T_{gq}$  são ditos controlados pelo gatilho porque quanto maior a razão de crescimento da corrente reversa de gatilho ( $\frac{dI_{RGK}}{dt}$ ) menores os valores de  $T_{fq}$ ,  $T_{dq}$  e  $T_{gq}$ .

Entretanto isto pode causar um aumento de  $I_{TOT}$  e conseqüentemente um aumento nas perdas de comutação .[5]

Existe uma relação entre a corrente  $I_{AK}$  que está sendo bloqueada e a corrente de pico reversa de bloqueio pelo gatilho ( $I_{PRGK}$ ). Esta relação é conhecida como ganho de bloqueio ( $G_{GK}$ ) e é normalmente da ordem de 3 a 5.

Em termos de tensão é importante que a tensão de pico durante o bloqueio ( $V_{DH}$ ) se mantenha em um valor inferior a tensão direta repetitiva máxima ( $V_{DRM}$ ) durante o bloqueio. Deve-se também limitar a razão de crescimento da tensão anodo-catodo ( $\frac{dV_{AK}}{dT}$ ) a fim de se evitar o fenômeno conhecido como segunda avalanche, que causaria a destruição do GTO.

Para aumentar a velocidade de bloqueio de um GTO, pode-se aplicar uma tensão reversa de gatilho-catodo ( $V_{RGK}$ ) de grande amplitude, entretanto, com o GTO bloqueado,  $V_{RGK}$  deve se manter abaixo da tensão de trabalho reversa de gatilho-catodo ( $V_{RGW}$ ) para não destruir o interruptor.[6]

A frequência máxima de comutação do GTO é limitada devido aos significativos intervalos de comutação. Isto gera grandes perdas de comutação além de diminuir a máxima corrente que o GTO pode conduzir quando sua frequência de comutação é aumentada.

## 2.3 - Métodos de disparo do GTO [8]

### 2.3.1 - Disparo por pulso único

Este método é aquele tradicionalmente aplicado aos SCRs. Embora seja o mais simples, é o que impõem as maiores limitações a carga. Ou seja, ela não deve ser nem muito indutiva nem variável.

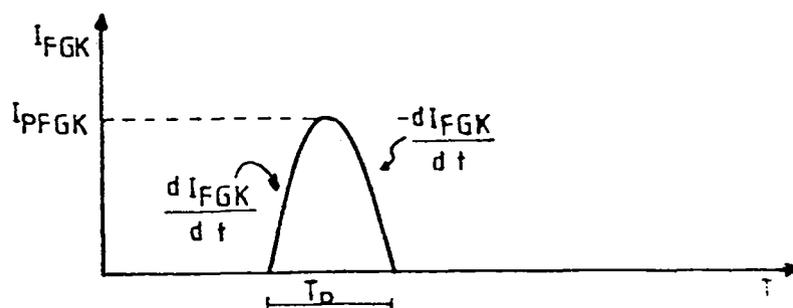


Fig. 2.3 - Corrente de gatilho para disparo por pulso único

O pulso único deve ter, conforme a figura 2.3, uma duração mínima ( $T_p$ ) igual a soma de  $T_{gd}$  e  $T_R$  (figura 2.1). Isto deve permitir a  $I_{AK}$  alcançar um nível superior a corrente de retenção ( $I_L$ ) antes que  $I_{FGK}$  se anule. Caso contrário o GTO se bloqueará. Foi demonstrado experimentalmente que, quanto maior a razão de decrescimento da corrente de gatilho ( $-\frac{dI_{FGK}}{dT}$ ), maior o valor de  $I_L$  [9]. O valor de  $I_{PFGK}$  deve ser de 10 a 15 vezes o valor de  $I_{CT}$ .

### 2.3.2 - Disparo por pulso largo

Este método pode ser visto como a superposição ao pulso único mostrado anteriormente, de um sinal com amplitude igual a  $I_{CT}$  e largura igual ao intervalo de condução desejado (figura 2.4).

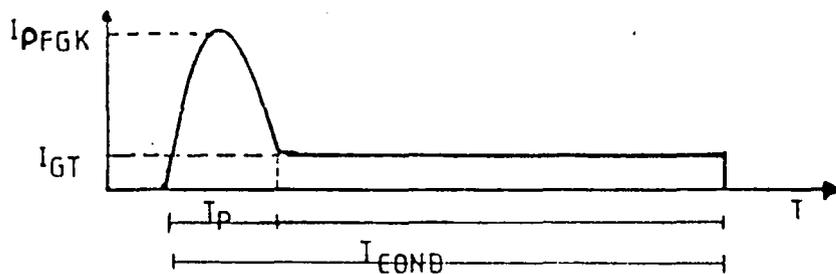


Fig.2.4 - Corrente de gatilho para disparo por pulso largo

Ressalta-se que neste método a propriedade de auto-sustentação é sacrificada e com isto aumenta a potência requerida no circuito de comando.

Este é o método mais indicado para os seguintes casos:

- Carga muito indutiva: Que implica em um menor valor de  $\frac{dI_{AK}}{dT}$  e consequentemente, em uma maior probabilidade de que, após  $T_p$ , a corrente  $I_{AK}$  esteja abaixo de  $I_L$ .

- Cargas variáveis: Que podem impor uma corrente  $I_{AK}$  em um nível inferior a  $I_H$ . Isto bloquearia o GTO sem que lhe seja enviada um ordem de bloqueio.

### 2.3.3 - Disparo por trem de pulsos

Este método surge como alternativa para os casos em que as cargas são variáveis. Ele apresenta maior rendimento que o pulso largo. De acordo com a figura 2.5, os pulsos devem ter uma amplitude igual a 3 vezes  $I_{GT}$  e uma duração igual a  $T_p$ . A razão cíclica indicada é de 0,25 e a frequência de 10 a 20 KHz.

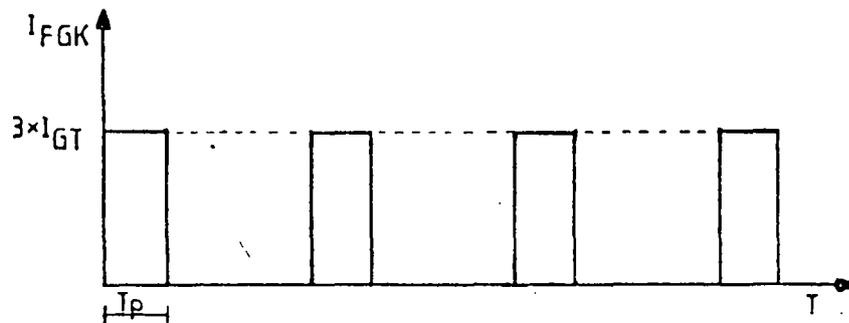


Fig. 2.5 - Corrente de gatilho para disparo por trem de pulsos

Para os GTOs a tensão  $V_T$  é proporcional a  $I_{AK}$ . Entretanto, se durante a condução de  $I_{AK}$  surgir uma corrente  $I_{FGK}$ , a tensão  $V_T$  cai. Sendo assim, a utilização do trem de pulsos implica no aparecimento de uma tensão pulsada em  $V_T$ . [9] Devido a isto, este método é desaconselhado para os circuitos de comando auto-protegidos contra sobrecorrente, que monitoram  $I_{AK}$  através de  $V_T$ . Os tipos de circuitos auto-protegidos contra sobrecorrente serão vistos a seguir.

### 2.4 - Métodos de bloqueio do GTO

Para bloquear um GTO é necessário que seja extraído um pico de corrente via gatilho. Para se obter este pico de corrente, aplica-se normalmente uma tensão reversa na junção gatilho-catodo. De acordo com a limitação da extração do pico de corrente, os circuitos de comando do GTO podem ser de dois tipos:

- Bloqueio por tensão;
- Bloqueio por corrente.

### 2.4.1 - Bloqueio por tensão

Nestes circuitos de comando o pico da corrente reversa de gatilho ( $I_{PRGK}$ ) e a razão de crescimento da corrente reversa de gatilho ( $\frac{dI_{RGK}}{dT}$ ) são limitadas apenas pela impedância gatilho-catodo ( $Z_{GK}$ ).  $Z_{GK}$  varia de aproximadamente zero, durante a condução, até aproximadamente infinito quando o GTO bloqueia.

Neste método de bloqueio pode-se utilizar uma ou duas fontes de tensão (figura 2.6).

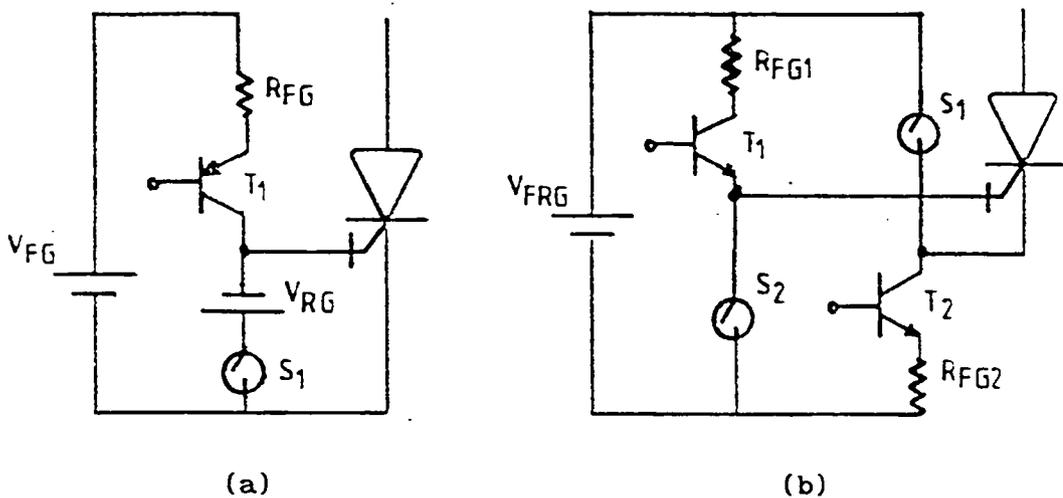


Fig. 2.6 - Bloqueio por tensão

(a) - Com duas fontes de tensão

(b) - Com uma fonte de tensão

### 2.4.2 - Bloqueio por corrente

Nos circuitos de comando com bloqueio por corrente é inserida uma indutância adicional em série com a junção gatilho-catodo. Isto é feito para prevenir um rápido decrescimento de  $I_{RGK}$  após ter alcançado o valor de  $I_{PRGK}$ . Aqui também podem ser utilizadas uma ou duas fontes de tensão, conforme a figura 2.7.

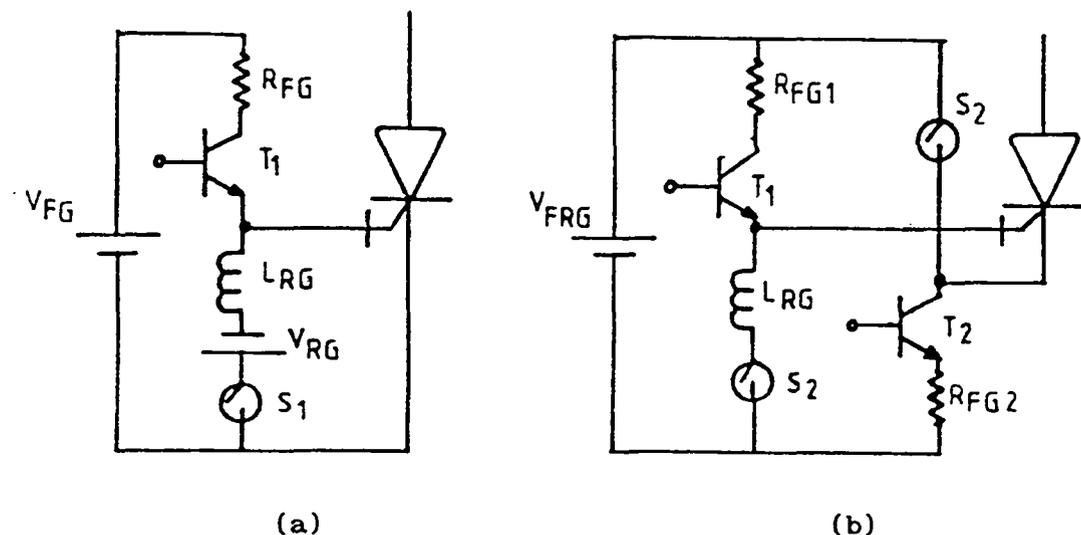


Fig. 2.7 - Bloqueio por corrente

(a) - Com duas fontes de tensão

(b) - Com uma fonte de tensão

Comparando o desempenho dos dois modos de bloqueio, observa-se que o bloqueio por tensão permite um maior valor de  $\frac{dI_{RGK}}{dT}$  que para o bloqueio por corrente. Isto proporciona um bloqueio mais rápido do GTO, porém, com um valor menor de  $G_{GK}$ . A corrente  $I_{TQT}$  também aumenta, causando maiores perdas durante o bloqueio do GTO. [5]

Assim sendo, nota-se que há um compromisso entre a rapidez de bloqueio e a dissipação de potência no GTO. Além disso, os altos valores de  $\frac{dI_{RGK}}{dT}$  proporcionam o surgimento de ruídos no circuito de comando. Isto pode se tornar crítico em circuitos isolados através de fotoacopladores.

Uma outra consideração a ser feita em relação ao bloqueio do GTO, é a utilização ou não de uma fonte de tensão extra. Conforme mostrado nas figuras 2.6 e 2.7, a utilização de apenas uma fonte implica na necessidade de quatro interruptores, enquanto que para se usar apenas dois interruptores necessita-se de duas fontes de tensão. Ambos os métodos apresentam inconvenientes, seja no número de interruptores seja no número de fontes de tensão.

Uma configuração alternativa utiliza uma fonte de tensão para o disparo enquanto o bloqueio é obtido a partir da energia armazenada previamente em um capacitor. Esta estrutura pode ser imediatamente associada ao disparo por

pulso largo. Assim, o mesmo capacitor que fornece o pico de corrente de disparo, é utilizado para bloquear o GTO. A configuração completa que permite o disparo e o bloqueio pode ser vista na figura 2.8.

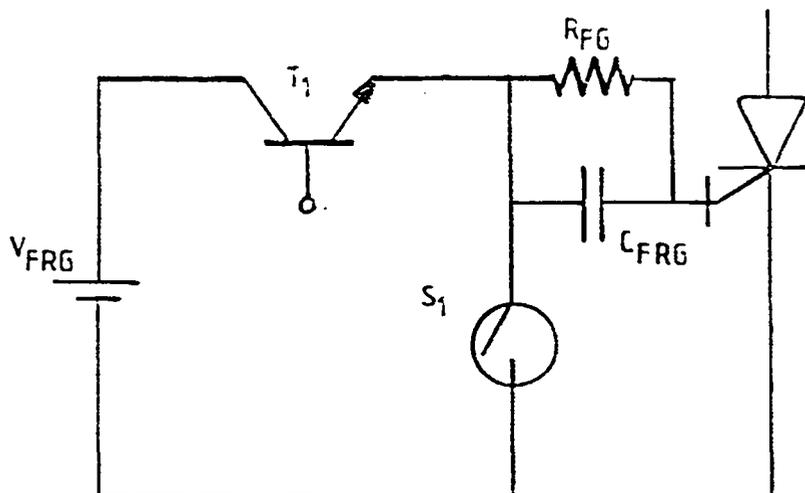


Fig. 2.8 - Comando com uma fonte de tensão e dois interruptores

## 2.5 - Isolamento do circuito de comando [11]

Os circuitos de comando do GTO podem apresentar as seguintes opções de isolamento:

### 2.5.1 - Isolamento indireto ( Transformador de pulso )

Este método proporciona o isolamento do circuito de comando como um todo. Entretanto, ele apresenta maior complexibilidade, já que necessita de um circuito pulsador extra, para evitar a saturação do transformador de pulso. Suas limitações, em termos de razão de crescimento de corrente de gate, proporcionam um aumento nos intervalos de comutação do GTO.

Nas aplicações em que se utiliza modulação PWM, surgem pulsos com grande variedade de largura e de frequência instantânea. Isto dificulta o emprego do transformador de pulso devido ao tempo mínimo de desmagnetização requerido.

Para solucionar os problemas relativos a saturação, foram desenvolvidas

algumas configurações como mostrado na figura 2.9.

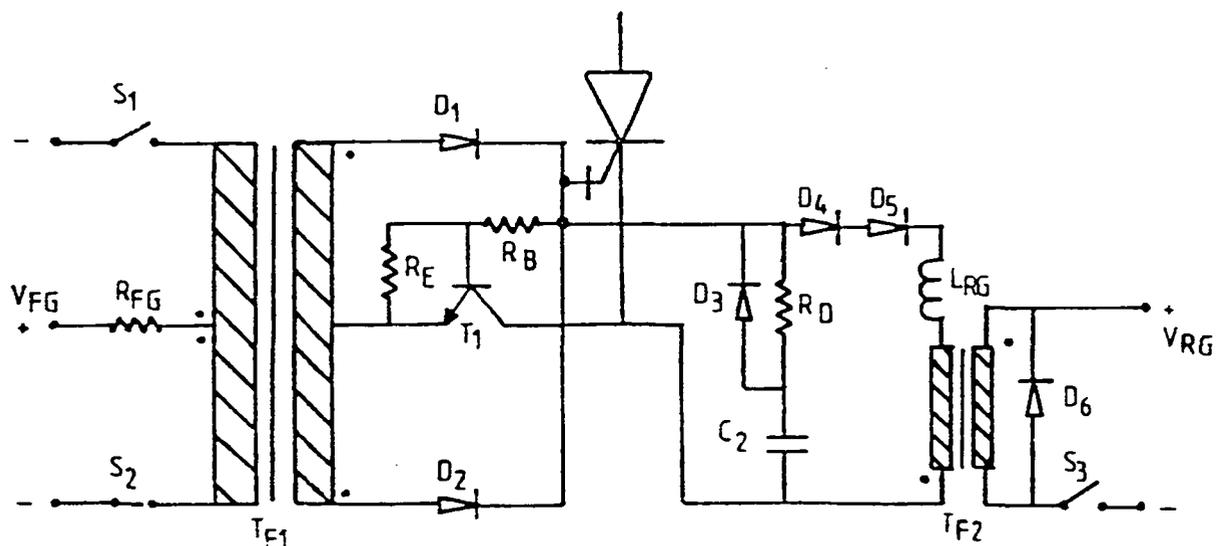


Fig. 2.9 - Isolamento via transformador de pulsos

O transformador de pulso  $T_{F1}$  é de um tipo especial [10] com um ponto médio no primário e outro no secundário. Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  operam complementarmente durante a condução do GTO para não saturar o transformador. Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  são usados como retificadores e reconstituem a largura completa do pulso de disparo. O transistor  $T_1$  proporciona um ganho de corrente e o desacoplamento entre os circuitos de disparo e bloqueio.

Para o bloqueio do GTO é usado o transformador de pulsos  $T_{F2}$  com corrente pulsada convencional. Com a entrada em condução do interruptor  $S_3$ , é extraído um pico de corrente do gatilho do GTO via  $L_{RG}$ . Durante o bloqueio momentâneo de  $S_3$ , a corrente de  $L_{RG}$  flui através de  $D_3$  e de  $C_2$  que polariza reversamente a junção gatilho-catodo. A operação de bloqueio evolui com os bloqueios e disparos de  $S_3$  até que quando  $S_3$  bloquear e  $S_1$  ou  $S_2$  entrarem em condução o capacitor  $C_2$  se descarrega no resistor  $R_D$  via transistor  $T_1$ . Os diodos  $D_4$  e  $D_5$  são usados para desacoplar os circuitos de disparo e de bloqueio.

### 2.5.2 - Isolamento direto

Nos circuitos de comando com isolação direta, pelo menos a etapa de saída do comando possui o mesmo potencial que o GTO. Isto implica na utilização de duas fontes de alimentação, uma antes e outra depois do estágio de isolamento. Normalmente neste método é usado um fotoacoplador como no circuito da figura 2.10 que, entretanto, apresenta dois pontos fracos:

- A existência de correntes induzidas devido ao  $\frac{dV}{dT}$ , que podem provocar bloqueios ou disparos acidentais.

- A interferência do sistema de saída no sistema de entrada, através de correntes capacitivas do isolamento entre enrolamentos do transformador de alimentação das fontes.

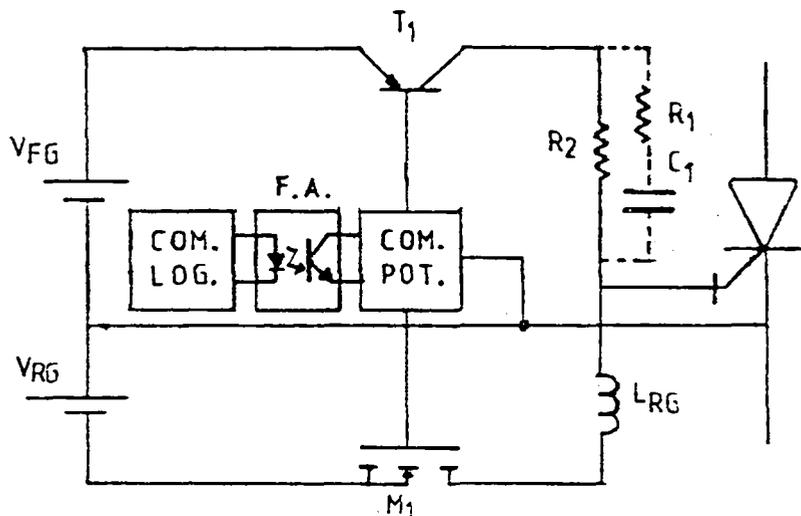


Fig. 2.10 - Isolamento com fotoacoplador

Para minimizar o primeiro problema, usa-se um segundo fotoacoplador, sujeito ao mesmo  $\frac{dV}{dT}$  que o principal. Este segundo fotoacoplador deve estar posicionado de forma a inibir apenas os disparos e bloqueios acidentais [12],[13]. Para o segundo problema, é aconselhado o uso de dois transformadores distintos, um para alimentar a fonte de entrada e outro para a de saída [11]. Isto entretanto é muito dispendioso.

## 2.6 - Proteção contra sobrecorrente

O GTO possui algumas correntes características que delimitam a sua faixa de operação. Existe uma corrente máxima repetitiva controlável ( $I_{TORM}$ ) que é função principalmente da frequência média de chaveamento e da razão cíclica.  $I_{TORM}$ , juntamente com  $I_{TSM}$  podem ser evitadas com o uso de fusíveis ultra-rápidos. O mesmo entretanto, não acontece com  $I_{TQSM}$ , já que os fusíveis ultra-rápidos não são rápidos o suficiente para evitar que o GTO se destrua, ao bloquear uma corrente superior a  $I_{TQSM}$ .

Em relação a  $I_{TQSM}$  existem três medidas normalmente adotadas:

- Uso de uma proteção ativa que bloqueia o GTO quando a corrente  $I_{AK}$  se aproxima de  $I_{TQSM}$ . [4]
- Inibição das ordens de bloqueio do GTO, quando a corrente  $I_{AK}$  se aproxima de  $I_{TQSM}$ . A corrente então é bloqueada pelos fusíveis (proteção passiva) [14].
- Uso de comandos auto-protegidos [12], [13], [14].

As duas medidas iniciais requerem, normalmente, a utilização de um sensor de efeito HALL [15], que embora forneça isolamento é bastante caro.

## 2.7 - Circuitos auto-protegidos contra sobrecorrente

A utilização dos circuitos de comando do GTO auto-protegidos contra sobrecorrente vem se tornando bastante atraente. Eles permitem uma proteção mais rápida com menores custos (ausência de sensor de corrente e de indutor de limitação de  $\frac{dI_{AK}}{dT}$ ). Algumas técnicas utilizadas são mostradas a seguir.

### 2.7.1 - Monitoração da tensão $V_T$ [12], [13]

Como já visto anteriormente, o valor de  $V_T$  é proporcional a corrente  $I_{AK}$ .

No caso de uso do pulso largo, deve ser lembrado que o valor de  $V_T$  deve cair para a mesma corrente  $I_{AK}$ . Na figura 2.11 é apresentada uma curva que demonstra a relação de  $V_T$  com  $I_{AK}$ .

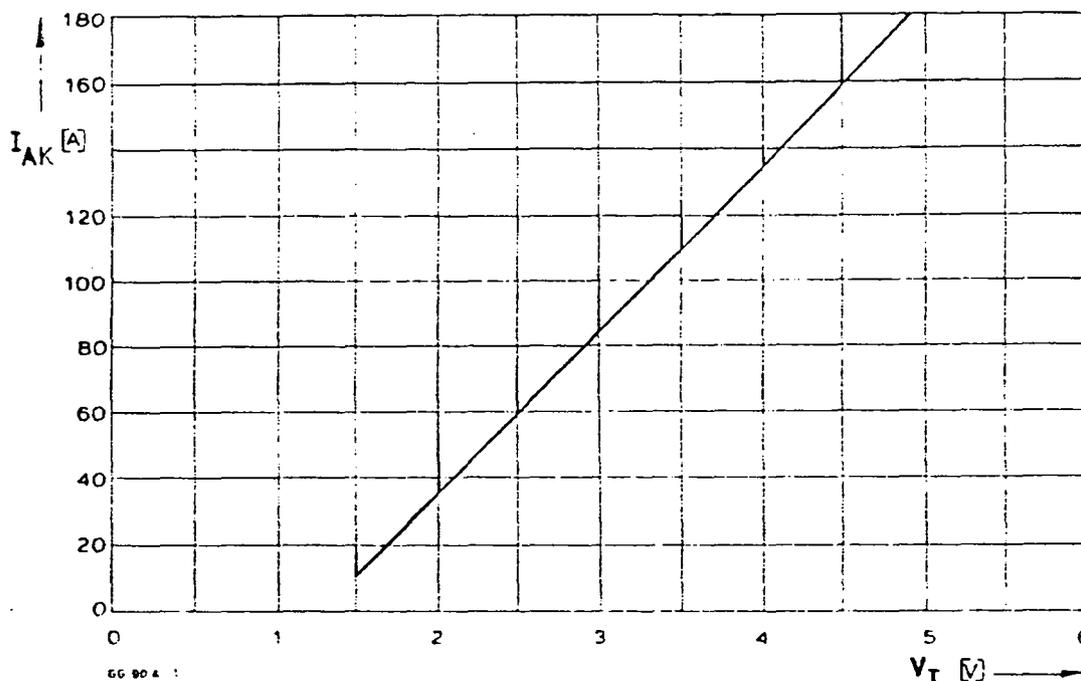


Fig. 2.11 - Relação entre  $V_T$  e  $I_{AK}$  com  $I_{FGK}$  igual a zero

Esta técnica consiste em comparar o valor de  $V_T$  com um nível de referência pré-fixado. Este nível de referência deve ser menor que o valor de  $V_T$  com  $I_{AK}$  igual a  $I_{TQSM}$ . Além disto, deve ser levado em conta o máximo valor de  $I_{AK}$  que pode ser bloqueado sem impor um  $\frac{dV_{AK}}{dT}$  maior que o permitido. Esta corrente máxima depende do circuito de ajuda a comutação (CAC). No momento em que  $V_T$  ultrapassar o nível de referência o GTO deve ser bloqueado.

### 2.7.2 - Monitoração do tempo de estocagem [14]

Este método se baseia na proporcionalidade entre a corrente  $I_{AK}$  e o valor de  $T_{dq}$ . Isto pode ser observado na figura 2.12.

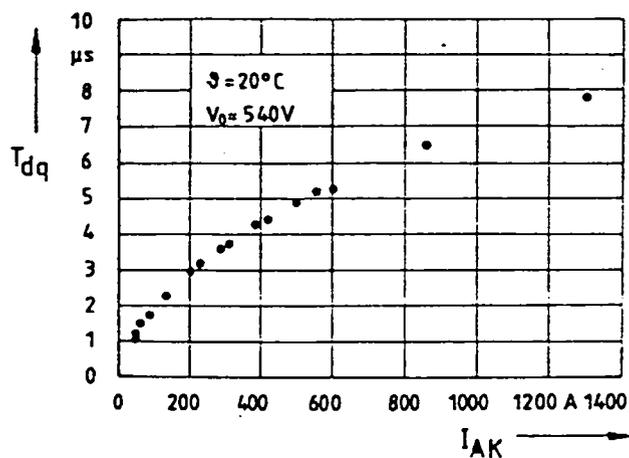


Fig. 2.12 - Relação entre  $T_{dq}$  e  $I_{AK}$

Conforme pode ser visto na figura 2.13 quanto maior a corrente  $I_{AK}$ , maior o valor de  $T_{dq}$  e maior o valor de  $I_{RGK}$ .

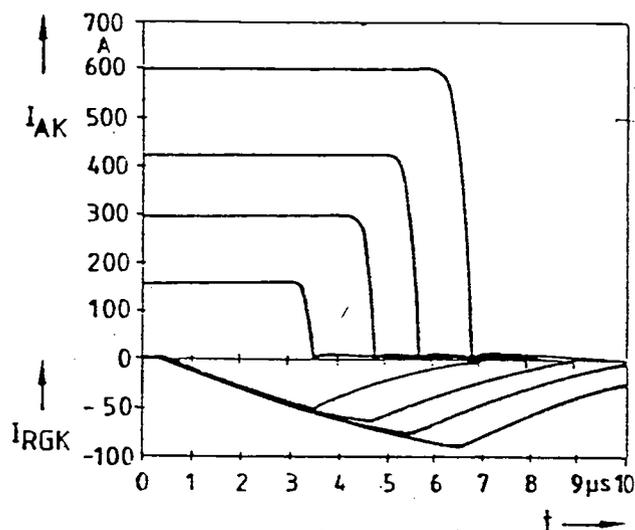


Fig. 2.13 - Correntes  $I_{AK}$  e  $I_{RGK}$  durante o bloqueio do GTO

Para se deduzir  $I_{AK}$  através de  $T_{dq}$ , deve-se determinar o valor de  $T_{dq}$ . Pela definição de  $T_{dq}$ , deveriam ser medidos o instante de aplicação de  $I_{RGK}$  e o instante em que  $I_{AK}$  cai a 90% do seu valor inicial. Entretanto, a medida destes instantes via correntes é complicado.

