

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

COMANDO E PROTEÇÃO DO GTO E REALIZAÇÃO DE UM INVERSOR
DE TENSÃO TRIFÁSICO DE SEIS PULSOS COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

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

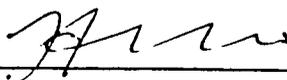
LEOPOLDO GUILLERMO HERNAN RODRÍGUEZ RUBKE

FLORIANÓPOLIS, MAIO DE 1988

COMANDO E PROTEÇÃO DO GTO E REALIZAÇÃO DE UM INVERSOR
DE TENSÃO TRIFÁSICO DE SEIS PULSOS COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

LEOPOLDO GUILLERMO HERNAN RODRÍGUEZ RUBKE

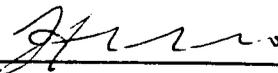
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVA
DA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



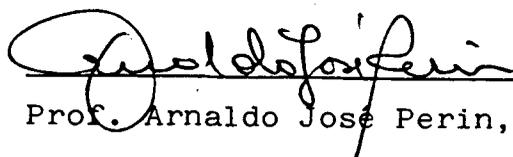
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
ORIENTADOR

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

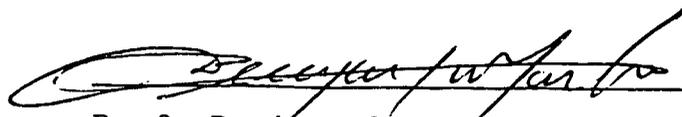
BANCA EXAMINADORA



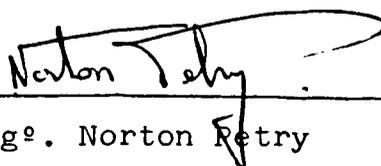
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Eng.º. Norton Retry

2.3.3 - Condições Críticas no Bloqueio ...	22
2.4 - Conclusão	22

CAPÍTULO 3 - PROTEÇÃO DO GTO

3.1 - Introdução	24
3.2 - Disparo	24
3.3 - Estado Condutivo	25
3.3.1 - Proteção Ativa	26
3.3.2 - Proteção Passiva	27
3.4 - Proteção ao dv/dt	29
3.4.1 - Snubber não amortecido	30
3.4.2 - Snubber amortecido	33
3.4.2.1 - Caso sub-amortecido	35
3.4.2.2 - Caso Criticamente Amorte	
cido	35
3.4.2.3 - Caso sobre-amortecido ..	37
3.4.3 - Restrições Impostas ao Capacitor .	42
3.4.3.1 - Indutância do Capacitor.	42
3.4.3.2 - Corrente Nominal e Cor -	
rente Máxima	43
3.4.4 - Precauções	44
3.5 - Conclusão	44

CAPÍTULO 4 - CÁLCULO DAS PERDAS NA COMUTAÇÃO DO GTO

4.1 - Introdução	46
4.2 - Perdas no Disparo e no Período de Condução	46
4.3 - Perdas no Bloqueio	50
4.4 - Conclusão	51

CAPÍTULO 5 - FORMAS DE COMANDAR UM GTO

5.1 - Introdução	53
5.2 - Comando do Gatilho por Tensão	53
5.3 - Comando do Gatilho por Corrente	55

5.4 - Comparação entre os dois tipos de comando	57
5.5 - Conclusão	58

CAPÍTULO 6 - CIRCUITO DE COMANDO ESCOLHIDO

6.1 - Introdução	60
6.2 - Disparo e estado Condutivo	60
6.3 - Bloqueio	62
6.4 - Realização dos Circuitos de Disparo e Bloqueio	63
6.5 - Cálculo do Circuito Escolhido	64
6.5.1 - Cálculo do Circuito que Fornece a Corrente Constante	65
6.5.2 - Cálculo do Circuito que Fornece o Pulso de Corrente	66
6.5.3 - Cálculo do Circuito do Bloqueio	68
6.5.4 - Circuito de Acoplamento com a Lógica de Comando	70
6.5.4.1 - Cálculo dos Componentes do Circuito de Acoplamento	71
6.5.5 - Algumas Considerações sobre a Tensão de Alimentação e o Valor do Capacitor do Circuito de disparo e Bloqueio	72
6.6 - Resultados Experimentais	74
6.7 - Conclusão	76

CAPÍTULO 7 - PROJETO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO DE FREQUÊNCIA

7.1 - Introdução	78
7.2 - Descrição Geral do Inversor a ser Projetado	78
7.3 - Conversor Tensão-Frequência (v/f)	79

7.4 - Comando Lógico	82
7.5 - Sensor de Corrente e Proteção Ativa	84
7.5.1 - Cálculo da Indutância Limitadora.	85
7.5.2 - Sensor e Processador da Sobre-Corrente	87
7.5.2.1 - Cálculo do Detetor de Nível	87
7.5.2.2 - Projeto do Circuito de Alarma Visível, Chave para religar e buffer ...	91
7.5.2.3 - Lógica de Processamento da Informação de Sobre-Corrente	93
7.6 - Inversor	94
7.6.1 - Proteção Passiva do Inversor	97
7.7 - Resultados Experimentais	99
7.8 - Conclusão	101
APÊNDICE A - FONTES DE ALIMENTAÇÃO	
APÊNDICE B - CIRCUITOS REALIZADOS	
APÊNDICE C - CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DO GTO USADO	

SIMBOLOGIA

B	- fator de transporte
BVgk	- tensão de ruptura da junção gatilho-catodo
C _S	- capacitor snubber
C	- capacitor do circuito de comando do disparo e blo - queio
C _g	- Capacitor série de um driver de corrente para blo - queio
D ₁ , D ₂	- diodos snubber
D ₃	- diodo de roda livre
dv/dt	- razão de crescimento da tensão anodo-catodo
dirg/dt	- razão de crescimento da corrente reversa no gatilho
dig/dt	- razão de crescimento da corrente direta no gatilho
diak/dt	- razão de crescimento da corrente anodo-catodo
(di/dt) _{CR}	- razão crítica de crescimento da corrente anodo-cato do
Ed	- Tensão de alimentação contínua em um circuito
Ep	- Tensão de pico no capacitor snubber
Eb	- Tensão contínua reversa usada no circuito de bloqueio
F	- fator de forma
f _o	- frequência de chaveamento
hfe	- ganho de corrente coletor-base em modo emissor comum
iak	- corrente instantânea anodo-catodo
I _{AK}	- corrente de regime anodo-catodo
ig	- corrente instantânea de gatilho
I _{GM}	- corrente direta máxima de gatilho
I _{GT}	- corrente mínima direta de gatilho para disparo
ill	- corrente em um indutor
I _L	- corrente de retenção (latching current)
I _H	- corrente de sustentação (holding current)
I _{tgt}	- corrente de cauda

I _{rgm}	- corrente reversa máxima de gatilho
i _{tm}	- sobrecorrente detectável
i	- corrente de pico em um circuito com fusíveis
I _p	- corrente de pico presumida em um circuito sem fusíveis
I _{tsm}	- corrente máxima não repetitiva (surge current)
I _{tqsm}	- corrente máxima controlável
I _C ##	- corrente de coletor no transistor ##
I _b ##	- corrente de base no transistor ##
I _z ##	- corrente de polarização no diodo zener ##
I _d	- corrente direta de regime em um circuito
I _{tav}	- corrente média anodo-catodo
I _{RMS}	- corrente eficaz
L _e	- comprimento da difusão no emissor (p)
L _g	- indutância série de um circuito de bloqueio por corrente
L _c	- indutância crítica
L	- indutância total em circuito sem proteção ativa
L _z	- indutância limitadora na proteção ativa
L _s	- indutância snubber
L _{Ca}	- indutância série equivalente de um capacitor
P _{dqav}	- potência média dissipada no bloqueio
P _{tav}	- potência média dissipada na condução
P _{tt}	- potência dissipada no disparo
P _t	- soma de P _t e P _{tt}
P _{tavt}	- potência média total para determinada frequência de chaveamento
P _r ##	- potência dissipada no resistor ##
Q ##	- transistor ##
R ##	- resistor ##
R _{gk}	- resistor para a recuperação da função gatilho-catodo
r _t	- resistência incremental

Rb #	- resistor limitador na base do transistor #
Tp	- eficiência de emissor
Tb	- condutividade média da base(n)
Te	- condutividade média do emissor (p)
t _{dis}	- tempo total do disparo
td	- tempo de retardo
tr	- tempo de crescimento
tp	- largura de pulso inicial de corrente no disparo por pulso largo
tdf	- tempo de armazenamento
tgf	- tempo de bloqueio controlado pelo gatilho
tfq	- tempo de queda
t _{tf}	- tempo de cauda
tbloq	- tempo de bloqueio de regime
tcond	- tempo de condução de regime
ttmin	- duração mínima do estado de condução
U _{rg}	- tensão reversa de regime gatilho-catodo
U _{rgm}	- tensão reversa máxima gatilho-catodo
U _{dm}	- tensão máxima bloqueável anodo-catodo
U(fo)	- tensão linear direta no GTO
U _{rgw}	- tensão de avalanche da junção gatilho-catodo
V _{pd}	- pico de tensão gerado no circuito snubber
v _{ak}	- tensão instantânea anodo-catodo
v _l	- tensão em um indutor
V _{AK}	- tensão anodo-catodo de regime
V _z	- tensão zener
V _{cc}	- tensão de alimentação contínua
V _{be} #	- tensão base-emissor no transistor #
V _{ce} #	- tensão coletor-emissor no transistor #
V _{ce_{sat}}	- tensão coletor-emissor de saturação
V _{be_{sat}}	- tensão base-emissor de saturação
V _d	- tensão contínua usada no circuito de disparo
v _l	- nível de tensão inferior na saída de um detetor de nível

V_u	- nível de tensão superior na saída de um detetor de nível
ω_o	- frequência natural de um circuito RLC
W_n	- largura da base n
W_{dq}	- energia dissipada no bloqueio em cada pulso
α_{pnp}	- ganho de corrente coletor-emissor em T_1
α_{npn}	- ganho de corrente em T_2
τ_p	- tempo de vida médio das lacunas
ζ	- fator de amortecimento
ΔV	- variação de tensão
ΔI	- variação da corrente
Δt	- variação de tempo
τ	- constante de tempo

RESUMO

Um estudo das características físicas e operacionais do GTO é realizado, dando-se ênfase aos aspectos mais ligados com as aplicações do dispositivo.

São estudados os sistemas usados para comandar o componente, assim como as condições de operação confiáveis.

No caso de operar o dispositivo sob condições críticas, as diferentes formas de protegê-lo são estudadas.

Uma análise das perdas nos estados de bloqueio, disparo e condução é realizada.

É desenvolvido um circuito de comando por tensão e um protótipo deste circuito é construído e testado.

Um protótipo de inversor de tensão trifásico de seis pulsos com frequência variável a GTO é desenvolvido e construído. Este protótipo é testado, alimentando um motor de indução, e os resultados experimentais são apresentados.

ABSTRACT

The study of the physical and operational characteristics of the GTO was made, emphasizing the device applications.

The driving systems and the reliable operating conditions were studied.

The different ways of protection with the device under critical operating conditions were analysed.

An analysis of the losses on the triggering, blocking and conducting states was made.

A tension drive circuit was realized and a prototype of this circuit was constructed and tested.

A GTO six pulses tension three-phase inverter with variable frequency was projected and built.

This prototype was tested feeding an induction motor and the experimental results are shown.

INTRODUÇÃO

A Eletrônica de Potência teve um desenvolvimento muito acelerado desde a aparição no mercado do tiristor de potência. Este dispositivo tornou possível a realização de conversores estáticos robustos e confiáveis. Posteriormente uma nova revolução foi provocada com o lançamento do transistor bipolar de potência o qual devido a ter a possibilidade de se bloquear com um comando relativamente simples na base, possibilitou o projeto de estruturas novas impossíveis de realizar com tiristores. As frequências de chaveamento mais altas tornaram possível o desenvolvimento de conversores e fontes mais compactas, mais silenciosas e de maior rendimento.

Ultimamente o desenvolvimento dos MOSFET de potência está permitindo o desenvolvimento de conversores estáticos e fontes de características muito superiores as feitas anteriormente. Contudo, a experiência obtida no projeto e realização destas novas estruturas não tinha a possibilidade de ser aplicada na faixa de potências superiores a 100KW, já que os únicos dispositivos disponíveis no mercado para essas potências altas eram tiristores e diodos. Esta situação foi mudada com o desenvolvimento do GTO, nome que vem do Inglês, "Gate Turn Off", o qual é um tiristor bloqueável pelo gatilho.

Nas estruturas tradicionais como os inversores de tensão que trabalhavam com comutação forçada as vantagens dos GTO's foram aproveitadas na hora, diminuindo o tamanho e aumentando a confiabilidade deles, mesma coisa aconteceu com os choppers. Além disso, toda a experiência obtida nos projetos com transistores bipolares foi usada na realização de estruturas conversoras que apresentam vantagens significativas no aproveitamento da energia [38]. A possibilidade de bloquear o GTO no instante que o proje-

tista desejar permitiu o desenvolvimento de toda uma família de conversores que possibilitam a obtenção de fatores de deslocamento ajustáveis numa faixa muito grande de condições de tensão nos terminais de saída [32]. Estes tipos de estruturas conversoras é mostrado a seguir.

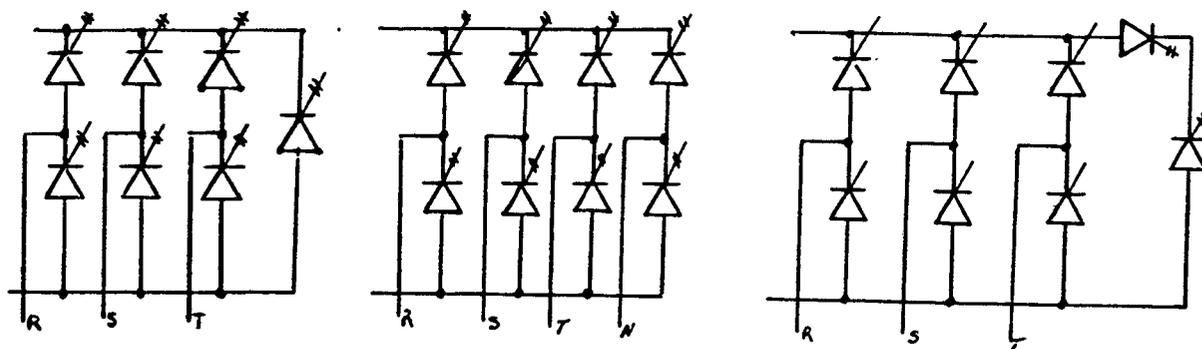


Fig. i.1 - Estruturas Conversoras a GTO.

Outra estrutura que foi melhorada pela aparição do GTO foi o inversor de corrente. Com o exemplo, na estrutura mostrada a seguir é possível obter tensões de pico no capacitor, menores que nos inversores de corrente convencionais, simplesmente mudando o tempo de disparo e bloqueio dos GTO's [35].

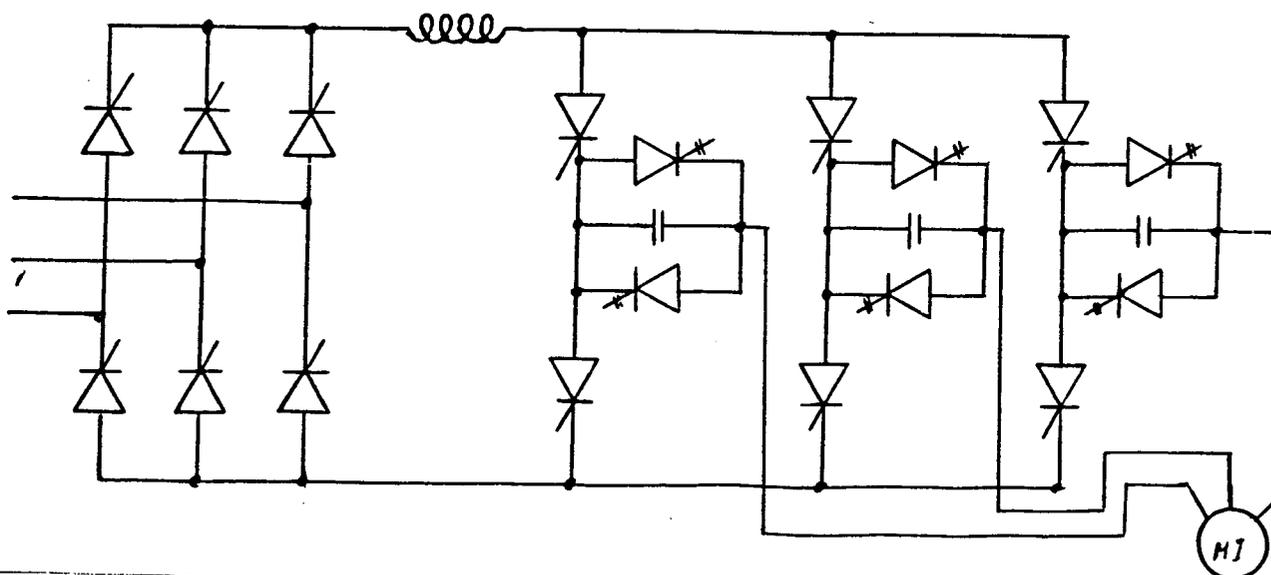


Fig. i.2 - Inversor de Corrente.

Uma aplicação interessante do GTO é no desenvolvimento de chaves bidirecionais [36]; como a mostrada na seguinte figura, as quais abrem muito o campo dos conversores diretos de frequência.

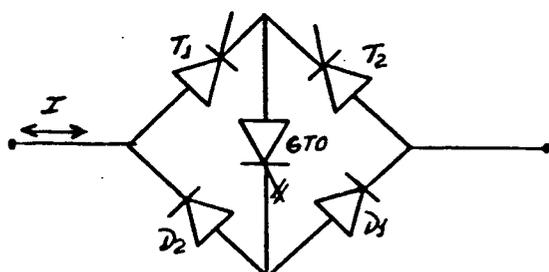


Fig. 1.3 - Chave Bidirecional.

Uma das possibilidades abertas pelo GTO é o uso de modulação por largura de pulso otimizada na realização de inversores de corrente e tensão, o que está motivando muitas pesquisas no acionamento de máquinas elétricas [34].

Como é possível perceber do anteriormente exposto as aplicações dos GTO's são muito grandes e aumentam dia a dia segundo o avanço das pesquisas na área.

O objetivo desta Tese é estabelecer critérios que permitam ao projetista escolher o GTO que mais se ajusta a suas necessidades, assim como as técnicas mais apropriadas para o comando e a proteção deste dispositivo. Este objetivo é atingido através de um estudo parcelado das características físicas e operacionais do GTO. Logo mostram-se as técnicas de proteção do dispositivo, assim como técnicas de comando dele. Posteriormente é desenvolvido um tipo de comando, o qual é realizado e aplicado num inversor trifásico de frequência variável a GTO.

CAPÍTULO 1

CARACTERÍSTICAS FÍSICAS E TIPOS DE GTO

1.1 - Introdução

Neste Capítulo são apresentadas as características físicas dos GTO's, dando-se ênfase àquelas que influem majoritariamente nas condições de disparo e bloqueio. Comparam-se os tipos de GTO's de acordo com suas aplicações.