Considera-se então, para efeitos de simplificação, que o início da corrente  $I_{RGK}$  é instantâneo a aplicação da tensão  $V_{RGK}$ . Conforme pode ser

visto na figura 2.14 a tensão  $V_{RGK}$  é semelhante a corrente  $I_{AK}$  durante o bloqueio. Desta forma obtém-se o valor de  $T_{dq}$  monitorando apenas a tensão  $V_{RGK}$ .

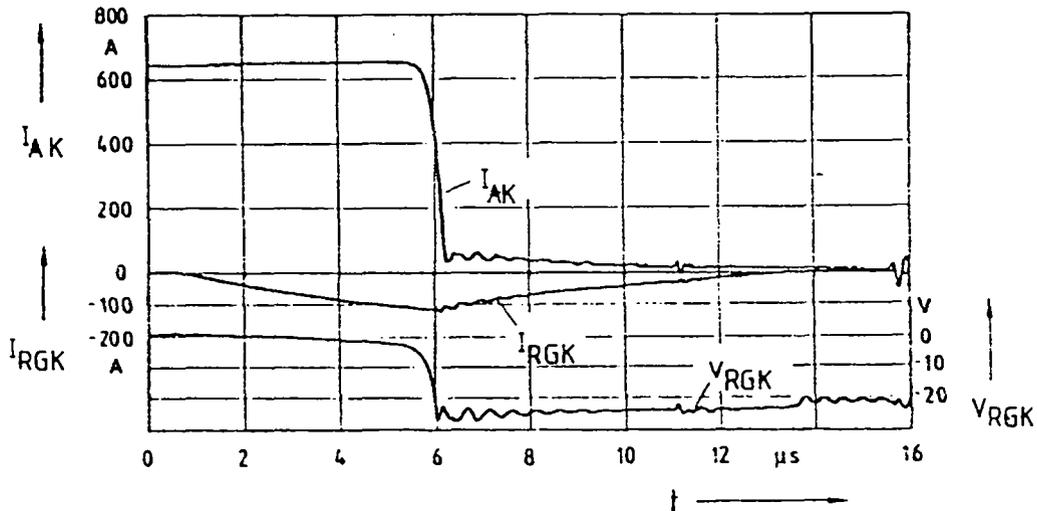


Fig. 2.14 - Semelhança entre  $I_{AK}$  e  $V_{RGK}$

Para determinar-se se o bloqueio de  $I_{AK}$  será seguro, o valor de  $T_{dq}$  medido será comparado, durante a sua obtenção, com  $T_{dq1}$  e  $T_{dq2}$ . O valor de  $T_{dq1}$  corresponde a uma corrente  $I_{AK}$  que não ocorreria em operação normal. O valor de  $T_{dq2}$  é equivalente a uma  $I_{AK}$  igual a  $I_{TQSM}$ .

Se o valor de  $T_{dq}$  medido for maior que  $T_{dq1}$  e menor que  $T_{dq2}$ , é enviada uma ordem de bloqueio ao GTO. Entretanto, se  $T_{dq}$  medido for maior que  $T_{dq2}$ , o bloqueio dos GTOs é interrompido e enviada nova ordem de disparo. Fica para os fusíveis a tarefa de interromper a corrente.

## 2.8 - Características do circuito de comando escolhido

Como prevê-se alimentar cargas indutivas e variáveis, opta-se por um disparo com pulso largo. O capacitor usado para permitir o pico de corrente de disparo, será usado também, para o bloqueio do GTO. O bloqueio do GTO terá características de bloqueio por corrente para que o capacitor de bloqueio não seja exageradamente grande (centenas de  $\mu F$ ).

O circuito de isolamento será do tipo direto para permitir maiores valores de  $\frac{dI_{FGK}}{dT}$  e de  $\frac{dI_{RGK}}{dT}$ . Isto proporcionará maior velocidade de comutação do GTO. Os comandos com isolamento direta apresentam também menores sensibilidades à variação de cada elemento isolador que os comandos com isolamento indireta.

O circuito de comando será auto-protegido contra sobrecorrente e será empregada a técnica de monitoração da tensão  $V_T$ , por apresentar maiores facilidades de implementação.

## 2.9 - Primeiro estágio do circuito de comando do GTO

Será aquele responsável pelo isolamento entre a parte de baixa potência (sinais de comando com níveis lógicos) e a parte de alta potência. Nesta última, estão ligados os estágios de processamento e de saída, que serão vistos a seguir.

O circuito utilizado neste estágio é o apresentado na figura 2.15.

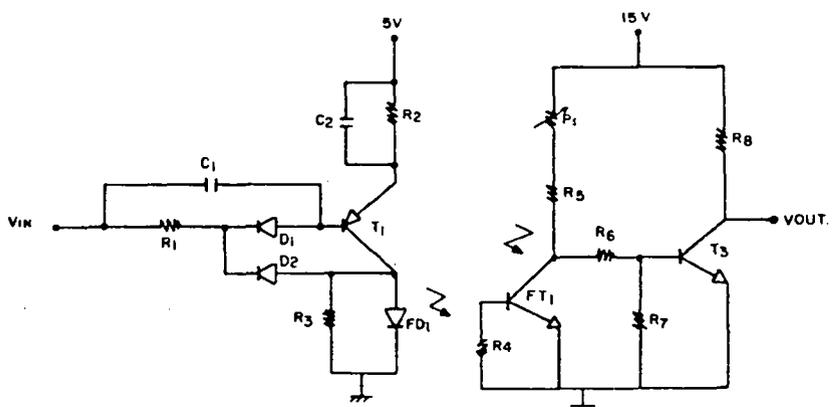


Fig. 2.15 - Estágio de isolamento

Uma das limitações impostas pelo uso do fotoacoplador é o atraso na propagação do sinal. Quando o sinal  $V_{in}$  apresenta nível lógico baixo, o transistor  $T_1$  conduz e circula por  $F_{D1}$  uma determinada corrente, disparando  $F_{T1}$ . Para aumentar a velocidade de entrada em condução é utilizado um pico inicial de corrente fornecido por  $C_1$  e  $C_2$ . Cessado o pico, circula uma corrente mínima em  $F_{D1}$  limitada por  $R_2$ .  $D_1$  e  $D_2$  evitam que o transistor  $T_1$  opere

saturado. Para polarizar  $F_{T1}$  na região desejada (linear) é utilizado o potenciômetro  $P_1$ . Assim, quando a tensão  $V_{in}$  for ao nível lógico alto, o atraso devido ao tempo de estocagem de  $F_{T1}$  diminui. O resistor  $R_3$  é usado para descarregar as capacitâncias parasitas de  $F_{D1}$  quando  $V_{in}$  estiver no nível lógico alto.

A tensão no coletor de  $F_{T1}$  durante a sua condução, é calibrada em 0,8V. Devido ao divisor de tensão obtido com  $R_6$  e  $R_7$ , quando  $F_{T1}$  estiver conduzindo,  $T_3$  está bloqueado. Entretanto, com o bloqueio de  $F_{T1}$ , o transistor  $T_3$  entra em condução. Desta forma quando  $V_{in}$  apresentar nível lógico baixo  $T_3$  está bloqueado, do contrário  $T_3$  conduz. Este estágio de isolamento funciona como um inversor do nível lógico  $V_{in}$ .

#### 2.10 - Segundo estágio do circuito de comando do GTO

Neste estágio é feito o processamento do sinal proveniente do estágio de isolamento e do sinal detetor de sobrecorrente. Na sua saída haverá um sinal que determinará os instantes em que o GTO deverá conduzir ou bloquear. No caso de ocorrência de sobrecorrente, mesmo que o sinal  $V_{in}$  mande o GTO permanecer em condução, o sinal de sobrecorrente predomina e o GTO bloqueia.

Esta etapa está centralizada no comparador de tensão do tipo LM 311, cujo circuito equivalente é apresentada na figura 2.16.

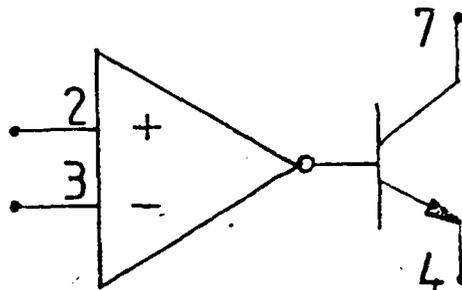


Fig. 2.16 - Circuito equivalente do comparador de tensão do tipo LM 311

Baseado no circuito equivalente do comparador LM 311, observa-se que, quando o sinal na entrada não inversora for maior que o da entrada inversora, o transistor de saída bloqueia, do contrário ele conduz. O estado deste

transistor (conduzindo/bloqueado) servirá de entrada para que o próximo estágio mantenha o GTO conduzindo ou bloqueado.

Como já foi dito anteriormente, o GTO possui um intervalo mínimo de condução ( $T_{\text{TMIN}}$ ), que se for desrespeitado provocará a queima do dispositivo. Isto implica na inibição da proteção por um intervalo maior ou igual a  $T_{\text{TMIN}}$ . Entretanto, deve-se garantir que se durante este intervalo de tempo ocorrer um curto-circuito, a corrente  $I_{\text{AK}}$  não alcance o valor de  $I_{\text{TQSM}}$ . Isto é obtido com a introdução de uma indutância extra em série ao GTO.

Para o segundo estágio (figura 2.17) foi adaptado um circuito já utilizado anteriormente [12].

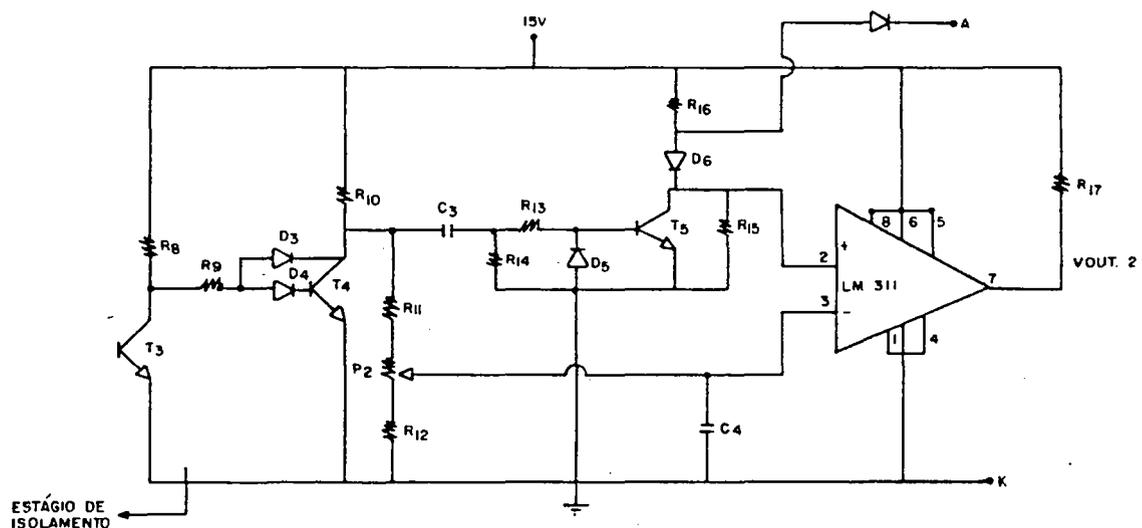


Fig. 2.17 - Segundo estágio do circuito de comando do GTO

Seguindo uma convenção adotada, quando  $V_{\text{in}}$  apresentar um sinal lógico alto, o GTO deve conduzir, do contrário deve bloquear. Como o estágio de isolamento é do tipo inversor, quando a tensão no coletor de  $T_3$  for zero o GTO conduz, do contrário bloqueia. Com o transistor  $T_3$  bloqueado, a tensão no coletor de  $T_4$  vai a aproximadamente zero, o mesmo acontece com a tensão na entrada inversora do comparador LM 311, enquanto que a tensão na entrada não inversora é dada pela equação 2.1.

$$V^+ = \frac{R_{15} (V_{\text{CC}} - V_{\text{D6}})}{R_{15} + R_{16}} \quad \text{Eq. (2.1)}$$

Para  $R_{15}$  igual a  $R_{16}$  e com  $V_{CC}$  igual a 15V, a tensão  $V^+$  fica em aproximadamente 7V. Isto mantém a tensão no pino 7 do comparador LM 311 em aproximadamente 15V. Desta forma é enviado ao estágio seguinte uma ordem de manutenção do GTO bloqueado.

Se o transistor  $T_3$  entrar em condução devido a uma mudança no nível lógico de  $V_{in}$ , o transistor  $T_4$  bloqueia. Flui através de  $C_3$  uma corrente que satura  $T_5$  durante algum tempo, levando a aproximadamente zero a tensão na entrada não inversora. Com o bloqueio de  $T_4$ , a tensão na entrada inversora do comparador LM 311 é dada pelo divisor de tensão entre  $R_{10} - R_{11} - P_2 - R_{12}$ . Esta tensão corresponde ao nível de comparação para detecção de uma sobrecorrente.

Estando a tensão na entrada não inversora em um nível inferior a tensão na entrada inversora, a tensão no pino 7 do comparador LM 311 vai a zero. Isto significa que é enviada uma ordem de disparo do GTO, ao próximo estágio do circuito de comando.

O intervalo de tempo em que o transistor  $T_5$  permanece saturado, corresponde ao intervalo de inibição da proteção, que deve ser superior a  $T_{THIN}$ . Antes de  $T_5$  dessaturar, o GTO já entrou efetivamente em condução. Com o corte de  $T_5$ , a tensão na entrada não inversora é semelhante a tensão  $V_T$ .

Durante a operação normal, no momento em que a tensão em  $V_{in}$  cai ao nível lógico baixo,  $T_4$  entra em condução e a tensão no pino 7 do comparador LM 311 vai a aproximadamente 15V, proporcionando ordem de bloqueio do GTO para o próximo estágio. Durante a operação de bloqueio do GTO a tensão na entrada não inversora muda de  $V_T$  até aproximadamente 7V com o GTO bloqueado.

Se, entretanto, durante a condução do GTO ( $V_{in}$  em nível lógico alto) a corrente  $I_{AK}$  alcançar um nível que faça  $V_T$  superar a tensão de referência, a tensão no pino 7 do LM 311 cai a aproximadamente 15V e o GTO bloqueia. É importante observar, que após o bloqueio devido a sobrecorrente, o GTO só pode voltar a disparar após a descarga de  $C_3$  sobre o transistor  $T_4$ . Isto ocorre quando a tensão de  $V_{in}$  cai ao nível lógico baixo.

São apresentadas na figura 2.18 formas de onda em partes importantes do circuito.

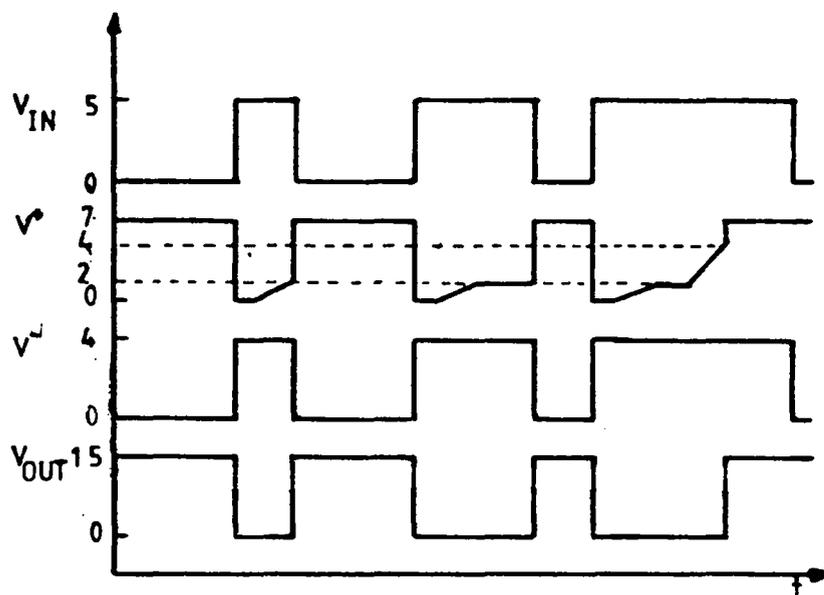


Fig. 2.18 – Formas de onda representativas do segundo estágio

### 2.11 - Terceiro estágio do circuito de comando

A partir do sinal proveniente do pino 7 do comparador LM 311, já se tem os instantes em que o GTO deverá disparar e bloquear. Faltava apenas o estágio de potência para o gatilho do GTO e que será implementado neste estágio.

As características de disparo por pulso largo e de bloqueio por corrente serão implementadas neste estágio. Conforme se pode observar na figura 2.19, é usada apenas uma fonte de alimentação para através dos transistores  $T_6$  e  $T_7$  em configuração Darlington disparar o GTO. O bloqueio é obtido com a condução de  $M_1$ , que polariza reversamente a junção gatilho-catodo, com a energia armazenada previamente no capacitor  $C_5$ .

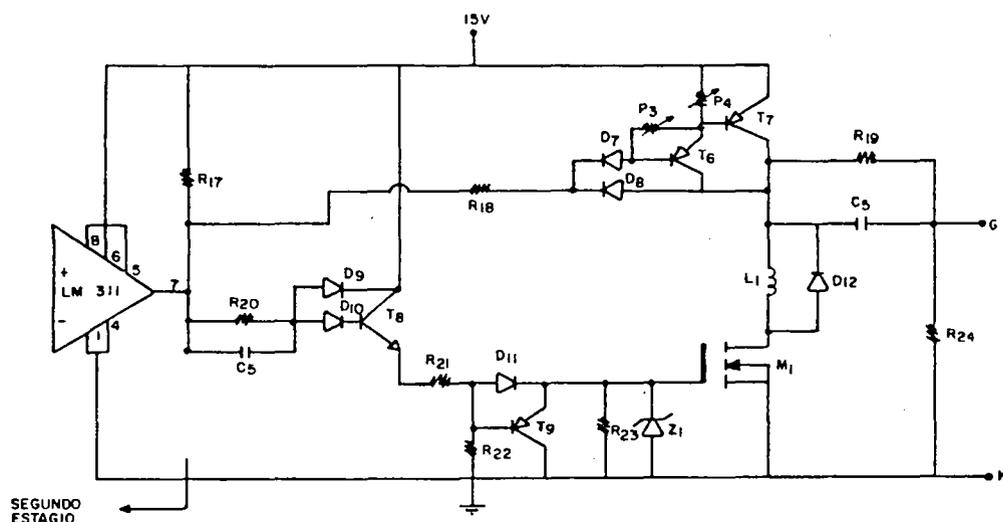


Fig. 2.19 - Terceiro estágio de comando do GTO

### Disparo do GTO

A configuração Darlington formada por  $T_6$  e  $T_7$  é para permitir um valor de 9A para  $I_{PFGK}$ , conforme recomendação do fabricante. Como a tensão no pino 7 do comparador LM 311 ora é 15V, ora é 0V, não há um tempo morto entre os instantes de condução de  $T_6 - T_7$  e os de  $M_1$ . Os diodos  $D_7$  e  $D_8$  servem para evitar a saturação de  $T_6$  e  $T_7$ , diminuindo o seu atraso no bloqueio e evitando um curto-circuito na fonte quando  $M_1$  entrar em condução.

Merece atenção especial o cálculo do capacitor  $C_5$ , de modo que permita uma duração do pulso inicial de corrente, de pelo menos  $T_p$ . Para os GTOs utilizados (anexo B)  $T_p$  é igual a  $10\mu s$ .

Assim, obtém-se o valor de  $C_5$  a partir de:

$$I_c(T) = I_c(0) e^{-\frac{T}{RC}} \quad \text{Eq. 2.2}$$

$$\text{Com } \begin{cases} R \cong 1\Omega \\ T = T_p = 10\mu s \end{cases} \quad \begin{cases} I_c(0) = 9A \\ I_c(T) = I_{GT} = 0,6A \end{cases}$$

Obtém-se:

$$C = - \frac{T}{R \ln\left(\frac{I_c(0)}{I_c(T)}\right)} = 3,69\mu\text{F} \quad \text{Eq. 2.3}$$

Valor adotado:  $C = 4,4\mu\text{F}$

Obs: Tomou-se  $R$  como a soma das resistências série do Darlington, série equivalente do capacitor e parasita da fiação.

O valor de  $R_{19}$  deve ser tal, que permita, durante a condução do GTO, uma corrente igual a  $I_{GT}$ . Para os GTOs utilizados,  $I_{GT}$  é igual a 0,6A.

$$R_{19} = \frac{V_{CC} - V_{CET7} - V_{GK}}{I_{GT}} \quad \text{Eq. 2.4}$$

$$R_{19} = \frac{15 - 1,4 - 1,5}{0,6} \cong 20\Omega$$

valor adotado  $R_{19} = 18\Omega$

### Bloqueio do GTO

Para se obter a característica de bloqueio por corrente, introduz-se o indutor  $L_1$  na malha de bloqueio. Esta indutância além de permitir a diminuição do capacitor  $C_5$ , limita a corrente de curto-circuito através de  $T_7$  e  $M_1$ . Este curto-circuito é de pequena duração e ocorre durante o bloqueio de  $T_7$  e o disparo de  $M_1$ , devido ao tempo de estocagem de  $T_7$ . O valor de  $L_1$  é um valor padrão sugerido pelo fabricante [11].

O cálculo do valor do capacitor que deverá com sua energia bloquear o GTO é bastante complicada. Como não será utilizada uma fonte de tensão para polarizar reversamente a junção gatilho-catodo do GTO durante o bloqueio, a imposição que se faz ao capacitor é que ele seja capaz de manter a extração de uma corrente  $I_{PRGK}$  por  $3\mu\text{s}$ , sem se descarregar mais que 50%. Desta forma:

$$C \geq \frac{I_{PRGK} \times T}{\Delta_{VC}} \quad \text{com:} \quad \begin{cases} \Delta_{VC} = 6V \\ I_{PRGK} = 8A \end{cases} \quad e$$

$$C \geq 4\mu F$$

Considera-se que o indutor  $L_1$  será capaz de, a partir daí, manter a extração de corrente que proporcionará o bloqueio efetivo do GTO.

Foi utilizado um MOSFET para o bloqueio do GTO, pela sua capacidade de conduzir uma corrente  $I_{PRGK}$  elevada com pequena potência de controle.

O circuito de comando do MOSFET já foi desenvolvido anteriormente [16]. Nele se destacam os seguintes aspectos:

- A extração de corrente das capacitâncias parasitas de entrada do MOSFET, via transistor  $T_g$  durante o bloqueio do MOSFET. Isto acelera o bloqueio de  $M_1$ .

- Proteção contra sobretensões na junção gate-source de  $M_1$  através de  $Z_1$ .

É recomendado pelo fabricante, que quando o GTO estiver bloqueado, a sua junção gatilho-catodo deve estar reversamente polarizada com 5V. Entretanto, devido ter sido usado um bloqueio do GTO com energia armazenada em capacitor, é, aconselhado a colocação de um resistor  $R_{24}$  em paralelo a junção gatilho-catodo. Segundo o fabricante, o uso de um destes artifícios garante a operação do GTO em seus níveis nominais de tensão e diminui a sensibilidade do GTO à destruição por  $\frac{dV}{dT}$ .

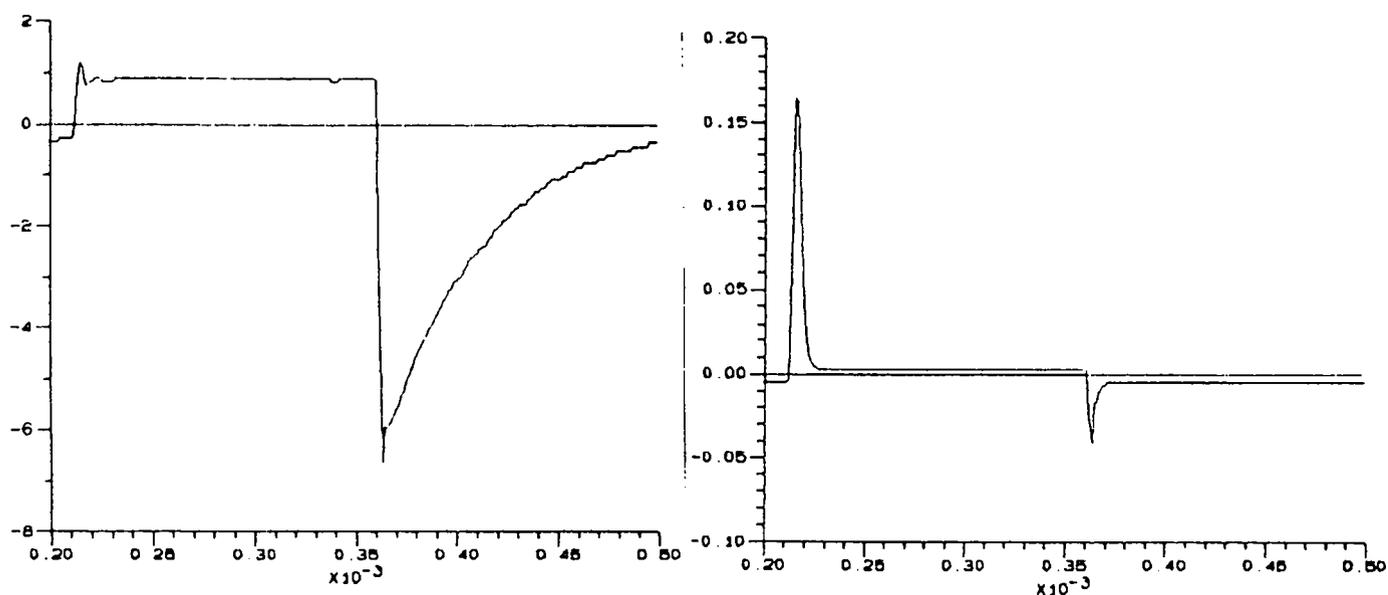
O circuito completo de comando do GTO é mostrado na figura 2.20.



## 2.12 - Resultados experimentais do circuito de comando

O circuito de comando do GTO foi testado inicialmente em um pulsador alimentando carga indutiva. A frequência usada no pulsador foi de 3KHz. A tensão de alimentação era de 250V e a corrente média na carga foi de 8A.

Na figura 2.21 são mostrados os sinais no gatilho do GTO durante a operação no pulsador. Estes sinais foram obtidos através de um sistema de aquisição de dados formado por um osciloscópio de memória e um microcomputador do tipo IBM-PC.



(a)

(b)

Fig. 2.21 - Sinais no gatilho do GTO

(a) - Tensão gatilho-catodo

(b) - Corrente gatilho-catodo, escala 1A/20mV

Conforme pode ser visto na figura 2.22, obteve-se as formas de onda típicas do GTO durante o bloqueio [3].

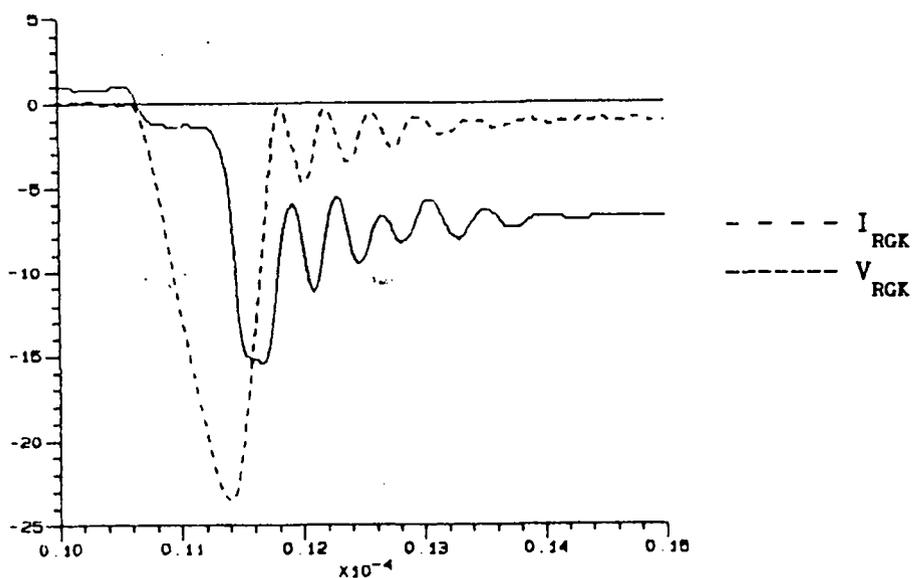


Fig. 2.22 - Tensão e corrente de gatilho-catodo durante o bloqueio do GTO

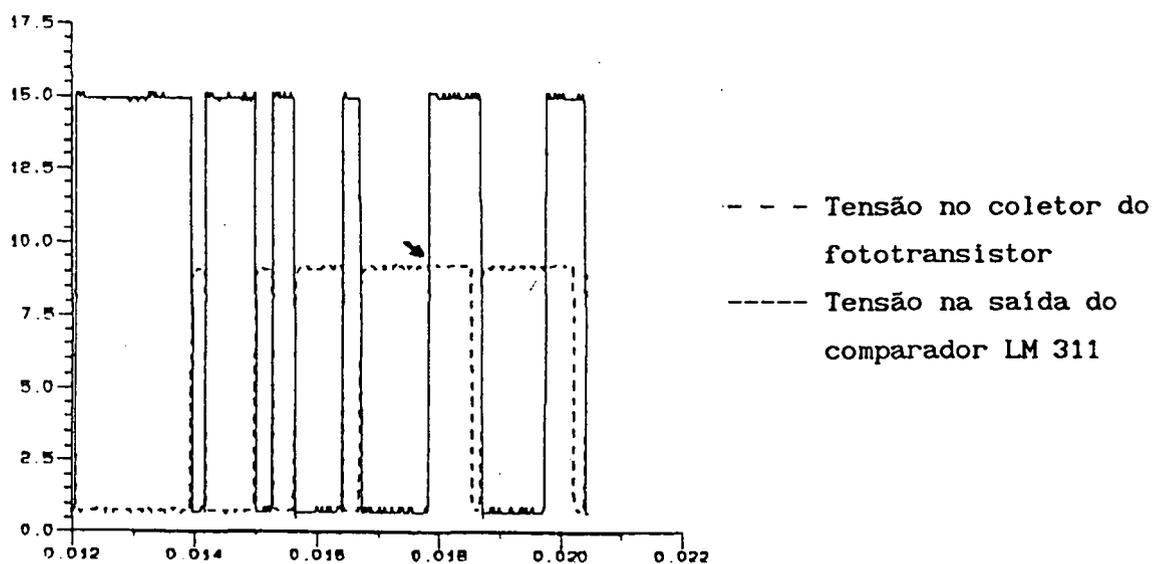


Fig. 2.23 - Atuação da proteção contra sobrecorrente do circuito de comando do GTO

A seguir o comando foi testado em um inversor monofásico em ponte, já com modulação PWM otimizada. São mostrados na figura 2.23 os sinais no coletor do fototransistor, que é idêntico ao sinal PWM de nível lógico, e o sinal no pino

7 do comparador LM 311. Comparando os dois sinais pode-se observar a atuação da proteção contra sobrecorrente. Isto ocorre quando a tensão na saída do comparador LM 311 subir, antes que o sinal no coletor do fototransistor chegue a zero. Com a proteção regulada para bloquear o GTO quando a corrente de carga for superior a 3A, obteve-se a figura 2.24. Nela pode-se observar que uma corrente sempre se mantém abaixo de 3A. Entretanto, quando a outra ultrapassa o valor limite ocorre um bloqueio.

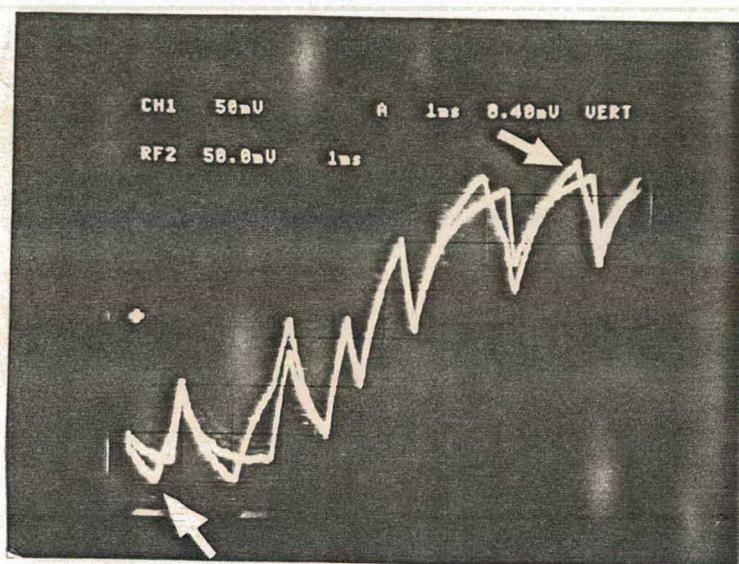


Fig. 2.24 - Correntes de carga com e sem a atuação da proteção

### 2.13 - Conclusão

A característica que gerou maiores problemas na realização prática do comando foi a de isolamento direto. A opção de usar fotoacoplador não impõem restrições as grandes variações da frequência instantânea de comutação e das larguras dos pulsos e permite maiores valores de  $\frac{dI_{FGK}}{dT}$  e de  $I_{PFGK}$ . Por outro lado, o fotoacoplador utilizado apresentou grande sensibilidade ao  $\frac{dV}{dT}$  ocorrido devido a comutação dos interruptores complementares de cada braço. O isolamento através de transformadores de pulso conforme apresentado na figura 2.9 não apresenta limitações em relação a grande variação da frequência de comutação e da largura de pulsos. Entretanto, devido a capacitância parasita

existente entre os enrolamentos do transformador, o isolamento indireto também apresenta sensibilidade ao  $\frac{dV}{dT}$ . Os transformadores especiais recomendados não eram disponíveis.

A proteção contra sobrecorrente implementada no circuito de comando se mostrou bastante eficiente tendo bloqueado até 20A com carga resistiva . Foi adotado este limite de corrente devido a escassez de GTOs que desestimulou a realização de um teste de curto-circuito franco.

É muito importante que o circuito de comando do GTO reproduza com exatidão os intervalos de condução e bloqueio gerados pelo circuito lógico de comando. Isto permite a aplicação de técnicas de modulação que melhoram o desempenho dos conversores.

## CAPÍTULO III

### MODULAÇÃO PARA INVERSORES TRIFÁSICOS DE TENSÃO

#### 3.1 - Introdução

A importância dos inversores de tensão está ligada a alimentação de cargas com características indutivas, como por exemplo um motor de indução. Devido ao comportamento da carga poder ser aproximado a uma fonte de corrente, é imediata a tendência de se alimentar o conversor com uma fonte de tensão.

A alimentação de uma carga de alta potência através de um barramento monofásico, pode levar a um desbalanceamento do barramento trifásico principal. Para estes casos é recomendável o uso de uma alimentação trifásica.

Uma das maneiras de se obter tensão variável na saída de um inversor é alimentá-lo com um pulsador. Isto além de aumentar o custo, torna o acionamento volumoso. Surge então a idéia do uso da modulação em inversores que permite, além da variação da tensão de saída sem o uso de pulsadores, a melhora do espectro harmônico desta tensão de saída.

A modulação PWM otimizada permite, além da regulação da fundamental, a eliminação de harmônicas. Isto é de especial interesse na alimentação de servomotores de indução, onde as vibrações de baixas frequências no eixo, podem assim ser minimizadas.

#### 3.2 - Inversor de tensão trifásico e de seis pulsos

A forma mais simples de se operar um inversor trifásico é no modo  $180^\circ$  ou seis pulsos. Os interruptores de cada braço operam complementarmente, sendo que cada um deles conduz durante meio ciclo ( $180^\circ$ ). Os sinais de comando dos três braços devem estar defasados de  $120^\circ$ . O comando deste inversor é bastante simples, sendo necessário apenas um contador Johnson [8] para gerar os instantes de comutação dos interruptores.

Na figura 3.1 são mostrados os sinais de comando dos interruptores

superiores dos três braços. Os sinais dos interruptores inferiores são complementares.

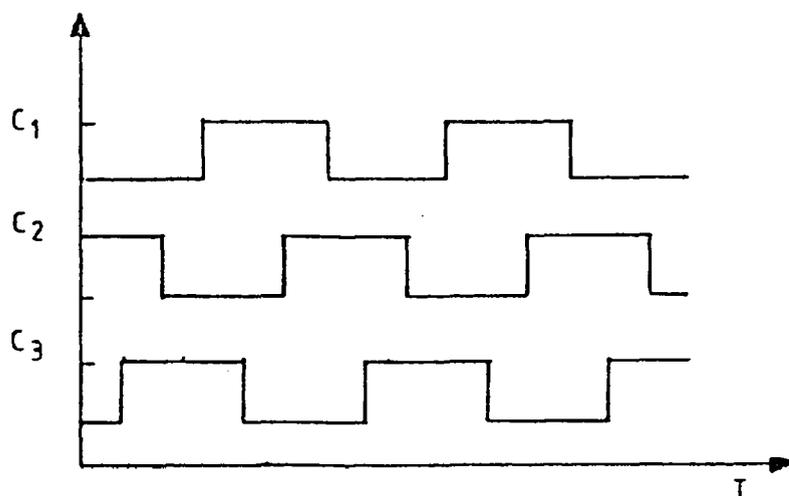


Fig. 3.1 - Sinais de comando dos interruptores superiores do inversor trifásico de seis pulsos

Normalmente para se conseguir uma tensão eficaz de saída variável neste modo de operação, alimenta-se o inversor com uma tensão DC variável. Isto, entretanto, implica no uso de um pulsador.

Um importante fator de desempenho dos conversores DC-AC, diz respeito a ordem e a amplitude das harmônicas geradas junto com a fundamental.

Devido a simetria de 1/2 onda presente na tensão de saída, as harmônicas pares são nulas.

Algumas estruturas trifásicas eliminam por si mesmas a 3<sup>a</sup> harmônica e as de ordem múltiplas de 3. Este é o caso da ponte inversora trifásica que não utiliza o neutro, que é mostrada na figura 3.2.

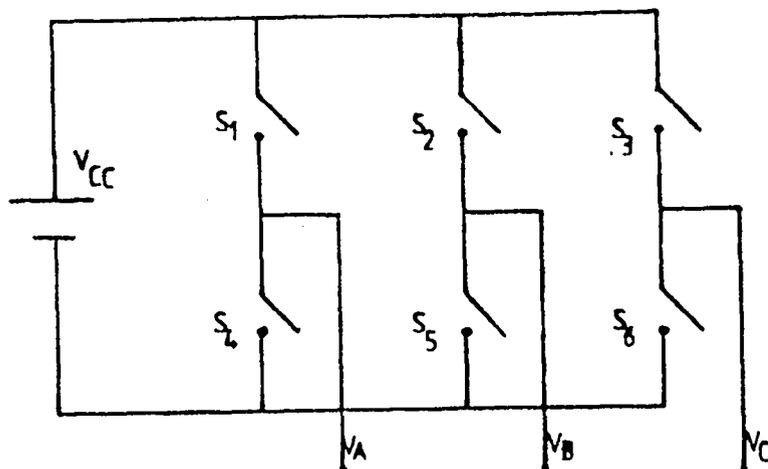


Fig. 3.2 - Inversor trifásico com neutro isolado

Desta forma, as principais harmônicas presentes na tensão de fase para o inversor trifásico de seis pulsos são a 5<sup>a</sup> e a 7<sup>a</sup> (figura 3.3). Elas possuem uma amplitude de 20% e 15% da fundamental respectivamente.

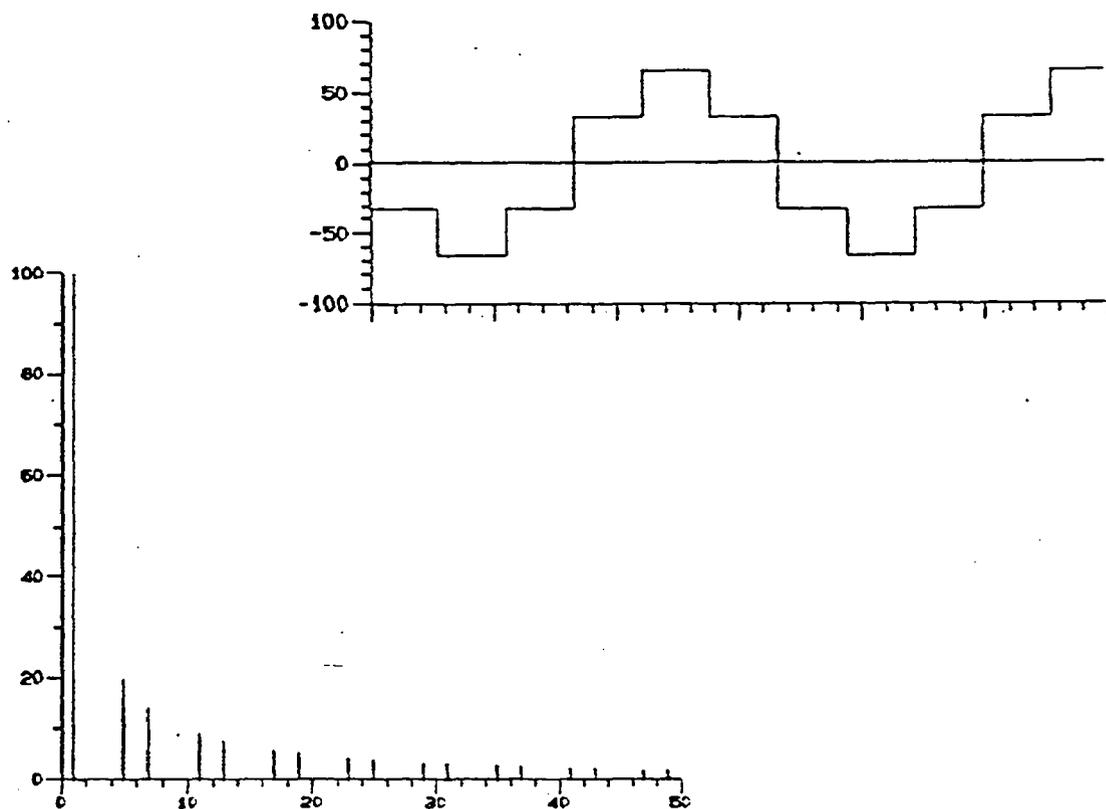


Fig. 3.3 - Tensão de fase do inversor trifásico de seis pulsos e análise harmônica

Para o acionamento de motores de indução, a 5<sup>a</sup> e a 7<sup>a</sup> harmônicas de tensão provocam o aparecimento da 6<sup>a</sup> harmônica de torque [17]. Isto ocasiona vibrações no eixo do motor e o conseqüente aumento do desgaste mecânico, do ruído e das perdas no motor. Este método de comando do inversor trifásico é inviável para o acionamento de certas cargas, como por exemplo um servomotor de indução [18].

### 3.3 - Modulação PWM Senoidal

Esta modulação permite, principalmente, a variação da tensão eficaz de saída a partir de uma fonte DC fixa. Isto é conseguido com a mudança dos instantes de disparo e bloqueio dos interruptores. Para um inversor trifásico, estes instantes são obtidos a partir da comparação de três ondas senoidais, defasadas de  $120^\circ$ , com uma onda triangular, conforme pode ser visto na figura 3.4.

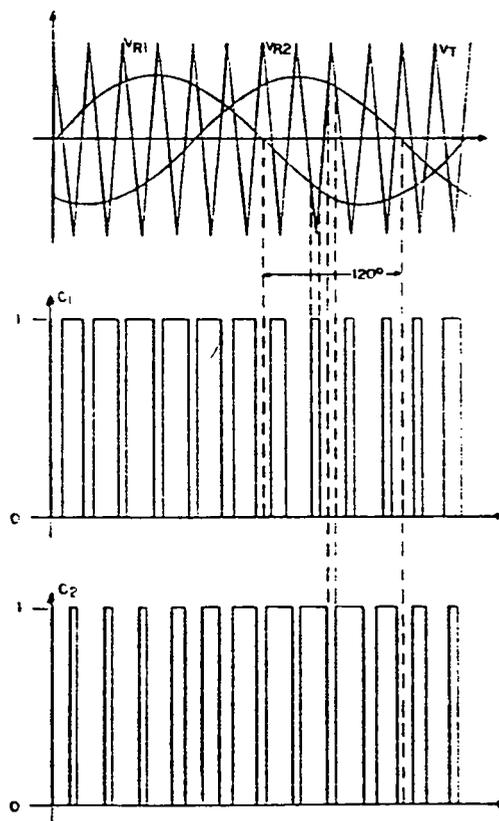


Fig. 3.4 - Obtenção dos sinais de comando das chaves S e S com modulação PWM senoidal

A ordem e a amplitude das harmônicas de tensão gerados junto com a fundamental, são posicionados no espectro harmônico, de acordo com o número de pulsos por período (P), da forma de onda do comando. O parâmetro P é obtido da relação entre a frequência da onda triangular (portadora) e a frequência da onda senoidal (moduladora). Quanto maior o valor de P, menores serão as amplitudes das harmônicas de baixa ordem, sendo que o conteúdo harmônico é deslocado em direção as altas frequências.

Esta modulação deve ser utilizada com um grande número de pulsos por período ( $P > 25$ ). Para um pequeno número de pulsos por período ( $P = 7$ ), o desempenho do inversor fica pior que se comandado no modo  $180^\circ$ . Isto em relação as amplitudes das harmônicas de ordem  $5^a$  e  $7^a$ . Um grande número de pulsos implica em uma alta frequência de comutação. Isto impõe uma limitação no interruptor, principalmente nos destinados a controlar grandes potências.

O índice de modulação (M) é definido pela relação:

$$M = \frac{V_P}{V_C}$$

onde:

$V_P$  = Amplitude do sinal senoidal

$V_C$  = Amplitude do sinal triangular

A amplitude da fundamental é diretamente proporcional a M. A variação de M é normalmente feita com a mudança da amplitude das ondas senoidais, mantendo fixa a amplitude da onda triangular.

Idealmente, o índice de modulação pode variar de ' 0 ' a ' 1 '. Entretanto, isto implica em alguns pulsos com larguras tendendo a zero, difíceis de serem realizadas pelos interruptores de potência.

### 3.4 - Modulação PWM otimizada

Esta modulação permite, além de regular a amplitude da fundamental, minimizar as harmônicas de baixa ordem, sem requerer um número elevado de

pulsos por período. Também, dentro do processo de otimização dos instantes de comutação, pode-se impor restrições como largura mínima de pulsos de acordo com o interruptor de potência que será usado.

Para comandar os braços B e C de um inversor trifásico, utiliza-se o mesmo comando do braço A, porém defasado de  $120^\circ$  e  $240^\circ$  respectivamente. O comando do braço A é o mesmo que seria utilizado em um inversor monofásico em meia ponte.

A figura 3.5 mostra um período da forma de onda de um comando PWM otimizado, com 7 pulsos.

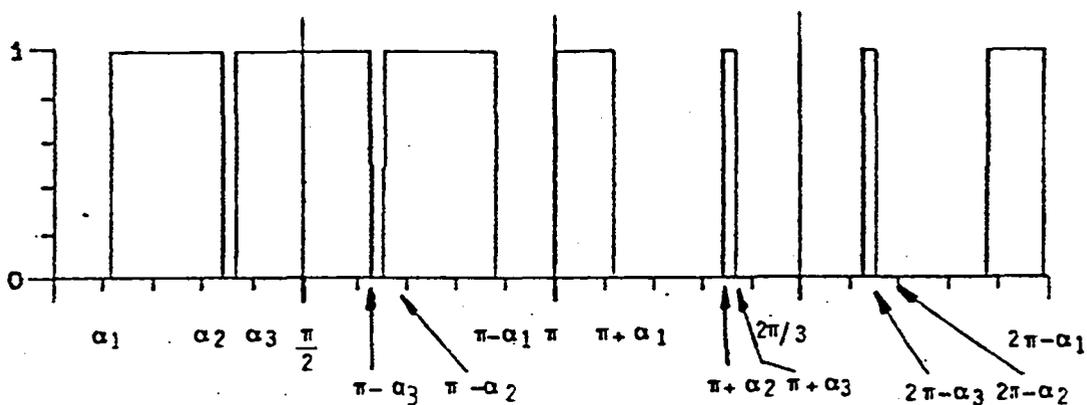


Fig. 3.5 - Período completo de um comando PWM otimizado

A série de Fourier da forma de onda da figura 3.5 pode ser escrita da seguinte forma:

$$V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad \text{Eq. 3.1}$$

onde:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(t) \cos n\omega t \, d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(t) \sin n\omega t \, d\omega t$$

Devido a simetria de 1/4 de onda apresentada, os termos em cosseno são

nulos, e devido a simetria de 1/2 onda os termos em seno pares também são nulos. Restam então, apenas os termos em seno ímpares. Através de manipulações matemáticas, pode-se obter a amplitude destes termos restantes, baseado nos K ângulos  $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k)$  que definem comutações entre  $0^\circ$  e  $90^\circ$  da forma de onda de comando. Desta forma:

$$\begin{cases} a_n = 0 \\ b_n = \frac{4}{n\pi} \left( 1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos n\alpha_k \right) \end{cases} \quad \text{Eq. 3.2}$$

com  $n = 1, 3, 5, \dots$

A expressão (3.2) é função de K variáveis, sendo necessárias K equações para sua solução. A expressão (3.2) é do tipo não linear e transcendental, tendo que ser, portanto, resolvida numericamente.

Com K ângulos (parâmetros independentes) pode-se eliminar K harmônicas ou regular a fundamental e eliminar K-1 harmônicas.

Quanto maior for o valor de K, mais harmônicas poderão ser eliminadas, entretanto, menor será a máxima amplitude da fundamental possível de se obter com a mesma tensão de alimentação na entrada do inversor [24]. Isto se deve principalmente, aos intervalos mínimos de condução e bloqueio dos interruptores. O valor destes intervalos é um dos dados de entrada do programa computacional INV2NT que realiza a otimização e pode ser escolhido de acordo com o interruptor utilizado [17].

Quando da otimização, deve-se requerer apenas as minimizações das harmônicas ímpares não múltiplas de 3. As harmônicas pares e as múltiplas de 3 são eliminadas na própria estrutura trifásica sem usar o neutro.

Atualmente vem se preferindo optar por uma minimização. Isto se deve ao fato de que a harmônica seguinte a última eliminada assume amplitudes com proporções consideráveis, em relação a fundamental. Desta forma, é necessário usar um filtro com uma baixa frequência de corte de forma a atenuar efetivamente esta harmônica de grande amplitude. No caso de minimização de harmônicas elimina-se apenas as harmônicas de ordem  $5^a, 7^a, 11^a$  e  $13^a$  e minimiza-se as restantes possíveis, utilizando uma lei exponencial no critério. Isto implica em uma harmônica seguinte a última minimizada menor e

permite o uso de um filtro com frequência de corte maior.

### 3.5 - Conclusão

A escolha do tipo de comando a ser implementado em um inversor trifásico de tensão depende, principalmente, do desempenho exigido na carga.

Para a alimentação de uma carga que não requeira variações de tensão/frequência e suportem harmônicas de baixa ordem, recomenda-se o uso do comando de seis pulsos, pela simplicidade de implementação. Se, entretanto, o inversor deve proporcionar uma variação de tensão/frequência com baixo conteúdo harmônico, a escolha do tipo de comando depende da potência envolvida e dos recursos disponíveis para a geração dos instantes de comutação.

Em baixas potências, um inversor a transistor bipolar ou MOSFET pode ser comandado com modulação PWM senoidal com um grande número de pulsos e com os sinais gerados por circuitos analógicos. Outra opção seria o uso da modulação PWM otimizada, sendo que os instantes de comutação deveriam estar previamente calculados e gravados em memória. Isto requer menos ajustes, sendo portanto mais facilmente reproduzido em uma linha de produção.

Em potências elevadas usando-se o GTO a modulação PWM senoidal não é interessante devido ao pequeno número de pulsos permitidos pelo interruptor. A modulação PWM otimizada é recomendada, principalmente para o acionamento de grandes motores de indução, onde com um pequeno número de pulsos por período pode-se minimizar os efeitos indesejáveis das harmônicas de torque de baixa ordem. Sendo que as harmônicas de torque de ordem superior são eliminadas pela inércia do motor.

## CAPÍTULO IV

## COMANDO LÓGICO COM MICROPROCESSADOR

4.1 - Introdução

Após a realização dos comandos do GTO é necessário a obtenção dos seis sinais lógicos, com modulação PWM otimizada, que definirão os instantes de disparo e bloqueio do GTO. Deseja-se que o inversor seja capaz de operar tanto uma carga linear qualquer, como um motor de indução.

Define-se padrão como o conjunto de pulsos fixos referentes a um período de modulação, que relaciona uma determinada tensão de saída para uma tensão de alimentação do inversor. O cálculo destes padrões é feito através de um programa de microcomputador uma única vez.

Após o cálculo de vários padrões, eles são discretizados e gravados em memória EPROM. Para que seja variada a tensão de saída, considerando a tensão de alimentação fixa, basta que o padrão que contém os pulsos a serem enviados ao GTO seja mudado.

A variação da frequência de saída do inversor é feita diretamente através da variação da frequência de leitura da memória que contém os padrões.

O microcontrolador 8031, baseado em uma lei de comando, será o responsável pela seleção do padrão e da frequência de saída.

4.2 - Definição do número de pulsos por período de cada padrão

Para o acionamento de um servomotor de indução com velocidade variável, o fluxo estatórico deve ser mantido fixo para evitar a saturação da máquina e manter o torque aproximadamente constante. Isto pode ser feito utilizando-se a relação de  $V_s/f_s$  constante, onde:

$V_s$  = Tensão de saída do inversor

$f_s$  = frequência de saída do inversor

Como se pode observar na figura 4.1, quanto maior a frequência média de comutação ( $f_{ch}$ ) de um GTO operando em um inversor ( $R = 1/2$ ), menor a máxima corrente repetitiva permitida ( $I_{TRM}$ ) que ele pode suportar.

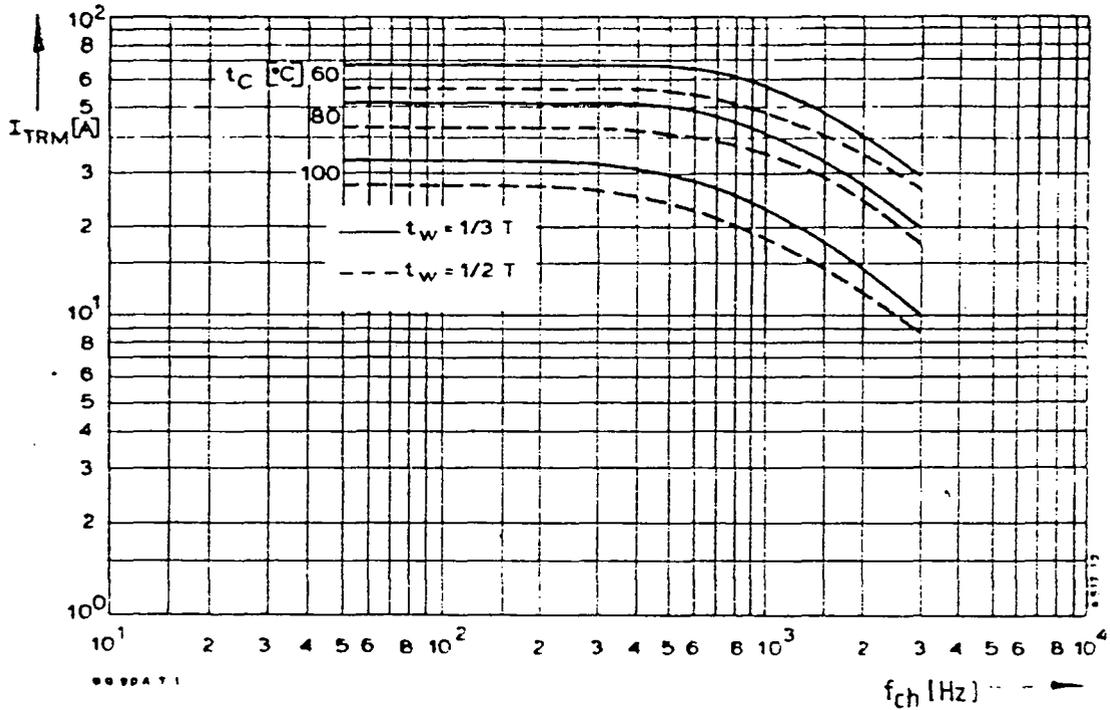


Fig.4.1 - Variação de  $I_{TRM}$  com  $f_{ch}$

Isto significa uma limitação no número de pulsos por período que cada padrão poderá ter. Entretanto, se o inversor estiver alimentando um motor de indução baseado na lei  $V_s/f_s$  constante, observa-se que os padrões relativos as menores tensões de saída, sempre estarão relacionados com uma frequência de modulação menor. Desta forma, pode-se aumentar o número de pulsos por período destes padrões, considerando-se que para os períodos de modulação maiores mantêm-se aproximadamente constante a frequência média de comutação dos interruptores.

Embora o catálogo do fabricante indique que o GTO é capaz de conduzir uma corrente  $I_{TRM}$  de 28A, comutando com  $f_{ch}$  igual a 2KHz, a bibliografia tem mostrado ser de 1KHz a frequência média de comutação ideal do GTO.[7]

Para definir o número de pulsos por período de cada padrão, considerou-se que o inversor estaria alimentando um motor de indução, mantendo a relação  $V_s/f_s$  constante. Desta forma, para os padrões referentes as maiores tensões de

saída, o número de pulsos por período foi fixado em 11. Isto resulta em uma frequência média de comutação de 660 Hz. Para que os padrões apresentassem uma frequência média de comutação semelhante, dividiu-se os padrões em três grupos, de acordo com o número de pulsos por período (tab 4.1).

Tensão (V)	10 - 35	36 - 80	81 - 110
Número de pulsos por período	27	15	11

Tab. 4.1 - Número de pulsos por período de cada padrão

Para os padrões com 5 parâmetros independentes (11 pulsos por período), optou-se por regular a fundamental e eliminar as harmônicas de mais baixa ordem (5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup>). Isto implica que a harmônica seguinte a última eliminada, toma proporções significativas em relação a fundamental. Se, entretanto, ao invés de eliminar n-1 harmônicas optar-se por associar minimização à eliminação, a amplitude da harmônica seguinte a última eliminada poderá ser menor. Outro artifício que pode ser usado para não tornar muito grande a harmônica seguinte a última eliminada é a eliminação de apenas n-2 harmônicas, deixando um parâmetro independente livre. Este foi o caso da otimização dos padrões com 15 pulsos por período. Isto foi feito também pela dificuldade encontrada para realizar a otimização. Para os padrões com 27 pulsos por período, foram eliminadas as harmônicas de ordem 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 17<sup>a</sup> e 19<sup>a</sup> e minimizadas as de ordem 23<sup>a</sup>, 25<sup>a</sup>, 29<sup>a</sup>, 31<sup>a</sup>, 35<sup>a</sup> e 37<sup>a</sup>.

O inversor poderá também atuar com  $V_s$  independente de  $f_s$ . Neste caso, se requerida uma tensão de saída de 10V, que apresente 27 pulsos por período, com uma frequência de 60 Hz, a frequência média de comutação do GTO será da ordem de 1800 Hz. Será adotada então como 20A o valor máximo a ser usado para  $I_{AK}$ .

#### 4.3 Gravação dos Padrões em memória EPROM

Após a otimização dos padrões, é necessário que eles sejam discretizados, para que possam ser gravados em uma memória EPROM. Quanto maior o número de pontos em que o período for discretizado, maior é a fidelidade à otimização

calculada, entretanto, a capacidade da memória necessária também será maior. Através de simulações, observou-se que para a discretização de um período em 256 ou 512 pontos ocorria um reaparecimento significativo de harmônicas eliminadas na otimização, o que não acontecia para uma discretização em 1024 e 2048 pontos. Como o espectro harmônico não muda consideravelmente para a discretização com 1024 ou 2048 pontos optou-se por discretizar cada período em 1024 pontos.[17]

Como as chaves de cada braço operam de maneira complementar, é necessário gravar apenas os sinais de comando referentes as chaves superiores de cada braço da configuração trifásica. A partir dos três comandos superiores, são gerados os três sinais restantes e inseridos tempos mortos para evitar a ocorrência de curto-circuito nos braços.

Aproveitando que os sinais de comando possuem simetria de 1/2 onda e de 1/4 de onda, pode-se, a partir de um 1/4 de período de cada um dos três comandos, reconstituir os períodos completos.