1.2 - Características Físicas dos GTO's

1.2.1 - Estrutura Física dos GTO's

Os tiristores em geral são estruturas semicondutoras formadas por quatro camadas de material p e n, com diferentes dopagens e que podem ser representadas pelo equivalente a dois transistores, um deles p-n-p e outro n-p-n ligados na forma mostrada na figura 1.1 [22].

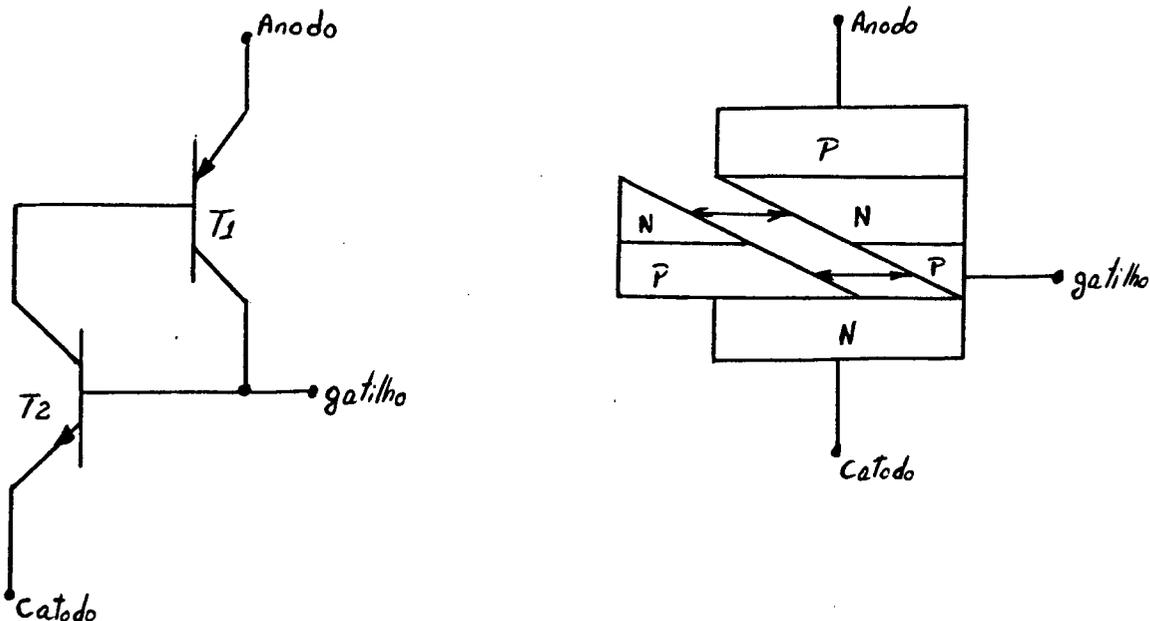


Fig. 1.1 - Modelo da Estrutura pnpn

Quando se injeta uma corrente pelo gatilho, o transistor T2 conduz, criando uma corrente na base do transistor T1, isso faz com que o transistor T1 entre em condução. A partir desse momento, a corrente de coletor de T1 alimenta a base de T2, com o qual a corrente anodo-catodo fica auto-sustentada e a corrente no gatilho não é mais necessária, isto é conhecido como o proceso regenerativo do tiristor.

Para bloquear o dispositivo é preciso que a corrente de anodo diminua até um valor menor que um nível mínimo chamado de "corrente de sustentação", e a tensão anodo-catodo seja nula ou negativa.

Os GTO's são também estruturas de quatro camadas, como o tiristor convencional, porém tem a propriedade de se bloquear quando circula uma corrente reversa pelo gatilho. Esta caracte-rística faz com que a construção do GTO tenha diferenças impor-tantes com referência ao tiristor [1] e que fazem dele um elemento que fica mais perto do transistor que do tiristor. Nos GTO's a estrutura do catodo é interdigitada como nos transistores bipo-lares de potência e como neles o bloqueio é obtido por uma cor-rente reversa no gatilho a qual extrai lacunas da camada P. No modelo de dois transistores esta camada representa à base do tran-sistor T2. Esta corrente reversa tem que ultrapassar um determi-nado nível mínimo para compensar a injeção de lacunas desde o emissor do transistor T1. Isto faz com que a corrente de lacunas entrando na base do transistor T2 tenha que ser mantida baixa para obter um bloqueio eficiente, ou seja, o ganho de corrente ($\alpha_p n p$) do transistor T1 tem que ser baixo e o ganho de corren-te ($\alpha_n p n$) do transistor T2 tem que se manter alto, isto faz com que a corrente de gatilho necessária para bloquear o GTO seja também função da corrente anodo-catodo.

Para obter um bom compromisso entre o disparo, as caracte-rísticas do bloqueio e as propriedades na condução, o problema

principal a ser resolvido é procurar um ótimo controle de injeção de lacunas sob diferentes condições de operação [1].

1.2.2 - Diminuição do α_{np}

O valor de α_n é considerado como o produto da eficiência de injeção, γ_p , e o fator de transporte, B.

O fator de transporte na base n depende do tempo médio de vida das lacunas, τ_p , e da largura de base, W_n , segundo a seguinte relação:

$$B = \operatorname{sech} \left(W_n / \sqrt{D_p \cdot \tau_p} \right) \quad (1.1)$$

[25]

Uma grande largura da base, resulta num fator de transporte menor, porém ao mesmo tempo tem como consequência uma queda de tensão direta maior e uma baixa velocidade de chaveamento. Portanto, aumentar a largura da base não é uma boa solução para diminuir α_n . Isto torna necessário diminuir o tempo de vida médio das lacunas, diminuindo assim também o tempo de comutação.

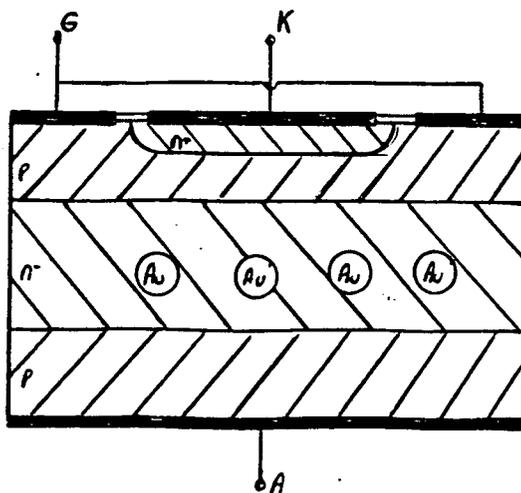


Fig. 1.2 - GTO com dopagem com ouro.

A difusão de ouro, Fig. 1.2., é um dos sistemas usados para diminuir o tempo do bloqueio em tiristores convencionais, porém este método é muito sensível à estrutura e a miúde causa a distribuição puntual da região ativa devido a desuniformidade da distribuição do ouro. Para um GTO a distribuição desuniforme da vida média das lacunas tem como resultado não apenas uma desuniformidade na distribuição da corrente no estado ativo mas também uma distribuição puntual da corrente no bloqueio, causando a falha do dispositivo.

Portanto é muito importante a maior uniformidade na distribuição da vida média das lacunas. Outro método usado com sucesso é a irradiação do dispositivo com elétrons de alta energia. Pode-se obter um controle preciso e uniforme da vida média em dispositivos de silício, resultando num grande ganho no bloqueio.

A eficiência do emissor é expressa como:

$$T_p = 1 / (1 - T_b W_n / T_e L_e) \quad (1.2)$$

[25]

Onde T_b e T_e são a condutividade média da base n e do emissor p respectivamente e L_e é o comprimento da difusão no emissor p .

Esta equação indica que a eficiência do emissor pode ser reduzida com uma diminuição no produto entre a condutividade média do emissor e o comprimento da difusão ou por um aumento no produto entre a condutividade média da base n e a largura da base.

O primeiro caso pode ser realizado com um emissor p estreito e/ou uma dopagem leve. Outro sistema é depositar um silício policristalino com dopagem de boro no emissor p .

O segundo caso, ou seja o aumento do produto da condutividade média da base e da largura da base tem os seguintes problemas; como uma base comprida não é desejável, é melhor aumen -

tar a condutividade média mas esta é limitada pelo nível da tensão que é preciso bloquear. Para um dispositivo com uma alta tensão de bloqueio, um emissor p estreito pode trazer como consequência uma maior queda de tensão direta desde que não é possível esperar suficiente modulação da condutividade na base n.

Uma estrutura p-n-i-p-n é uma solução efetiva para fornecer uma alta tensão de bloqueio e uma baixa queda de tensão direta. Na prática a camada i, de alta resistividade, está levemente dopada com doadores e a estreita camada n, vizinha à camada emissora p está dopada mais fortemente. Esta estrutura tem uma estreita e fina base n comparada com a estrutura p-n-p-n para a mesma tensão de bloqueio direta. A consequência da redução do armazenamento de portadores tem a vantagem adicional de um tempo de bloqueio reduzido.

Outra alternativa para reduzir a eficiência efetiva do emissor é o curto-circuito da junção do emissor (Fig. 1.3).

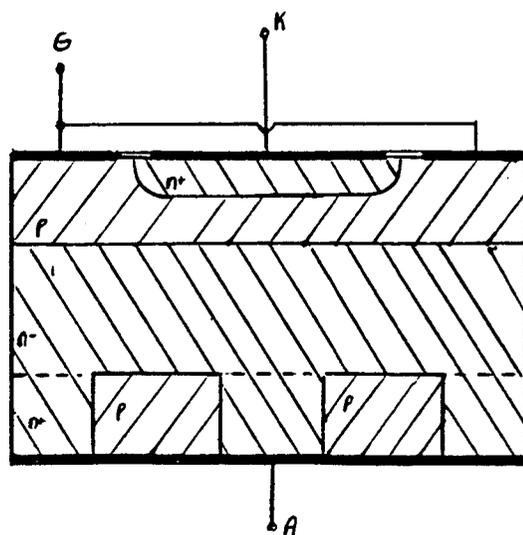


Fig. 1.3 - GTO com anodo curto-circuitado.

A eficiência do emissor pode ser controlada pela configuração de áreas em curto-circuito e a resistência laminar da camada da base n.

A figura 1.4 mostra a influência da área curto-circuitada na operação de bloqueio.

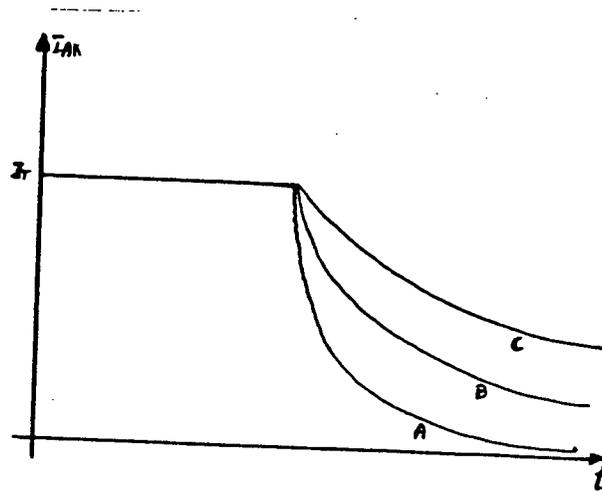


Fig. 1.4 - Corrente de anodo-catodo no bloqueio.

A = Área curto circuitada maior

B = Área curto circuitada média

C = Área curto circuitada menor

Pode-se perceber que a parte caudal da corrente anodo - catodo diminui enquanto a área curto circuitada aumenta.

O efeito de curto circuitar o emissor é mais notável quando usado em estruturas p-n-i-p-n porque a resistividade da camada da base n é menor que da estrutura p-n-p-n.

Para aplicações de baixa frequência, um GTO cujo α_{pnp} foi reduzido apenas curto circuitando o emissor p, sem usar difusão de ouro, pode ter um comportamento satisfatório de chaveamento.

Estes dispositivos tem a vantagem de ter uma queda de tensão direta menor e uma menor dependência da temperatura das características de bloqueio que nos dispositivos com dopagem com ouro. Um GTO com o anodo curto circuitado pode também ser considerado como um dispositivo composto por um tiristor e um transistor p n em paralelo. A parte correspondente ao transistor pode ser levada à saturação pela corrente de base fornecida pelo tiristor durante a condução, mas se bloquear pela falta de características regenerativas quando o tiristor se bloqueia.

Deve-se notar que as características de bloqueio de ten

são reversa perdem-se quando é usado o curto circuito no anodo , porém esta não é uma exigência para a maior parte das aplicações dos GTO's.

1.3.- Conclusão

Quando é preciso um GTO com capacidade para suportar uma tensão reversa anodo-catodo, deve-se pensar num dispositivo com dopagem com ouro, porém pensando também que ele vai ser sensível à temperatura de trabalho.

Quando é necessária uma grande uniformidade nas características como no caso da ligação de dois ou mais GTO's em paralelo, deve-se pensar num dispositivo com anodo curto circuitado ou submetido a irradiação.

CAPÍTULO 2

CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS DOS GTO'S

2.1 - Introdução

Neste capítulo é explicado o comportamento do GTO quando disparado e quando bloqueado, assim como no estado de condução. São dados os parâmetros básicos que se necessitam para conhecer as situações limites para uma operação segura do dispositivo.

2.2 - Disparo

2.2.1 - O Fenômeno do Disparo

Durante o processo de disparo, o dispositivo comuta de um estado de alta impedância a outro de baixa impedância. Isto é causado por uma injeção de portadores desde os emissores, o qual muda a condutividade da base n pouco dopada. Esta modulação da condutividade é devida a dois fatores, primeiro a corrente de gatilho e depois ao processo regenerativo do tiristor [2].

Nos tiristores convencionais, pelo fato de S_p ter uma grande área de catodo, pode transcorrer um tempo relativamente grande (vários μs) durante o qual a área inicialmente em condução pode-se esparzir por toda a área do catodo, este fenômeno é conhecido como esparzimento do plasma e é uma limitante da razão de subida da corrente anodo-catodo (dI_{ak}/dt). Nos GTO's este fenômeno é minimizado pela geometria do catodo, o qual é digitado ou seja esta formado por uma determinada quantidade de mini-catodos os quais por serem muito estreitos não apresentam o fenômeno de esparzimento do plasma, comportando-se cada elemento do catodo como uma ilha independente, por isso o GTO suporta uma razão de crescimento da corrente anodo-catodo muito alta. Esta geome -

tria diferente do catodo, mesmo sendo uma vantagem pode ser uma desvantagem segundo outros parâmetros, como a corrente de gatilho necessária para iniciar o disparo. A corrente de disparo tem que assegurar a entrada em condução uniforme de todos os elementos do catodo, pois não existindo o fenômeno de esparzimento do plasma a condução não se propaga, e se a corrente no gatilho não tem a forma ou o nível adequado, pode acontecer que apenas uns poucos elementos do catodo sejam ativados, sofrendo com isso um sobre-aquecimento que pode causar um envelhecimento prematuro do dispositivo ou ainda a destruição dele.

Segundo visto anteriormente, os parâmetros mais importantes a controlar no disparo são o valor de pico da corrente de gatilho e sua razão de subida (di/dt). Estes dois parâmetros mudam em função da corrente máxima de anodo que o dispositivo pode suportar.

2.2.2 - Métodos de Disparo

Existem três métodos básicos de disparo para os GTO's, mas antes de fazer uma análise destes métodos é necessário conhecer os tempos envolvidos no fenômeno do disparo. Estes tempos estão mostrados na Fig. 2.1 [21] - [3].

O tempo total do disparo, t_{dis} , pode-se dividir em dois tempos; um tempo de retardo, t_d , e um tempo de crescimento, t_r .

O tempo de retardo, controlado pelo gatilho é o tempo que transcorre entre o instante no qual a corrente de gatilho chega aos 10% do seu valor de pico e o instante no qual a tensão anodo-catodo desce até a 90% do seu valor máximo.

O tempo de crescimento é o tempo que leva a tensão de bloqueio para descer aos 90% do seu valor máximo até os 10% desse valor máximo. O tempo total é a soma dos tempos de retardo e crescimento e depende das características construtivas do dispo-

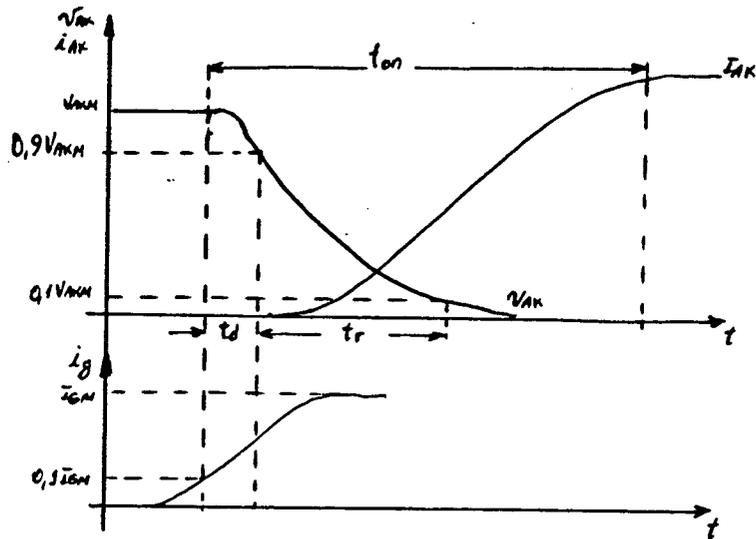


Fig. 2.1 - Tensão anodo-catodo, corrente de anodo e corrente de gatilho no disparo.

sitivo, da razão de crescimento da corrente de gatilho (di_g/dt) e também da amplitude do pulso de corrente de gatilho I_{gm} .

Os tempos de retardo e crescimento diminuem com o aumento da corrente de gatilho, especialmente o tempo de crescimento é muito dependente do valor de pico da corrente de gatilho. A maior parcela das perdas de potência no disparo acontecem no período de crescimento, podendo diminuí-las usando circuitos de ajuda à comutação.

Há fabricantes que definem os tempos de retardo e crescimento apenas em função da corrente de anodo, considerando que tempo de retardo é o tempo que transcorre entre a aplicação do pulso de disparo e o instante no qual a corrente de anodo atinge a 10% do seu valor máximo, e tempo de crescimento é o tempo que transcorre entre quando a corrente de anodo muda de 10% a 90% do seu valor máximo, sendo o tempo total de disparo a soma dos dois anteriores. Por isso quando se estuda os tempos de um determinado GTO tem que se analisar cuidadosamente qual definição usa o fabricante. As diferenças entre os tempos, usando um ou outro sis-

tema não são muito grandes.

2.2.2.1 - Disparo por Pulso Largo [6]

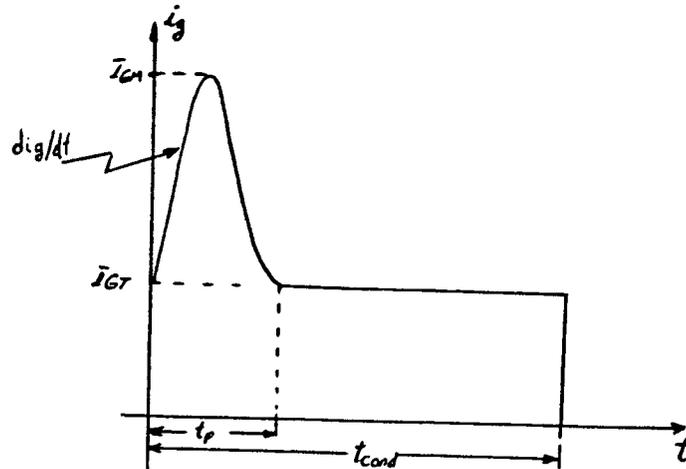


Fig. 2.2 - Corrente de Gatilho no Disparo por Pulso Largo.

Neste método, como é possível ver na Fig. 2.2, aplica-se um pulso inicial com uma amplitude de pico, seis a quinze vezes a corrente mínima de disparo recomendada pelo fabricante. Este grande pulso inicial tem como objetivo obter a entrada em condução de todos os elementos do catodo simultaneamente, evitando assim sobre-aquecimentos localizados do catodo, além de diminuir os tempos de retardo e crescimento.

Depois do pulso inicial, mantém-se uma corrente de gatilho igual a uma ou duas vezes a corrente mínima de disparo, recomendada nas especificações, até o final do período de condução.

A largura do pulso inicial, t_p , tem que ser pelo menos igual à soma do tempo de retardo e o tempo de crescimento [3].

Pode-se dizer que este sistema tem duas componentes:

- um pulso de largura $t_p = t_d + t_r$ e amplitude I_{GM} onde I_{GM} é $6I_{GT}$ a $15I_{GT}$.

- um pulso de largura t_{cond} (o período de condução) de amplitude I_{GT} a $2I_{GT}$.

Em geral o di/dt na subida do pulso de disparo tem que ser maior que $5A/\mu s$.

Este método é o de mais baixa eficiência, pois tem-se uma corrente de gatilho presente durante todo o tempo de condução, porém é o mais recomendável nos seguintes casos:

- A razão de crescimento da corrente anodo-catodo é baixa, por exemplo com carga muito indutiva.
- A carga é variável.

O motivo de ser recomendado nos casos acima esta baseado no seguinte. uma vez que o GTO disparou, comporta-se como um tiristor convencional e o comportamento nesse estado dependera do nível atingido pela corrente anodo-catodo. Existem dois níveis da corrente anodo-catodo que são muito importantes, pelo qual são fornecidos pelos fabricantes [21], [6] e [3]. Estes dois níveis são chamados de "corrente de sustentação", (holding current) e "corrente de retenção" (latching current) e devem-se analisar em duas situações operacionais, no disparo e na condução.

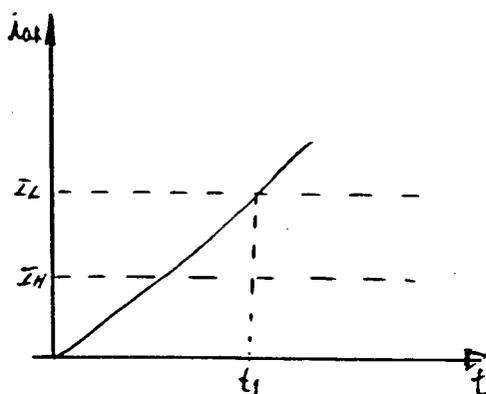


Fig. 2.3.(a) - Corrente de retenção e sustentação no disparo.

Se a corrente anodo-catodo ainda não chegou ao nível da corrente de retenção I_L na Fig. 2.3a quando o pulso de corrente no gatilho termina, ou seja se t_p é menor que t_1 então o GTO se bloqueia.

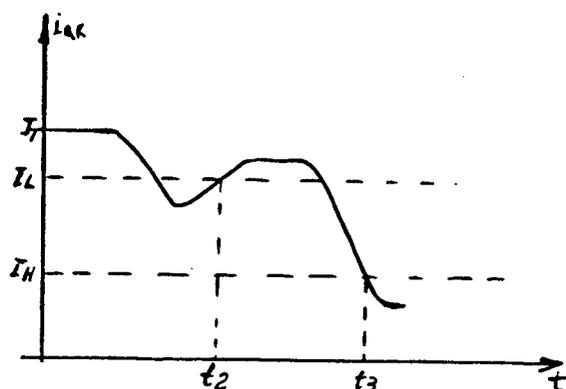


Fig. 2.3.(b) - Corrente de retenção e sustentação na condução

Veja-se agora o caso mostrado na Fig. 2.3b. O GTO está no estado de regime e a corrente por alguma razão desce a um valor abaixo do nível da corrente de retenção. Na condução, esse nível assegura a participação de todos os elementos do catodo e quando no tempo t_2 a corrente aumenta ela estará fluindo apenas através de uma parcela desses elementos causando sobre aquecimentos que podem ser destrutivos quando repetitivas. Se no tempo t_2 é fornecida uma corrente de gatilho então todos os elementos do catodo participaram da condução.

Agora, se a corrente principal desce a um valor abaixo do nível de sustentação (no tempo t_3) então o GTO vai se bloquear. Para que isto não suceda é necessário nesse instante t_3 fornecer uma corrente de gatilho. Usando então o sistema de pulso largo pode-se assegurar que os casos mostrados não acontecerão : porque sempre existirá uma corrente no gatilho no disparo e na condução.

2.2.2.2 - Disparo por um único pulso

Este método é similar ao método usado tradicionalmente para disparar um tiristor e apresenta a vantagem da simplicidade do circuito de disparo, mas não é recomendável quando a corrente

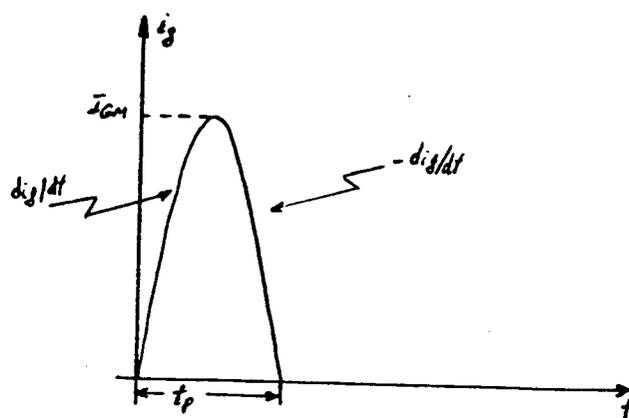


Fig. 2.4 - Corrente de gatilho para pulso único de disparo.

principal chega a valores menores que a corrente de retenção terminado o tempo t_p .

Um valor que tem que ser considerado quando é usado este método é a forma do pulso. A capacitância da junção gatilho catodo influi no disparo e no bloqueio e foi demonstrado experimentalmente que a razão de descida da corrente de gatilho ($-di/dt$) tem um efeito direto sobre o nível da corrente de retenção, e quanto maior a razão de descida maior é a corrente de retenção.

A Fig. 2.5 mostra a variação da corrente de retenção como função da razão de descida da corrente de gatilho [25].

O fato da razão de descida da corrente de gatilho influir na corrente de retenção é atribuído à carga e descarga da capacitância da junção gatilho-catodo.

O pulso de corrente de gatilho deve ter uma largura igual à soma dos tempos de retardo e crescimento, a razão de subida deve ser igual ou maior que $5 \text{ A}/\mu\text{s}$, a razão de descida deve ser menor que $0,5 \text{ A}/\mu\text{s}$ e a amplitude pode ficar entre $6I_{gt}$ a $10I_{gt}$.

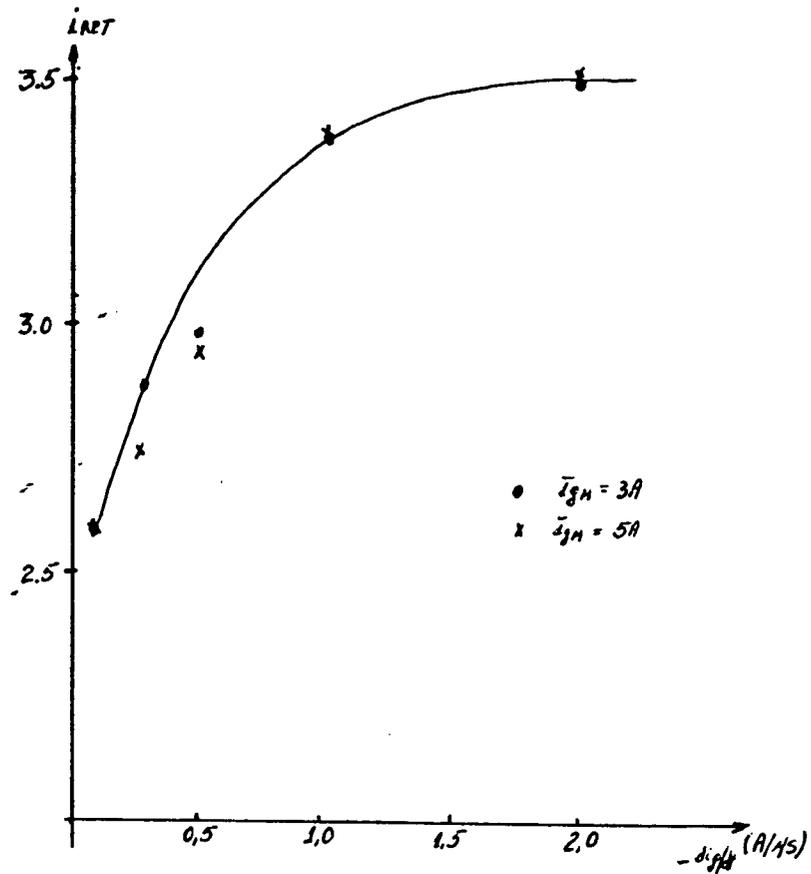


Fig. 2.5 - Corrente de retenção v/s - dig/dt.

2.2.2.3 - Disparo por trem de pulsos

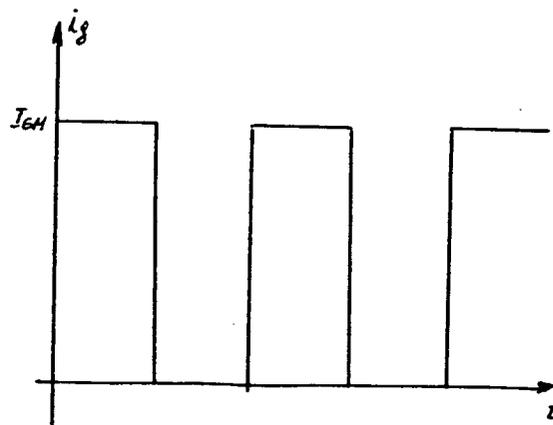


Fig. 2.6 - Disparo por trem de pulsos de corrente.

Quando é usado um trem de pulsos no gatilho, [6] são eliminadas as dificuldades presentes no caso do disparo por pulso único.

O uso de um trem de pulso de corrente no gatilho é similar ao uso de uma corrente contínua, no gatilho, permitindo a participação de todos os elementos do catodo no caso de variação da corrente [25].

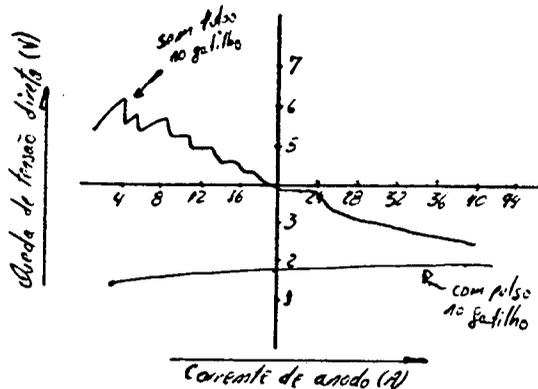


Fig. 2.7 - Envolvente da tensão direta anodo-catodo v/s corrente de anodo com e sem a presença do pulso de gatilho.

A figura 2.7 mostra a envolvente da queda de tensão direta anodo-catodo como função da corrente principal quando o GTO é disparado por um trem de pulsos. Pode-se ver que a queda de tensão direta tem variação em seus valores, isto é porque ela será maior quando não está presente o pulso de corrente no gatilho que quando este pulso é aplicado.

Outra coisa notável é que quando o pulso de corrente não está presente a queda de tensão inicialmente aumenta com a corrente e repentinamente diminui na medida que a corrente de anodo cresce, (especialmente perto das 24A a 28A), este fenômeno parece indicar que enquanto a corrente anodo-catodo cresce, mais elementos do catodo entram em condução. Estes elementos atingem o estado de "retenção" quando chega o seguinte pulso e ficam nesse estado.

Os pulsos usados tem que ter uma largura igual ou maior que a soma dos tempos de retardo e crescimento e com uma fre -

quência de 10 khz a 20 khz, a amplitude recomendada é de quatro a seis vezes a corrente mínima de disparo [3].

2.3 - O Bloqueio

2.3.1 - Características do Fenômeno

O bloqueio do GTO começa com a extração de uma corrente de gatilho. A razão de variação dessa corrente é controlada pela tensão de polarização reversa da junção gatilho-catodo e pela indutância parasita do circuito de bloqueio. Por isso estes dois parâmetros são os fatores mais importantes no tempo de bloqueio para uma determinada corrente anodo-catodo.

Durante um primeiro período, chamado de tempo de armazenamento (t_s), a corrente anodo-catodo é concentrada no centro de cada um dos elementos do catodo e não muda seu valor inicial enquanto as três junções p-n do GTO ainda polarizados diretamente.

A extração contínua de portadores da base p leva a uma falha do processo regenerativo e à polarização reversa da junção central, causando a queda da corrente de anodo-catodo e o começo do tempo de queda (t_f) [2].

A corrente anodo-catodo diminui rapidamente até quando a junção gatilho-catodo chega à avalanche devido à indutância parasita presente no circuito de bloqueio.

Quando termina o tempo de queda a corrente de gatilho diminui com uma razão de variação controlada pela tensão de ruptura da junção gatilho-catodo, a tensão reversa na junção gatilho-catodo e a indutância total presente no circuito de bloqueio.

A equação que liga estes parâmetros é a seguinte:

$$\frac{di_{rg}}{dt} = (BV_{jk} - U_{rg})/L_g \quad (2.1)$$

A diminuição da corrente de gatilho acontece até quando

ela é igual à corrente de anodo que continua fluindo. A partir deste momento as correntes de anodo e gatilho são iguais já que não flui corrente pelo catodo. Pode-se definir um ganho operacional de bloqueio, o qual é a razão entre a corrente anodo-catodo e o valor de pico da corrente reversa gatilho-catodo.

Este ganho é de três a cinco em um GTO, isto quer dizer que para bloquear o dispositivo é preciso uma corrente reversa de gatilho com um valor de pico que fica entre uns 20% a 30% da corrente principal [4].

2.3.2 - Tensões, Correntes e Tempos no Bloqueio

As formas das tensões e correntes envolvidas no fenômeno do bloqueio são mostradas a seguir.

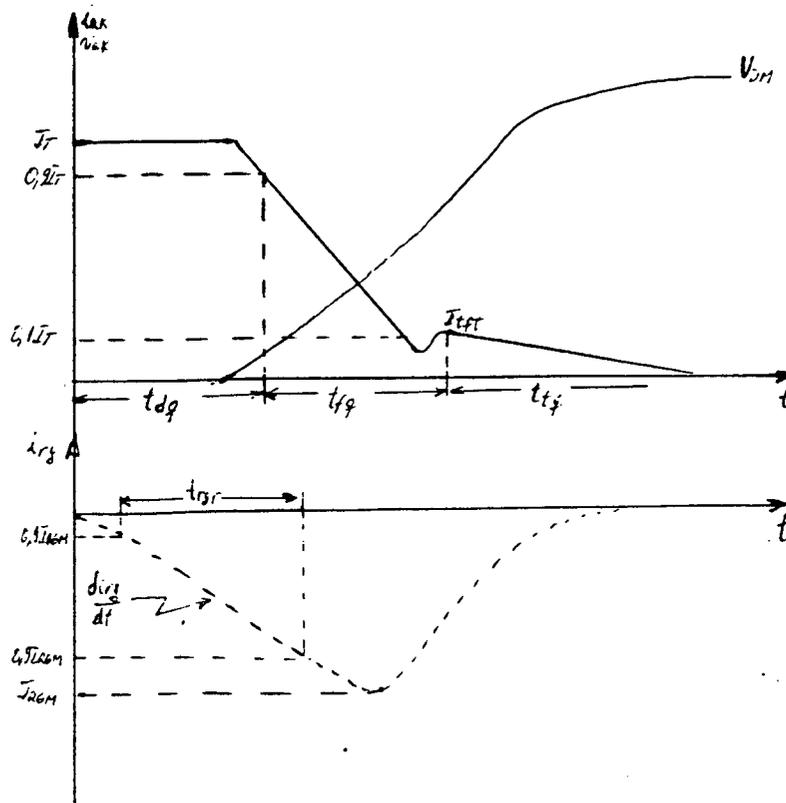


Fig. 2.8 - Correntes de anodo e gatilho e tensão anodo-catodo no bloqueio.

Os parâmetros mostrados na Fig. 2.8 são os seguintes:

I_{tgt} - corrente de cauda, é o valor máximo instantâneo da corrente anodo-catodo ao final do tempo de queda (t_{fq}) e no começo do tempo de cauda (T_{tq}). Neste tempo de cauda, a seção correspondente ao transistor p n p, no modelo de dois transistores, está na sua região ativa e a carga residual de portadores na base n atuam como um circuito de base para ele.

Quando aumenta-se muito a corrente de gatilho o tempo de armazenamento se faz menor e consequentemente uma parcela maior das cargas armazenadas na base n ficam sem ser removidas ou recombinadas, o qual causa uma maior corrente de cauda. Esta corrente tem grande importância quando é preciso chavear a frequência elevadas pois dela depende o tempo que o dispositivo deve permanecer bloqueado antes de redispá-lo.

I_{rgm} - corrente reversa de pico no gatilho, é o valor máximo instantâneo da corrente reversa no gatilho. Para uma operação segura do dispositivo este valor tem que ser respeitado rigorosamente.

U_{rg} - tensão reversa de gatilho, é uma tensão reversa aplicada na junção gatilho-catodo, depois do pico de tensão de bloqueio e que serve para permitir a recuperação da junção, o qual é muito importante nos tempos de bloqueio. Pode-se substituir esta tensão de polarização reversa por um resistor ligado entre gatilho e catodo. Este resistor quanto menor é melhor, porém não pode ser

muito pequeno por estar em paralelo com a junção e no instante do disparo pode diminuir muito a corrente de gatilho. Seu valor máximo é fornecido pelo fabricante e em nenhum caso deve ser ultrapassado.

U_{rgm} - tensão de pico reversa da junção gatilho-catodo, é o valor máximo instantâneo da tensão reversa de gatilho incluindo os picos de tensão transitórios. Enquanto maior esta tensão reversa menores são os tempos de queda e armazenamento, mas não é recomendável ultrapassar o valor da tensão de ruptura da junção porém em caso de necessidade de bloquear um alto nível de corrente pode-se permitir chegar à tensão de avalanche da junção, sempre que seja respeitado o valor da dissipação máxima de potência da junção. Uma tensão de avalanche mantida muito tempo não contribui ao processo de bloqueio e ainda mais, pode até danificar a junção.