Isto proporciona o uso de uma memória quatro vezes menor que a que teria sido necessária, se este artifício não fosse utilizado. A reconstituição dos comandos é feita lendo-se a memória de padrões de maneiras diferentes conforme pode ser visto na figura 4.2.

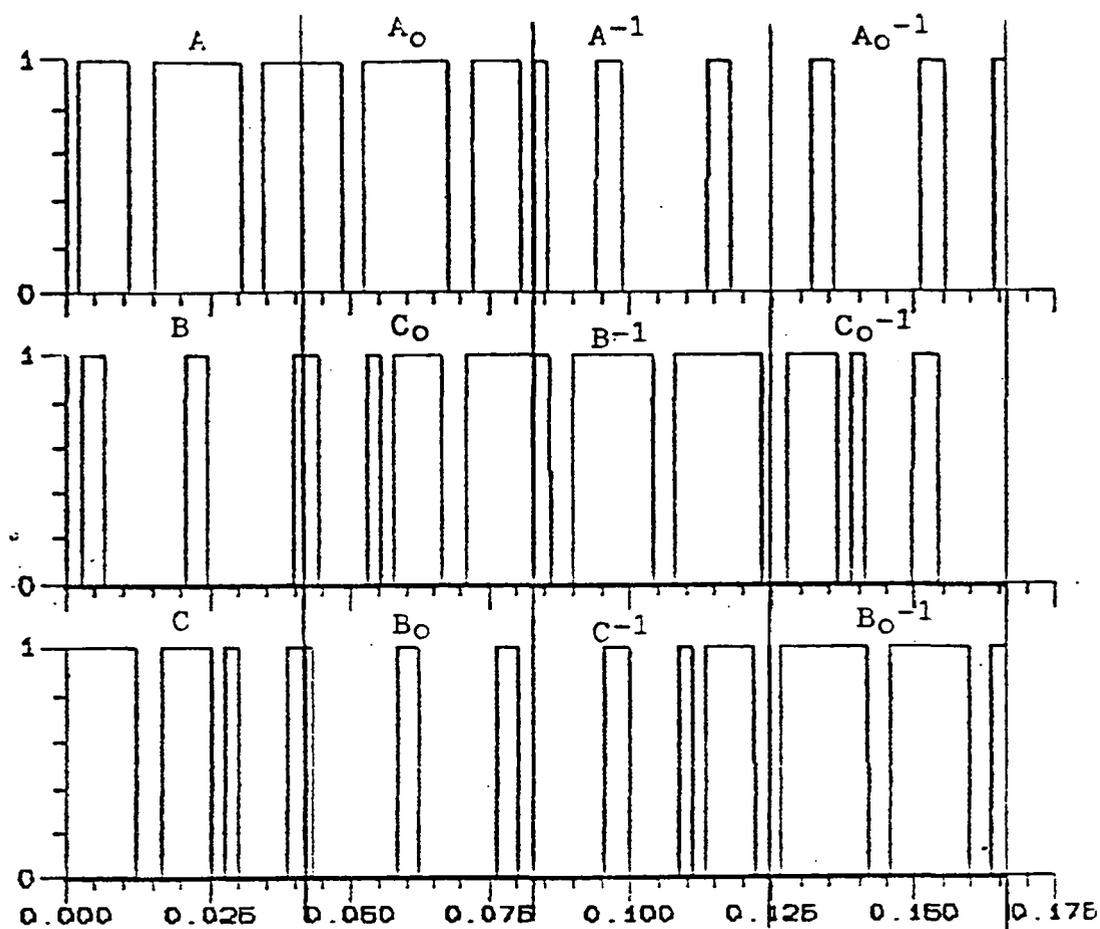


Fig.4.2 - Lógica de reconstituição dos comandos A, B e C

Os quartos de onda A, B, e C são os originariamente gravados na memória para o comando dos interruptores 1, 2 e 3 respectivamente.

Os quartos de onda restantes são obtidos a partir de A, B e C das seguintes maneiras:

$A_0, B_0, C_0$  - 1/4 de onda (A, B, C) lidos de trás para frente.

$A^{-1}, B^{-1}, C^{-1}$  - 1/4 de onda (A, B, C) lidos com lógica invertida.

$A_0^{-1}, B_0^{-1}, C_0^{-1}$  - 1/4 de onda (A, B, C) lidos de trás para a frente com lógica invertida.

Para gravar em memória 256 pontos ( $FF_H$ ), referentes ao quarto de período inicial de cada um dos três comandos, são utilizados 3 bits de 256 endereços. Isto deixaria 5 bits ociosos por endereço. Optou-se então, pela disposição em paralelo de dois padrões, a fim de se aproveitar melhor o espaço disponível. Foram otimizados 256 padrões, que permitem a excurção da relação entre a tensão de saída e a máxima possível de 0,09 a 1 pu com um incremento de 1% de um padrão para outro. Os 256 padrões foram dispostos na memória conforme a figura 4.3.

TRECHOS	A	B	C	A	B	C	-	-
BIT END.	Q <sub>0</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>4</sub>	Q <sub>5</sub>	Q <sub>6</sub>	Q <sub>7</sub>
0000H 00FFH	PADRÃO 1		PADRÃO 129			N		A O  U T I L I Z A D O
0100H 01FFH	PADRÃO 2		PADRÃO 130			O		
.	.	.	.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	.	.	.	
7E00H 7EFFH	PADRÃO 127		PADRÃO 255			O		
7F00H 7FFFH	PADRÃO 128		PADRÃO 256			O		

Fig. 4.3 - Mapeamento dos padrões na memória EPROM

#### 4.3 - Circuito básico de reconstituição dos padrões

É o mesmo circuito utilizado em [17] sendo que foram implementados alguns estágios adicionais, de forma a permitir a operação segura de um inversor trifásico a GTO, com partida progressiva e proteção ativa de sobrecorrente.



A respeito do circuito básico de reconstituição dos padrões mostrada na figura 4.4 e desenvolvido em [17] podem ser feitos os seguintes comentários.

- Os circuitos integrados (C.I.) A, B e C formam um contador up/down de 8 bits que será usado na leitura da memória de padrões. A frequência de leitura da memória de padrões é dada pelo sinal de entrada  $CK_0$ .

- O C.I. D é a memória onde estão gravados os padrões e que permitirá a saída do conteúdo do endereço formado pela associação dos valores presentes em P1.6 a P1.0 aos dados provenientes do contador up/down.

- O C.I. F seleciona, de acordo com o sinal P1.7, o padrão posicionado nos bits mais ou nos bits menos significativos do endereço de memória de padrões que está sendo acessado.

- Os C.Is. E e G são os responsáveis pela reconstituição do comando A enquanto que para reconstituir os comandos B e C são usados os C. Is. H e E.

- O circuito gerador de tempos mortos é composto pelos C.Is. I, J, K, L, M e N. O valor do tempo morto é controlado pelo sinal de entrada  $CK_1$ .

- A inversão no sentido de giro do motor é efetuada com a troca de dois comandos no C.I. O, conforme requisição enviada pelo sinal P3.2.

Os sinais P1.7 a P1.0 e o sinal P3.2 provém diretamente do microcontrolador 8031 que será usado no controle do inversor. Os sinais  $CK_0$  e  $CK_1$  são trens de pulsos gerados por um contador programável 8253 que é controlado pelo microcontrolador 8031 como será visto a seguir.

#### 4.5 – Funções extras adicionadas ao circuito básico de reconstituição dos padrões

##### 4.5.1 – SOFT-START e mudança progressiva de tensões

Em um motor de indução, em caso de uma mudança muito brusca de tensão/frequência de alimentação podem ocorrer alguns picos de corrente indesejáveis, ou até mesmo a perda de sincronismo do motor e sua consequente parada. [19]

Neste trabalho foi implementado um processo de partida progressiva (soft-start) e mudança progressiva de tensão/frequência de saída, para tentar evitar este problema.

A idéia utilizada para a mudança progressiva de tensão/frequência do inversor, consiste em chavear uma vez cada um dos padrões intermediários existentes entre os níveis de tensão/frequência inicial até o final. Como a frequência relativa a cada um dos padrões intermediários é variável, não se pode mudar de um padrão para o outro em intervalos de tempo fixos. Deve então ser identificado o instante em que a reconstituição de um padrão transitório (intermediário) é completada. Na carta de reconstituição dos padrões será implementado apenas o circuito de detecção deste instante, que realimentará um sinal ao microcontrolador 8031 para que ele proceda a mudança da tensão e da frequência de saída do inversor.

O contador binário A, utilizado no conjunto contador up-down, é um contador de 12 bits. Segundo a figura 4.5, pode-se observar que quando suas saídas  $Q_9$  e  $Q_{10}$  vão a zero termina um período de comutação e é iniciado outro.

$Q_{10}$	$Q_9$	$Q_8$	$Q_7$	$Q_6$	$Q_5$	$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	início do primeiro quarto
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	início do segundo quarto
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	início do terceiro quarto
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	início do quarto quarto
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	reinício do primeiro quarto

Fig. 4.5 - Sinais nas saídas do contador binário 4040 (C.I. A)

Utilizando uma simples porta OR e tendo como entradas as saídas  $Q_9$  e  $Q_{10}$  do contador binário pode-se identificar o instante do começo de um novo período.

#### 4.5.2 - Início e Fim de operação via teclado

Enquanto o microcontrolador 8031 não estiver efetivamente no comando do inversor, os sinais na porta P1 e de  $CK_0$  assumem valores aleatórios que podem levar o inversor a operar com uma alta frequência de comutação. Para evitar isto, utiliza-se na saída da carta de reconstituição de padrões uma porta AND de três entradas. Na primeira entrada é colocado o sinal com modulação PWM otimizada a ser enviado ao GTO. Na segunda entrada um sinal de habilitação enviado pelo operador via teclado e na terceira um sinal de habilitação dado pela proteção ativa contra sobrecorrente.

Se os sinais na segunda e terceira entrada da porta AND apresentarem nível lógico alto, o sinal com modulação PWM otimizada é liberado. Do contrário, caso o operador deseje a parada do inversor ou caso ocorra uma sobrecorrente, a saída da porta AND apresenta nível lógico baixo e os GTOs bloqueiam.

#### 4.5.3 - Imposição de tempos mínimos de condução/bloqueio

Mesmo que durante o processo de otimização e gravação de memória tenha sido garantido um período de condução/bloqueio mínimo superior a  $10\mu s$ , pode ocorrer que durante as variações de padrão ou de inversão de sentido de giro do motor ocorram tempos de condução da ordem de  $8\mu s$ .

Para isto, foi empregado um circuito apresentado em [13] e mostrado na figura 4.6, que utiliza dois multivibradores monoestáveis e de 2 portas lógicas para garantir que os tempos limites de condução e bloqueio sejam respeitados.

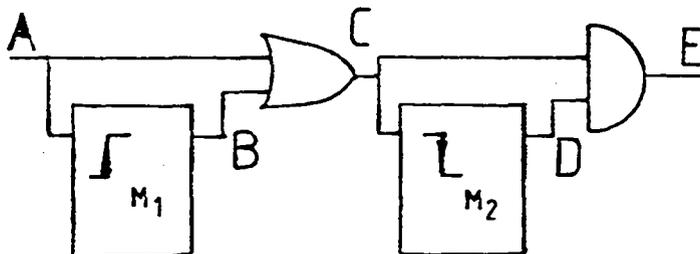


Fig. 4.6 - Circuito de tempos mínimos

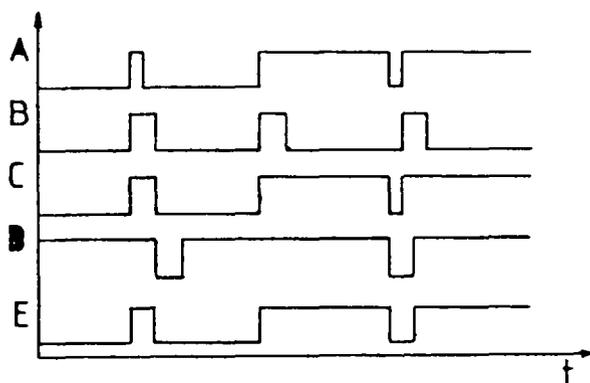


Fig. 4.7 - Diagrama de tempo para o circuito da figura 4.6

São apresentadas na figura 4.7, as tensões nos pontos importantes do circuito da figura 4.6.

Os monoestáveis são controlados por resistores e capacitores, sendo que neste circuito, utilizou-se um intervalo mínimo de  $50\mu\text{s}$ . Foram empregados seis circuitos como este, sendo um para cada um dos sinais de comando dos seis GTOs.

Na saída da carta lógica, utilizou-se ainda um buffer em coletor aberto, para garantir que o sinal lógico chegará em boas condições no circuito de comando do GTO. O circuito lógico completo ficou como pode ser visto na figura 4.8, onde:

A = MC 4040B Contador binário de 12 bits

B, C = MC 4070B 4 portas exclusive OR de duas entradas

D = NMC27C256 EPROM 32K x 8

E, N = MC1 4049B Seis portas inversoras

F, O = SN 74L157 Quatro MUX 2-1

G, L, M = MC1 4011 Quatro portas NAND de duas entradas

H = MC1 4052B Dois MUX 4-1

I, J, K = MC1 4013B Dois flip-flops tipo D

P, Q = 74LS11 Tres portas AND de tres entradas

R, S, T, X, Y, Z = MC1 4528 Dois multivibradores monoestáveis

U,  $\alpha$  = MC1 4071 Quatro portas OR de duas entradas

V,  $\beta$  = MC1 4081 Quatro portas AND de duas entradas

$\gamma$  = SN 7407 Seis buffers com coletor aberto

Os C.Is. P e Q são responsáveis pela partida e parada do inversor via teclado e via proteção ativa de sobrecorrente.

Os C.Is. que vão de R a  $\beta$  são os responsáveis pela geração dos tempos mínimos de condução e bloqueio. O C.I. U foi utilizado também como detector de início de período de comutação.

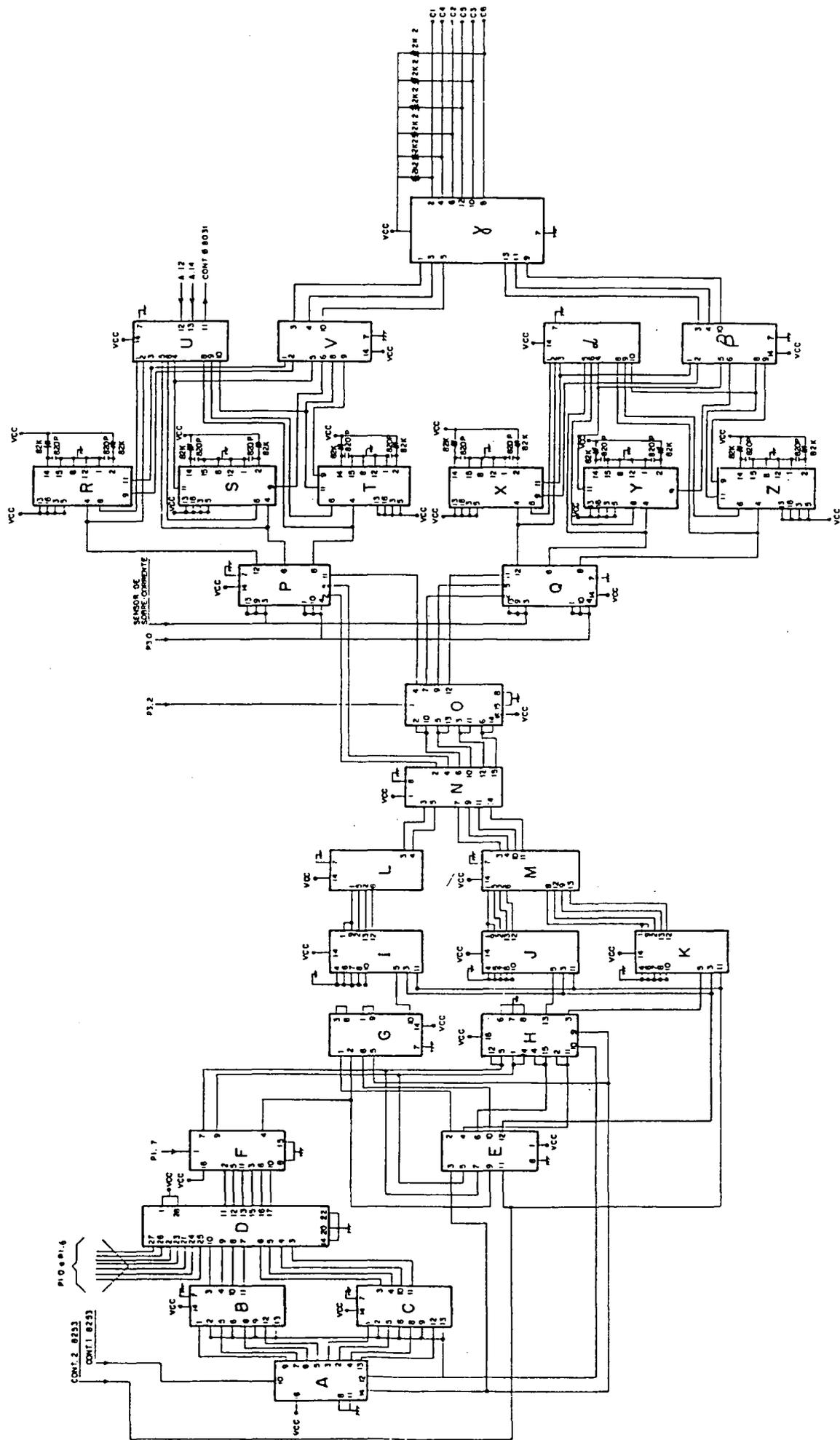


Fig. 4.8 - Circuito lógico completo de reconstituição dos padrões

#### 4.6 - Controle de conversores através de microprocessador

O uso de microprocessadores nos sistemas de controle de conversores, vem se tornando cada vez mais atraente. A principal vantagem, em relação aos circuitos lógicos, é a flexibilidade. A mudança da estratégia de comando ou até do tipo de operação pode ser feita normalmente apenas no "software", exigindo pouca ou nenhuma alteração no "hardware".

A diminuição do número de componentes empregados, principalmente com a utilização de microcontroladores (microcomputadores de um único chip), tem permitido a diminuição das trilhas e das fiações, aumentando a confiabilidade do circuito.

#### 4.7 - O microcontrolador 8031 [20], [21], [22]

Os microcontroladores são microprocessadores que possuem, em uma única pastilha de 40 pinos, CPU, memórias, portas de entrada e saída paralela e serial e sinais de controle. São produtos orientados basicamente ao controle dedicado, onde velocidade, operação em tempo real, compactação da montagem e versatilidade a custos reduzidos, são características necessárias.

No final da década de setenta a INTEL lançou a família MCS-48, que com o avanço da tecnologia, foi substituído posteriormente pela família MCS-51. Esta família é composta basicamente pelo 8751, com EPROM interna, pelo 8051, com ROM interna e pelo 8031, que não tem memória de programa interna.

As características principais do 8031 são as seguintes:

- Arquitetura baseada no acumulador;
- CPU de 8 bits;
- Ciclo de instrução de  $1\mu\text{s}$  (cristal de 12MHz);
- 4 portas de 8 bits para entrada e saída;
- 2 temporizadores/contadores de 16 bits multiprogramáveis;
- 128 bytes de memória de dados interna (RAM);
- 5 fontes de interrupção com 2 níveis de prioridade;
- Processador booleano para aplicações de controle;
- Instrução aritmética de divisão e multiplicação;
- Endereçamento de bytes e bits.

Como mencionado anteriormente, o 8031 não possui memória de programa interna, desta forma, ele precisa de uma memória de programa auxiliar externa, a qual é conectada as portas P2 (byte mais significativo) e P0 (byte menos significativo). Sendo desta forma capaz de acessar 64K de memória de programa.

A porta P1 foi designada para indicar à carta de reconstituição de padrões, o padrão requerido pelo operador para ser reconstituído. A porta P3, além de ser uma porta de entrada/saída, possui algumas funções alternativas como entrada das interrupções externas 0 e 1 e entrada dos temporizadores/contadores 0 e 1.

A memória de dados interna de 128 bytes é dividida em três blocos. No bloco que vai de 00 a 31 existem quatro bancos de registradores de 8 registradores (R0 a R7) de 8 bits, sendo que só se pode acessar os registradores de um banco por vez. Os registradores R0 e R1 são usados em um tipo de endereçamento conhecido como "endereçamento indireto através de registrador base associado a um registrador índice", que será utilizado para se obter os dados que devem ser enviados a porta P1 e ao contador programável 8253 para que sejam obtidas as condições de tensão e frequência desejadas. No bloco seguinte que vai do endereço 32 ao 47 dispõem-se de 128 bits que podem ser usados como "flags". Isto permite a execução de testes durante o programa, com maior velocidade e com menor número de instruções empregadas. No terceiro bloco que vai do endereço 48 ao 127 existem outras posições de memória que podem ser utilizadas como registradores temporários. Estes registradores serão usados para conversões de dados de hexadecimal para decimal e vice-versa, além de armazenar os dados que serão enviados diretamente a placa de reconstituição de padrões.

#### 4.7.1 - Interrupções no 8031

O 8031 possui cinco fontes de interrupção, programáveis individualmente em dois níveis de prioridade. As fontes de interrupção provém de duas entradas de interrupção externa (INT0 e INT1), duas dos temporizadores/contadores (INTTC0 e INTTC1) internos do 8031 e uma da saída serial (INTS).

As interrupções podem ser habilitadas/desabilitadas individualmente, através de bits correspondentes a cada uma das interrupções, que estão colocadas em um registrador especial (IE). Pode-se também através de um único

bit, desabilitar todas as interrupções globalmente.

Quando uma interrupção é aceita, uma subrotina em "hardware" salva o conteúdo do contador do programa (P.C.) na pilha e recarrega o P.C. com um endereço que depende de qual fonte de interrupção foi aceita. Este endereço corresponde ao início da subrotina de atendimento de interrupção. Na tabela 4.2 são apresentados os endereços das subrotinas de atendimento de interrupção referentes as cinco fontes de interrupção.

	Interrupção	Endereço
1	INT0	0003H
2	INTTC0	000BH
3	INT1	0013H
4	INTTC1	001BH
5	INTS	0023H

Tab.4.2 - Endereços das subrotinas de atendimento de interrupção

A execução de uma subrotina de atendimento de interrupção prossegue até que seja encontrada a instrução RETI. É então restituído ao P.C. o seu conteúdo anterior a aceitação da interrupção.

Uma interrupção de baixo nível pode ser interrompida por uma de alto nível, mas não por outra de baixo nível. Uma interrupção de alto nível não pode ser interrompida. Em caso de requisição simultânea de duas interrupções de mesmo nível, uma sequência interna de prioridades, mostrada na tabela 4.2 determina qual a sequência de atendimento das requisições.

#### 4.7.2 - Temporizadores e contadores

O 8031 dispõe de 2 temporizadores/contadores de 16 bits. A seleção do modo de operação como temporizador ou como contador é feita através de um registrador especial (TMOD). Como temporizador, a frequência de saída será de 1/12 da frequência do oscilador. Como contador, o registrador é incrementado a cada transição de 1 para 0 do sinal de entrada externo. Cada um dos contadores pode ser operado em quatro modos diferentes. A programação do modo de operação é feita por "software" utilizando dois bits de um registrador especial (TMOD) enquanto que o liga/desliga é feito através de um bit de um outro registrador especial (TCOM). Neste trabalho, é de especial interesse o modo 2, no qual o

contador é configurado como um contador de 8 bits, sendo que quando ocorre um "overflow", é requerida uma interrupção. O byte menos significativo do contador é usado no processo de contagem, enquanto que o byte mais significativo é usado apenas para recarregar o menos significativo, após a requisição da interrupção. É possível, neste contador de 8 bits, contagens de 1 a 255.

#### 4.7.3 - Controle do inversor com o microcontrolador 8031

No controle que se deseja implementar, o operador terá à disposição um sistema baseado no microcontrolador 8031, que permite a variação da tensão e/ou frequência de saída do inversor, através de um teclado e de um monitor de vídeo.

Este sistema se utiliza de um emulador feito para o 8031 que tem como finalidade, facilitar o desenvolvimento de um programa escrito em linguagem "assembly" [23]. Neste emulador tem-se a disposição além dos comandos de desenvolvimento, um banco de subrotinas básicas e um espaço de memória (RAM) onde são desenvolvidos os programas que se desejar.

O programa monitor de controle do inversor deverá ser auto-explicativo, de forma que os únicos dados que o operador deve fornecer são: a tensão de saída (V) e a frequência da fundamental (Hz) (se  $V_s$  e  $f_s$  são independentes) e a frequência de saída (Hz), (se o inversor alimentar um motor). Os dados fornecidos pelo operador estão na forma decimal, entretanto, a transmissão do teclado ao 8031 é feita em "ASCII" e o tratamento destes dados pelo 8031 é de forma hexadecimal.

Para se obter na saída uma tensão com frequência fundamental igual a  $f_s$ , deve-se ler a memória de padrões com uma frequência  $f_c$  onde:

$$f_c = n.f_s \quad \text{Eq. 4.1}$$

Com n igual ao número de pontos em que o período foi discretizado.

A frequência  $f_c$  provém de um contador programável 8253 que é controlado pelo 8031. O 8253 possui 3 temporizadores/contadores independentes. Se um temporizador operar como contador no modo 3, ele servirá como um divisor de frequência programável. O contador 0 do 8253 é utilizado para gerar a

frequência  $f_c$  e o contador 1 do 8253 para gerar a frequência responsável pelos tempos mortos ( $f_{TM}$ ). Para que sejam mudadas  $f_c$  e  $f_{TM}$ , basta que seja mudado o valor pelo qual os contadores 0 e 1 dividem as suas frequências de entrada.

A frequência  $f_{TM}$  foi fixada em 30KHz, o que gera um tempo morto de aproximadamente  $15\mu s$ . A frequência  $f_c$  é selecionada pelo microcontrolador de acordo com a frequência de saída do inversor escolhida pelo operador.

#### 4.8 - Controle implementado no inversor

Foi implementado um controle do inversor que permite a operação em duas maneiras:

##### MODO 0

- Seleção da tensão e da frequência de saída independentes. Neste modo, o operador entra com o valor desejado de tensão em volts e o de frequência em Hertz.

##### MODO 1

- Seleção da frequência de saída em Hertz, com a escolha da tensão sendo feita pelo 8031, de modo que se mantenha a relação  $V_s / f_s$  constante. Este é o modo indicado para o acionamento de um motor de indução. Nele, a partida e a mudança de velocidade são feitas progressivamente, sendo evitados picos de corrente e perda de sincronismo do motor. É possível também inverter o sentido de giro do motor via teclado.

Após o acesso do microcontrolador ao comando do inversor, a primeira coisa a ser feita é inibir os comandos de disparo/bloqueio que possam estar sendo mandados aos GTOs. Depois disto são efetuadas as seguintes operações:

- Colocar na posição 000BH da RAM interna do 8031, que será acessada quando da requisição da interrupção INTTCO, instruções de salto para a EPROM de programa onde está colocada a subrotina que atenderá a interrupção requerida.

- Programar o contador 0 e contador 1 do 8253 para operar no modo 3. Estes contadores são responsáveis pela geração das frequências  $f_c$  e  $f_{TM}$  respectivamente.

- Programar o temporizador/contador 0 do 8031 para operar como contador no modo 2. Ele deverá indicar, durante a mudança progressiva de tensão, que um período de um padrão transitório foi chaveado.

- Colocar nos registradores transitórios, que contém informações a respeito das grandezas de saída do inversor; dados que farão com que sejam inicializados ambos os modos com os menores valores de tensão e frequência.

- Perguntar ao operador qual dos dois modos ele deseja e de acordo com a resposta, listar os comandos disponíveis para a operação naquele modo.

Para o MODO 0 são disponíveis os seguintes comandos:

Comando V - Este comando é utilizado para a consulta e/ou mudança da tensão de saída do inversor. Após teclar " V ", aparece no monitor de vídeo o valor da tensão atual, que pode ser mudada ou não, sendo que neste último caso deve-se teclar "ENTER".

Após receber o pedido de mudança da tensão de saída, o programa testa o valor de tensão pedido e informa caso não disponha de um padrão referente a tensão solicitada. Em caso positivo o programa busca na posição de memória EPROM, dada pela associação do valor 48H ao valor em hexadecimal da tensão pedida, o endereço na memória de padrões do padrão referente a tensão pedida.

Este comando opera basicamente com os registradores temporários da RAM interna do 8031. Ele armazena em decimal os valores de centenas, dezenas e unidades da tensão solicitada nos registradores 30H, 31H e 32H. Em 33H reconstitui o valor em hexadecimal da tensão pedida e em 34H coloca o endereço do padrão desejado na memória de padrões.

Comando F - É idêntico ao comando " V " só que manipula valores de frequência. Em caso de mudança de valor, são realizados testes para ver se a frequência desejada é realizável e em caso positivo o programa busca na posição de memória EPROM dada pela associação do valor 49H ao valor em hexadecimal da frequência desejada, o valor que deve ser enviado ao contador programável 8253. Este comando armazena nos registradores 35H e 36H os valores de dezenas e unidades da frequência desejada. Em 37H guarda o valor em hexadecimal desta frequência e em 38H o valor que deve ser enviado ao 8253 para gerar a frequência desejada.

Comando R - Este comando é o responsável pelas mudanças efetivas na saída do inversor. Após teclar " R " são efetuados testes e caso os valores desejados de tensão e/ou frequência não sejam realizáveis nenhuma mudança ocorre na saída do inversor e o programa indica aonde ocorre problemas.

Se o resultado dos testes forem favoráveis, o valor que está em 34H é levado a P1, indicando o novo padrão que deverá ser reconstituído, e é enviado ao 8253 o valor presente na posição 38H, efetuando a mudança da frequência de saída do inversor.

Comando N - Este comando bloqueia todos os GTOs (P3.0 = 0) e permite ao operador uma nova escolha do modo de operação.

Comando C - Este comando serve para informar ao operador os comandos disponíveis com suas respectivas instruções de uso. Se o inversor estiver operando no MODO 0, serão editados os comandos do MODO 0, se não serão editados os comandos do MODO 1.