U_{dm} - Valor máximo da tensão direta anodo-catodo durante o bloqueio até antes do disparo. Esse valor máximo é função de existir ou não uma tensão de polarização reversa aplicada à junção gatilho-catodo ou um resistor em paralelo com ela. Em caso de não existir pelo menos uma destas situações a capacidade de bloqueio do dispositivo diminui; portanto um deles é necessário para uma operação segura do elemento [23] [3].

t_{df} - tempo de armazenamento controlado pelo gatilho, é o intervalo de tempo entre o instante quando o

corrente reversa na junção gatilho-catodo começa a crescer e o instante quando a corrente anodo - catodo diminui até uns 90% do seu valor inicial, chama-se controlada pelo gatilho porque é função da corrente reversa de pico no gatilho e da razão de crescimento dessa corrente.

t_{gq} - tempo de bloqueio controlado pelo gatilho, é o intervalo de tempo entre o instante quando a corrente reversa da junção gatilho-catodo começa a crescer e o instante quando a corrente de catodo termina.

Este tempo deve ser respeitado, ou seja, não se deve disparar o dispositivo antes de este tempo terminar sob perigo de destruí-lo.

t_{fq} - tempo de queda controlado pelo gatilho, é a diferença entre o tempo de bloqueio e o tempo de armazenamento.

t_{tq} - tempo de cauda; é o tempo que dura a corrente de cauda, não existe uniformidade entre os fabrican tes quanto à seus limites, sendo melhor observar o tempo recomendado pelo fabricante como tempo de bloqueio antes do re-disparo.

$-\frac{dirg}{dt}$ - razão de crescimento da corrente reversa na junção gatilho-catodo; é função principalmente da in dutância parasita no circuito de bloqueio. Normalmente seu valor é igual ou maior que 10 A/ μ s. Seu aumento implica em diminuição de t_{dq} e aumen to de I_{tqt} .

- t_{rgr} - tempo de crescimento da corrente reversa da junção gatilho-catodo; é o tempo que leva à corrente crescer de 10% a 90% do seu valor máximo.

2.3.3 - Condições Críticas no Bloqueio

Todo dispositivo eletrônico quando encontra-se bloqueado uma tensão, é percorrido, especialmente quando a temperatura de trabalho é alta, por uma corrente de fuga intrínseca à física dos semicondutores. Assim também, as capacitâncias internas dos componentes criam, depois da aplicação de um dv/dt , correntes capacitivas.

Estes dois fenômenos constituem, no caso do GTO, um acréscimo de cargas na base do transistor n-p-n, do modelo de dois transistores, o qual é o mais sensível.

Num GTO estas cargas constituem uma tensão de polarização da junção gatilho-catodo. Esta tensão pode atingir facilmente um nível suficiente para disparar localmente o dispositivo. Assim, em condições críticas podem destruí-lo.

É necessário então, extrair essas cargas antes que sua ação de polarização seja efetiva. As soluções para esta situação já foram estudadas na seção 2.3.2.

2.4 - Conclusão

Operacionalmente os GTO's apresentam características que fazem com que o seu uso necessite de um completo conhecimento das suas limitações. Se por uma parte apresenta vantagens sobre os tiristores convencionais como a razão de subida da corrente anodo-catodo, também seu gatilho é bem mais duro que o do tiristor convencional, fazendo com que o comando deles apresente dificuldades que a técnica e a experiência no manejo de tiristores não

seja muito aplicável neste caso, precisando então de novas técnicas e componentes passivos de alto padrão de qualidade.

Pode-se dizer que uma experiência em projetos com transistores de potência é melhor que a experiência em projetos com tiristores convencionais para achar os circuitos que fazem um melhor e mais eficiente uso dos GTO's.

CAPÍTULO 3

PROTEÇÃO DO GTO

3.1 - Introdução

Os métodos de proteção do GTO nos diferentes estágios operacionais são apresentados assim como considerações quanto à sua realização.

3.2 - Disparo

No disparo, depois que o tempo de retardo termina, áreas limitadas dos elementos do catodo que ficam perto de contato metalizado do gatilho começam a conduzir. Estas áreas condutoras aumentam a uma velocidade de apenas uns 0,1 mm/ μ s. A capacidade de corrente do dispositivo fica então limitada [21] [8]. A destruição do GTO não é possível se é respeitado o valor recomendado pelo fabricante como razão máxima de crescimento da corrente anodo-catodo. Este valor é normalmente maior do que 200 A/ μ s [3]. Este valor está especificado nos catálogos [21] como a razão crítica de crescimento da corrente da direta, $(di/dt)_{CR}$, e é válida para uma forma de corrente com uma forma de senoide amortecida. O valor da razão crítica de crescimento é dada como a inclinação de uma linha reta que liga 50% a 90% do valor de pico.

Quando a carga é resistiva ou capacitiva existe a possibilidade deste valor ser ultrapassado. Para prevenir esse perigo pode ser necessário ligar uma indutância em série com o GTO.

Se a carga é resistiva, o valor da indutância crítica será função da tensão entre anodo e catodo no instante do disparo e da razão crítica de crescimento da corrente. Estes parâmetros estão ligados pela seguinte relação:

$$L_c = \frac{V_{ak}}{(di/dt)} \quad (3.1) \quad [21]$$

Se a carga é variável pode acontecer que a presença da indutância crítica não seja necessária. Se no instante do disparo a corrente direta não ultrapassa o valor da corrente máxima permissível no disparo, esta corrente máxima não tem limite na sua razão de crescimento e está especificada para uma frequência de repetição determinada e como uma porcentagem da corrente repetitiva máxima controlável; esta última corrente não tem um valor constante, pois é função da razão de crescimento da corrente reversa de gatilho. Normalmente o fabricante fornece curvas para facilitar o projeto.

O GTO também pode disparar se a tensão direta de ruptura é ultrapassada ou quando a razão de crescimento da tensão direta no bloqueio é muito grande. Como esta situação pode ser destrutiva para o dispositivo, ela deve ser evitada.

3.3 - Estado Condutivo

Neste estado podem acontecer os maiores problemas para o dispositivo.

Primeiro, é preciso respeitar os valores recomendados pelo fabricante para a corrente máxima repetitiva controlável, para as correntes média e eficaz. O problema mais grave neste estado é a possibilidade de haver um curto-circuito franco, ou seja, que o GTO fique ligado diretamente à tensão de alimentação. Neste caso existem duas alternativas para proteger o dispositivo ; uma é a proteção ativa e a outra a proteção passiva.

3.3.1 - Proteção Ativa

O GTO, diferente do tiristor tem a possibilidade de se bloquear se é aplicada uma corrente reversa no gatilho. Usando esta propriedade do dispositivo é muito simples, fazendo um controle da corrente, aplicar um comando, quando esta atinge um nível determinado, que bloqueie o dispositivo. Porém, para fazer isto tem que se respeitar uma corrente limite. esta corrente é chamada de corrente direta não repetitiva controlável e é a máxima corrente que pode estar fluindo pelo GTO quando aplica-se um comando de bloqueio. [3] [8]. A corrente reversa de gatilho é gerada no circuito de comando depois de detectada a sobre-corrente através do sensor adequado. A detecção da sobre corrente e o processamento do sinal gerado por ela não pode ter um retardo muito grande sob o perigo que nesse tempo a corrente atinja um nível além do máximo controlável. Ao retardo no processamento do sinal detectado tem que se somar o tempo de retardo próprio do fenômeno do bloqueio. Então, a corrente vai aumentar desde o valor no qual é detectada a sobre corrente até o nível da corrente controlável num tempo mínimo. Esta situação é mostrada na Fig. 3.1.

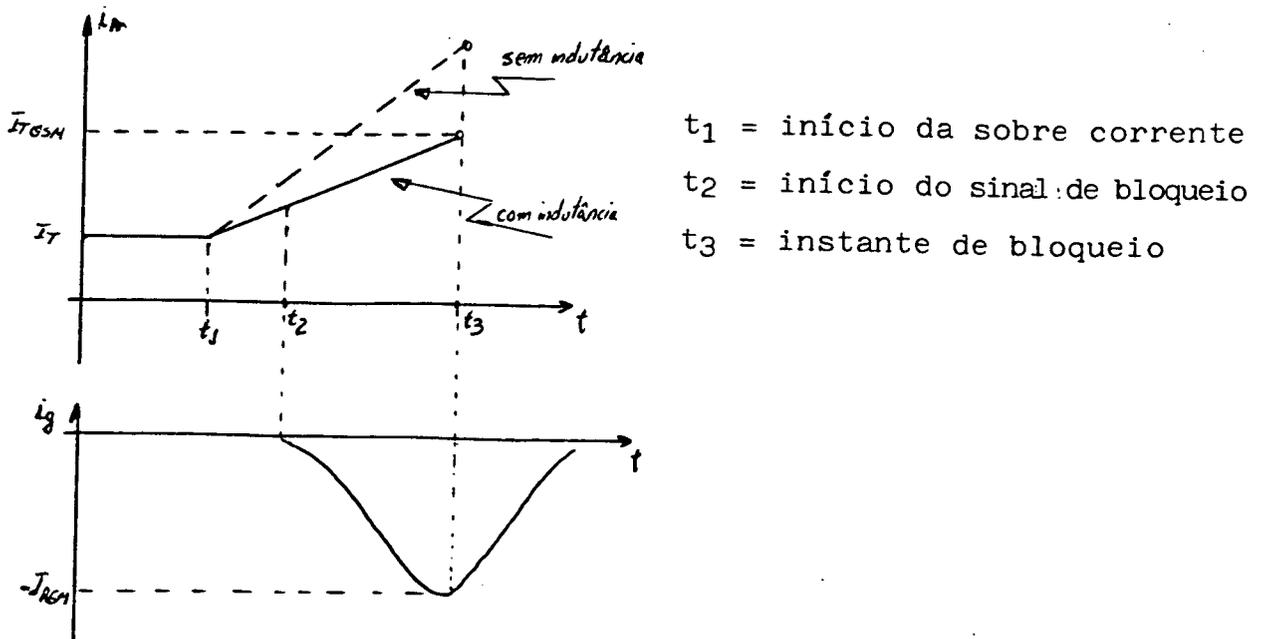


Fig. 3.1 - Proteção ativa do GTO.

Se a corrente não é limitada, pode atingir um valor incontrolável antes do fim da ação de bloqueio e isto é muito perigoso, pois se o sinal de bloqueio atua quando a corrente ultrapassa o nível máximo controlável (I_{tqsm}), o GTO será destruído. Por isso é necessário estudar se a indutância parasita ou limitadora do circuito é suficiente para dar o tempo necessário para que a ação de bloqueio seja completada dentro dos limites de tempo especificados. Se a indutância existente não é suficiente é necessário ligar uma em série com ela.

Se L é a indutância já presente no circuito, a indutância L_z , que tem-se que agregar ao circuito, pode-se calcular pela seguinte equação.

$$L_z = \frac{V_c (t_3 - t_1)}{I_{tqsm} - i_{tm}} - L \quad (3.2) \quad [21]$$

Onde V_c é a tensão de alimentação, I_{tqsm} é a corrente não repetitiva controlável e i_{tm} é a sobrecorrente detectável. Se a interrupção da corrente no nível adequado não é possível ou a indutância L_z não pode ser usada por razões técnicas ou econômicas então deve-se usar proteção passiva.

3.3.2 - Proteção Passiva

A proteção passiva é obtida mediante o uso de fusíveis ultra-rápidos, os quais são ideais para a proteção de dispositivos semicondutores (tiristores, GTO's e diodos). O cálculo da proteção mediante fusíveis pode ser feito pelo método do $I^2 t$ [14], [13] tradicional ou então pode-se fazer pelo método de Schönholzer ainda que este método tenha sido originalmente dirigido à proteção de tiristores [12], [13].

O método de Schönholzer precisa das curvas de pico de corrente dentro de um circuito com fusíveis limitadores em fun -

ção da corrente presumida (sem o fusível). Este tipo de curva é mostrado na Fig. 3.2 [31].

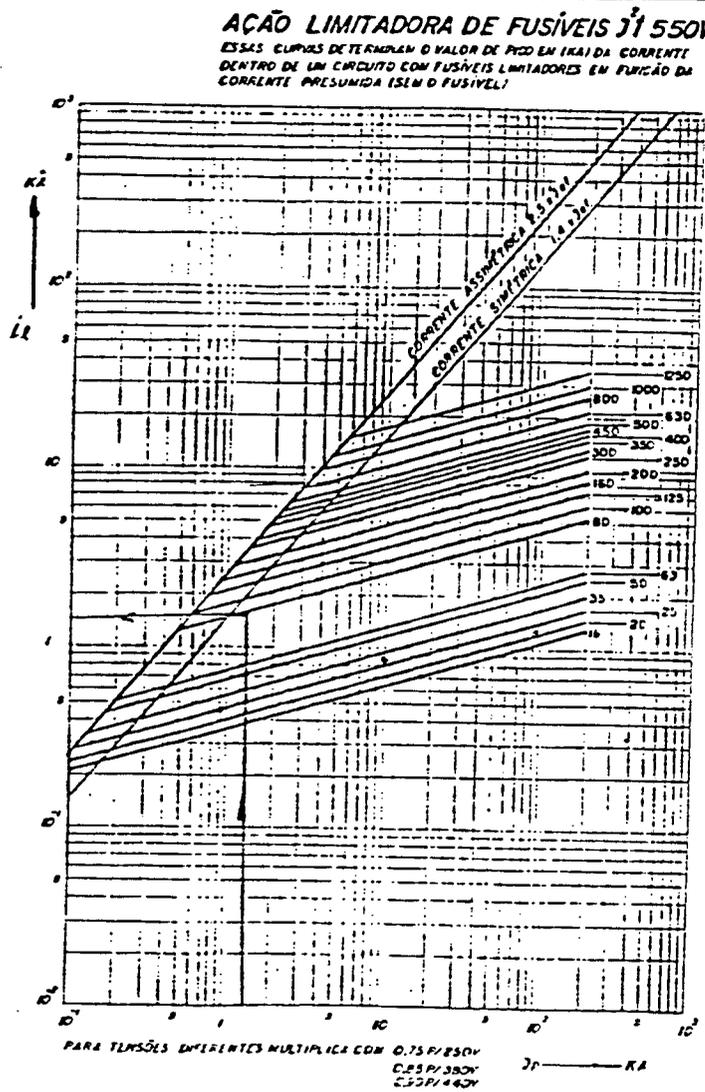


Fig. 3.2

Sobre essas curvas desenha-se outra curva obtida da seguinte equação:

$$i_L = 1,23 I_{tsm} \left(\frac{I_p}{0,83 I_{tsm}} \right)^{1/4} \tag{3.3a}$$

$$i_L = 1,29 I_{tsm} \left(\frac{I_p}{I_{tsm}} \right)^{1/4} \tag{3.3b}$$

Onde i_d é a corrente no GTO num circuito com fusíveis, I_p é a corrente presumida e I_{tsm} é a corrente máxima de pico não repetitiva que o GTO suporta. (surge current). A interseção desta curva com as curvas dos fusíveis indica o maior valor de corrente para a qual pode-se esperar uma proteção eficaz usando fusíveis.

O método de Schönholzer pressupõe as seguintes condições:

- A razão entre a corrente presumida e a corrente nominal é menor que 100.
- A temperatura de pico da junção determina o nível destrutivo para o GTO. Considerando as perdas no disparo desprezíveis.

3.4 - Proteção ao dv/dt

Para proteger os semicondutores de potência, em funções de chaveamento, contra as variações muito rápidas da tensão aplicada neles, usa-se uma combinação R-C ou R-C-D chamada "snubber". Este circuito auxiliar reúne algumas condições que dependem do semicondutor específico que protegerá [9], [10]. A seguir mostra-se o efeito dos parâmetros do GTO no projeto do circuito snubber.

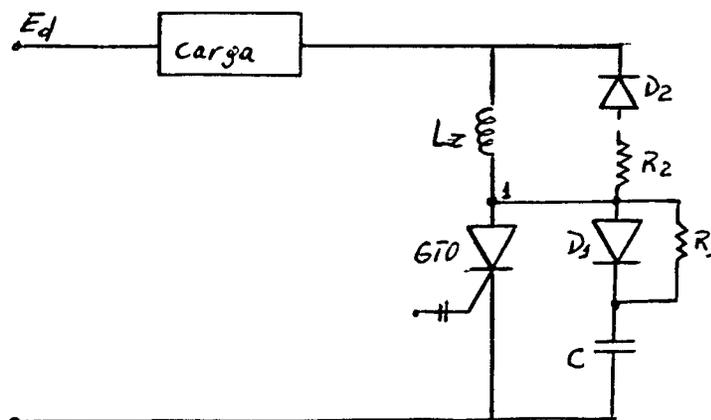


Fig. 3.3 - GTO em configuração chopper com snubber.

Na Fig. 3.3 é mostrado um GTO numa configuração chopper e com um circuito snubber polarizado ligado a ele.

A função de L_S é limitar o di/dt quando o GTO entra em condução e também para limitar a corrente de recuperação do diodo de roda livre.

O capacitor C serve para limitar o dv/dt reaplicado ao GTO quando se bloqueia e também limitar o pico da dissipação de potência no bloqueio. A seguir serão analisados dois tipos de circuitos snubber.

3.4.1 - Snubber não amortecido [25]

O snubber da Fig. 3.3 mas sem R_2 e D_2 é chamado de snubber não amortecido, porque no bloqueio, a tensão no capacitor C_S , ultrapassar a tensão de alimentação por uma quantidade determinada pelas características ressonantes não-amortecidas de L_S e C_S .

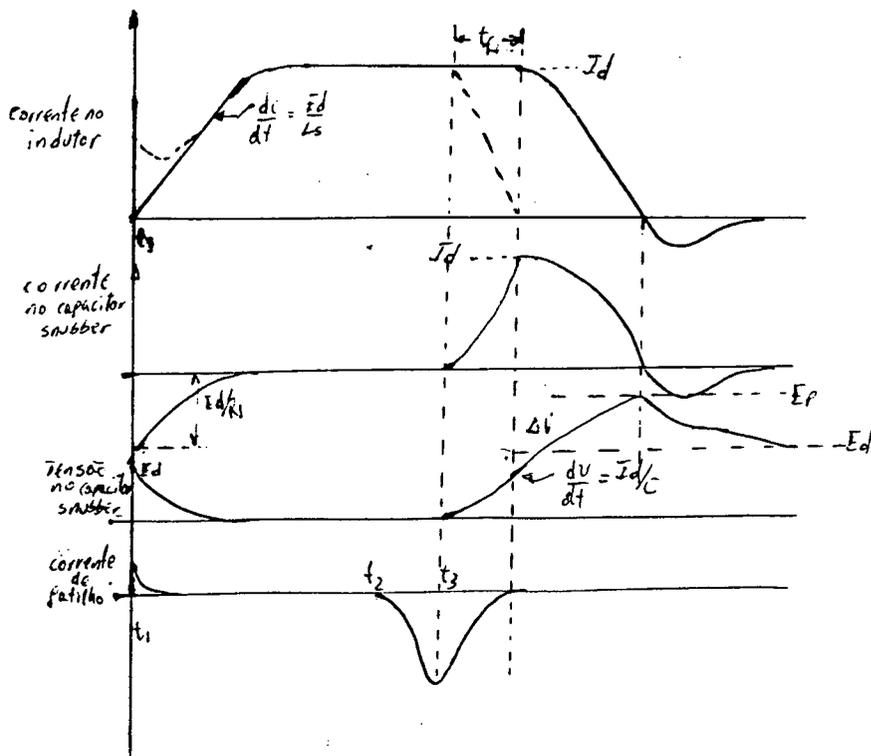


Fig. 3.4 - Formas de onda para o circuito da Fig. 3.2.

A Fig. 3.4 mostra as formas de onda para um chopper, para um ciclo de condução.

Quando o GTO é bloqueado no tempo t_3 , a tensão aplicada nele é limitada pelo capacitor C_S . Depois de um curto tempo; toda a corrente anodo-catodo será derivada através de D_1 até o capacitor C_S , resultando num dv/dt re-aplicado de:

$$\frac{dv}{dt} = I_d/C_S \quad (3.4)$$

Onde I_d é a corrente na carga, e que pode-se assumir como constante durante a comutação devido à ação de filtragem da indutância da carga.

A tensão no capacitor continuará subindo segundo uma razão linear, dada na equação (3.4), até atingir o nível de tensão de alimentação E_d . Nesse instante o ponto 1 do circuito fica nivelado com E_d e o aumento contínuo da tensão em C_S reduz a corrente em L_S , por ressonância a zero. No projeto dos componentes do circuito snubber, a quantidade de tensão de ultrapassagem no capacitor C_S deve ser determinado porque esta grandeza fornece a tensão de pico aplicado ao GTO.

A ultrapassagem de pico pode-se determinar considerando que o aumento de energia em C_S é igual a diminuição de energia em L_S , mais a energia que vem da fonte de alimentação.

A equação é a seguinte:

$$\frac{1}{2} C_S (E_p^2 - E_d^2) = -\frac{1}{2} L_S I_d^2 + E_d \int idt \quad (3.5)$$

onde E_p é a tensão de pico no capacitor.

$$\text{Com } id(f) = C_S dv/dt \quad (3.6)$$

Então

$$\frac{1}{2} C_S (E_p^2 - E_d^2) = \frac{1}{2} L_S I_d^2 + E_d \int_{E_d}^{E_p} C_S dv \quad (3.7)$$

Resolvendo a integração resulta:

$$\frac{C_S}{2} (E_p - E_d)^2 = \frac{1}{2} L_S I_d^2 \quad (3.8)$$

O qual resulta numa tensão de pico no capacitor igual a:

$$E_p = E_d + I_d \quad L_S/C_S \quad (3.9)$$

Logo que o capacitor atinge o pico de tensão, E_p , ele descarrega-se através de R_1 e L_S na fonte de alimentação, nivelando-se eventualmente no valor da tensão da fonte.

Enquanto o capacitor descarrega-se, a energia dissipada em R_1 é a diferença entre a energia entregue pelo capacitor e a entregue pela fonte, a mudança de energia em L_S é zero, porque sua corrente começa em zero e termina em zero.

A energia dissipada em R_1 será então:

$$\frac{1}{2} C_S (E_p^2 - E_d^2) - E_d \quad (-i)dt \quad (3.10)$$

Substituindo as equações (3.6) e (3.8) em (3.10), tem-se que a energia dissipada em R_1 será:

Energia dissipada

$$\frac{1}{2} C_S (I_d / L_S / C_S)^2 = \frac{1}{2} L_S I_d^2 \quad (3.11)$$

Então a energia armazenada em L_S antes do bloqueio tem que ser dissipada em R_1 , o resistor de descarga do snubber. Quando o GTO dispara para começar um novo ciclo de condução, toda a energia armazenada no capacitor C_S tem que se dissipar em R_1 , em um tempo bem menor que o tempo mínimo de condução; normalmente uns 25% desse tempo, ou seja:

$$R_1 \leq \frac{t_{cond}}{4C_S} \quad (3.12)$$

Assim, somando esta energia com a obtida na Equação (3.11) e multiplicando-a pela frequência de Chaveamento tem-se a potência total dissipada em R_1 .



3.4.2 - Snubber Amortecido

Segundo mostra a Fig. 3.3 pode-se ligar um resistor amortecedor, R_2 , para limitar a ultrapassagem no capacitor C_S , depois do bloqueio. O pico da ultrapassagem pode-se determinar considerando o instante depois que o GTO se bloqueia e o capacitor C_S carrega-se até o nível da tensão de alimentação, E_d . Neste tempo, os diodos D_2 e D_3 conduzem e o circuito é reduzido ao equivalente mostrado a seguir na Fig. 3.5.

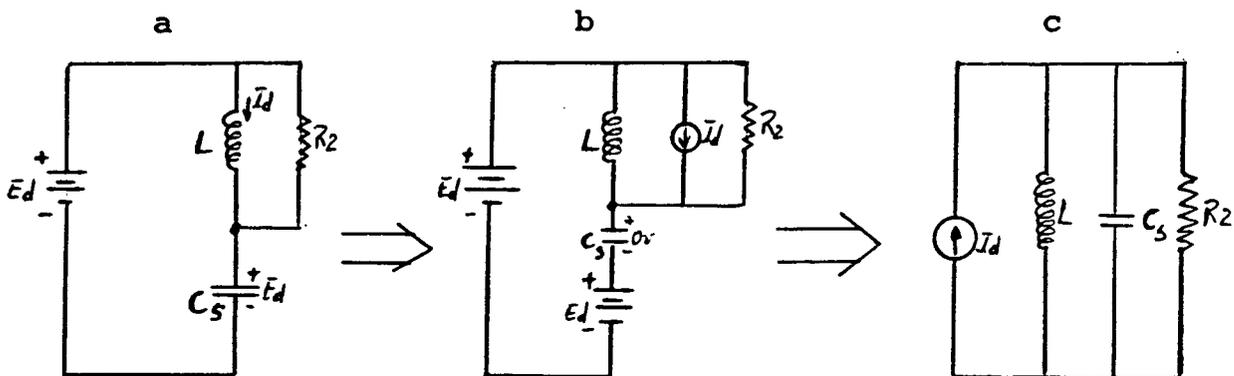


Fig. 3.5 - Circuito equivalente do snubber para determinar a ultrapassagem de tensão no capacitor C_S , no bloqueio.

Lembrando-se que um capacitor descarregado ligado em série com uma fonte de tensão, é equivalente a um capacitor carregado com a mesma tensão da fonte, e que uma indutância sem corrente inicial, ligada em paralelo a uma fonte de corrente, é equivalente a uma indutância com uma corrente inicial, igual à corrente da fonte, o circuito da Fig. 3.4.a, se reduz ao circuito mostrado na Fig. 3.4.c. É necessário obter, o pico de tensão através do resistor R_2 , para somá-lo a E_d e assim obter o pico da tensão de ultrapassagem. A transformada de Laplace aplicada à equação que mostra a tensão através de R_2 para um circuito snubber amortecido é:

$$P_{rl} = \frac{1}{2} L I_d^2 f + \frac{1}{2} C E_d^2 f \quad (3.13)$$

Esta equação tem que ser avaliada para o pior caso, máximo I_d , E_d e f .

A indutância L limita o di/dt a valores seguros quando o GTO dispara.

$$L = E_d / di/dt \quad (3.14)$$

Combinando as equações (3.4), (3.13) e (3.14) resulta no seguinte:

$$P_{rl} = \frac{1}{2} E_d I_d f \cdot \left(\frac{I_d}{di/dt} + \frac{E_d}{dv/dt} \right) \quad (3.15)$$

A equação (3.15) mostra que um GTO com uma alta razão dv/dt (C pequeno), e um grande di/dt (L pequeno) resulta na menor dissipação de potência em R_1 , (operação mais eficiente). O capacitor, indutância e diodo D_1 , devem ter seus valores de maneira que as formas de onda da Fig. 3.3 na frequência desejada resulta numa operação dentro dos valores de operação do GTO.

É desejável minimizar as grandezas entre parênteses na equação (3.15). Assim, se é necessário um GTO para uma aplicação de baixa tensão e alta corrente deve-se escolher um dispositivo com ênfase numa grande capacidade ao di/dt para haver as menores perdas no circuito snubber.

Por outro lado, um dispositivo com uma grande capacidade ao dv/dt resultará num snubber com as menores perdas numa aplicação na qual se trabalha com alta tensão e baixa corrente.

As observações anteriores são válidas quando são aplicadas para um GTO operando em um circuito chopper ou em um inversor quando se fizer os ajustes para minimizar os tempos de comutação e a queda de tensão direta do GTO. Devido a que em alguns casos a ultrapassagem de tensão que sofre o GTO depois do bloqueio, pois C_S se carrega por ressonância, pode ser indesejável, liga-se um resistor amortecedor para limitar esta ultrapassagem.

$$V(s) = \frac{I_d \cdot L_S}{L_C S^2 + (L_S/R)S + 1} = \frac{I_d L_S \omega_0^2}{S^2 + 2\zeta \omega_0 S + \omega_0^2} \quad (3.16)$$

Onde ζ = fator de amortecimento = $\frac{1}{2R^2} \cdot L_S/C_S$

ω_0 = frequência de ressonância não-amortecida = $1/L_S/C_S$

A solução no tempo da equação (3.15) tem três formas, de pendendo do grau de amortecimento.

3.4.2.1 - Caso sub-amortecido ($\zeta < 1$)

Para o caso no qual $\zeta < 1$

$$V(t) = \frac{I_d \omega_0}{\sqrt{1-\zeta^2}} \exp(-\zeta \omega_0 t) \text{ sen } \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t \quad (3.17)$$

O valor máximo é achado derivando $V(t)$ e igualando o resultado a zero, resultando em:

$$\tan \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t = \sqrt{1/\zeta^2 - 1} \quad (3.18)$$

O valor máximo é então:

$$V(\max) = \frac{I_d L_S \omega_0}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left[e^{X P (-W^*/\sqrt{1-\zeta^2})} \right] \text{ sen } W^* \quad (3.19)$$

onde: $W^* = \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t = \text{atan} \sqrt{1/\zeta^2 - 1}$

3.4.2.2 - Caso Criticamente Amortecido ($\zeta = 1$)

Para este caso a equação 3.15 é reduzida a:

$$V(s) = \frac{I_d L_S \omega_0^2}{(S + \omega_0)^2} \quad (3.20)$$

resultando numa solução no tempo:

$$V(t) = I_d L_S W_o^2 t \exp(-W_o t) \quad (3.21)$$

Derivando e igualando o resultado a zero, podemos obter o valor máximo:

$$V(\max) = \frac{I_d L_S W_o}{2.73} \quad (3.22)$$

3.4.2.3 - Caso sobre-amortecido ($\zeta > 1$)

Para o caso sobre-amortecido as raízes do denominador de equação (3.15) são reais. A equação é reduzida então á equação no plano de Laplace:

$$V(s) = \frac{I_d L_S W_o^2}{b - a} \left[\frac{1}{s + a} - \frac{1}{s + b} \right] \quad (3.23)$$

$$\text{onde } a, b = W_o (\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1})$$

A transformada inversa da equação 3.22 fornece a resposta no tempo como:

$$V(t) = \frac{I_d L_S W_o^2}{b - a} \left[\exp(-at) - \exp(-bt) \right] \quad (3.24)$$

O valor máximo, mais uma vez, é obtido derivando a equação 3.24 e igualando o resultado a zero, obtendo-se:

$$V(\max) = \frac{I_d L_S W_o^2}{b - a} \left[\exp(-aT^*) - \exp(-bT^*) \right] \quad (3.25)$$

$$\text{onde } T^* = \frac{\ln(b/a)}{b - a}$$

Para ajudar no projeto do snubber amortecido, as equações 3.16, 3.19 e 3.22 estão desenhadas em forma normalizada na Fig. 3.5.

A tensão de pico está normalizada dividindo a tensão máxima por $I_d W o L_S = I_d L_S / C_S$. Assim, ao se escolher o indutor L_S e o capacitor C_S usando as equações 3.4 e 3.14, pode-se determinar o valor do resistor de amortecimento para ter como resultado uma tensão de ultrapassagem determinada, respeitando o fato do indutor ter que se desmagnetizar em um tempo menor que o tempo mínimo de bloqueio.

$$\frac{t_{blo}}{4} = \frac{L}{R_2} ; \quad R_2 = \frac{4L}{t_{blo}} \quad (3.36)$$

Note-se que na Fig. 3.6 é possível determinar que a tensão de pico que atinge o capacitor C_S é:

$$E_p = E_d + K I_d L_S / C_S \quad (3.27)$$

a qual é a mesma da equação 3.9 com a ultrapassagem reduzida por um fator K .

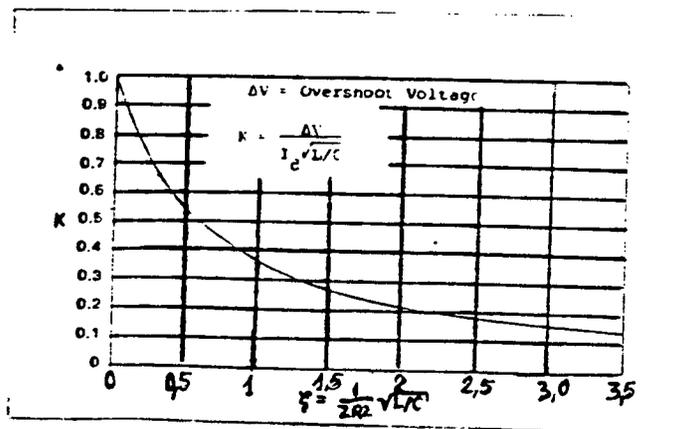


Fig. 3.6 - Tensão de ultrapassagem normalizada v/s fator de amortecimento, para o snubber amortecido [25].

Durante o intervalo de ultrapassagem, a energia dissipada no resistor R_2 pode ser determinado referindo-se a transferên

cia de energia no circuito equivalente da Fig. 3.5c.

A saída de energia da fonte de corrente, $I_d \cdot e(t)dt$, deve ser igual à energia armazenada em L_S no final do intervalo de sobrecarga, $\frac{1}{2} L_S I_d^2$, mais a energia armazenada em C_S ao final do intervalo de sobrecarga, $\frac{1}{2} C_S [E_p - E_d]^2$, mais a energia dissipada em R_2 , já que $e(t) = L_S di/dt$ onde (i) é a corrente no indutor, a relação anterior de energia pode-se expressar como:

$$I_d \int_0^{I_d} L_S di = \frac{1}{2} L_S I_d^2 + \frac{1}{2} C_S (E_p - E_d)^2 \quad (3.28)$$

que é a energia dissipada em R_2 .

Usando a equação 3.24 para $E_p - E_d$, teremos:

$$\text{Energia dissipada em } R_2; P_{R_2} = \frac{1}{2} L_S I_d^2 (1 - K^2) \quad (3.29)$$

Depois que o capacitor está carregado a seu valor de pico, ele se descarrega através de R_1 é a combinação em paralelo de L_S e R_2 para a fonte de alimentação, nivelando-se ao valor da tensão da fonte. A energia total dissipada nos dois resistores, R_1 e R_2 , durante esta descarga pode-se determinar, considerando as transferências de energia:

$$\begin{aligned} \text{Energia saindo de } C_S = \text{energia entrando a } E_d + \text{mudança de energia em } L_S + \text{energia dissipada em } R_1, R_2. \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$\frac{1}{2} C_S (E_p^2 - E_d^2) = E_d - i dt + 0 + \text{energia dissipada em } R_1, R_2 \quad \text{já que } i = C_S dv/dt \quad (3.31)$$

onde V é a tensão no capacitor. A energia dissipada em R_1, R_2 é:

$$\frac{1}{2} C_S (E_p^2 - E_d^2) + E_d \cdot C_S \int_{E_p}^{E_d} dv = \frac{1}{2} C_S [E_p - E_d]^2 \quad (3.31)$$

Prém, devido a que a ultrapassagem é fornecida na equação 3.27 tem-se:

$$\text{Energia dissipada em } R_1, R_2; \frac{1}{2} C_S (K I_d L_S / C_S)^2 = K^2 \frac{1}{2} L_S I_d^2 \quad (3.33)$$

a qual é a mesma equação 3.12, para o caso não amortecido, modificado por uma constante K^2 . O resistor R_1 deve também dissipar a maior parte da energia armazenada em C_S em cada disparo do GTO. Portanto, somando esta energia à energia dissipada em R_2 durante a ultrapassagem no capacitor e a obtida na equação 3.33 e multiplicando esta soma pela frequência de chaveamento, resulta em a potência total dissipada em R_1, R_2 .

$$Pr = \frac{1}{2} C_S E_d^2 f + \frac{1}{2} L_S I_d^2 f \quad (3.34)$$

Esta equação é igual a 3.13, e a mesma conclusão pode-se tirar neste caso, sobre o di/dt e o dv/dt do GTO, que a obtida da equação 3.15.

Os resultados obtidos anteriormente são também aplicáveis a outros circuitos de potência. Por exemplo, analisa-se um braço de uma ponte inversora como a mostrada na Fig. 3.7. que é um dos blocos básicos para muitos circuitos inversores.

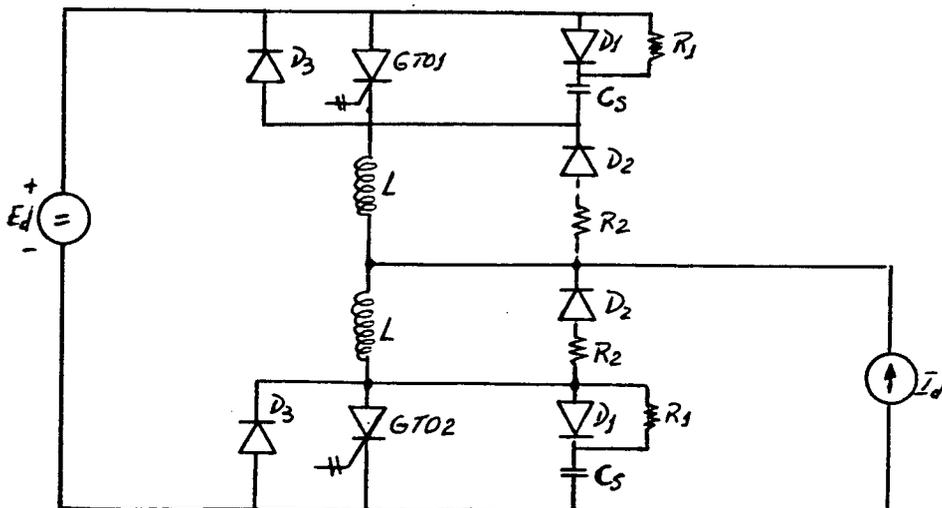


Fig. 3.7 - Braço inversor mostrando os componentes do snubber.