Comando P - Este comando é usado para inibir o funcionamento do inversor através do bit P3.0 de saída do microcontrolador 8031.

Comando S- É efetuada a saída para o monitor do emulador onde se pode realizar mudanças no programa monitor de controle do inversor.

Para o MODO 1 são utilizados os seguintes comandos:

Comando W - Este comando é utilizado para a consulta e/ou mudança da velocidade do motor. Como a velocidade do motor vai depender de grandezas desconhecidas, como por exemplo, o número de pólos do motor, será utilizado como dado de entrada, a frequência de saída do inversor.

Neste comando, diferentemente dos comandos " V " e " F " utilizados no MODO 0, após o teste para ver se a frequência (velocidade) desejada é disponível, não é executada a busca dos valores a serem enviados a P1 e ao 8253. Esta operação é efetuada durante o comando " E ", para permitir a mudança progressiva de velocidade. Este comando utiliza os registradores temporários 3AH e 3BH para guardar os valores de dezenas e unidades da frequência (velocidade) pedida, e o 3CH para armazenar o valor em hexadecimal

desta frequência.

Comando E - Este comando é o responsável pela partida progressiva e pela mudança progressiva da velocidade do motor, conforme requerida via teclado. Além dos registradores utilizados no comando " W ", este comando usará ainda os seguintes registradores:

- O 3DH para armazenar o valor em hexadecimal de uma frequência (velocidade) transitória, que deverá ser chaveada, por um período de comutação até que o valor da frequência (velocidade) final desejada (3CH) seja obtida na saída.

- O 3EH para armazenar o valor que deverá, quando enviado ao 8253, gerar na saída uma frequência correspondente a frequência (velocidade) transitória armazenada em 3DH.

- O 3FH para armazenar o endereço na memória de padrões, do padrão que deverá ser chaveado junto com a frequência transitória armazenada em 3DH. Este padrão é selecionado pelo microcontrolador de tal forma que se mantenha a relação  $V_s / f_s$  constante.

Após o acesso a este comando, será feito um teste para ver se a frequência (velocidade) requerida é disponível e em caso negativo, o comando se torna sem efeito. Em caso positivo são comparados os conteúdos dos registradores 3CH ( frequência desejada) e 3DH (frequência atual). Se forem iguais, é feita a busca dos valores adequados de frequência e tensão de saída, de uma maneira idêntica aos comandos " V " e " F " do MODO 0, que são colocados respectivamente em 3EH e 3FH e então enviados ao 8253 e a porta P1.

Se entretanto eles forem diferentes é requerida uma mudança de velocidade. Se o conteúdo de 3CH for maior que o de 3DH, a velocidade desejada é maior que a atual e o conteúdo de 3DH é incrementado, do contrário é requerida uma redução na velocidade do motor.

É feita então, de acordo com o novo conteúdo de 3DH, a busca dos valores que devem ser enviados a porta P1 e ao 8253 para gerar a velocidade transitória indicada por 3DH. Esta busca é feita de maneira idêntica a utilizada nos comandos " V " e " F " do MODO 0. Com os valores já disponíveis nos registradores 3EH e 3FH, eles são mandados a porta P1 e ao 8253, ao mesmo tempo em que é habilitada a interrupção INTTCO.

Esta interrupção está ligada ao temporizador/contador 0 interno do 8031, que deverá indicar, baseado no sinal realimentado do circuito de reconstituição de padrões, que um período de comutação foi chaveado. Isto

proporciona um "overflow" no contador e um pedido de interrupção de INTTCO. A subrotina de atendimento desta interrupção consiste basicamente na inibição da interrupção INTTCO e em um salto para o teste de igualdade entre os conteúdos de 3CH e 3DH. Este procedimento prossegue até que o conteúdo de 3DH iguale ao conteúdo de 3CH. Nesta etapa junto com os dados referentes a velocidade final desejada, é enviado um sinal de inibição da interrupção INTTCO.

Comando M - Para a mudança do sentido de giro de um motor de indução basta que sejam mudados os sinais de duas fases. Entretanto, se isto for feito durante a operação em uma velocidade qualquer, há a ocorrência de uma sobrecorrente no transitório. Desta forma, quando for dado o comando " M ", é iniciada uma redução da velocidade do motor até a velocidade mínima, onde é efetuada a mudança e posteriormente feito o aumento da velocidade até o valor anterior ao pedido de mudança de giro do motor.

Este comando usa os mesmos registradores temporários do comando " E ".

Comandos N, P, C e S - São os mesmos do MODO 0, já que suas funções são comuns aos dois modos de operação.

#### 4.9 - Resultados experimentais

O circuito de reconstituição dos padrões com controle pelo microcontrolador 8031 funcionou de acordo com as expectativas.

Na figura 4.9 podem ser observados os comandos lógicos dos interruptores superiores das fases A e B, que apresentam uma defasagem de  $120^\circ$ . Este é um comando com 11 pulsos por período e corresponde a uma elevada tensão de saída. A frequência de saída é de 60Hz.

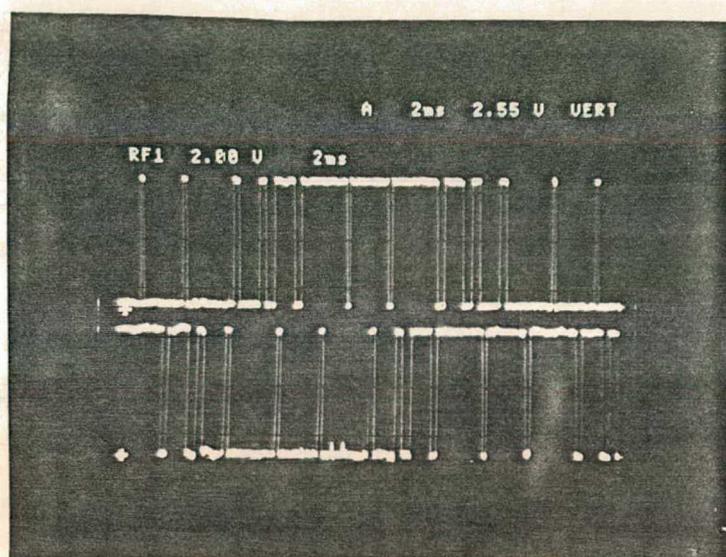


Fig. 4.9 - Sinais de comando com 11 pulsos por período das chaves  $S_1$  e  $S_2$

Na figura 4.10 pode ser observado o tempo morto existente entre os sinais de comando de dois interruptores do mesmo braço.

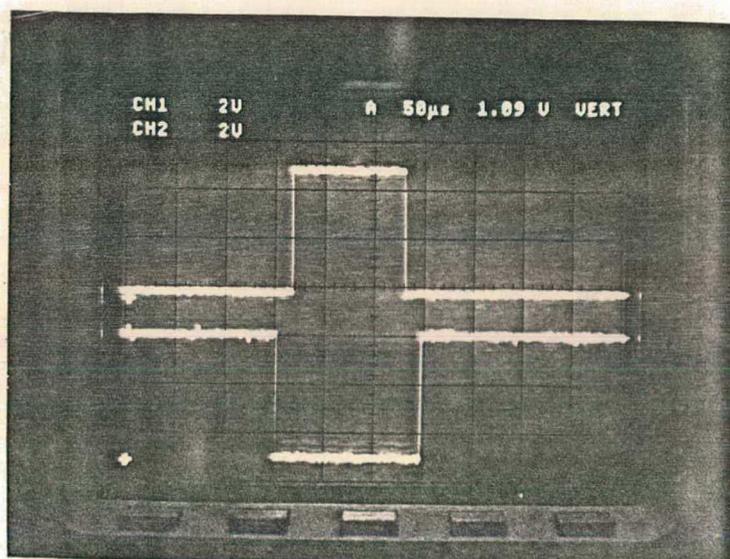


Fig. 4.10 Tempo morto entre os sinais de comando de  $S_1$  e  $S_4$

#### 4.10 - Conclusão

A discretização do período de comutação em apenas 1024 pontos se mostrou bastante satisfatória para o baixo número de pulsos por período utilizados. Em caso de se utilizar um elevado número de pulsos por período, seria interessante aumentar o número de pontos da discretização sob pena de se perder alguns pulsos na discretização. Isto se aplica principalmente aos padrões relativos as mais altas tensões de saída.

O método de gravação de apenas 1/4 do período de comutação para posterior reconstituição por circuitos se mostrou muito oportuno devido ao grande número de padrões utilizados (256) e a pequena capacidade de memória requerida.

A técnica de gravação dos padrões em memória permite a mudança de sinais de comando com diferentes números de pulsos por período, ou até com diferentes tipos de modulação apenas com a troca da memória de padrões.

O sistema de variação progressiva de  $V_s / f_s$  funcionou conforme o esperado, sendo que para o caso de ser necessária uma mudança mais lenta na relação  $V_s / f_s$  esta pode ser facilmente implementado por software mudando apenas a programação do temporizador/contador 0 interno ao 8031.

O controle do inversor com dois modos de operação, demonstra a flexibilidade proporcionada pelo microcontrolador, Embora o modo de acionamento do motor de indução tenha sido um dos mais elementares, a associação deste microcontrolador a um outro hierarquicamente superior, permitirá o uso de modernas técnicas de controle vetorial.[25]

## CAPÍTULO V

## CIRCUITO DE POTÊNCIA DO INVERSOR

5.1 - Introdução

O GTO é, entre os interruptores de potência com bloqueio controlado, o que apresenta maiores restrições em relação a  $\frac{dI}{dT}$  e a  $\frac{dV}{dT}$  [7]. Isto faz com que o uso de um circuito de ajuda a comutação (C.A.C) seja muito importante para que o GTO possa ser utilizado com todo o seu potencial.

O C.A.C. deverá quando o GTO disparar, limitar o  $\frac{dI_{AK}}{dT}$  sobre ele. Isto é conseguido com a colocação de um indutor em série ao GTO. O  $\frac{dV_{AK}}{dT}$  que ocorre sobre o GTO durante o bloqueio deve ser limitado por um capacitor do C.A.C., colocado em paralelo ao GTO.

O cálculo dos componentes do C.A.C. para um GTO que operará com modulação, deve levar em conta a ocorrência de correntes sobre o GTO que não apareceriam sem o uso da modulação.

A proteção contra sobrecorrente implementada no circuito de comando do GTO é de caráter localizado e protege cada GTO individualmente. É interessante, entretanto, utilizar simultaneamente um sistema de proteção ativa que iniba os disparos e bloqueios de todos os GTOS globalmente, quando ocorrer no barramento DC, uma corrente superior as sobrecorrentes aceitáveis durante a operação normal.

5.2 - Circuito de ajuda a comutação5.2.1 - Circuito proposto:

O módulo do GTO utilizado (anexo B), devido a sua configuração interna (figura 5.1), exige a utilização de CAC com configuração modificada.

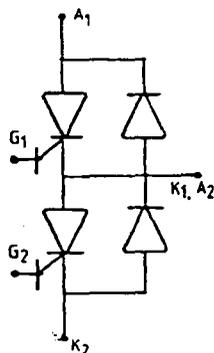


Fig. 5.1 - Configuração interna do módulo a GTO utilizado.

Normalmente o CAC é disposto em dois blocos independentes, um em série que atua no disparo e um em paralelo que atua no bloqueio (figura 5.2a). Com a finalidade de diminuir o pico de corrente de descarga dos capacitores  $C_{S1}$  /  $C_{S4}$  sobre o GTO, conecta-se os resistores  $R_{S1}$  /  $R_{S4}$  conforme mostrado na figura 5.2b [26]. O CAC escolhido é o da figura 5.2b.

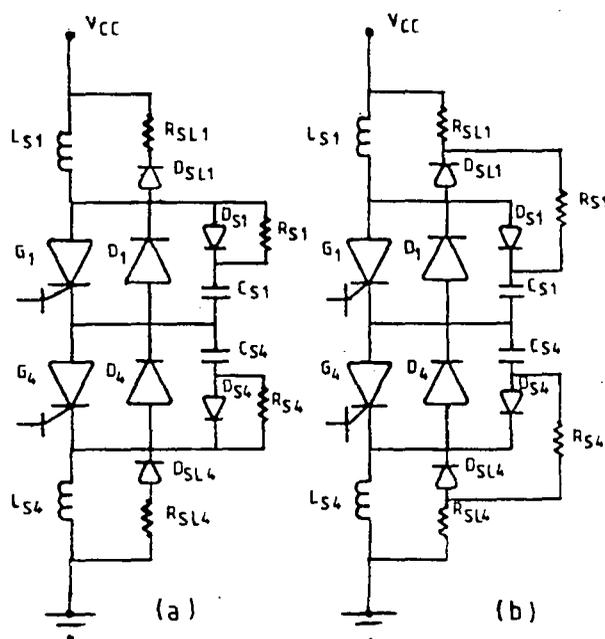


Fig. 5.2 - (a) Configuração com CAC série e paralelo.  
(b) Configuração com CAC interligado.

### 5.2.2 - Influências da modulação no projeto do CAC

Durante a operação com modulação PWM, pode ocorrer que a corrente de

carga passe de  $D_4$  para  $G_1$  sem que  $G_4$  entre em condução. Este fenômeno propicia o aparecimento de um curto-circuito na fonte durante a recuperação reversa do diodo  $D_4$ . Isto deve ser levado em conta no cálculo de  $L_{S1}$  e  $L_{S4}$ , principalmente sabendo que o diodo  $D_4$  é normalmente do tipo lento.

Um dos principais requisitos para o CAC utilizado em um inversor PWM em relação a um inversor de 6 pulsos, é o menor tempo para dissipar a energia absorvida pelo CAC durante o disparo e o bloqueio. Esta energia é normalmente dissipada em resistores.

A energia armazenada no indutor durante a condução é dissipada durante o bloqueio no resistor  $R_{SL}$ . Para tornar esta operação mais rápida, utiliza-se um resistor  $R_{SL}$  maior, que entretanto causa uma sobretensão no GTO durante o bloqueio. A energia que o capacitor armazenou, durante o bloqueio, é dissipada no disparo via resistor  $R_S$ . Esta operação de descarga é agilizada com o uso de um resistor  $R_S$  menor, que implica em um maior pico de corrente sobre o GTO no disparo.

É interessante que os diodos  $D_{SL1}$ ,  $D_{SL4}$ ,  $D_{S1}$  e  $D_{S4}$  sejam do tipo rápido para limitar os picos de tensão que ocorrem sobre o GTO. [27]

### 5.2.3 - Análise do funcionamento do CAC

Para a análise do funcionamento do CAC no braço do inversor, será utilizado um inversor monofásico em meia ponte. A corrente de carga será considerada constante durante as comutações.

A sequência de funcionamento é demonstrada na figura 5.3 e na figura 5.4 são mostradas algumas grandezas importantes durante a operação do CAC.

Considerando que inicialmente a corrente de carga circula por  $G_4$ , tem-se  $V_{CS1} = V_{CC}$  e  $V_{CS4} = 0$ ,  $I_{LS1} = 0$  e  $I_{LS4} = I_L$  (figura 5.3a). Em  $T = T_0$  é enviado um sinal de bloqueio a  $G_4$ . Após o tempo de estocagem ( $T_1$ ) a corrente em  $G_4$  começa a diminuir e a corrente de carga de  $C_{S4}$  começa a crescer. Ao mesmo tempo  $C_{S1}$  começa a se descarregar como pode ser visto na figura 5.3b. Considera-se neste intervalo que enquanto a corrente em  $G_4$  cai linearmente a corrente em  $C_{S4}$  cresce linearmente. Entretanto, devido a descarga de  $C_{S1}$

corrente em  $C_{S4}$  assume uma forma complexa. Em  $T = T_2$  a corrente em  $G_4$  vai a zero. Apartir daí  $C_{S1}$  se descarrega e  $C_{S4}$  se carrega como pode ser visto na figura 5.3c. Em  $T = T_3$  a tensão em  $C_{S4}$  se iguala a tensão da fonte e polariza diretamente  $D_1$ . De  $T_3$  a  $T_4$  a corrente de carga é dividida entre  $D_1$  e  $C_{S4}$  como pode ser visto na figura 5.3d. Em  $T = T_4$   $D_1$  assume totalmente a corrente de carga, enquanto a energia armazenada em  $L_{S4}$  se descarrega através de  $D_{SL4}$  e  $R_{SL4}$  (figura 5.3e). Em  $T = T_5$  a corrente em  $L_{S4}$  se anula e  $D_1$  continua conduzindo até que sua corrente chegue a zero ( $T_6$ ). Se após o corte de  $D_1$  não forem disparados nem  $G_1$  nem  $G_4$ , ocorre uma descarga de  $C_{S4}$  e uma carga de  $C_{S1}$  até que suas tensões se igualem em aproximadamente  $\frac{V_{cc}}{2}$  volts ( $T_7$ ).

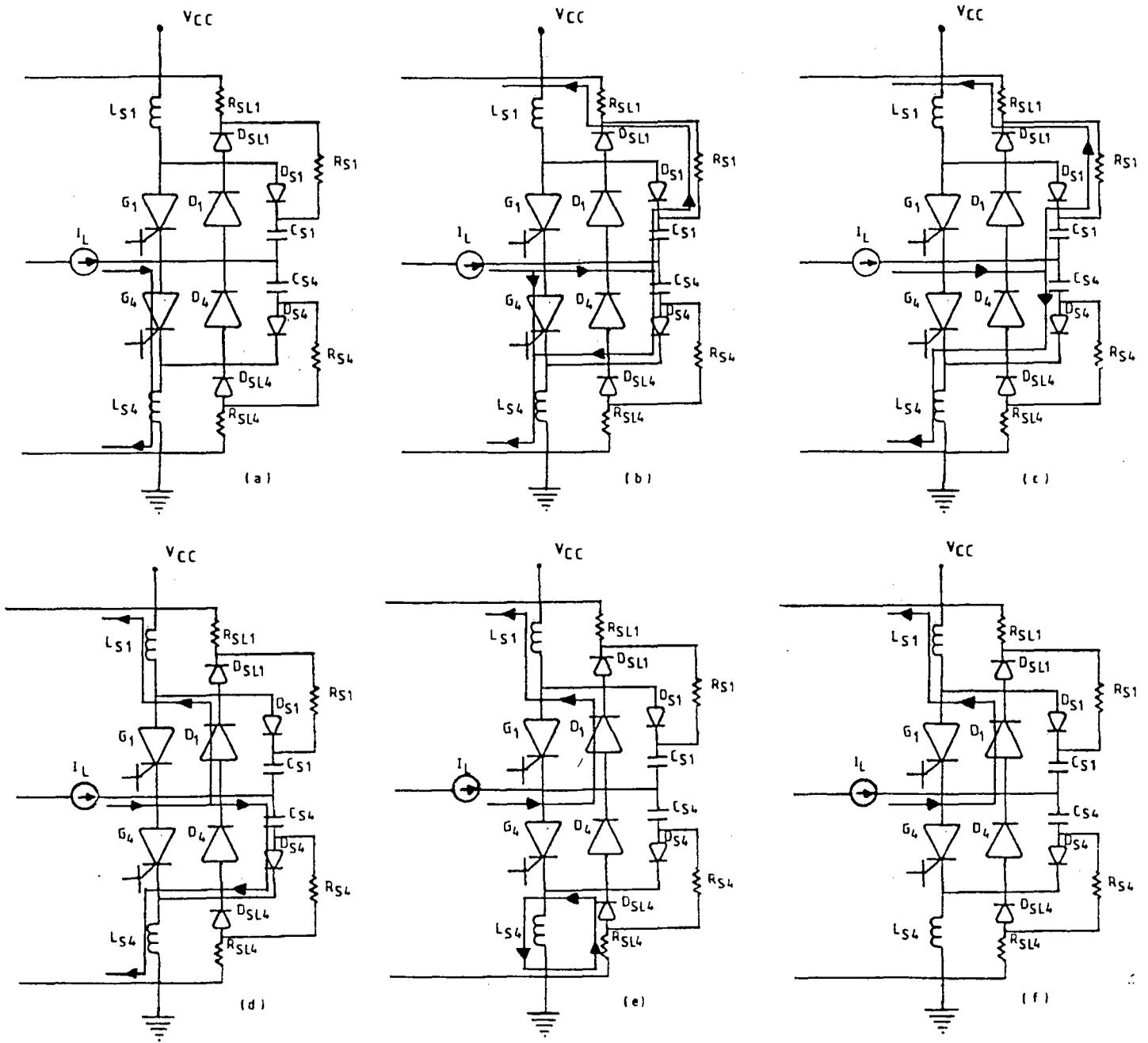


Fig. 5.3 - Sequência de funcionamento do CAC

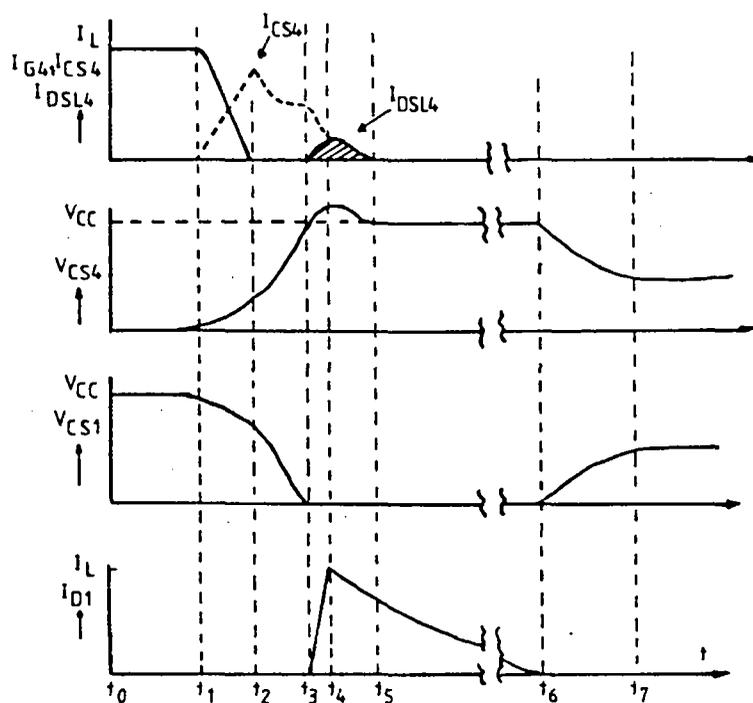


Fig. 5.4 - Tensões e correntes importantes no CAC

Se o GTO  $G_4$  for disparado enquanto  $D_1$  conduz, vão circular sobre ele quatro correntes que são descritas a seguir:

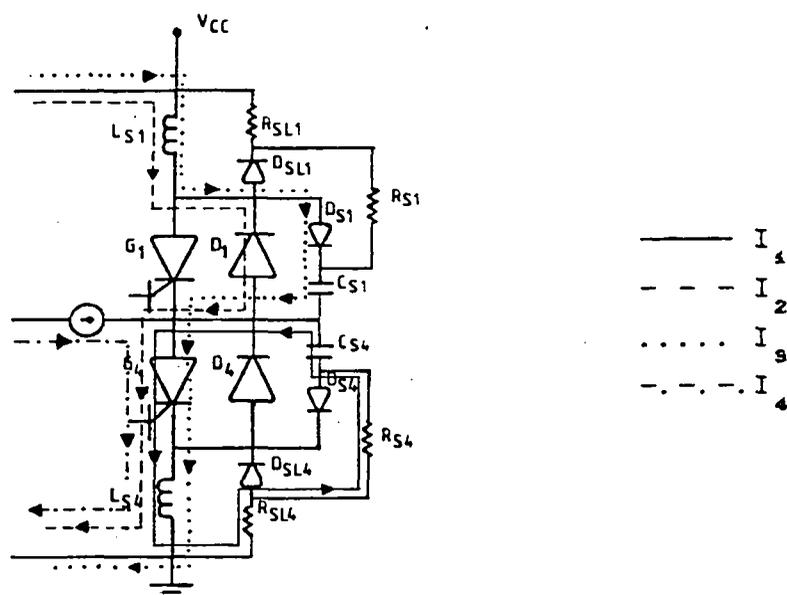


Fig. 5.5 - Correntes através de  $G_4$  durante o bloqueio de  $D_1$

É importante observar que a corrente  $I_2$  não aparece na operação normal em um inversor de seis pulsos. Além disso, a corrente  $I_3$  ocorre após a corrente de recuperação do diodo ( $I_2$ ) quando se usa modulação no inversor.

#### 5.2.4 - Cálculo das componentes do CAC

Para calcular as componentes do CAC, são considerados as seguintes limitações do GTO [4]:

$$\frac{dI_{AK}}{dT} \leq 200 \text{ A}/\mu\text{s} \quad , \quad \frac{dV_{AK}}{dT} \leq 800 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$I_{T(RC)M} \leq 7 \text{ A} \quad , \quad V_{DM} \leq 750 \text{ V}$$

E as seguintes condições de operação do inversor

$$V_{CC} = 250 \text{ V} \quad I_{AK} = 20 \text{ A}_{PICO}$$

$$f_{ch} = 700 \text{ Hz} \quad T_{ON MIN} = T_{OFF MIN} = 50 \mu\text{s}$$

Cálculo do capacitor -  $C_{S1} = C_{S2} = C$

Operando no bloqueio do GTO, o capacitor deve principalmente limitar o  $\frac{dV_{AK}}{dT}$  para impedir o fenômeno conhecido como segunda avalanche. O instante crítico é quando a corrente no GTO se encontra no seu valor máximo. Desta forma:

$$C \geq \frac{I_{AK}}{\frac{dV_{AK}}{dT}} \quad \text{Eq. (5.1)}$$

$$C \geq 25 \text{ nF}$$

$C_s = 47 \text{ nF e } 630 \text{ V}$
--

### Cálculo do resistor $R_s$

Desprezando o efeito do indutor  $L_s$  e considerando  $R_s \gg R_{sl}$ ,  $R_s$  deve ser tal que limite a corrente de pico de descarga de  $C_s$ , observando seu tempo de descarga em relação ao tempo de condução mínimo do interruptor. Assim:

$$\frac{T_{ON\ MIN}}{4 \cdot C_s} \geq R_s \geq \frac{V_{AKMAX}}{I_{T(RC)M}} \quad \text{Eq. (5.2)}$$

Tomando  $V_{AKMAX}$  como 400V têm-se:

$$265 \geq R_s \geq 57,14$$

$$P_{RS} = \frac{1}{2} C_s \cdot (V_{AKMAX})^2 \cdot f_{ch} \quad \text{Eq. (5.3)}$$

$$P_{RS} = 2.63\ W$$

Adotou-se:  $R_s = 220\ \Omega$  e  $10\ W$

### Cálculo do indutor - $L_{s1} = L_{s2} = L$

Durante a entrada em condução de  $G_4$  com o bloqueio de  $D_1$ , circula em  $D_1$  uma corrente de recuperação reversa que deve ser limitada por  $L$ . Assim, de acordo com o circuito equivalente representado na figura 5.6, têm-se:

$$2L \geq \frac{V_{cc}}{\frac{di_{AK}}{dt}} \quad \text{Eq. (5.4)}$$

$$L \geq 625\ nH$$

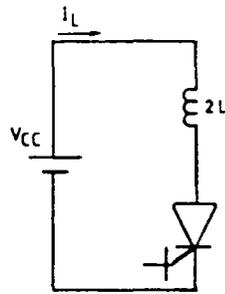


Fig. 5.6 - Circuito equivalente durante a recuperação reversa de  $D_1$

Durante a carga de  $C_{S1}$  circula através de  $G_4$  uma corrente que pode ser analisada de acordo com a figura 5.7.

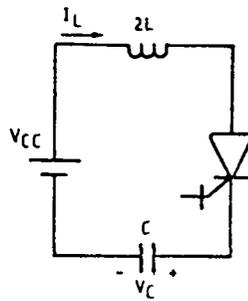


Fig. 5.7 - Circuito equivalente para a carga de  $C_{S1}$   
A equação para o circuito equivalente é:

$$V_{cc} = 2V_L + V_c \quad \text{Eq. (5.5)}$$

$$\text{Se: } V_L = L \frac{dI_L}{dT}, \quad I_c = C \frac{dV_c}{dT}, \quad V_L = LC \frac{d^2V_c}{dT^2}$$

Então:

$$2LC \frac{d^2V_c}{dT^2} + V_c = V_{cc} \quad \text{Eq. (5.6)}$$

Resolvendo a equação (5.6):

$$V_c = - | V_{cc} - V_c(0) | \cos \omega_0 T + I_L(0) \sqrt{\frac{2L}{C}} \sin \omega_0 T + V_{cc} \quad \text{Eq. (5.7)}$$

$$I_L = \sqrt{\frac{C}{2L}} | V_{cc} - V_c(0) | \sin \omega_0 T + I_L \cos \omega_0 T \quad \text{Eq. (5.8)}$$

Onde:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{2LC}$$

$$\text{Com as condições iniciais: } \begin{cases} V_c(0) = 0 & e \\ I_L(0) = 0 & \text{(pior hipótese)} \end{cases}$$

Para  $T = \frac{\pi}{2\omega_0}$ , têm-se:

$$I_L = I_{LMAX} = V_{cc} \sqrt{\frac{C}{2L}} \quad \text{Eq. (5.9)}$$

Fixando  $I_{LMAX}$  em 20A:

$$L \geq \frac{V_{CC}^2 \cdot C}{2I_{LMAX}^2} \quad L \geq 3,67 \mu H$$

Para respeitar as duas exigências faz-se  $L_s = 4\mu H$

### Cálculo de $R_{SL}$

Devido a descarga de  $L_s$  via  $D_{SL}$  sobre  $R_{SL}$ , aparece uma sobretensão no GTO. Quanto menor  $R_{SL}$  menor a sobretensão. Entretanto,  $R_{SL}$  deve ser grande o suficiente para descarregar a energia de  $L_s$  durante o intervalo de bloqueio do GTO. Desta forma:

$$\frac{4L_s}{T_{OFF MIN}} \leq R_{SL} \leq \frac{V_{DM} - V_{CC}}{I_{AK}} \quad \text{Eq. (5.10)}$$

$$0,123 \leq R_{SL} \leq 25$$

$$P_{RSL} = \frac{1}{2} L I_{AK}^2 f_{ch} \quad \text{Eq. (5.11)}$$

$$P_{RSL} = 0,56 \text{ W}$$

$R_{SL} = 5,6 \Omega \text{ e } 2 \text{ W}$
--

Desta forma o valor de pico da tensão direta sobre o GTO é igual a:

$$V_{AKMAX} = I_{AK} R_{SL} + V_{CC} \quad \text{Eq. (5.12)}$$

$V_{AKMAX} = 362 \text{ V}$
-----------------------------

### Diodos $D_{SL}$ e $D_s$

Os diodos devem ser do tipo rápido com capacidade de bloquear tensões da ordem de 500V e de conduzir correntes de pico de 20A.

Foram utilizados os diodos SKE 2F 6/06.

### 5.3 - Proteção ativa

O princípio da proteção ativa consiste na monitoração da corrente conduzida pelo GTO, para que ao ser detectada uma corrente que caracterize uma sobrecorrente ( $I_{DT}$ ), seja iniciada uma rotina que proporcione o bloqueio do GTO via gatilho antes que seja alcançado o valor de  $I_{TQSM}$ .

Entre a detecção de  $I_{DT}$  e o efetivo bloqueio do GTO haverá um intervalo de tempo definido como  $\Delta_{TCC}$ . Devido a existência de  $\Delta_{TCC}$ , deve ser utilizada uma indutância ( $L_z$ ) em série com o GTO, para que, em caso de ocorrência de curto-circuito,  $\frac{z dI_{AK}}{dT}$  seja limitada a um valor que garanta que após  $\Delta_{TCC}$  a corrente  $I_{AK}$  ainda será menor que  $I_{TQSM}$ .

Os valores de  $L_z$  e de  $I_{DT}$  são inversamente proporcionais, sendo que quanto mais rápido o comando do GTO (menor  $\Delta_{TCC}$ ), maior o valor de  $I_{DT}$  que poderia ser adotado e menor o valor requerido para  $L_z$ . Isto significa uma capacidade de operar maiores potências com menores custos.

Para uma tensão de alimentação  $V_{CC}$ , uma corrente  $I_{DT}$  e um intervalo de tempo  $\Delta_{TCC}$  fixos, calcula-se  $L_z$  para um dado valor de  $I_{TQSM}$  através da equação 5.13:

$$L_z \geq \frac{V_{CC} \cdot \Delta_{TCC}}{I_{TQSM} - I_{DT}} \quad \text{Eq. (5.13)}$$

Segundo a equação 5.1, o capacitor adotado para o CAC mantém o valor de  $\frac{dV_{AK}}{dT}$  abaixo de 800 V/ $\mu$ s para correntes inferiores a 37,5A.

Desta forma, será considerado para  $I_{TQSM}$  um valor igual a 37,5A.

O valor mínimo de  $L_z$  para:

$$V_{CC} = 250 \text{ V}$$

$$I_{DT} = 22 \text{ A}$$

$$\Delta_{TCC} = 20 \text{ } \mu\text{s}$$

$$I_{TOSM} = 37,5 \text{ A}$$

é:

$$L_z \geq 322 \text{ } \mu\text{H}$$

Empregou-se um indutor com  $350 \text{ } \mu\text{H}$ .

A monitoração da corrente  $I_{AK}$  será feita através de um sensor de corrente por efeito HALL. A corrente de saída no sensor HALL é proporcional (1:1000) a corrente monitorada, sendo para isto necessário a colocação de um resistor entre os dois terminais de saída do sensor HALL. O sinal que indicará para o circuito processador de sobrecorrente (figura 5.8) a corrente monitorada possui características de tensão.

Em anti-paralelo ao indutor  $L_z$  foi colocado um diodo de roda livre para evitar a ocorrência de sobretensões elevadas sobre os GTOs. O indutor  $L_z$ , seu diodo de roda livre e o sensor HALL foram posicionados na estrutura do inversor conforme é visto na figura 6.1.

#### 5.4 - Circuito procesador do sinal do sensor HALL [8]

É o circuito que a partir da tensão proveniente do sensor HALL, detecta e avisa ao operador, através de sinal luminoso, a ocorrência de uma sobrecorrente. O esquema do circuito é apresentado na figura 5.8.

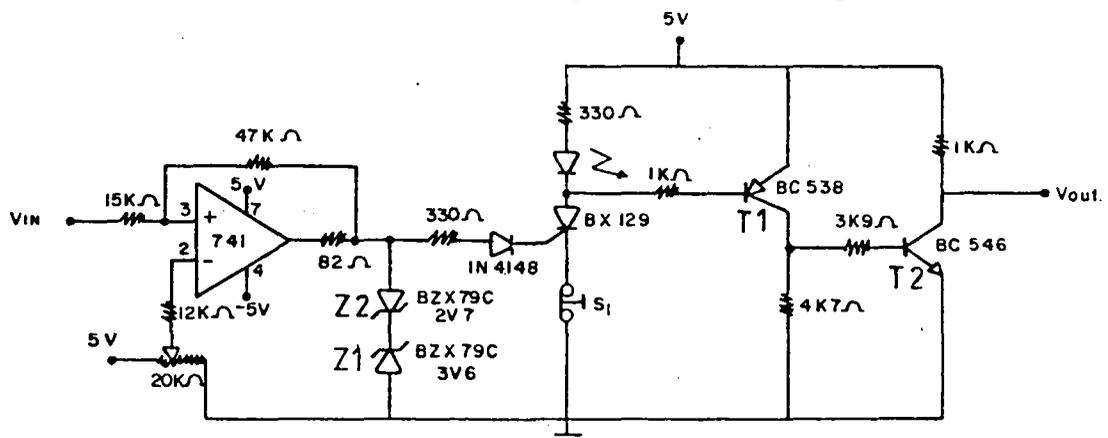


Fig. 5.8 - Circuito processador do sinal de sobrecorrente

O comparador com histerese colocado na entrada do circuito é para que após a ocorrência de uma sobrecorrente (3V), a tensão de saída do comparador só caia a  $-V_{Z2}$  novamente, quando o sinal proveniente do sensor HALL cair a um valor inferior a 1V. O sinal de saída do comparador serve como sinal de gatilho para um tiristor em série a um LED, para que quando ocorrer a sobrecorrente, o tiristor conduza e o led  $L_1$  acenda. Com a entrada em condução do tiristor,  $T_1$  e  $T_2$  conduzem, enviando um sinal de bloqueio aos GTOs. A chave  $S_1$  serve para que o operador religue o sistema ao cortar o tiristor  $T_1$ . Se entretanto, o sinal proveniente do sensor HALL ainda estiver em um valor acima do previsto no comparador a histerese (1V), o tiristor entra novamente em condução bloqueando os GTOs.

O sinal  $V_{OUT}$  é enviado a placa de reconstituição de padrões para que quando ocorra a sobrecorrente sejam inibidos os sinais lógicos de comando de todos os GTOs ao mesmo tempo.

### 5.5 - Resultados experimentais

O desempenho do circuito de ajuda a comutação foi conforme o esperado. A sequência de condução típica de um braço do inversor trabalhando com modulação, é a sequência  $G_1 - D_4 - G_1$ . Nela circula através de  $G_1$  a corrente de recuperação reversa de  $D_4$ . Foram obtidas as curvas da tensão em  $C_{S1}$  e a corrente em  $L_{S1}$ , que são mostradas na figura 5.9. É importante observar, que as medidas de corrente foram feitas com uma sonda que não apresenta nível DC. Desta forma, a corrente negativa que aparece sobre  $G_1$  quando ele está cortado é irreal.

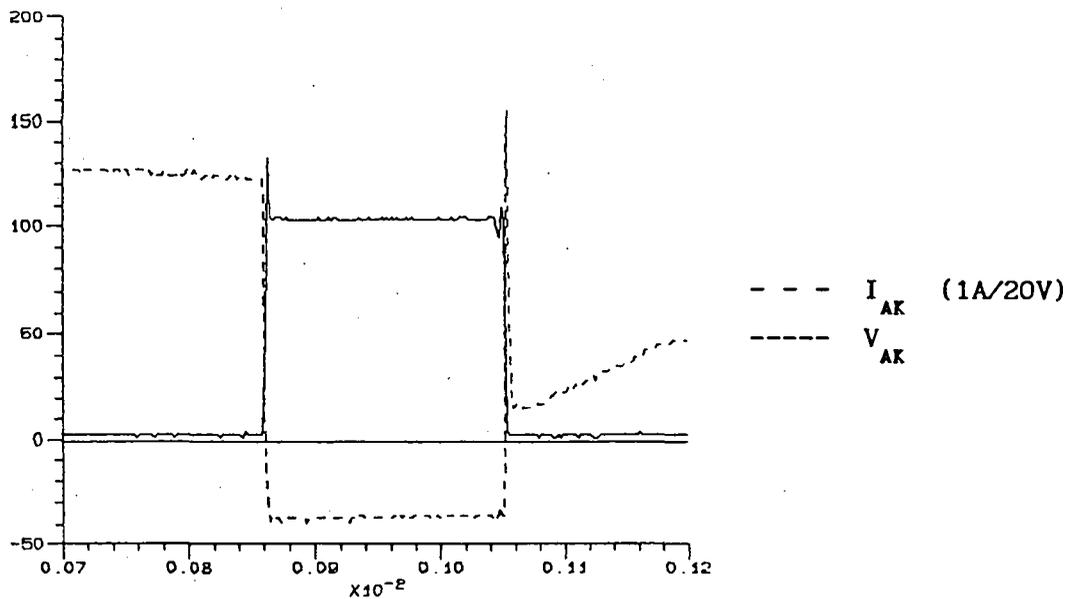


Fig. 5.9 - Corrente  $I_{AK}$  e tensão  $V_{AK}$  durante o disparo e o bloqueio do GTO

Como se pode observar na figura 5.9 a corrente circula inicialmente por  $G_1$  e a tensão em  $V_{CS1}$  é aproximadamente zero. Com o bloqueio de  $G_1$ , ocorre um pico de tensão em  $C_{S1}$  que depois se estabiliza em  $V_{CC}$ . Embora não seja mostrado, a corrente circula neste intervalo através de  $D_4$ . Com o redisparo de  $G_1$ , circulam através dele as quatro correntes mostradas na figura 5.5. São elas as responsáveis pela ocorrência do pico de corrente que aparece na figura 5.9.

## 5.6 - Conclusão

O circuito de ajuda a comutação implementado precisou levar em conta tanto a configuração interna do braço do inversor a GTO utilizado quanto a ocorrência da sequência de condução  $G_1 - D_4 - G_1$ , que impôs a circulação de correntes adicionais sobre o GTO.

As limitações apresentadas pelo GTO em termos de  $\frac{dI_{AK}}{dT}$  e de  $\frac{dV_{AK}}{dT}$  requerem o uso de grandes indutores e capacitores no CAC. Isto se o GTO for utilizado próximo dos seus níveis nominais de potência. Entretanto, devido as suas elevadas capacidades de tensão e corrente não é problemática a dissipação

da energia desviada para os indutores e capacitores durante as comutações.

Considerando-se uma corrente de trabalho próxima de 20A escolheu-se um capacitor de 47nF capaz de limitar  $\frac{dV_{AK}}{dT}$  em 800 V/ $\mu$ s quando a corrente for de 37,5A. Esta é então a máxima corrente bloqueável pelo GTO sem que ele se destrua por  $\frac{dV_{AK}}{dT}$ . O aumento do capacitor proporcionaria o aumento da máxima corrente bloqueável pelo GTO, entretanto, implicaria em mais energia armazenada no capacitor e conseqüentemente em resistores de maior potência. Para os níveis de corrente adotados para o GTO este capacitor foi considerado adequado.

A proteção ativa utilizada se mostrou plenamente satisfatória. A indutância  $L_z$  poderia ser bastante diminuída com a utilização de um circuito de comando do GTO mais rápido. A utilização de um potenciômetro na saída do sensor HALL, ao invés de um resistor fixo, foi bastante oportuna durante os testes. Isto permitiu a evolução progressiva dos níveis de corrente/tensão nos GTOs sem alterar o circuito processador do sinal de sobrecorrente.

Mesmo sendo usado o circuito de comando auto-protegido contra sobrecorrente e a proteção ativa, será utilizado um fusível de 20A no barramento DC para bloquear a corrente em caso de destruição de um GTO.[8]

## CAPÍTULO VI

## RESULTADOS OBTIDOS

6.1 - Introdução

Com o objetivo de se comprovar os resultados da otimização do espectro harmônico, da capacidade do circuito de comando do GTO de reproduzir os sinais lógicos de comando e da flexibilidade oferecida pelo microprocessador, foi realizado o inversor trifásico a GTO conforme mostrado na figura 6.1.

Foi utilizada uma tensão de alimentação variável de 0 a 250V DC para os testes iniciais do inversor. Foi utilizado basicamente o MODO 0 do programa de controle do inversor com microprocessador. Isto permitiu a obtenção de frequências de comutação do GTO de aproximadamente 1800Hz com intervalos de condução mínimos de até 130 $\mu$ s, durante operação normal.

A carga que o inversor alimentará será linear trifásica balanceada RL que proporcione com um fator de potência de 0,9, uma potência máxima de saída de 800W.

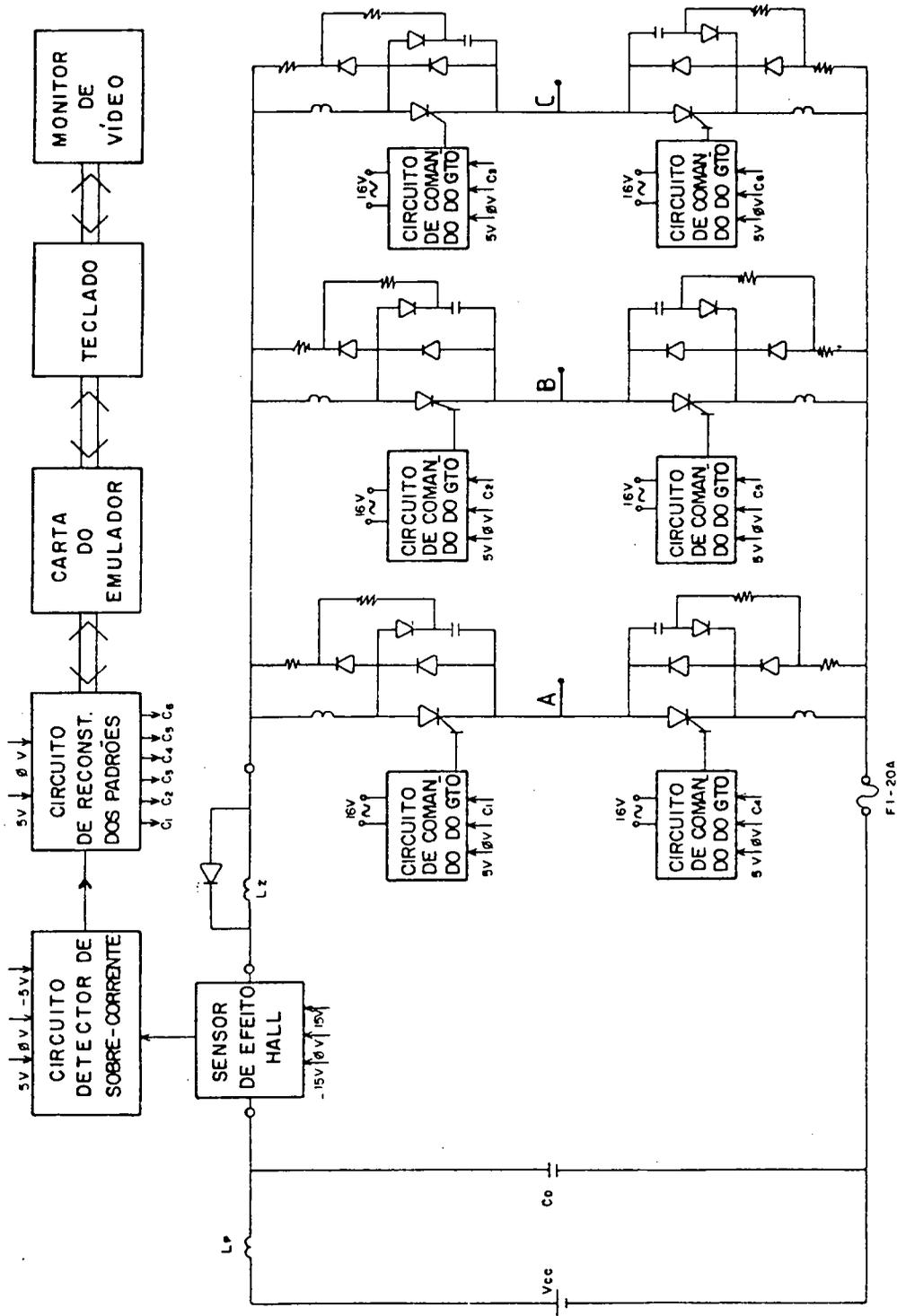


Fig. 6.1 - Estrutura completa do inversor trifásico a GTO com modulação PWM otimizada controlado por microprocessador

## 6.2 - Resultados obtidos

Na figura 6.2a é mostrada a tensão de linha para um padrão com 11 pulsos por período. A tensão eficaz da fundamental é igual a 120 V.

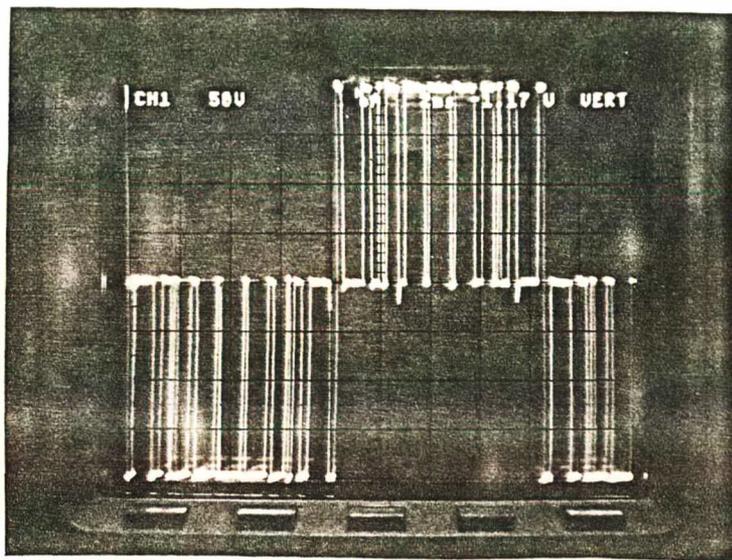


Fig. 6.2(a)

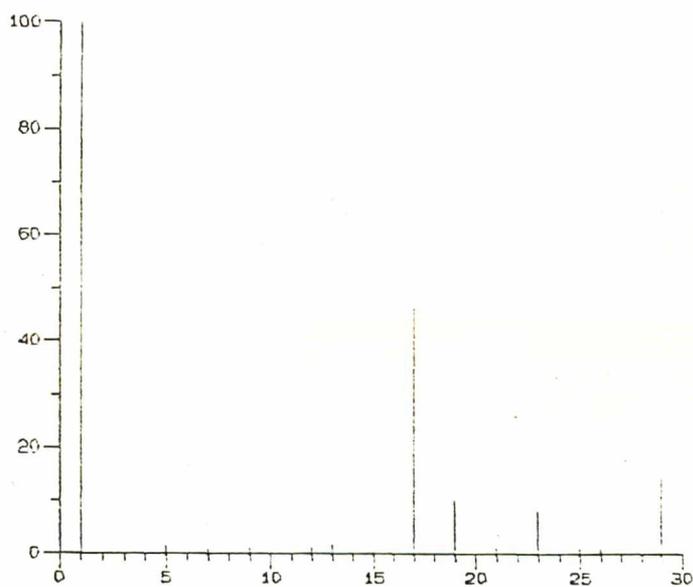


Fig. 6.2 (b)

Fig. 6.2 - (a) Tensão de linha com 11 pulsos por período  
(b) Análise harmônica

Na figura 6.2b pode ser vista a análise harmônica da curva da figura 6.2a. Os 5 parâmetros livres (11 pulsos por período) foram utilizados para eliminar 4 harmônicas (5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordem) e para regular a fundamental. A eliminação de harmônicas provoca o aparecimento de uma harmônica (17<sup>a</sup> ordem) com amplitude considerável, logo a seguir a última eliminada.

A figura 6.3a apresenta uma aquisição, feita através de um osciloscópio de memória e de um microcomputador do tipo IBM-PC, de uma tensão de linha com 15 pulsos por período. A tensão eficaz da fundamental é igual a 78V.

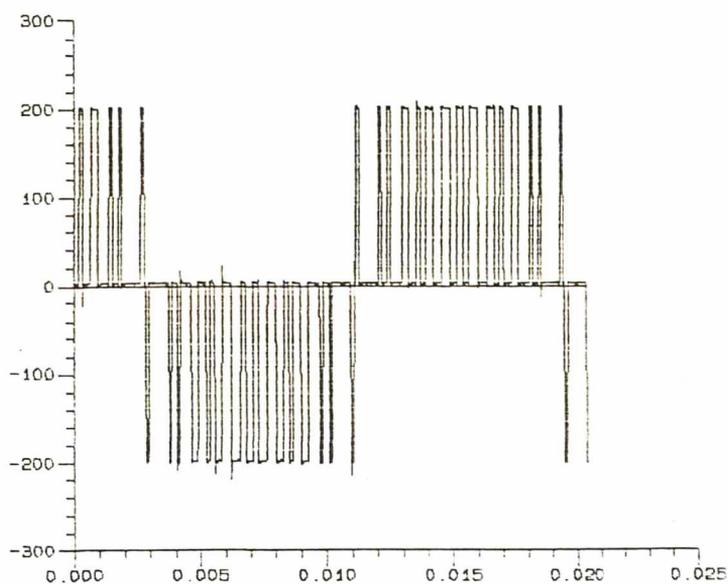


Fig. 6.3 (a)

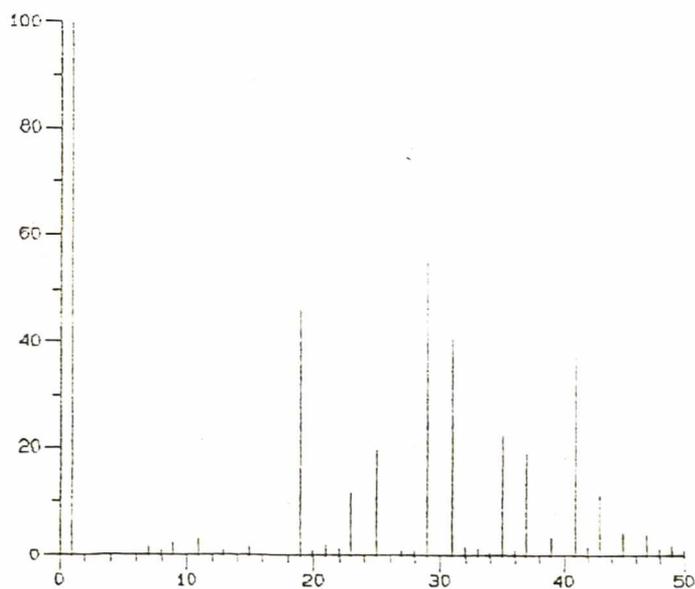


Fig. 6.3 (b)

Fig. 6.3 - (a) Tensão de linha com 15 pulsos por período  
(b) Análise harmônica

Na figura 6.3 podem ser observadas com mais facilidade as simetrias de  $1/4$  e de  $1/2$  onda.

Com 15 pulsos por período, pode-se além de regular a fundamental, eliminar 6 harmônicas. Entretanto, como explicado no capítulo III, foram eliminadas apenas 5 harmônicas e foi deixado um parâmetro independente livre. Na figura 6.3b pode ser observado o resultado desta operação:

- São eliminadas as harmônicas de ordem  $5^a$ ,  $7^a$ ,  $11^a$ ,  $13^a$  e  $17^a$ , sem entretanto elevar demais a harmônica seguinte ao último eliminado. A harmônica mais significativo fica sendo a de ordem  $29^a$ .

As figuras 6.2b e 6.3b foram calculadas tomando-se como base a amplitude da fundamental igual a 100%. Conseqüentemente na figura 6.3b, onde o valor eficaz da tensão fundamental é menor do que em 6.2b, a amplitude das harmônicas eliminadas representam um maior percentual da fundamental.

A figura 6.4a apresenta a tensão de linha para um padrão com 27 pulsos por período. O elevado número de pontos por período da forma de onda, associado ao baixo número de pontos disponíveis no sistema de aquisição de dados, obrigaram que a aquisição fosse feita com uma frequência de saída do inversor de 10Hz, para melhor análise dos resultados.

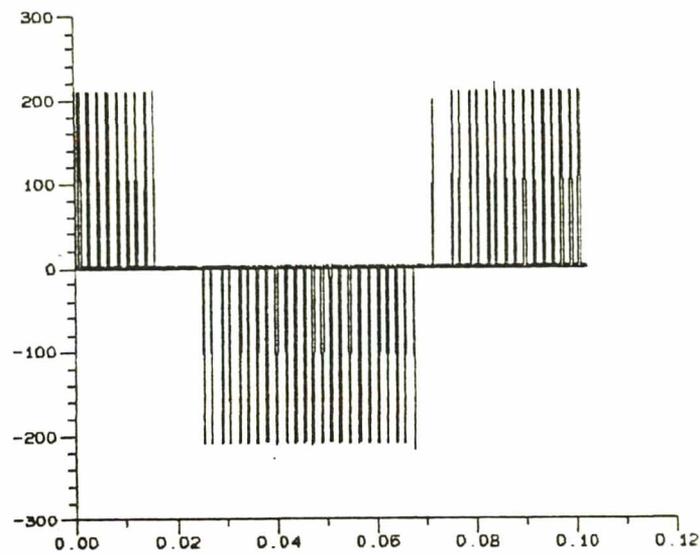


Fig. 6.4 (a)

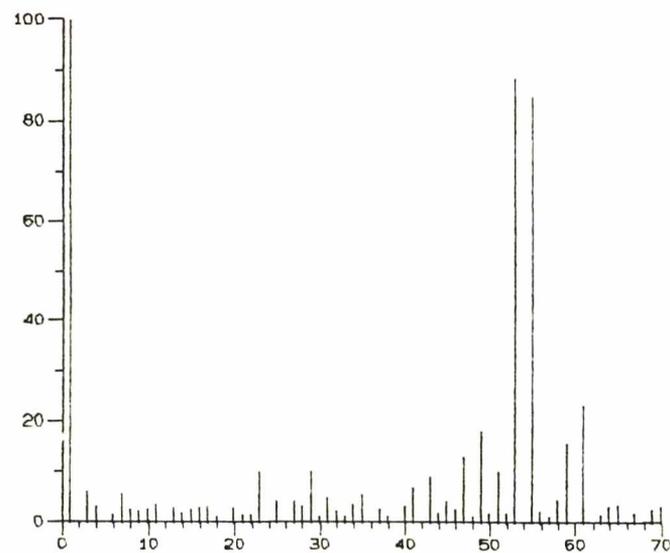


Fig. 6.4 (b)

Fig. 6.4 - (a) Tensão de linha com 27 pulsos por período  
(b) Análise harmônica

Mesmo tendo sido utilizada a menor frequência disponível no inversor não foi possível compensar o baixo número de pontos (1024) disponível no sistema de aquisição de dados. Este fato é comprovado pelo surgimento de harmônicas pares e múltiplas de 3 como pode ser visto na figura 6.4b. Entretanto, pode-se considerar que a eliminação de 6 harmônicas (5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, 17<sup>a</sup> e 19<sup>a</sup>-ordem)

e a minimização de 6 outras harmônicas (23<sup>a</sup>, 25<sup>a</sup>, 29<sup>a</sup>, 31<sup>a</sup>, 35<sup>a</sup> e 37<sup>a</sup> ordem) levou o conteúdo harmônico para a direção das frequências mais elevadas. Isto permite o uso de um filtro com frequência de corte maior que o que teria que ser usado no caso da eliminação de 12 harmônicas.

Na figura 6.5 pode ser vista a tensão de fase V<sub>AN</sub> para um padrão com 11 pulsos por período. Sua tensão fundamental possui um valor de 96V<sub>PICO</sub>.

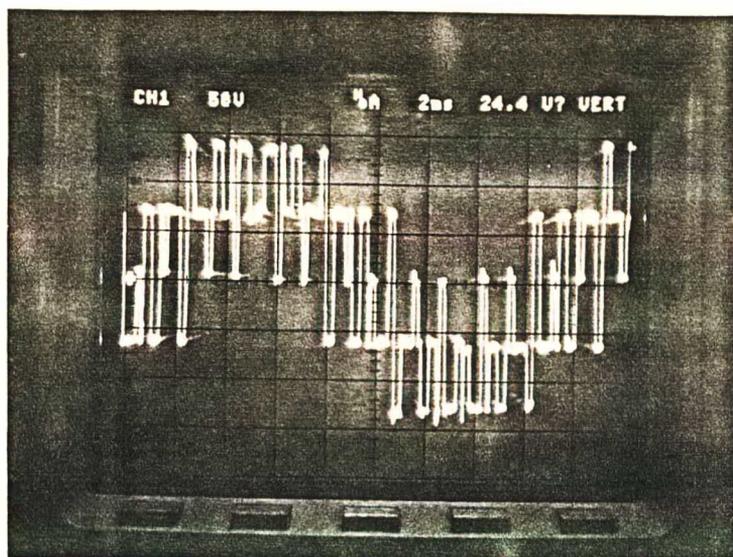


Fig. 6.5 - Tensão de fase com 11 pulsos por período

Na figura 6.6 são mostradas as tensões de fase V<sub>AN</sub>, V<sub>BN</sub> e V<sub>CN</sub>, que apresentam defasagens de 120° e 240°. Foi usado um padrão com 11 pulsos por período.