A malha do diodo e resistor amortecedor são mostrados ligados por linhas pontilhadas, porque podem ou não ser necessários.

rios, dependendo da quantidade de ultrapassagem permitida na ten são depois do bloqueio do GTO. O caso normal é que a carga seja indutiva, assim a corrente de carga I_d , pode ser considerada cons tante durante o intervalo de comutação.

A quantidade de ultrapassagem de tensão que o GTO deve suportar ao se bloquear, pode-se aproximar considerando o instante depois que o GTO se bloqueia e o seu capacitor snubber C_S foi carregado até a tensão da fonte de alimentação, E_d . (Diodo D_3 entrou em condução)

O capacitor snubber, carrega-se até esse valor com uma razão aproximadamente linear expressada por:

$$dv/dt = I_d/C_S \quad (3.35)$$

Quando o capacitor carregou-se até E_d , a condição do cir cuito é mostrado na Fig. 3.8 (o efeito de R_1 e o capacitor Snubber C_S associado a GTO_1 não foi considerado durante o tempo de carga).

A indutância, L_S associada com o GTO_1 não tem corrente inicial. O capacitor do snubber C_S do GTO_2 , está também carregado à tensão da fonte de alimentação, E_d . Usando estes valores co mo condição inicial, pode-se determinar a ultrapassagem E_p . O cir cuito equivalente pode ser simplificado consideravelmente, lembrando que pode-se substituir capacitores e indutores sem condições iniciais, ligados a fontes, por equivalentes com condições iniciais. Usando esta idéia, pode-se reduzir o circuito da Figura 3.8 na forma mostrada na Fig. 4.9 na qual o circuito transfor ma-se num simples circuito RLC. Este circuito é igual ao mostra do na Fig. 3.5c., exceto pelo fato de L_S e R_2 estarem multiplicados por dois. Assim, a solução do circuito é igual a obtida ante riormente, porém com R_2 e L_S substituídos com $2L_S$ e $2R_2$ respectivamente.

O di/dt no disparo é dado como:

$$di/dt = E_d/2L_S \quad (3.36)$$

Isto é assim porque a tensão de alimentação é aplicada através de dois indutores quando o GTO é disparado.

A tensão de pico no capacitor C_S é:

$$E_p = E_d + K I_d \sqrt{2L_S/C_S} \quad (3.37)$$

onde K pode-se determinar da Fig. 3.6, lembrando-se de que agora o fator de amortecimento é dado como:

$$= \frac{2 L_S/C_S}{4 \cdot R_2} \quad (3.38)$$

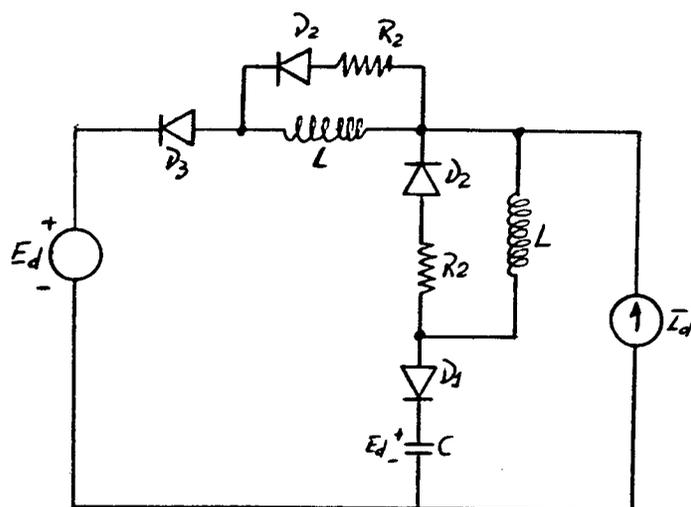


Fig. 3.8 - Circuito equivalente para determinar a ultra passagem da tensão depois de bloquear GTO₂.

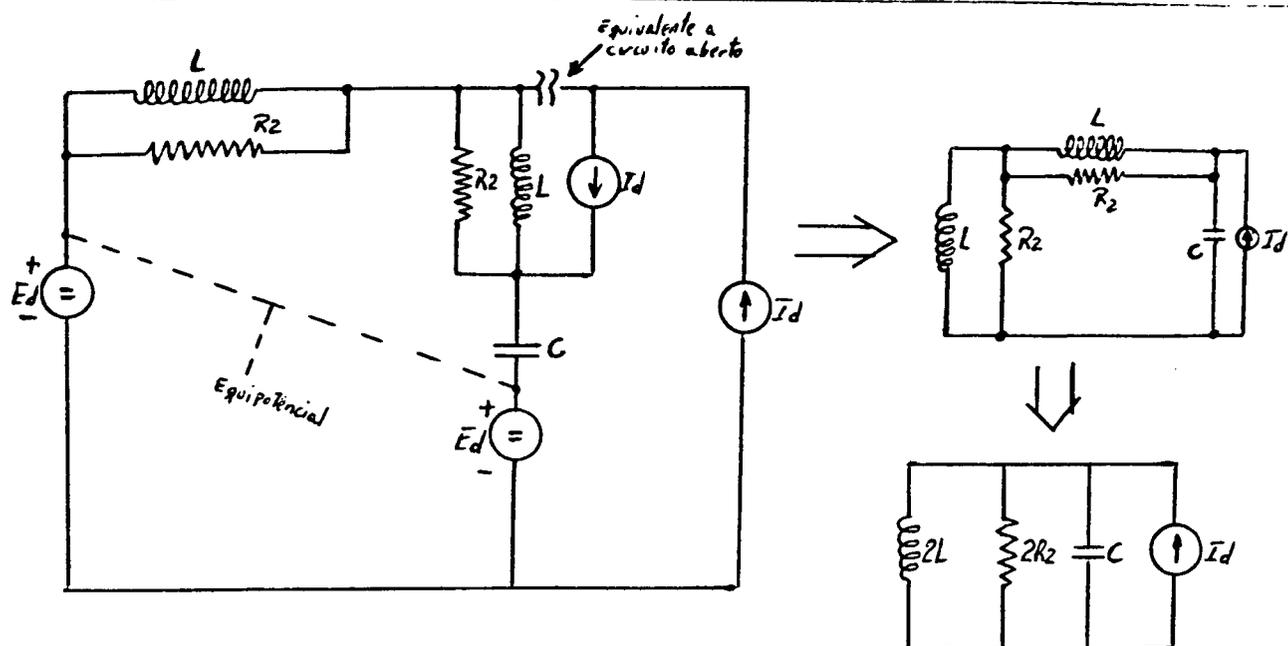


Fig. 3.9 - Redução do circuito da Fig. 3.8.

3.4.3 - Restrições Impostas ao Capacitor [11]

O capacitor usado no circuito de ajuda à comutação do GTO deve ter algumas características especiais devido as condições nas quais trabalha o dispositivo.

3.4.3.1 - Indutância do Capacitor

A indutância parasita do circuito de ajuda a comutação provoca um pico de tensão nos terminais do GTO depois do pico de corrente, isto causa fortes perdas de comutação que podem destruir o dispositivo. A indutância parasita está composta por três elementos:

- Indutância de fiação
- Indutância do diodo
- Indutância do capacitor

Com os cuidados necessários, a indutância dos dois pri-

meiros elementos pode ser limitada a um valor perto dos 0,1 μH .

Nos GTO's de potência a razão de crescimento da corrente principal pode chegar a 2000 A/ μs , e como o valor aceitável de sobre-tensão é de 250V a 300V, tem-se como valor máximo para a indutância do capacitor um valor:

$$L_{ca} = \frac{250\text{V}}{2000\text{A}/\mu\text{s}} - 0,1\mu\text{H} = 0,03\mu\text{H} \quad (3.39)$$

Este valor é mais ou menos a metade do valor típico da indutância dos capacitores convencionais. Esta restrição leva ao desenvolvimento de novas tecnologias na fabricação dos capacitores e já existem no mercado, capacitores com esses valores de indutância.

Estes capacitores usam uma tecnologia chamada de MKV. O dielétrico usado é o polipropileno, os eletrodos são de papel NZ metalizado. O metalizado de alumínio é muito fino. da ordem de 200 Å. A baixa indutância é obtida por dois conjuntos bobinados coaxialmente um dentro do outro e utilizando o elemento bobinado sobre um tubo metálico como condutor coaxial para uma das armaduras e os contatos do outro eletrodo constituídos de bandas de conexão radial. A indutância equivalente assim obtida é mínima e quase constante.

3.4.3.2 - Corrente Nominal e Corrente Máxima

A corrente principal passa através do capacitor num tempo muito pequeno; isto impõe uma muito boa qualidade para os contatos internos do capacitor. A corrente nominal determina as dimensões dos condutores e contatos internos do capacitor. Estas dimensões determinam as perdas do capacitor, as quais devem-se calcular para permitir ao elemento trabalhar a uma temperatura ambiente de 60°C.

3.4.4 - Precauções

O uso do circuito snubber pode causar dois problemas que se não são prevenidos podem destruir o GTO que devem proteger. Estes problemas são mostrados na Fig. 3.10.

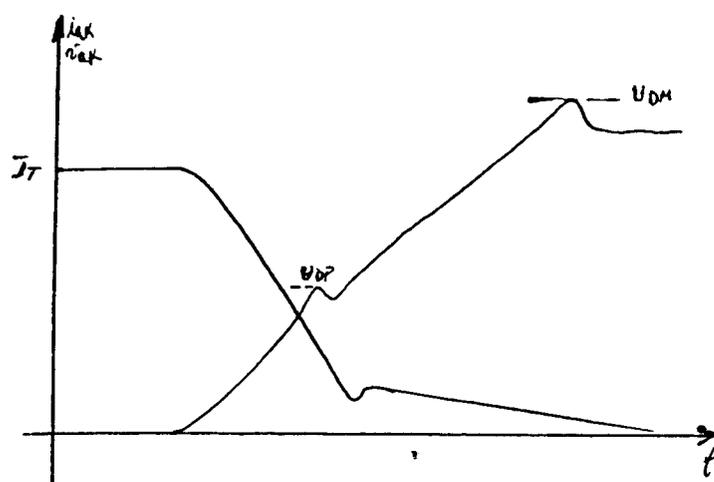


Fig. 3.10 -

O primeiro problema é o pico de tensão V_{pd} que acontece quando a corrente principal é derivada rapidamente ao capacitor snubber no bloqueio.

A existência de indutância parasita pode gerar uma sobre-tensão assim como a tensão de recuperação direta do diodo snubber. Como este pico acontece quando a corrente anodo-catodo ainda tem um valor importante, aumentam as perdas no bloqueio. Deve-se cuidar de escolher um diodo com baixa tensão de recuperação direta e diminuir ao máximo a fiação.

Outro problema é o pico de tensão de ultrapassagem o qual deve ser menor que a tensão máxima bloqueável pelo GTO.

3.5 - Conclusão

Na proteção do dispositivo, obviamente a possibilidade

de poder bloquear a corrente anodo-catodo através de um sinal de comando é a característica mais importante deste dispositivo. Projeto cuidadosamente este circuito de comando é possível uma operação segura e confiável do elemento. Pode-se dizer que o elemento terá uma operação segura se:

- Se trabalha sempre das especificações ed fabricantes.
- Os elementos passivos usados nos circuitos de ajuda à comutação forem de alta qualidade.
- O circuito de bloqueio jamais deve atuar com um nível de corrente maior que o máximo bloqueável, circulando entre anodo e catodo.

No cálculo dos fusíveis é interessante o método de Schönholzer por trabalhar baseado na variação da temperatura da junção, o que torna mais real a coordenação entre as características do dispositivo semiconductor e as do fusível.

CAPÍTULO 4

CÁLCULO DAS PERDAS NA COMUTAÇÃO DO GTO

4.1 - Introdução

Neste capítulo serão estudadas as perdas no disparo e bloqueio do GTO. Os métodos de cálculo delas serão analisados, assim como um exemplo de sua obtenção.

4.2 - Perdas no Disparo e no Período de Condução [21] [15]

O calor gerado no GTO pela potência elétrica, quando é considerado apenas o estado condutivo, é considerado uma perda de energia. A potência média dissipada no estado condutivo pode-se calcular aproximadamente pela seguinte equação:

$$P_{tav} = U(t_o) \cdot I_{tav} + r_t \cdot I^2_{rms} \quad (4.1)$$

$$\text{ou também, } P_{tav} = U_{to} \cdot I_{tav} + r_t \cdot I_{tav}^2 F^2 \quad (4.2)$$

$U(t_o)$ = tensão liminar, fornecida pelo fabricante

I_{tav} = corrente média anodo-catodo

r_t = resistência incremental, fornecida pelo fabricante

F = fator de forma, relação entre corrente média e efetiva e dada pela equação:

$$F = I_{rms}/I_{tav} \quad (4.3)$$

As perdas no disparo, ou dissipação, correspondem ao calor gerado no GTO pela potência elétrica durante a comutação.

São causadas pelas características do retardo e pelo tempo em que a região condutiva é espalhada em cada elemento do catodo.

A soma da dissipação no disparo e a dissipação no estado condutivo, o que é importante para as considerações do cálculo térmico, pode-se calcular a partir da inclinação da curva da corrente inicial anodo-catodo v/s tempo, e da curva da tensão anodo-catodo durante e depois do disparo, de acordo com a seguinte equação:

$$P_{tt} + P_{tw} = \frac{1}{tT} \int i_t(t) \cdot U_t(t) dt \quad (4.4)$$

Como este cálculo é muito demorado, os fabricantes fornecem um diagrama para cada GTO e que permite determinar facilmente a soma da dissipação no disparo e no estado condutivo.

A seguir estuda-se o uso deste diagrama, o qual é mostrado na Fig. 4.1.

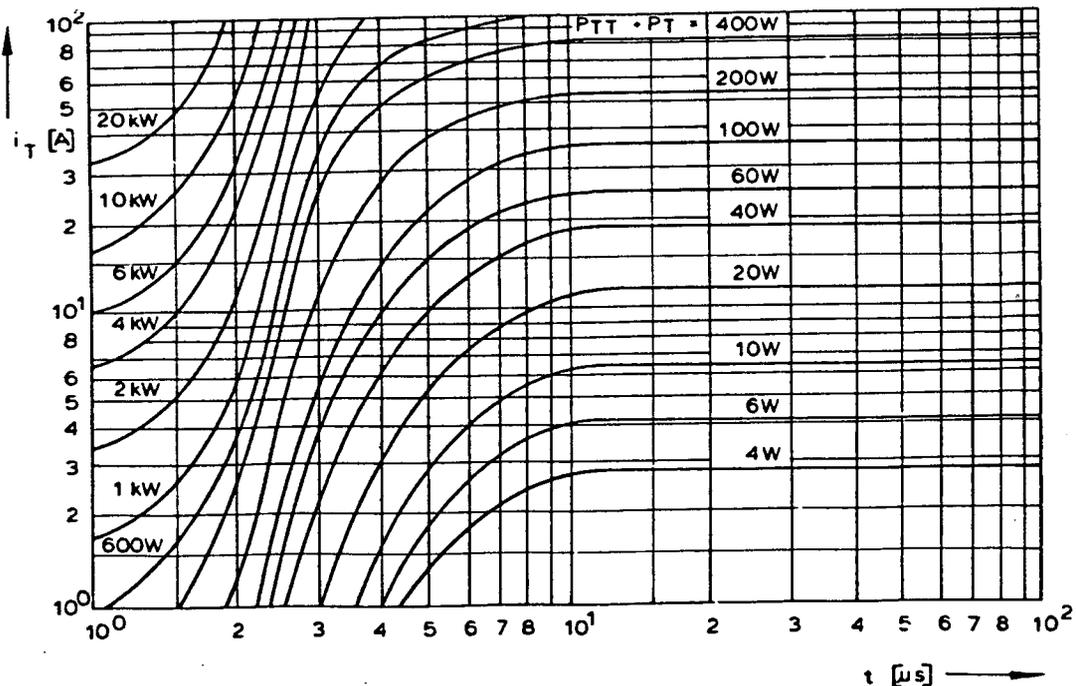


Fig. 4.1 - Diagrama para a determinação das perdas no disparo e na condução [21].

Os passos que deve-se seguir para determinar a soma das perdas no disparo e condução são:

- I - Determinar os valores da corrente em função do tempo. Por exemplo imagine-se uma corrente num circuito pulsador, com os seguintes valores:

t(μs)	1	1,5	2	2.4	2.5	4	10	20	50	100	200	300
Ita	4	8	20	36	40*	30	20	20,5	23	29	39	50'

- * valor de pico da corrente no disparo(I_T)
 . valor de pico da corrente no instante do bloqueio (I_{m2})

- II - Determinar se a razão de crescimento da corrente es tá dentro do valor aceitável para o GTO escolhido. O critério usado é o seguinte:

$$di/dt = \frac{I_t(90\%) - I_t(50\%)}{t} \quad (4.5)$$

$$\text{no exemplo: } di/dt = \frac{36A - 20A}{2,4\mu s - 2\mu s} = 40 \text{ A}/\mu s$$

Se este valor é maior que o valor máximo permitido para o GTO, deve-se calcular uma indutância limitadora, e depois recalculer a corrente em função do tempo.

- II - Entrar com a curva da corrente no diagrama da Fig.4. 1, como é mostrado na figura 4.2.

Da interseção da curva de corrente com as curvas de potência v/s tempo pode-se obter uma curva de potência dissipada v/s tempo, a qual é mostrada na Fig.4. 3.

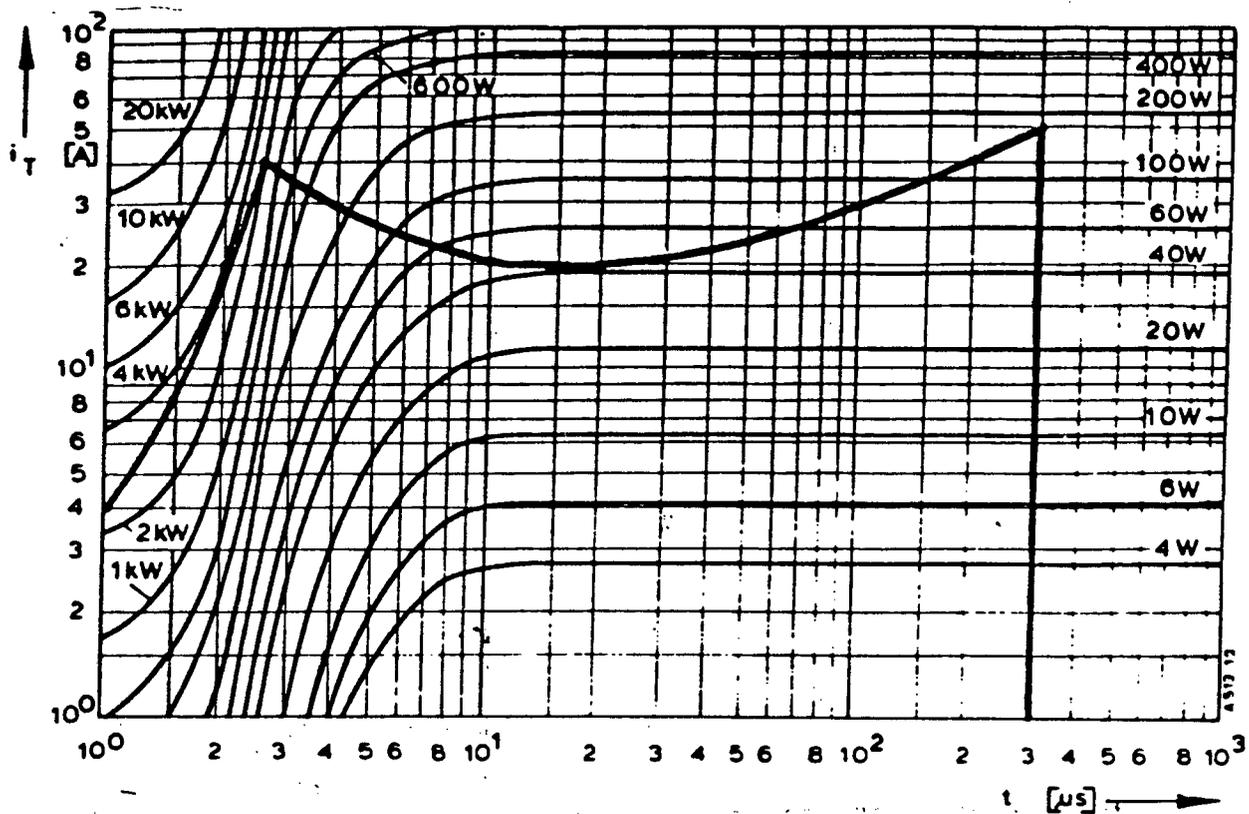


Fig. 4.2 - Superposição da curva da corrente sobre as curvas de potência [25].