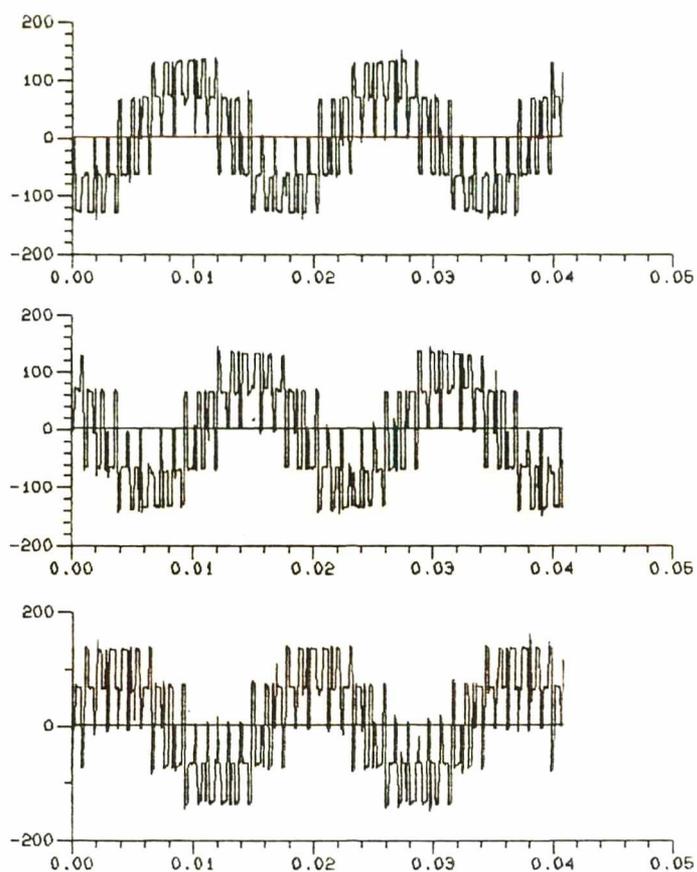


Fig. 6.6 - (a) Tensão  $V_{AN}$   
 (b) Tensão  $V_{BN}$   
 (c) Tensão  $V_{CN}$

A figura 6.7 apresenta a tensão de fase para um padrão com 15 pulsos por período. Sua tensão fundamental apresenta um valor de  $65V_{PICO}$ .

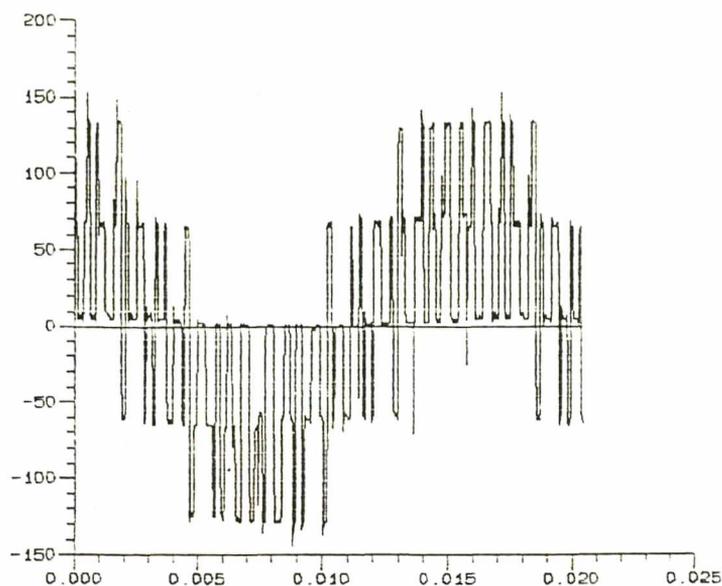


Fig. 6.7 - Tensão de fase com 15 pulsos por período

Na figura 6.8 é mostrada a tensão de fase para um padrão de 27 pulsos por período. Sua tensão fundamental possui um valor de  $24V_{PICO}$ . As assimetrias observadas são devido aos problemas relativos a aquisição de dados, previamente explicados.

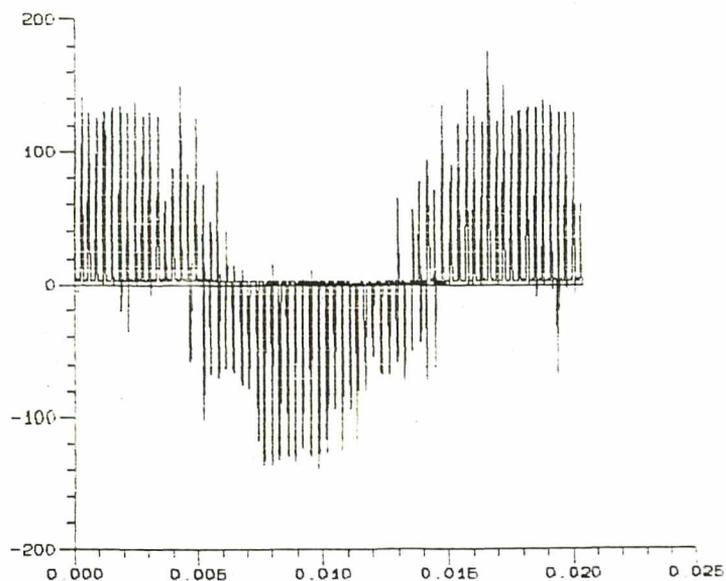


Fig. 6.8 - Tensão de fase com 27 pulsos por período

A figura 6.9a apresenta as três correntes de fase para o inversor operando com 11 pulsos por período. Pode-se observar a defasagem de  $120^\circ$  entre

elas. Na figura 6.9b é mostrada a análise harmônica para a corrente de fase  $I_{AN}$ . O valor eficaz das correntes é de 2,8 A.

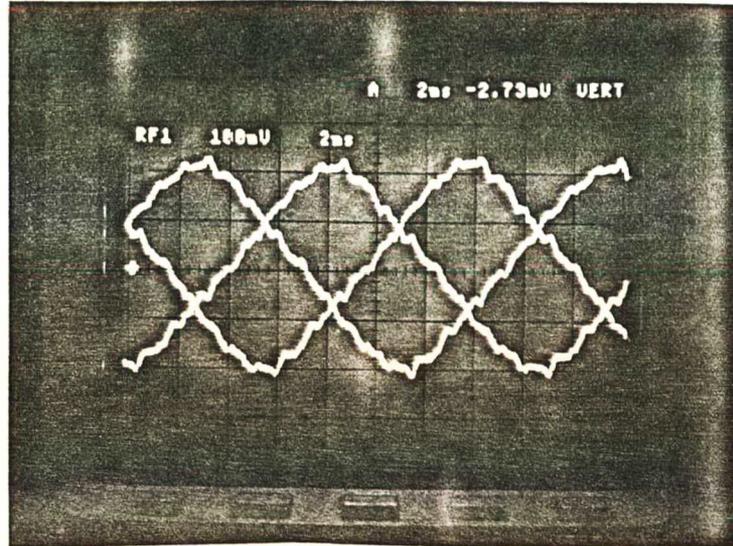


Fig. 6.9 (a)

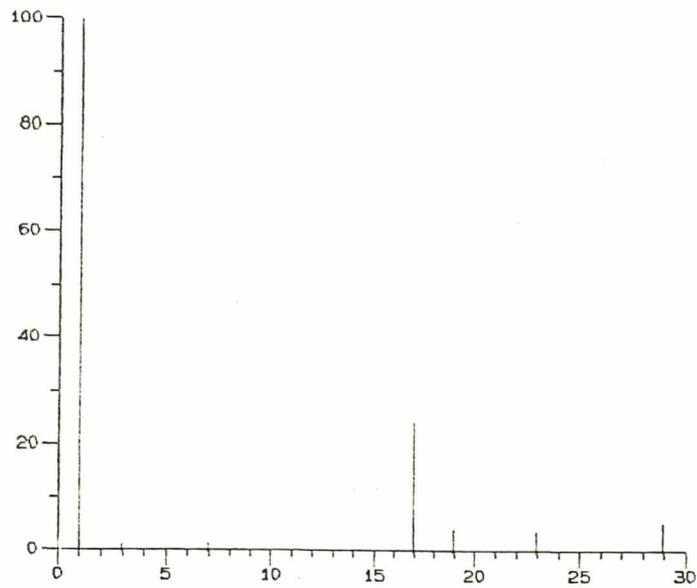


Fig. 6.9 (b)

Fig. 6.9 - (a) Corrente de fase  $I_{AN}$ ,  $I_{BN}$ ,  $I_{CN}$   
 (b) Análise harmônica de  $I_{AN}$

### 6.3 - Conclusão

As análises harmônicas das tensões e correntes de saída do inversor comprovam que o circuito de comando do GTO foi capaz de reproduzir com eficiência os instantes de comutação otimizados gravados em memória EPROM.

A carga trifásica balanceada que foi utilizada eliminou as harmônicas múltiplas de 3 e permitiu a utilização dos parâmetros independentes disponíveis para eliminar/minimizar outras harmônicas.

Foi possível observar na prática os fenômenos relativos aos efeitos da eliminação de harmônicas. O crescimento exagerado da harmônica seguinte a última eliminada faz com que seja reanalisada a eliminação pura e simples de todas as harmônicas possíveis. As opções de eliminar apenas  $n-2$  harmônicas e de associar a minimização com a eliminação se mostraram bastante válidas na tentativa de usar filtros com uma frequência de corte maior, sem comprometer o espectro harmônico.

Os fenômenos relativos ao aumento do conteúdo harmônico, mesmo com eliminação de harmônicas para as baixas relações de tensão de saída/entrada puderam ser observadas na prática.

## CONCLUSÃO

O GTO é um dispositivo com bloqueio controlado destinado a operar em altas potências (tensões e correntes elevadas). Entretanto, a sua robustez em termos de capacidade de sobrecarga contrasta com os cuidados que se deve ter na implementação dos circuitos de comando e de proteção. Estes cuidados associados a grande potência de comando requerida, ao alto preço e a baixa frequência máxima de comutação do GTO o tornam pouco competitivo nas faixas de baixa potência.

Devido a queda significativa da corrente média de condução do GTO com o aumento da frequência de comutação, a melhoria do espectro harmônico de um inversor de tensão a GTO deve ser obtido com uma modulação que requeira um baixo número de pulsos por período de comutação. Esta melhoria é obtida efetivamente com o uso da modulação PWM otimizada.

A dificuldade de proteger o GTO com fusíveis contra a corrente  $I_{TOSH}$  obriga o uso de circuitos de comando muito rápidos para que a indutância  $L_z$  usada no sistema de proteção ativa não seja exageradamente grande. A proteção ativa tem um caráter de proteção global do conversor.

A rapidez dos circuitos de comando do GTO fica comprometida no estágio de isolamento, principalmente quando se usa modulação. Os pulsos apresentando grande variação na largura e na frequência dificultam ainda mais a implementação deste estágio.

A utilização de um fotoacoplador comum (4N26) trabalhando próximo a região linear proporciona, de maneira simples, maior velocidade, entretanto, impôs maior sensibilidade ao  $dV/dT$ . Este fenômeno provocou o aparecimento de sinais acidentais de disparo e bloqueio com frequência proibitiva ao GTO. Estes problemas foram controlados até a tensão de alimentação do inversor de 220V. Para maiores níveis de tensão de alimentação, ou se trabalha com o fotoacoplador chaveando entre as regiões de bloqueio e "saturação" ou se utiliza a configuração a transformador de pulsos apresentada na figura 2.9. Isto entretanto requer o uso de um transformador de pulso de alta qualidade, que apresente elevadas razões de crescimento de corrente e baixas capacitâncias parasitas entre os enrolamentos.

O sistema de bloqueio do GTO com energia armazenada em capacitor, mostrou ser bastante satisfatório para o bloqueio de correntes  $I_{AK}$  de até 20A. É

prevista a falha do bloqueio para maiores níveis de  $I_{AK}$  devido a pouca energia armazenada no capacitor. O simples aumento do capacitor não resolve, pois o tempo que ele vai levar para se carregar durante o disparo poderá ser maior que o tempo de inibição da proteção. Para o bloqueio de maiores níveis de corrente sugere-se o uso de duas fontes de alimentação. Uma para o disparo e outra para o bloqueio.

Para diminuir o custo deste comando com bloqueio com energia armazenada em capacitor, pode-se substituir o MOSFET  $M_1$  por um simples tiristor que se bloqueará automaticamente com o bloqueio do GTO.

A proteção contra sobrecorrente implementada no circuito de comando do GTO se mostrou plenamente satisfatória e não se espera mudanças em sua estrutura.

O comando desenvolvido para o GTO permitiu reproduzir fielmente os instantes ótimos de bloqueio e disparo armazenados em memória EPROM. Desta forma foi possível validar na prática as simulações feitas em trabalhos anteriores [17], [28]. Isto permitiu a comprovação de que a baixa frequência de comutação imposta aos interruptores dedicados a operar em altas potências podem ser bem exploradas com o uso de modulação PWM otimizada. Os artifícios de se deixar um parâmetro independente livre durante a otimização ou de se associar minimização de harmônicas à eliminação, permitem a elevação da frequência de corte requerida aos filtros do inversor de tensão.

As limitações do GTO em relação a  $\frac{dI_{AK}}{dT}$  e a  $\frac{dV_{AK}}{dT}$  são facilmente superadas com o uso de um circuito de ajuda a comutação adequado. No caso do uso de modulação por largura de pulso, este circuito requer um redimensionamento devido a ocorrência de correntes adicionais e de menores intervalos de descarga disponíveis para os indutores e capacitores. No CAC redimensionado os indutores crescem um pouco, entretanto, as maiores mudanças ocorrem nos resistores de descarga do CAC.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] A COMPARISSON OF POWER ELETRONICS DEVICE TYPES  
H. Conrad, K. Lehnert, V. Nicolai  
First European conference on Power Eletronics and Applications  
Proceedings - Volume 1 - Brusels - 16-18 october-1985
- [2] A NEW FAMILY OF POWER TRANSISTORS "IGBT"  
Eletronique de Puissance n<sup>o</sup> 29
- [3] INTRODUCTION OF POWER TRANSISTORS: DEVICE, DESIGN AND APPLICATION  
B. Jayant Baliga, Dan y Chen  
IEEE PRESS - 1984
- [4] GATE TURN-OFF THYRISTORS  
AEG Catalogue - 1986
- [5] EFFECT OF GATE DRIVE CIRCUITS ON GTO CHARACTERISTIC  
E. Ho and P.C. Sen
- [6] HIGH SPEED SNUBBERLESS OPERATION OF GTO USING A NEW GATE DRIVE TECHNIQUE  
Wirth, W.F.  
IEEE Trans. on Ind. Appli.- January/february 1988
- [7] POWER SEMICONDUCTORS: FAST, TOUGH, AND COMPACT  
Dan Y. Chen  
SPECTRUM - IEEE - September - 1987
- [8] COMANDO E PROTEÇÃO DO GTO E REALIZAÇÃO DE UM INVERSOR DE TENSÃO TRIFÁSICO  
DE SEIS PULSOS COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL  
Rubke, Leopoldo G.H.R.  
Dissertação de mestrado - UFSC - Maio 1988

- [9] PROGRESS IN GTOs FOR INDUSTRIAL LNE INVERTER APPLICATIONS  
B. Thomas, D. Silver, H. Berg  
Industry Applications Conference Records - IEEE - IAS  
Annual Meeting - 1985
- [10] TURN-ON AND TURN-OFF PULSE TRANSFORMERS FOR GTOs  
Technical information - Vaccumschmelze - 1985
- [11] PROPER TRIGGERING OF GATE TURN-OFF THYRISTORS  
Technical information - AEG - 1986
- [12] AN AUTO-PROTECTING GATE DRIVE CIRCUIT FOR GTO THYRISTORS  
Biswas, S. K.- Basak, B. - Vithayathil, J.  
IEEE Trans. on Ind. Appli. - January/February - 1988
- [13] PROTECTING A GTO UNDER SHORT CIRCUIT CONDITIONS  
Diana, G. - Granado, J. A. M. - Harley, R. G.  
Third International Conference on Power Electronics and Variable  
Speed Drives - July - 1988
- [14] OVERCURRENT PROTECTION FOR GTO THYRISTORS  
Frezien, G.  
Second European Conference on Power Electronics and Applications  
Proceedings - September - 1987
- [15] MANUAL SPRAGUE  
Sprague Electric Company - Sensor Division
- [16] ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR DIRETO DE FREQUÊNCIA A MOSFET DE  
POTÊNCIA  
Hey, H. L.  
Dissertação de mestrado - UFSC - Dezembro - 1987

- [17] COMANDO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO COM MODULAÇÃO PWM OTIMIZADA UTILIZANDO MICROPROCESSADOR  
Cunha, Alexandre D'Ávilla  
Dissertação de mestrado - UFSC - Maio - 1988
- [18] PROJETO ANSI  
LAMEP - LCMI - UFSC
- [19] APOSTILA DE ACIONAMENTO ELÉTRICO  
Barbi, I.  
Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica  
Circulação interna - UFSC - 1987
- [20] INTRODUÇÃO AO MICROPROCESSADOR 8031  
Valim, M.  
Circulação interna - LCMI - UFSC - 1985
- [21] MCS-51 MACRO ASSEMBLER - USER'S GUIDE  
Siemens - 1978
- [22] MCS-51 FAMILY OF SINGLE-CHIP MICROCOMPUTERS - USER'S MANUAL  
Siemens - 1978
- [23] AN 8031 IN-CIRCUIT EMULATOR  
Dinweiddie, G.  
Byte - July - 1986
- [24] TEORIA E APLICAÇÃO DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM) COM OTIMIZAÇÃO DE HARMÔNICOS, PARA CONVERSORES ESTÁTICOS DE FREQUÊNCIA  
Perin, A. J.  
Minicurso do VI CBA - MG - 1986

- [25] UM SISTEMA DIGITAL DE CONTROLE E SUPERVISÃO DE UM VARIADOR DE VELOCIDADE COM MOTOR DE INDUÇÃO POR UM INVERSOR  
Farines, J. M. Et Alii  
VI CBA - MG - 1986
- [26] PROTECTION AND SWITCHING-AID NETWORKS FOR TRANSISTOR BRIDGE INVERTERS  
Rajashekara, K. S. - Vithyatil, J. - Rajashekara, V.  
IEEE Trans. on Ind. Appli. - May - 1986
- [27] SNUBBER CIRCUIT FOR HIGH-POWER GATE TURN-OFF THYRISTORS  
Hiomichi Ohashi  
IEEE - Tans. on Ind. Appli. - July/August - 1983
- [28] ESTUDO DE UM CONVERSOR INDIRETO DE FREQUÊNCIA SEM ELEMENTOS PASSIVOS NO ESTÁGIO DE CORRENTE CONTÍNUA  
Oliveira, M. A.  
Dissertação de Mestrado - USFC - 1987

PROGRAMA PARA O COMANDO DE INVERSOR COM FREQUENCIA  
TENSAO INDEPENDENTES OU CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTOR

INICIO DO PROGRAMA

ORG 5000H ;POSICAO DE INICIO DO PROGRAMA

DEFINICOES DE SUBROTINAS DO MONITOR USADAS NO NOSSO PROGRAMA

FDATA EQU 06ADH  
INCH EQU 06C6H  
CRLF EQU 07A7H  
WARM EQU 00F8H  
OUTH EQU 0790H  
OUTRO EQU 0816H  
OUT3S EQU 0766H  
OUTCH EQU 06CDH  
BYTES EQU 0720H  
REG0 EQU 0008H  
REG1 EQU REG0+1  
REG2 EQU REG0+2  
REG3 EQU REG0+3  
REG4 EQU REG0+4  
REG7 EQU REG0+7  
STACK EQU 50H  
EOT EQU 04H  
LF EQU 0AH  
CR EQU 0DH  
LOBYTE EQU 0049H  
HIBYTE EQU 0048H

```

CLR    P3.0
MOV    P2,#40H
MOV    A,#02H           ;PROGRAMA A RAM DE RETORNO
MOV    R0,#0BH        ;PARA SUBINTCO
MOVX   @R0,A
INC    R0
MOV    A,#56H         ;end1 de subintco
MOVX   @R0,A
INC    R0
MOV    A,#0ABH        ;end2 de subintco
MOVX   @R0,A
CLR    P3.2           ;FIXA SENTIDO DE GIRO DO MOTOR
MOV    A,#16H
MOV    DPTR,#1003H
MOVX   @DPTR,A        ;PROGRAMA O CONT 0 DO 8253
MOV    A,#96H
MOVX   @DPTR,A
MOV    A,#14H
MOV    DPTR,#1002H    ;PROGRAMA O CONT 2 DO 8253 RESPON
MOVX   @DPTR,A        ;SAVEL PELOS TEMPOS MORTOS. (18us)
MOV    A,#0AH
MOV    34H,A         ;INICIA COM MENOR TENSAO
MOV    33H,#0AH      ;INICIALIZA V E F
MOV    30H,#00H
MOV    32H,#00H
MOV    35H,#00H
MOV    37H,#00H
MOV    38H,#00H
MOV    32H,#00H      ;CLEAR OS BITS DE TESTE NOVO
MOV    31H,#01H
MOV    36H,#01H
MOV    3AH,#01H

```

```

MOV    39H,#3CH
MOV    3BH,#0AH
MOV    3CH,#0AH
MOV    3DH,#0AH
MOV    SP,#STACK
MOV    STACK,SP          ;FIXA O INICIO DA PILHA
MOV    TMOD,#66H
MOV    TCON,#01H
MOV    IE,#82H
MOV    IP,#02H
MOV    A,#0FEH          ;PROGRAMA O TIMER/COUNTER 0 COMO
MOV    TH0,A            ;COUNTER PARA AVISAR O 1o PERIODO
AQUI:  MOV    DPTR,#MESC  ;MENSAGEM INICIAL DE ESCOLHA
        CALL  PDATA
        CALL  INCH
        CJNE  A,#30H,NVFI ;TENSÃO E FREQ. INDEPENDENTES
        JMP   VFI
NVFI:  CJNE  A,#31H,AQUI
CWM:   SETB  32.3        ;CONTROLE DE VELOCIDADE
        MOV   DPTR,#MCW
        CALL  PDATA
        MOV   DPTR,#MC1
        CALL  PDATA
        JMP   INI
VFI:   CLR   32.3
        MOV   DPTR,#MVFI
        CALL  PDATA
        MOV   DPTR,#MCO
        CALL  PDATA
INI:   MOV   DPTR,#MINI  ;DA O PROMPT
        CALL  PDATA
        CALL  INCH
        JNB  ACC.6,$+5   ;VOLTA SE NÃO LETRA
        CLR  ACC.5      ;CONVERTE P/ MAIUSC.
        MOV  R7,A
        MOV  DPTR,#COMTAB ;VAI PARA A TABELA DE COMANDOS
SKAN:  CLR   A
        MOVC A,@A+DPTR
        JZ   NAQ        ;TESTA O CARACTER PARA VER SE É INSTRUÇÃO
        CJNE A,0FH,PXM  ;VARRE A TABELA ATRÁS DO CARACTER(REG 7)
        MOV  A,#01H
        MOVC A,@A+DPTR ;A IGUAL MSBYTE
        MOV  R2,A       ;GUARDA EM R2
        MOV  A,#02H
        MOVC A,@A+DPTR ;A IGUAL LSBYTE
        MOV  R3,A
        PUSH REG3
        PUSH REG2
        RET             ;DADOS QUE VÃO AO PC COM RET

;
PXM:   INC   DPTR
        INC  @DPTR
        @INC DPTR
        JMP  SKAN
;
NAQ:   MOV   DPTR,#MNAQ
        CALL PDATA
        JMP  INI
;
;M E N S A G E N S   D E   V I D E O

```

```

I: DB CR,LF,'CONTROLE DE TENSÃO E FREQUENCIA DE INVERSOR',LF A
DE CR,LF,'VERSÃO 3.30 POR LUIZ LOPES',LF,04H

: DB CR,LF,'CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTOR DE INDUÇÃO',LF
DE CR,LF,'VERSÃO 3.30 POR LUIZ LOPES',LF,04H

C: DB CR,LF,'MODOS DE OPERAÇÃO',LF
DE CR,LF,'0 - TENSÃO E FREQUENCIA INDEPENDENTES',LF
DE CR,LF,'1 - CONTROLE DE WM COM VS/FS CONSTANTE',LF
DE CR,LF,'SUA ESCOLHA ---->',04H

: DB CR,LF,'MODO CONTROLE DE VELOCIDADE',LF
DE CR,LF,'C MOSTRA ESTE MENU',LF
DE CR,LF,'W VELOCIDADE ATUAL',LF
DE CR,LF,'M MUDA SENTIDO DE GIRO',LF
DE CR,LF,'P PARA E VOLTA AO INICIO',LF
DE CR,LF,'N NOVA ESCOLHA DO MODO DE OPERAÇÃO',LF
DE CR,LF,'S SAI PARA O MONITOR',LF
DE CR,LF,'E EFETUA MUDANÇAS NA VELOCIDADE',LF,04H

I: DB CR,LF,'COM:',04H

: DB CR,LF,'MODO TENSÃO E FREQUENCIA INDEPENDENTES',LF
DE CR,LF,'C MOSTRA ESSE MENU',LF
DE CR,LF,'V TENSÃO ATUAL',LF
DE CR,LF,'F FREQUENCIA ATUAL',LFA DB CR,LF,'R RODA O PROGRAMA COM T
AO E FREQUENCIA ATUAIS',LF
DE CR,LF,'N NOVA ESCOLHA DO MODO DE OPERAÇÃO',LF
DE CR,LF,'P PARA E VOLTA AO INICIO',LF
DE CR,LF,'S SAI PARA O MONITOR',LF,04H

L: DB 'WM CORRESPONDENTE A FS =' ,04H

N: DB 'TENSÃO ATUAL =' ,04H

EQ: DB 'FREQUENCIA ATUAL =' ,04H

D: DB '----> COMANDO INEXISTENTE' ,04H

: DB CR,LF,'----> FREQUENCIA NÃO PREVISTA <--' ,04H

: DB CR,LF,'----> TENSÃO NÃO PREVISTA <--' ,04H

: DB CR,LF,'----> VELOCIDADE NÃO PREVISTA<--' ,04H

TAB: DB 'C'
DW COMAND
DE 'V'
DW TENS
DE 'F'
DW FREQ
DE 'R'
DW RUN
DE 'E'
DW EFET
DE 'W'
DW VELOC
DE 'N'
DW NESC
DE 'M'

```

```

DW      MUDA
DE      'E'
DW      PARA
DE      'S'
DW      FIM
DE      OOH          ;FIM DA TABELA
;
; COMAND:
JB      32.3,ESC1
MOV     DPTR,#MCO
CALL   PDATA
JMP    INI
ESC1:
MOV     DPTR,#MC1
CALL   PDATA
BAH:
JMP    INI
;
; NESC:
CLR     P3.0
JMP    AQUI
;
; MUDA:
JNB    32.3,NC0      ;TESTE SE COMANDO E DO MODO 1
MOV     34H,30H
MOV     30H,#0AH
SETB   32.5          ;USA EFET COMO SUBROTINA
CALL   EFET
CPL    P3.2
SETB   32.5
MOV     30H,34H
CALL   EFET
JMP    INI
FIM:
CLR     P3.0
JMP    WARM
;
; PARA:
CLR     P3.0
JMP    INI
;
; NCO:
JMP    NAO
;
; SUBROTINA TENSÃO, ARMAZENA A TENSÃO PEDIDA EM BCD NOS ENDEREÇO
; 30H, 31H, 32H, EM 33H FICA SEU CODIGO HEXA, EM 35H O VALOR A SER
; COLOCADO NA PORTA P1
TENS:
JB      32.3,NC0      ;TESTE SE COMANDO E DO MODO 0
CALL   CRLF          ;PULA LINHA
MOV     DPTR,#MTEN
CALL   PDATA
MOV     A,30H
CALL   OUTHR         ;MOSTRA CENTENAS
MOV     A,31H
CALL   OUTHR         ;MOSTRA DEZENAS
MOV     A,32H
CALL   OUTHR         ;MOSTRA UNIDADES
CALL   OUT3S
MOV     A,#(' - ')
CALL   OUTCH
CALL   BYTES
JC      BAH          ;SE CARACTER NAO HEXA VOLTA
; MUDA VALORES?
MOV     A,HIBYTEA
CJNE   A,#00H,KRIS   ;SE HIBYTE NEQ 00 'E'
MOV     A,LOBYTE
CJNE   A,#00H,KRIS   ;SE LOBYTE NEQ 00
JMP    BAH

```

```

; ATUALIZACAO DE VALORES A
KRIS:   MOV     A, H1BYTE
        ANL     A, #0FH
        MOV     30H, A           ; CENTENAS EM 30H
        MOV     A, L0BYTE
        ANL     A, #0FOH
        SWAP    A;                MOV     31H, A           ; DEZENAS EM 31H
        MOV     A, L0BYTE
        ANL     A, #0FH
        MOV     32H, A           ; UNIDADES EM 32H
; ESTA PARTE TRANSFORMA O VALOR EM BCD EM HEXA NA POS. 33H
        MOV     A, 30H           ; CARREGA CENTENAS
        MOV     R7, #00H
CENT:   CJNE   A, #00H, TC
        MOV     A, 31H           ; CARREGA DEZENAS
DEZ:   CJNE   A, #00H, TD
        MOV     A, 32H           ; CARREGA UNIDADES
        ADD    A, R7
        MOV     33H, A           ; GUARDA VALOR EM HEXA EM 33H
        SUBB   A, #0AH           ; TESTA SE ESTA ENTRE 10 E 110 V
        JNC    OK2
MAU:   MOV     DPTR, #MNV        ; NAO ESTA
        CALL   PDATA
        SETB   32.0             ; NAO PERMITE RUN
        JMP    BEH
OK2:   MOV     A, 33H
        SUBB   A, #6FH          ; > 110 ?
        JNC    MAU
        CLR    32.0             ; PERMITE RUN
        MOV     A, 33H
        MOV     R1, A
        MOV     R2, #48H
        MOVX   A, @R1
        MOV     35H, A          ; GUARDA PADRAO EM 35H
        MOV     A, 33H
        CLR    C
        SUBB   A, #22H          ; 1a OU 2a COLUNA ?
        JNC    MAV
        JMP    BEH
TC:   MOV     B, #64H
        MUL    AB
        MOV     R7, A
        MOV     A, #00H         ; FLAG DE OPERACAO REALIZADA
        JMP    CENT
TD:   MOV     B, #0AH
        MUL    AB
        ADD    A, R7
        MOV     R7, A
        MOV     A, #00H         ; FLAG DE OPERACAO REALIZADA
        JMP    DEZ
;
; MAV:   MOV     A, 35H          ; PADRAO DE 128 A 256
        ORL    A, #80H
        MOV     35H, A
        JMP    BEH
;
; CIMA:  JMP     RUIM
;
; NC1:   JMP     NAD
;