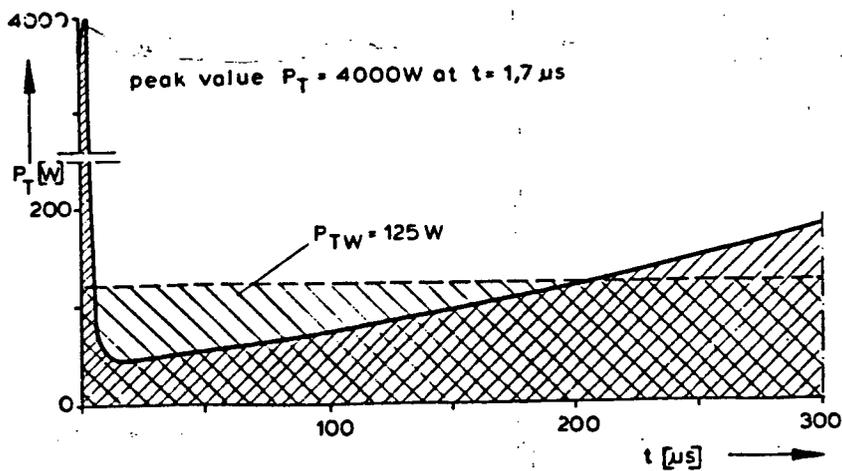


Fig. 4.3 - Curva de potência dissipada v/s, tempo, mostrando a integração gráfica [25].

IV - Do diagrama 4.3, fazendo integração gráfica, obtem-se a soma das potências dissipadas no disparo e condução:

$$P_{tw} = P_{tt} + P_{tw} \quad (4.6)$$

Com esse valor, é possível calcular a potência média dissipada no disparo e condução, usando a seguinte equação:

$$P_{tavg} = P_{tw} \cdot t_w \cdot f_o \quad (4.7)$$

onde:

P_{tw} = soma das potências dissipadas no disparo e condução.

t_w = duração do pulso da corrente anodo-catodo.

f_o = frequência de repetição do pulso de corrente anodo-catodo.

Conforme o exemplo: $t_w = 300\mu s$; $f_o = 1.1Khz$, e da integração gráfica $P_{tw} = 125W$, assim:

$$P_{tavg} = 125w * 300. 10^{-6} S * \frac{1100}{S} = 41,3 w$$

4.3 - Perdas no Bloqueio

Para o cálculo das perdas no bloqueio os fabricantes também fornecem diagramas que ajudam ao projetista a determinar as perdas rapidamente.

Os dados que se precisa ter para entrar no diagrama são: a corrente máxima no instante antes do bloqueio, e a razão de crescimento da tensão anodo-catodo no bloqueio. Com eles, entra-se no diagrama mostrado na Fig. 4.4.

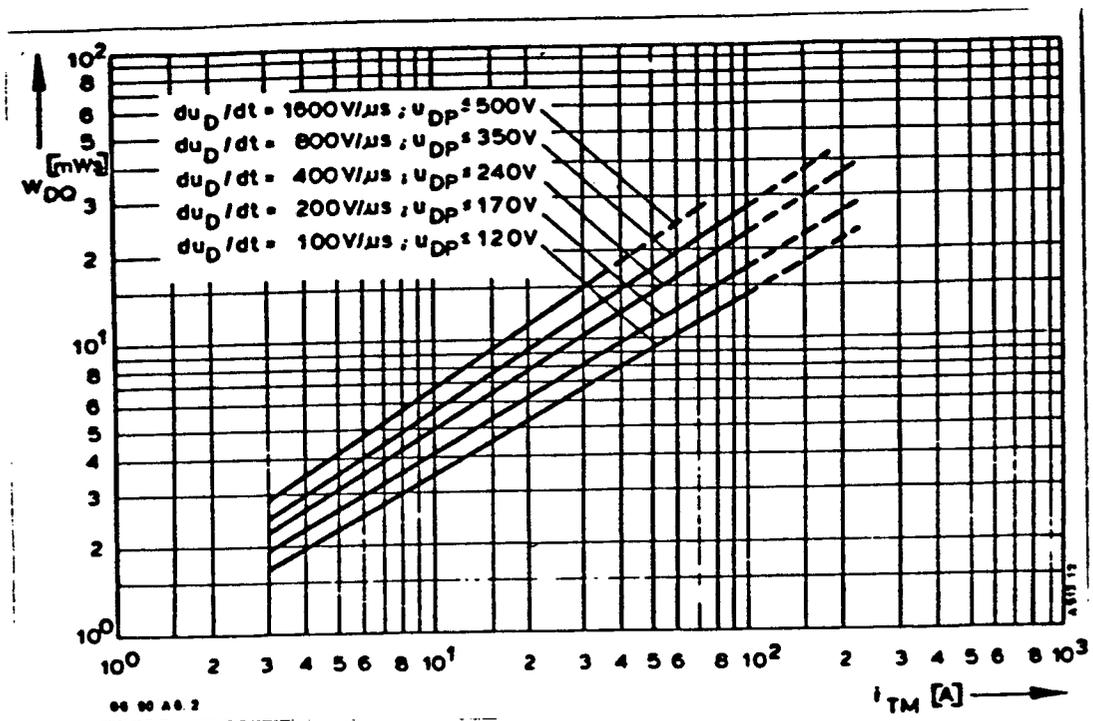


Fig. 4.4 - Energia por pulso no bloqueio W_{dq} , v/s corrente anodo-catodo que tem que ser bloqueada [25].

Neste exemplo: $I_{m2} = 50A$: $dvd/dt = 600V/s$

assim $W_{dq} = 16mWs$

apotência dissipada média é obtida da equação a seguir:

$$P_{dqav} = W_{dq} \cdot f_o \quad (4.8)$$

$$\text{assim } P_{dqav} = 16 \text{ mWs} \cdot \frac{1100}{s} = 17,6W$$

Aos cálculos anteriores devem-se somar as perdas nos circuitos auxiliares, cujo cálculo foi explicado no capítulo 3.

4.4 - Conclusão

Pode-se notar que a maior parcela das perdas na comutação acontece no disparo; também pode-se notar que elas são direta

mente proporcionais à frequência de chaveamento. Este último fato é importante de ser considerado no momento de optar por um sistema realizado com GTO ou com transistores ou MOSFET, pois as frequências elevadas, a eficiência de um sistema realizado com GTO pode ficar baixo a eficiência que se pode obter com outro tipo de chave.

Nas perdas no bloqueio é importante notar que as perdas são função da razão de crescimento da tensão anodo-catodo à qual é função do circuito snubber usado e nesse circuito o fator que mais influi é o valor do capacitor, o qual tem que ser muito bem dimensionado para minimizá-la.

CAPÍTULO 5

FORMAS DE COMANDAR UM GTO

5.1 - Introdução

Neste capítulo serão estudadas as técnicas de comando dos GTO mostrando as vantagens e desvantagens de cada um deles. O circuito de comando do gatilho tem uma influência direta sobre as características operacionais do dispositivo. Basicamente existem duas classes de comando, os de tipo direto e os de tipo indireto (transformador de pulsos) [6]. Destes dois tipos o inversor fornece isolamento à etapa de saída do circuito de comando enquanto os de tipo direto precisam de fontes flutuantes para o comando. devido à complexidade do sistema indireto, a limitada razão de crescimento do pulso de corrente, a menor imunidade aos transientes e os custos mais altos, os esforços estão orientados no desenvolvimento de comandos do tipo direto.

Nos comandos do tipo direto também podemos distinguir dois tipos, o comando por tensão e os comandos por corrente, dependendo da quantidade de indutância do circuito de bloqueio.

5.2. - Comando do Gatilho por Tensão

A estrutura geral deste tipo de comando é mostrado na Fig. 5.1.

Neste circuito a corrente de pico reversa e a razão de crescimento desta corrente estão limitados pela indutância da junção gatilho-catodo que muda desde quase zero até um valor muito grande durante o bloqueio. Ainda quando este comando é chamado de comando por tensão sempre existe uma inevitável quantidade de indutância parasita nos fios de ligação entre o comando e o gatilho,

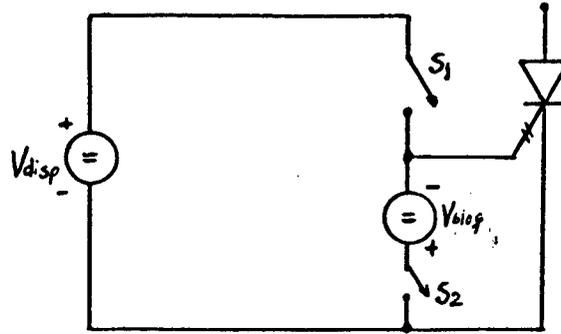


Fig. 5.1 - Estrutura geral do comando por tensão.

este fato faz com que um comando por tensão ideal seja irrealizável. Na maioria dos casos a indutância do gatilho do GTO é muito menor que a indutância parasita dos fios, portanto a razão de crescimento da corrente de gatilho está na prática limitada por esta indutância parasita que neste caso tem que ser minimizada fazendo as ligações o mais curto possível.

Do circuito de comando, o circuito de bloqueio é o que mais apresenta dificuldades pelas restrições impostas sobre ele.

No tipo comando por tensão são dois os mais usados [7].

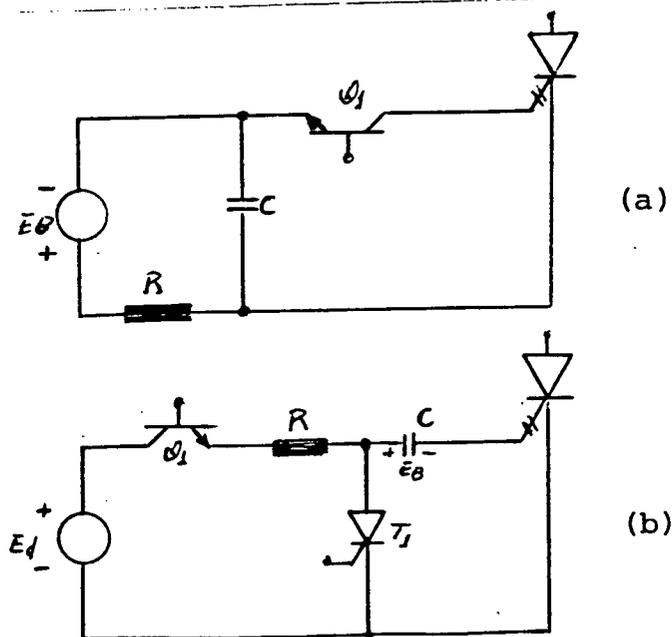


Fig. 5.2 - Circuitos de comando para o bloqueio.

No circuito mostrado na figura 5.2a, E_b é escolhido com um valor maior que a tensão de avalanche da junção gatilho-catodo (U_{grw}) de modo que a razão de crescimento da corrente de gatilho chega a valores razoáveis, mas isso faz necessário limitar o pico de corrente com um resistor. A razão de crescimento da corrente de gatilho aumenta com o aumento de E_b , porém quanto maior é E_b maior será a dissipação de potência. A corrente no gatilho segue a equação:

$$i_{gr} = \frac{E_b - U_{grw}}{R} \quad (5.1)$$

ela continua fluindo ainda quando a impedância da junção gatilho-catodo já seja alta, por isso o aumento na dissipação de potência. Esta perda diminui com o aumento do resistor, mas um aumento na constante de tempo RC, limita a máxima frequência de operação.

O circuito mostrado na Fig. 5.2b está projetado de modo que a carga do capacitor é suficiente para bloquear o GTO.

Um circuito de carga composto pelo transistor, um resistor de baixo valor é uma fonte de tensão e é deligado quando é ligado o tiristor T_1 . Na prática a corrente de carga do capacitor é suficiente para disparar o GTO mas um valor grande de capacidade precisa de um grande tempo de carga o qual limita o mínimo período de condução do GTO ou precisa de maiores correntes de carga para evitar esse problema.

5.3 - Comando do Gatilho por Corrente

A estrutura do comando por corrente é mostrado na Fig. 5.3.

Este tipo de comando usa a ligação de uma indutância em série com o circuito de bloqueio do gatilho. Esta indutância série em conjunto com um capacitor pré-carregado C_g , fornecem um

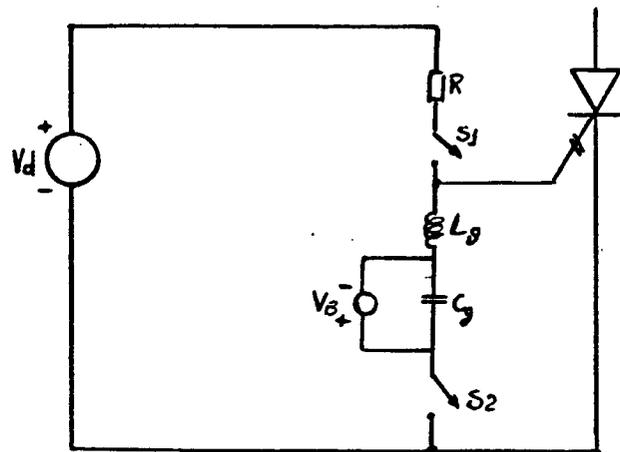


Fig. 5.3 - Estrutura básica do comando por corrente.

pulso de corrente durante o bloqueio. Este capacitor é de um valor menor que no caso de comando por tensão permitindo circuitos mais compactos.

A chave S_1 pode ser um transistor mas na chave S_2 outros aspectos tem que ser considerados.

No caso de comando por corrente, como di/dt está limitado pela indutância, a chave pode ser um tiristor, o qual apresenta a vantagem de ser mais barato que outros tipos de chaves como são os transistores, FET e MOSFET. Como a corrente de gatilho diminui muito no período de cauda, pode-se usar a natureza regenerativa do tiristor, o que faz que se desligue automaticamente quando sua corrente se faz zero.

Um tipo usado de comando por corrente é mostrado na figura 5.4.

Neste circuito, a corrente gerada no reator L pela condução do transistor Q_1 é transferida ao circuito formado pelo reator, o diodo D e junção gatilho-catodo, quando o transistor Q_1 é desligado. A indutância deve ser suficientemente grande para manter a corrente fluindo contra uma impedância gatilho-catodo grande, durante algumas dezenas de micro-segundos.

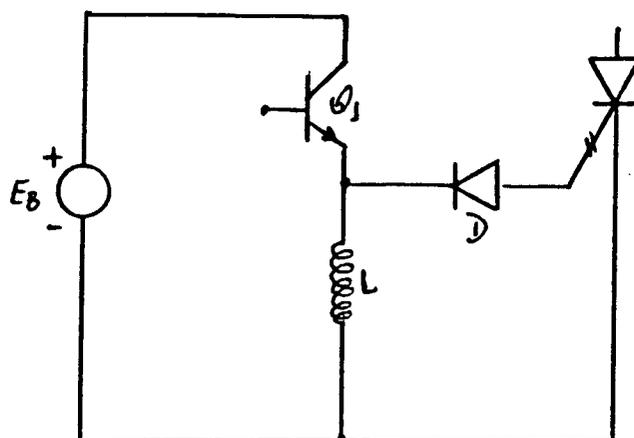


Fig. 5.4 - Circuito de bloqueio com comando por corrente.

5.4 - Comparação entre os dois tipos de comandos

Como o efeito destes dois tipos de comando limita-se ao bloqueio, a comparação será feita nesta situação. Para uma corrente de anodo determinada existe sempre uma quantidade determinada de cargas sendo extraídas do gatilho antes do GTO começar a se bloquear; como consequência disto o período de armazenamento dos circuitos comandados por corrente é maior devido à menor razão de crescimento da corrente reversa de gatilho. Devido a esta última o pico de corrente reversa também é menor.

O tempo de queda para uma dada corrente de anodo depende deste pico de corrente reversa, quanto menor o pico, maior o tempo de queda, por tanto este tempo será maior no comando por corrente que no comando por tensão.

O tempo de cauda não muda significativamente nos dois tipos de comando.

Deste modo pode-se concluir que o tempo total de bloqueio será maior no caso de comando por corrente que no comando por tensão.

O ganho de bloqueio que é a razão entre a corrente de anodo e a corrente de gatilho necessária para bloqueá-la é função inversa da razão de crescimento da corrente reversa de gatilho, portanto será maior no caso do comando por corrente. A corrente de cauda inicial é também menor neste último caso porque para um maior tempo de armazenamento, maior é a quantidade das cargas armazenadas na base n que são removidas.

O comando por tensão fornece um valor de pico e uma razão de crescimento da corrente reversa de gatilho relativamente altas o qual permite menores tempos de armazenamento e queda mas as expensas de um menor ganho de bloqueio e uma corrente de cauda maior. A capacidade de fornecimento de um pico de corrente no comando por tensão tem que ser feita mais alta para compensar o menor ganho de bloqueio. Uma maior corrente de cauda aumenta as perdas de comutação no período de cauda, mas um tempo de armazenamento menor minimiza o efeito da centralização não uniforme do plasma durante o período de armazenamento, reduzindo com isso o aquecimento puntual dentro do dispositivo [6]. Este último é muito importante nas aplicações com GTO de alta potência.

5.5 - Conclusão

O tipo de comando escolhido vai depender da aplicação. O comando por corrente permite projetar circuitos mais compactos, mas para aplicações nas quais precisa-se de grande rapidez, como numa proteção ativa, é melhor o uso do comando por tensão.

É possível perceber que se um alto ganho de bloqueio é preciso, pode-se diminuir a razão de crescimento da corrente reversa, diminuindo a rapidez de chaveamento da chave usada no circuito de comando por tensão.