```

```

RUN:      JE      32.3,NC1
          JR      32.0,MAU      ;TENSÃO RUIM
          JE      32.1,CIMA     ;FREQUENCIA RUIM
          MOV     DPTR,#1000H
          MOV     A,39H
          MOVX   @DPTR,A       ;SAI A FREQUENCIA
          MOV     A,35H
          MOV     F1,A         ;SAI O PADRÃO
          SETB   F3.0
          JMP     BEH

;
;SUB-ROTINA FEPA, COLOCA EM 3EH O VALOR DO 8253 DE ACORDO COM
;O VALOR DE 3DH. ATUALIZA O VALOR DE 3FH(PADRÃO).
FEPA:     MOV     A,3DH
          MOV     R1,A
          MOV     F2,#49H
          MOVX   A,@R1         ;BUSCA O VALOR DO 8253 CORRES-
          MOV     3EH,A       ;PONDENTE A 3DH E POE EM 3EH
          MOV     A,3DH
          ADD    A,#3CH
          MOV     R0,A
          MOV     F2,#49H
          MOVX   A,@R0
          MOV     3FH,A       ;COLOCA EM 3F O PADRÃO IDEAL
          RET
          NOP
          NOP

;
;SUB-ROTINA EFET,PROCEDE A VERIFICACAO SE HOUVE AUMENTO OU
;DIMINUICAO NA WM DESEJADA, INCREMENTA OU DECREMENTA O VALOR
;DE 3DH ATE IGUALAR 3DH COM 3CH.O Nº DE PERIODOS DAS TENSOES
;INTERMEDIARIAS E FIXADO NO COMEÇO DO PROGRAMA.SAI O PADRÃO
;INDICADO POR 3FH, QUE E SEMPRE ATUALIZADO.
EFET:     JNB    32.3,NC1
          JB     32.4,PESH      ;VELOCIDADE RUIM
PRG:      MOV     A,3CH
          CLR    C
          CJNE  A,3DH,DIF
          CALL  FEPA
          MOV     A,3FH
          MOV     F1,A         ;SAI O PADRÃO
          MOV     DPTR,#1000H
          MOV     A,3EH
          MOVX   @DPTR,A       ;SAI A FREQUENCIA
          SETB   F3.0
          CLR    TCON.4        ;INIBE O CONTADOR DE PERIODOS
          JBC   32.5,CARL      ;FOI CHAMADO POR MUDA ?
BEH:      JMP     IN1
          NOP
CARL:     RET
DIF:      JC     DECR
INCR:     INC    3DH
          JMP    PRS
DECR:     DEC    3DH
PRS:      CALL  FEPA
          MOV     DPTR,#1000H
          MOV     A,3EH
          MOVX   @DPTR,A
          MOV     A,3FH
          MOV     F1,A         ;SAI O PADRÃO INTERMEDIARIO

```

```

        SETB    P3.0
        SETB    TCON.4      ;HABILITA O CONTADOR DE PERIODOS
LOOP:   NOP
        JMP     LOOP
;
;PESS:   MOV     DPTR,#MNV
        CALL    PDATA
        JMP     BEH
;
;SAI:    CLR     P3.0
        JMP     WARM
;
;SUBROTINA FREQUENCIA, ARMAZENA NAS POSICOES 36H E 37H OS VALORES PEDIDO
;S DEFREQUENCIA EM BCD, EM 38H O VALOR EM HEXA, E EM 39H O VALOR A SER CO
;LOCADO NO CONTADOR PROGRAMAVEL
FREQ:   JB      32.3,NC2
        CALL    CRLF
        MOV     DPTR,#MFREQ#          CALL    PDATA
        MOV     A,36H
        CALL    OUTHR
        MOV     A,37H
        CALL    OUTHR
        CALL    OUT3S
        MOV     A,#(' ')
        CALL    OUTCH
        CALL    BYTES
        JC      BEH
;MUDA VALORES?
        MOV     A,LOBYTE
        CJNE   A,#00H,KISS
        JMP     BEH
;ATUALIZACAO DE VALORES
KISS:   MOV     A,LOBYTE
        ANL    A,#0F0H
        SWAP   A
        MOV     36H,A
        MOV     A,LOBYTE
        ANL    A,#0FH
        MOV     37H,A
;TRANSFORMA O VALOR EM BCD PARA HEXA EM 38H
        MOV     R7,#00H
        MOV     A,36H          ;CARREGA DEZENAS
DEF:    CJNE   A,#00H,TDF
        MOV     A,37H          ;CARREGA UNIDADES
        ADD    A,R7            ;SOMA UNIDADES E DEZENAS
        MOV     38H,A         ;COLOCA EM 38H
        SUBB   A,#0AH         ; F > 10Hz ?
        J0C    OK1
RUIM:   MOV     DPTR,#MNF
        CALL    PDATA
        SETB   32.1          ;NAO PERMITE RUN
        JMP     BEH
OK1:    MOV     A,38H
        SUBB   A,#3DH         ; F < 60Hz ?
        JNC    RUIM
        CLR    32.1          ;PERMITE RUN
        MOV     A,38H
        MOV     R0,A
        MOV     P2,#49H
        MOVX   A,@R0

```

```

MOV      39H,A          ;COLOCA EM 39H O DIVISOR
JMP      BEH
NOP
;
NC2:     JMP      NAO
;
TDF:     MOV      B,#0AH
MUL      AB
MOV      R7,A          ;R7 TEM VALOR DE DEZENAS EM HEX
MOV      A,#00H
JMP      DEF
;
;SUB-ROTINA VELOC COLOCA EM 3AH E 3BH OS VALORES PEDIDOS EM
;BCD, EM 3CH O VALOR EM HEXA, EM 3DH UM VALOR HEHA TRANSITORIO,
; EM 3EH O VALOR QUE VAI AO B253 E EM 3FH, O PADRAO DE TENSAO
; CORRESPONDENTE.
VELOC:   JNB      32.3,NC2
CALL     CRLF
MOV      DPTR,#MVEL
CALL     PDATA
MOV      A,3AH
CALL     OUTHR
MOV      A,3BH
CALL     OUTHR
CALL     OUT3S
MOV      A,#( '-' )
CALL     OUTCH
CALL     BYTES
JC       BUH
;MUDA VALORES
MOV      A,LOBYTE
CJNE    A,#00H,SAMP
BUH:     JMP      INI
;ATUALIZACAO DE VALORES
SAMP:    MOV      A,LOBYTE
ANL     A,#0FOH
SWAP    A
MOV      3AH,A
MOV      A,LOBYTE
ANL     A,#0FH
MOV      3BH,A
;TRANSFORMA O VALOR BCD PARA HEXA EM 3CH
MOV      R7,#00H
MOV      A,3AH          ;CARREGA DEZENAS
DEV:     CJNE    A,#00H,TDW
MOV      A,3BH          ;CARREGA UNIDADES
ADD     A,R7            ;SOMA UNIDADES C/ DEZENAS
MOV      3CH,A         ;COLOCA EM 3CH
SUBB    A,#0AH         ;F > 10Hz ?
JNC     OK3
RUIV:    MOV      DPTR,#MNW
CALL     PDATA
SETB    32.4           ;NAO PERMITE EFETE
JMP     BUH
OK3:    MOV      A,3CH
SUBB    A,#3DH         ;F < 60 Hz ?
JNC     RUIV
CLR     32.4           ; PERMITE EFET
JMP     BUH
TDW:    MOV      B,#0AH

```

```
MUL      AE
MOV      R7,A          ;R7 TEM DEZENAS EM HEX
MOV      A,#00H
JMP      DEV
```

SUBROTINA DE INTERRUPTAO DO CONT 0 DO 8031 QUE VAI SER  
ACESSADA ATRAVES DE UM SALTO DA POSICAO DE RAM 400BH.

```
SUBINTCO: CLR      TCON,4          ;INIBE O CONT 0
MOV      A,#0FEH
MOV      TH0,A          ;RECARREGA O CONT 0
DEC      81H           ;ELIMINA OS ENDEREÇOS DE
DEC      81H           ;RETORNO DA INTERRUPTAO
MOV      40H,#8EH      ;corrigir sempre
PUSH     40H           ;COLOCA NA FILHA OS ENDEREÇOS
MOV      40H,#55H      ;que mexer no programa.
PUSH     40H           ;DE RETORNO PARA PRG.
RETI
END
```

Typ/Type

Elektrische Eigenschaften

Höchstzulässige Werte

**U<sub>DRM</sub>** Periodische Vorwärts-Spitzenspannung  
**U<sub>RRM</sub>** Periodische Rückwärts-Spitzenspannung  
**U<sub>RGW</sub>** Rückwärts-Scheitelsteuerspannung  
**I<sub>TRMSM</sub>** Effektiver Durchlaßstrom  
**I<sub>TORM</sub>** Periodisch abschaltbarer Durchlaßstrom

**I<sub>TOSM</sub>** Nicht periodisch abschaltbarer Durchlaßstrom

**I<sub>TAVM</sub>** Dauergrenzstrom

**I<sub>TSM</sub>** Stoßstrom-Grenzwert

**∫i<sup>2</sup>dt** Grenzzlastintegral

**(di/dt)<sub>cr</sub>** Kritische Stromsteilheit

**(du/dt)<sub>cr</sub>** Kritische Spannungssteilheit

Charakteristische Werte

**U<sub>T</sub>** Obere Durchlaßspannung  
**U<sub>(TO)</sub>** Schließenspannung  
**r<sub>T</sub>** Ersatzwiderstand  
**U<sub>GT</sub>** Obere Zündspannung  
**i<sub>GT</sub>** Oberer Zündstrom  
**i<sub>H</sub>** Typischer Haltestrom  
**i<sub>L</sub>** Typischer Einraststrom

**i<sub>D</sub>** Oberer Vorwärts-Sperrstrom

**t<sub>gd</sub>** Oberer Zündverzög

**t<sub>ca</sub>** Typischer Abschaltverzög

**t<sub>cf</sub>** Typische Abschaltfallzeit

**t<sub>go</sub>** Obere Abschaltzeit

**i<sub>RGM</sub>** Typischer Rückwärts-Spitzensteuerstrom

**i<sub>TOT</sub>** Typischer Schweifstrom

**t<sub>ca</sub>** Typische Schweifzeit

**C<sub>null</sub>** Typische Nullkapazität

**U<sub>ISOL</sub>** Isolations-Prüfspannung

Thermische Eigenschaften

**R<sub>thJC</sub>** Innerer Wärmewiderstand

**R<sub>thCK</sub>** Wärmewiderstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper

**t<sub>j max</sub>** Höchstzulässige Sperschichttemperatur  
 Betriebstemperatur  
 Lagertemperatur

Mechanische Eigenschaften

**G** Gewicht

**M** Anzugsdrehmomente  
 Maßbild

Electrical properties

Maximum permissible values

repetitive peak forward off-state voltage  
 repetitive peak reverse voltage  
 working reverse gate voltage  
 RMS on-state current  
 repetitive controllable on-state current

non-repetitive controllable on-state current

average on-state current

surge current

∫i<sup>2</sup>dt-rating

critical rate of rise of on-state current

critical rate of rise of off-state voltage

Characteristic values

max. on-state voltage  
 threshold voltage  
 slope resistance  
 max. gate trigger voltage  
 max. gate trigger current  
 typical holding current  
 typical latching current

max. forward off-state current

max. gate controlled delay time

typical gate controlled storage time

typical gate controlled fall time

max. gate controlled turn-off time

typical peak reverse gate current

typical tail current

typical tail time

typical zero capacitance

insulation test voltage

Thermal properties

thermal resistance, junction to case

thermal resistance, case to heatsink

max. junction temperature

operating temperature

storage temperature

Mechanical properties

weight

tightening torques  
 outline

$U_{RG} = 5 \text{ V}$ oder/ or $R_{GK} \leq 270 \Omega$	1200	V
	A:	13 V
	R:	- V
		13 V
		40 A
		90 A
$U_{vj} = U_{vj \max}; U_{DP} \leq 350 \text{ V};$ $du_{D}/dt \leq 800 \text{ V}/\mu\text{s}; U_{DM} = 0,75 U_{DRM}$ $U_{LR} = 12 \text{ V}; di_{RG}/dt = 12 \text{ A}/\mu\text{s}$	180	A
$U_{vj} = U_{vj \max}; U_{DP} \leq 500 \text{ V};$ $du_{D}/dt \leq 800 \text{ V}/\mu\text{s}; U_{DM} = 0,75 U_{DRM}$ $U_{LR} = 12 \text{ V}; di_{RG}/dt = 12 \text{ A}/\mu\text{s}$ $t_c = 85^\circ\text{C}$ $\theta = 180^\circ\text{el}$ , trapezförmiger Stromverlauf/ trapezoidal current waveform	21	A
$t = 10 \text{ ms}, t_{vj} = 45^\circ\text{C}$	270	A
$t = 10 \text{ ms}, t_{vj} = t_{vj \max}$	245	A
$t = 10 \text{ ms}, t_{vj} = 45^\circ\text{C}$	365	A <sup>2</sup> s
$t = 10 \text{ ms}, t_{vj} = t_{vj \max}$	300	A <sup>2</sup> s
Dauerbetrieb/continuous operation, $U_{vj} = U_{vj \max}; i_{TM} = 140 \text{ A}; f_0 = 50 \text{ Hz} - 2 \text{ kHz}$ $U_D \leq 800 \text{ V}$ $i_{FG} = 4 \text{ A}, di_{FG}/dt = 4 \text{ A}/\mu\text{s}, t_{qg} \geq 10 \mu\text{s}$	200	A/μs
	1000 <sup>1)</sup> 800 <sup>2)</sup>	V/μs
$U_{vj} = U_{vj \max}; i_T = 90 \text{ A}, i_{FGL} = 0$	3,1	V
$U_{vj} = U_{vj \max}$	1,3	V
$U_{vj} = U_{vj \max}$	19	mΩ
$U_{vj} = 25^\circ\text{C}, U_D = 12 \text{ V}, R_A = 2 \Omega$	1,5	V
$U_{vj} = 25^\circ\text{C}, U_D = 12 \text{ V}, R_A = 2 \Omega$	600	mA
$U_{vj} = 25^\circ\text{C}, U_D = 12 \text{ V}, R_A = 2 \Omega$	1,2	A
$U_{vj} = 25^\circ\text{C}, U_D = 12 \text{ V}, R_{GK} \geq 22 \Omega$ $i_{FG} = 4 \text{ A}, di_{FG}/dt = 4 \text{ A}/\mu\text{s}, t_{qg} \geq 10 \mu\text{s}$	3,6	A
$U_{vj} = U_{vj \max}; U_D = U_{DRM}$ $U_{RG} = 5 \text{ V}$ oder/ or $R_{GK} \leq 270 \Omega$	8	mA(A)
$U_{vj} = 25^\circ\text{C}; i_{TM} = 10 \text{ A}; U_D = 800 \text{ V}$ $i_{FG} = 4 \text{ A}, di_{FG}/dt = 4 \text{ A}/\mu\text{s}$	15	mA(R)
$U_{vj} = 25^\circ\text{C}; i_{TM} = 10 \text{ A}; U_D = 800 \text{ V}$ $i_{FG} = 4 \text{ A}, di_{FG}/dt = 4 \text{ A}/\mu\text{s}$	2	μs
$U_{vj} = U_{vj \max};$ $i_{TM} = 90 \text{ A}; U_{DP} \leq 350 \text{ V};$ $du_{D}/dt \leq 800 \text{ V}/\mu\text{s}, U_{DM} = 0,75 U_{DRM}$ $U_{LR} = 12 \text{ V}, di_{RG}/dt = 12 \text{ A}/\mu\text{s}$	3,7	μs
	0,8	μs
	6	μs
	28	A
	14	A
	5	μs
$U_{vj} = 25^\circ\text{C}; f = 10 \text{ kHz}$	1,5	nF
	2,5	kV

$\theta = 180^\circ\text{el}$ , trapezförmiger Stromverlauf/ trapezoidal current waveform	$\leq 0,44^\circ\text{C}/\text{W}$
pro Baustein/per module	$\leq 0,88^\circ\text{C}/\text{W}$
pro Zweig/per arm	$\leq 0,36^\circ\text{C}/\text{W}$
DC pro Baustein/per module	$\leq 0,72^\circ\text{C}/\text{W}$
pro Zweig/per arm	0,1 °C/W
pro Baustein/per module	0,2 °C/W
pro Zweig/per arm	125°C
	-40°C... + 125°C
	-40°C... + 130°C

1) Wert nach DIN 41784 für  $U_{RG} = 5 \text{ V}$  oder  $R_{GK} \leq 270 \Omega$  (ohne vorausgehende Abschaltung)/Value according to DIN 41784 for  $U_{RG} = 5 \text{ V}$  or  $R_{GK} \leq 270 \Omega$  (without prior turn-off)

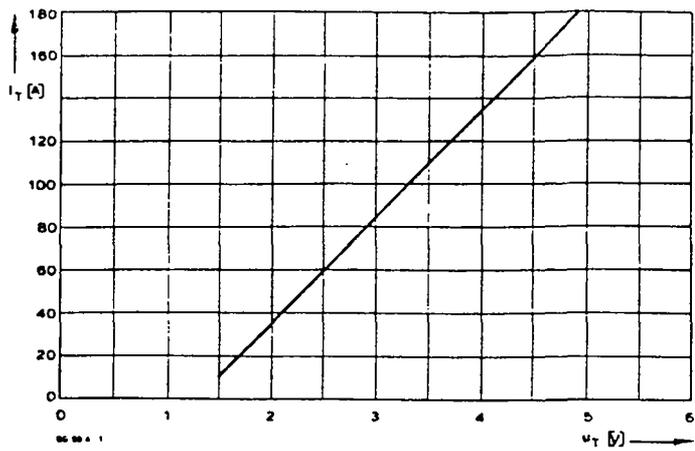


Bild 1/Fig. 1  
Grenzdurchlaßkennlinie für  $V_{j,max}$   
Maximum forward characteristic at  $V_{j,max}$

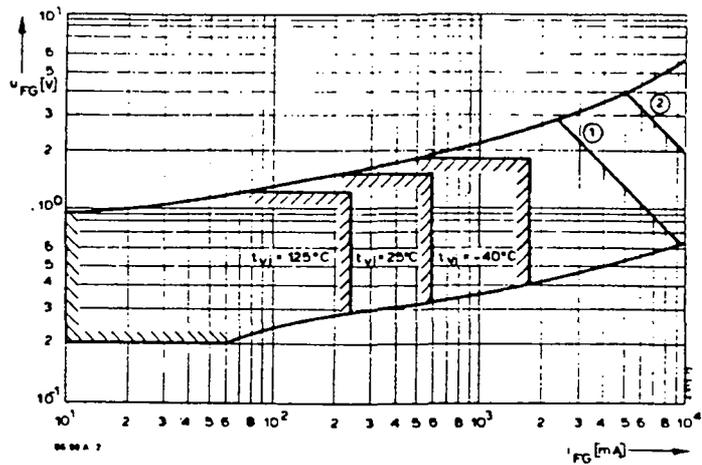


Bild 2/Fig. 2  
Zündbereich und Steuerleistung bei  $U_D \geq 12 V$   
Gate characteristic and gate power dissipation at  $U_D \geq 12 V$   
1: Dauersteuerleistung / average gate power: 6 W  
2: Spitzensteuerleistung / peak gate power: 20 W

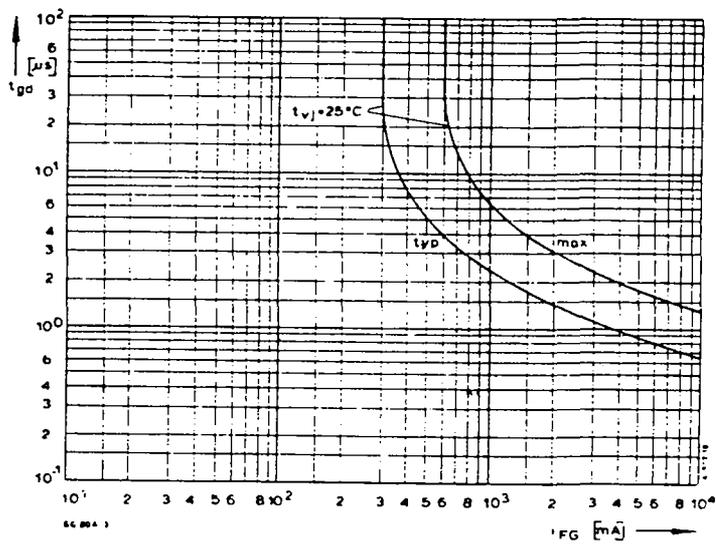


Bild 3/Fig. 3  
Zündverzögerung  $t_{gd}$   
Gate controlled delay time  $t_{gd}$

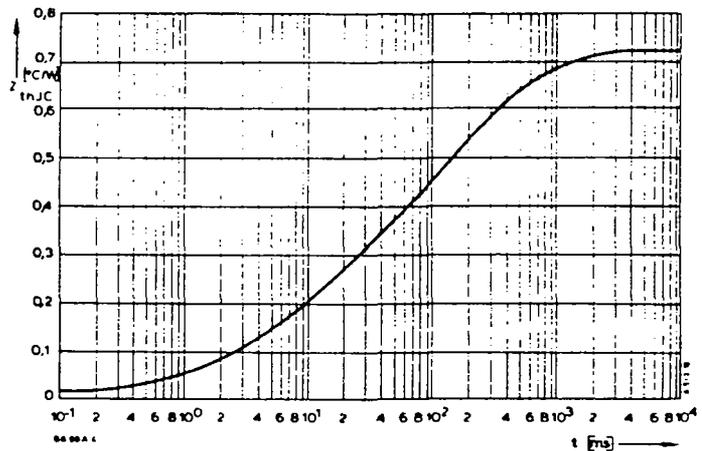


Bild 4/Fig. 4  
Transienter innerer Wärmewiderstand  $Z_{THJC}$  bei Gleichstrom, pro Zweig  
Transient thermal impedance, junction to case,  $Z_{THJC}$  at direct current per branch

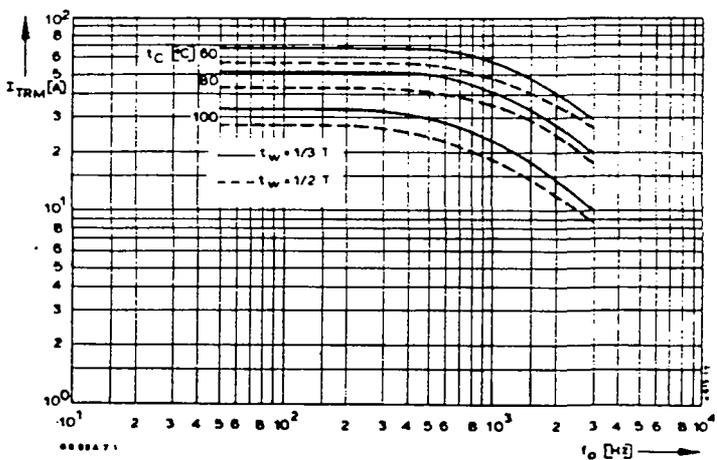
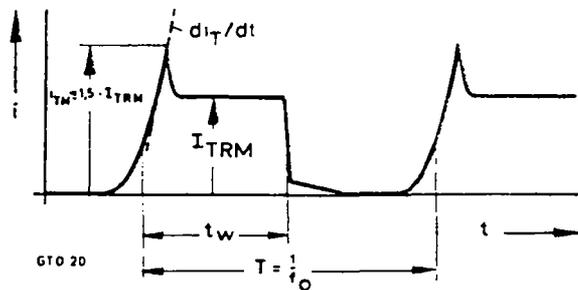
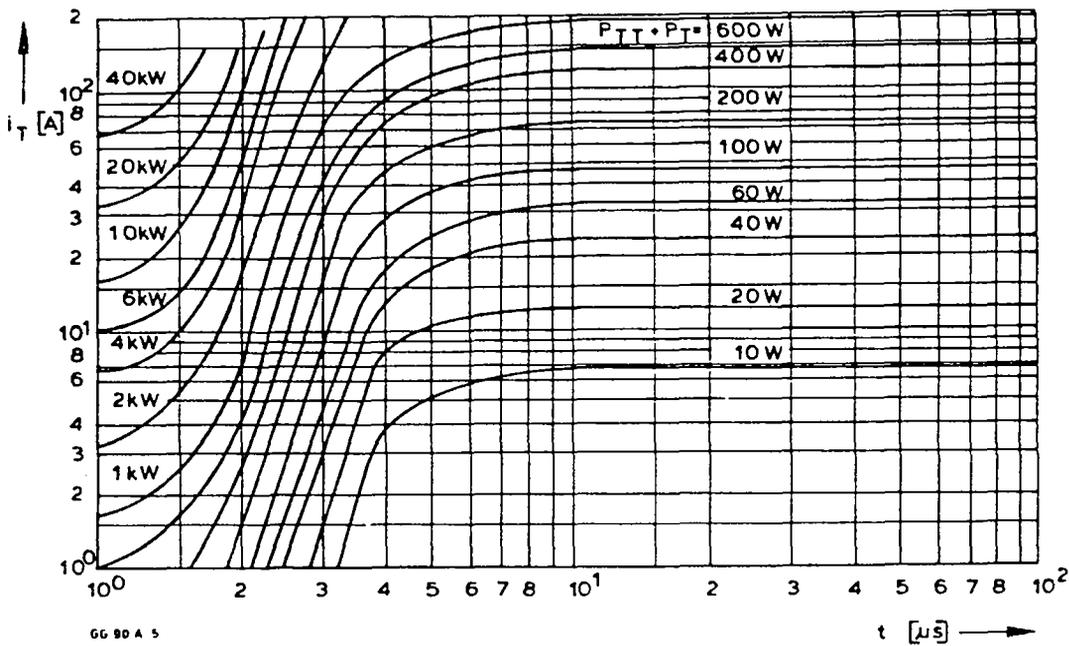
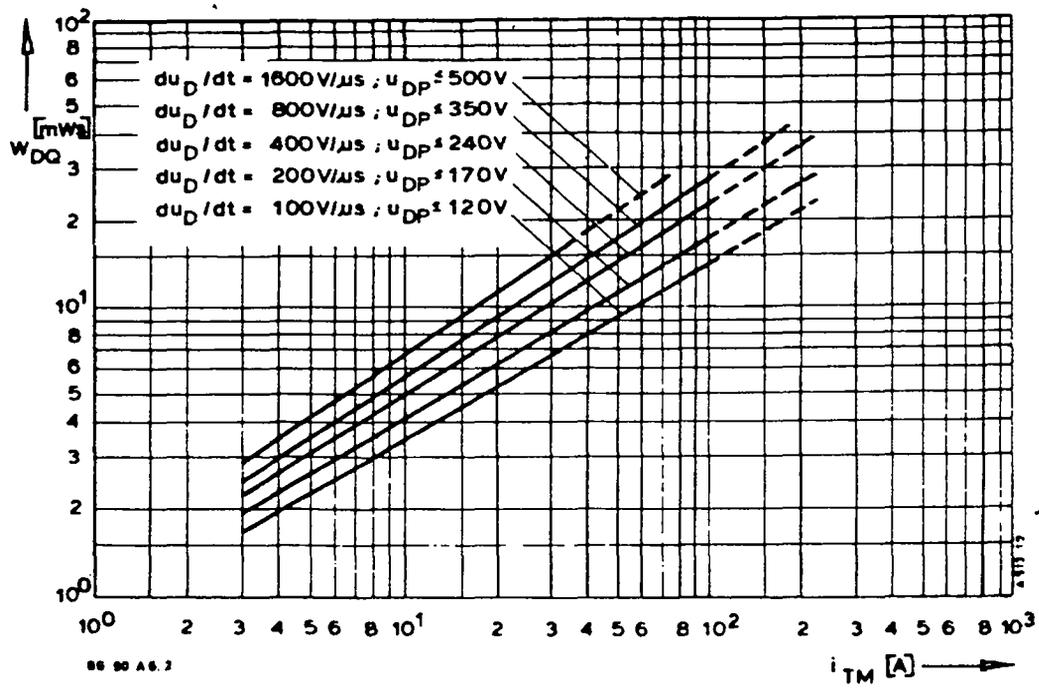


Bild 5/Fig. 5  
Höchstzulässiger Durchlaßstrom in Abhängigkeit von der Wiederhol-  
frequenz bei trapezförmigem Stromverlauf.  
Parameter: Gehäusetemperatur, Stromflußzeit  
Maximum allowable on-state current versus repetition frequency at  
trapezoidal current.  
Parameter: case temperature, current pulse duration.  
Weitere Betriebsbedingungen / Further operating conditions  
 $dI_T/dt \leq 200 A/\mu s$ ,  $U_{DM} \leq 0,67 U_{DRM}$ ,  $dU_D/dt \leq 800 V/\mu s$ ,  $U_{RM} \leq 13 V$   
 $U_{LF} = 12 V$ ,  $I_{FG} = 4 A$ ,  $dI_{FG}/dt = 4 A/\mu s$ ,  $t_{G0} = 10 \mu s$ ,  $U_{LR} = 12 V$ ,  $dI_{RG}/dt = 12 A/\mu s$





GG 90 A 5  
Bild 6/Fig. 6  
Diagramm zur Ermittlung der Summe von Einschalt- und Durchlaßverlustleistung  $P_{II} + P_I$   
Diagram for the determination of the sum of turn-on dissipation and on-state dissipation  $P_{II} + P_I$   
Betriebsbedingungen / Operating conditions  
 $u_{DM} \leq 0,67 U_{DRM}$   
 $I_{FG} = 4 \text{ A}, di_{FG}/dt = 4 \text{ A}/\mu\text{s}$



GG 90 A 6 2  
Bild 7/Fig. 7  
Abschaltverlustenergie pro Schaltvorgang  $W_{DQ}$  in Abhängigkeit vom abzuschaltenden Durchlaßstrom  $I_{TM}$   
Parameter: Steilheit der Vorwärts-Sperrspannung  
Turn-off energy per pulse  $W_{DQ}$  versus turned-off on-state current  $I_{TM}$   
Parameter: rate of rise of forward off-state voltage  
Betriebsbedingungen / Operating conditions  
 $u_{DM} = 0,75 U_{DRM}, I_{V1} \text{ max.}$   
 $u_{LR} = 12 \text{ V}, di_{RG}/dt = 12 \text{ A}/\mu\text{s}$