É também claro que a relação entre os parâmetros do dispositivo torna muito difícil a obtenção de uma relação analítica

entre eles, sendo que a melhor fonte de informação é a experimen
tal, fazendo testes sob diferentes condições ao dispositivo; is-
to implica ter uma quantidade razoável deles já que alguns tes -
tes podem ser destrutivos.

CAPÍTULO 6

CIRCUITO DE COMANDO ESCOLHIDO

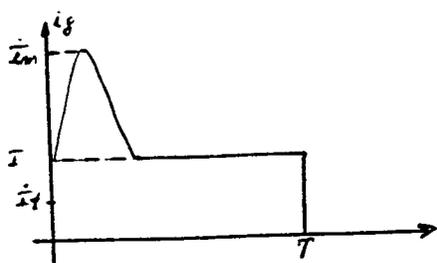
6.1 - Introdução

Neste capítulo estuda-se o circuito de comando realizado e mostram-se os resultados obtidos no protótipo.

6.2 - Disparo e Estado Condutivo [7]

Para disparar o GTO considerou-se a possibilidade de ter carga variável. Isto condicionou a escolha do sistema de disparo com pulso largo.

Isto significa um pulso de corrente com uma alta razão de crescimento e um pico que chega até um máximo de quinze vezes o valor mínimo de corrente de disparo mais um pulso de corrente de um valor uma a três vezes a corrente mínima de disparo e com um período igual a todo o período de comutação. Este pulso largo é mostrado na Fig. 6.1.



I_t = corrente mínima de disparo.

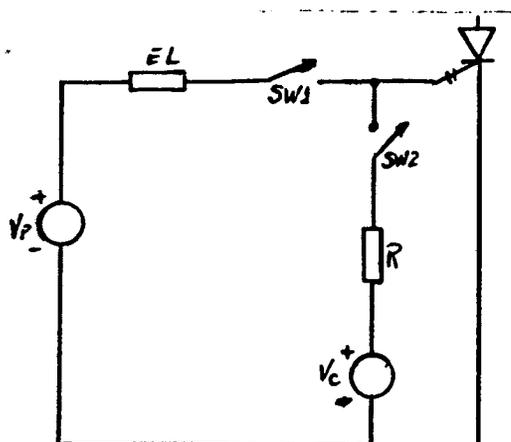
I_m = corrente máxima de disparo.

T = período de condução.

I = corrente constante no gatilho.

Fig. 6.1 - Pulso largo de disparo do GTO.

Para obter este pulso largo podem-se usar muitas configurações circuitais. Analisando-se o princípio envolvido é fácil perceber que o circuito de disparo tem que ter os seguintes elementos, mostrados na Fig. 6.2.



V_p = fonte de alimentação do pulso de corrente.

E_l = elemento limitador do pulso de corrente.

V_c = fonte de alimentação de corrente constante.

R = resistor limitador da corrente constante.

Fig. 6.2 - Elementos básicos do circuito de disparo com pulso largo.

Deve-se observar as conduções impostas sobre cada um dos elementos e como poderiam ser realizados.

A fonte de alimentação para o pulso de corrente tem que fornecer uma corrente de alta intensidade com uma grande razão de crescimento durante um tempo relativamente curto. O elemento que pode fornecer uma corrente com essas características é o capacitor eletrolítico pré-carregado. Para pré-carregar este capacitor pode-se usar qualquer tipo de retificador de onda completa ou bateria, dependendo das limitações impostas ao peso e tamanho.

O elemento limitador do pulso de corrente tem que ser um dispositivo que não limite a razão de crescimento do pulso, portanto fica fora o uso da indutância. Isto reduz a escolha a dois elementos possíveis, o capacitor e o resistor ou uma combinação dos dois, tendo o capacitor a vantagem de dissipar uma potência bastante menor.

Para fornecer a corrente constante durante todo o período de condução é suficiente uma fonte de tensão contínua de baixa potência a qual pode ser o retificador ou bateria usado para pré-carregar o capacitor eletrolítico usado no pulso de corrente.

Como a corrente é contínua, o elemento limitador dela tem que ser um resistor.

As chaves que ligam e desligam a corrente de disparo tem que ser rápidas e dissipar pouca energia pelas altas correntes envolvidas. Elas podem ser realizadas com transistores bipolares ou MOSFET, sendo estes últimos mais rápidos, porém são mais caros e segundo o tipo podem ser mais dissipativos que os transistores.

Segundo o anterior, o circuito básico de disparo pode ter a seguinte configuração, mostrado na Fig. 6.3.

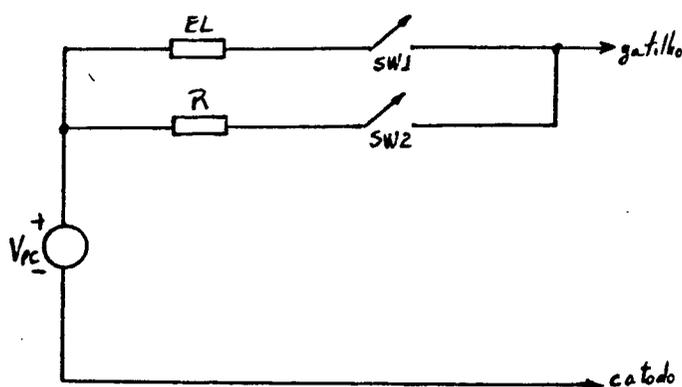
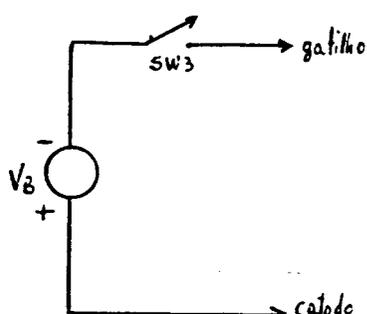


Fig. 6.3 - Elementos básicos do circuito de disparo.

6.3 - Bloqueio

De acordo ao estudado, o circuito de bloqueio deve fornecer uma tensão reversa no gatilho com o valor de pico que seja menor que a tensão de avalanche da junção gatilho-catodo. A corrente reversa gerada tem que ter também uma alta razão de crescimento. Esta condição leva ao comando por tensão. A estrutura básica é mostrada a seguir:



V_b = fonte de alimentação da tensão reversa.

Sw_3 = chave que liga e desliga a tensão reversa.

Fig. 6.4 - Elementos básicos do circuito de bloqueio.

Como foi estudado no capítulo 2, a corrente reversa depende de parâmetros próprios do GTO e não é controlável pelo circuito de bloqueio.

As características da fonte V_b e da chave SW_3 são similares as da fonte V_{pc} e as chaves SW_1 e SW_2 da Fig. 6.3.

Juntando os circuitos de disparo e bloqueio tem-se o mostrado na Fig. 6.5.

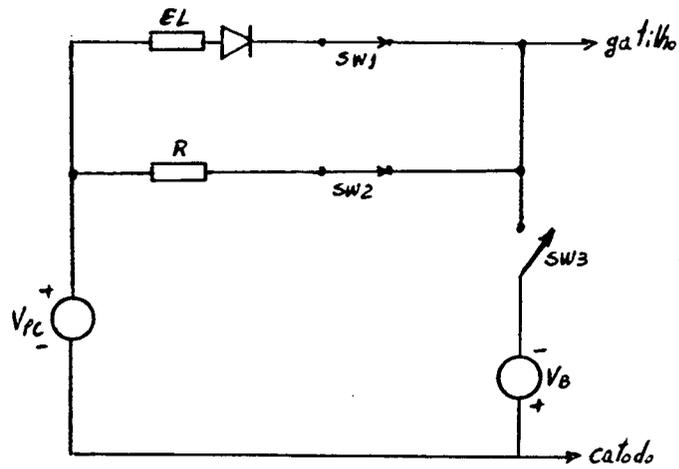


Fig. 6.5 - Elementos básicos do circuito de disparo e bloqueio.

6.4 - Realização dos Circuitos de Disparo e Bloqueio

Um circuito que pode fazer o requerido pode ser o mostrado na Fig. 6.6.

Neste circuito o pulso de corrente de disparo é obtido da corrente de carga do capacitor C , o valor de pico desta corrente é limitado pelo resistor R_2 que é a soma das resistências externas equivalentes série do capacitor, da junção gatilho-catodo do GTO, e da chave SW_2 . A corrente constante é fornecida através do resistor R_1 e a chave SW_1 . Para obter a tensão reversa de bloqueio aproveita-se a tensão à qual fica carregado o capacitor C e aplica-se à junção gatilho-catodo através da chave SW_3 ; esta

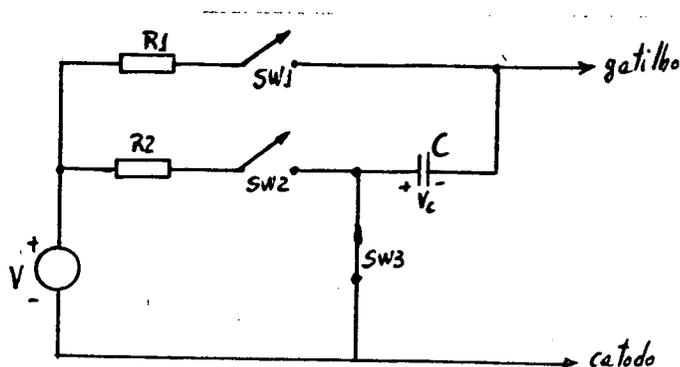


Fig. 6.6 - Realização de um circuito básico de disparo e bloqueio.

tensão reversa faz com que a junção anodo-gatilho se descarregue através do capacitor C com um pico de corrente que será função principalmente da corrente anodo-catodo. A corrente reversa gerada deve ter uma alta razão de crescimento pelo qual o capacitor usado deve ter uma indutância equivalente série muito pequena além de se minimizar o comprimento dos fios de ligação com o gatilho.

6.5 - Cálculo do Circuito de Disparo e Bloqueio Escolhido

[15] [23] [24]

O GTO escolhido para fazer os testes é do tipo AEG-GG 90R 1200 cujas características de disparo e bloqueio são as seguintes:

- I_{gt} - corrente de disparo = 0,6A
- V_{gt} - tensão gatilho-catodo no disparo = 1,5V
- U_{rgw} - tensão reversa máxima do gatilho = 13V
- I_{rgm} - corrente reversa máxima no bloqueio = 28A

6.5.1 - Cálculo do Circuito que fornece a Corrente Constante

Para realizar este circuito escolheu-se o transistor TIP32 como chave e o foto acoplador TIL 111 para comandá-la. Assim o circuito fica como se mostra na Fig. 6.7.

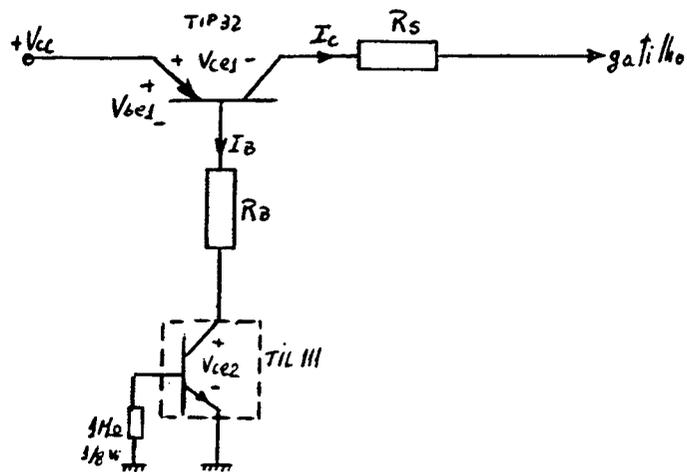


Fig. 6.7 - Circuito que fornece a corrente constante.

Assim:

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{be1} - V_{ce2}}{I_B} \quad (6.1)$$

$$I_b = \frac{I_c}{h_{fe}} \quad (6.2)$$

$I_c = I_{gt} = 0,6A$ e para o TIP32, $h_{fe} = 100$

Assim:

$$R_b = \frac{13V - 0,7V - 1V}{0,6A/100} = 1883\Omega$$

$$R_b = 1,8K\Omega / 1/8W$$

$$RSS = \frac{V_{cc} - V_{ce1} - V_{gk}}{I_c} \quad (6.3)$$

Assim:

$$RSS = \frac{13 - 0,7V - 1,5V}{0,6A} = 18\Omega / 10W$$

Na base do TIL 111 ligou-se um resistor de 1M e 1/8W para permitir a recuperação da junção base-emissor no bloqueio, e para evitar a entrada em condução do foto-transistor devido ao ruído.

6.5.2 - Cálculo do Circuito que fornece o Pulso de Corrente

O pulso de corrente de disparo tem um valor de pico de 15 vezes a corrente nominal de disparo.

$$\text{Assim: } I_{gm} = 15I_{gt} = 9A$$

Para obter essa corrente com uma baixa corrente no comando, escolheu-se uma montagem tipo Darlington como chave e usar a carga de um capacitor para controlar a duração do pico de corrente.

O circuito escolhido é mostrado na Fig. 6.8.

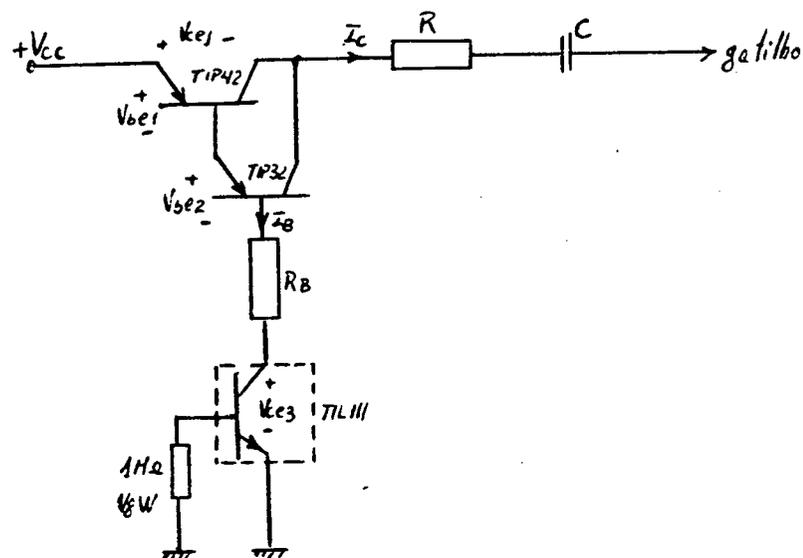


Fig. 6.8 - Circuito que fornece o pulso de disparo.

$$I_b = \frac{I_c}{h_{fe1} * h_{fe2}} \quad (6.4)$$

$$I_c = 9A; \quad h_{fe1} = 150, \quad h_{fe2} = 100$$

$$I_b = 9 / (150 * 100) = 0,6 \text{ mA}$$

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{be1} - V_{be2} - V_{ce3}}{I_b} \quad (6.5)$$

$$R_b = \frac{13V - 0,7V - 0,7V - 1V}{0,6 \text{ mA}} = 17666,7$$

$$R_b = 18 \text{ K}\Omega / 1/8W$$

Considerando que o capacitor é de alta qualidade e portanto sua indutância equivalente é baixa, a corrente de carga do capacitor terá a forma:

$$i_c(t) = \frac{(V_{cc} - V_{ce1} - V_{gk})}{R_t} e^{-t/rc} \quad (6.6)$$

Sabendo que $i_c(0)$ tem que ser 9A

$$i_c(0) = \frac{(V_{cc} - V_{ce1} - V_{gk})}{R_t} \quad (6.7)$$

Da equação (6.7):

$$R_t = \frac{V_{cc} - V_{ce1} - V_{gk}}{i_c(0)} \quad (6.8a)$$

$$R_t = \frac{13 - 0,7 - 1,5}{9} = 1,2$$

$$R_t = R_{SW2} + R_{SE} + R_F + R_2 \quad (6.8b)$$

onde: R_{SW2} = resistência equivalente série do Darlington.

R_{SE} = resistência série equivalente do capacitor.

R_F = resistência parasita da fiação.

A potência dissipada em R vai depender da frequência de chaveamento escolhida ou se ela é variável, da frequência máxima.

Para o cálculo do capacitor se considerou que o pulso de corrente devia descer até um valor igual a I_{gt} em um tempo maior que o tempo de retardo controlado pelo gatilho, o qual é no melhor caso $2\mu s$, como fator de segurança usou-se um tempo de $10\mu s$.

Assim, da equação 5.6.

$$i_c(t) = i(o) e^{-t/rc} \quad (6.9)$$

$$C = \frac{t}{R \ln \frac{i(o)}{i_c (+)}} \quad (6.10)$$

$$C = \frac{10\mu s}{1,21n \frac{(9)}{0,6}} = 3\mu F$$

Este valor mínimo que C deve ter, pode ser maior.

assim, quando passados $2\mu s$ a corrente do pulso tem um valor de 6A o que é ainda de um nível aceitável para assegurar a entrada em condução de todos os elementos do catodo.

6.5.3 - Cálculo do Circuito de Bloqueio

O bloqueio obtem-se aplicando uma tensão reversa no gatilho, durante um tempo pelo menos igual à soma do tempo de queda e do tempo de cauda, no exemplo, esse tempo mínimo é $11\mu s$.

$$\text{Sabemos que } V_c(t) = V_c(o) e^{-t/rc} \quad (6.11)$$

Assim:

$$C = \frac{t}{R \ln \left(\frac{V_c(o)}{V_c(t)} \right)} \quad (6.12)$$

Tem-se interesse que a tensão varie o mínimo durante o tempo necessário para o bloqueio. Fixa-se essa variação em 10%.

Assim:

$$C = \frac{11\mu s}{1 * \ln \frac{(1)}{0,9}} = 104\mu F$$

Este é o valor mínimo que C deve ter para assegurar o bloqueio do GTO quando trabalha com a máxima corrente. Como chave foi escolhido o MOSFET BUZ 382 porque tem a capacidade de corrente adequada de 28A que pode circular nele no caso de bloquear o GTO quando está conduzindo a corrente máxima.

O circuito de bloqueio é o mostrado a seguir:

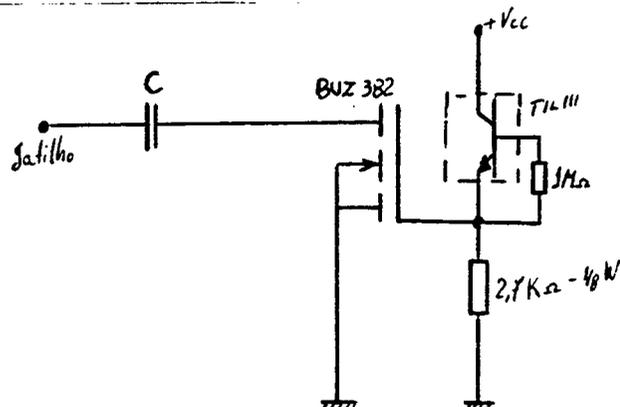


Fig. 6.9 - Circuito de bloqueio.

O MOSFET é comandado através do foto-acoplador TIL 111 o qual trabalha de maneira complementar com o comando do circuito de disparo.

Assim, o circuito total de disparo e bloqueio é como o mostrado na Fig. 6.10.

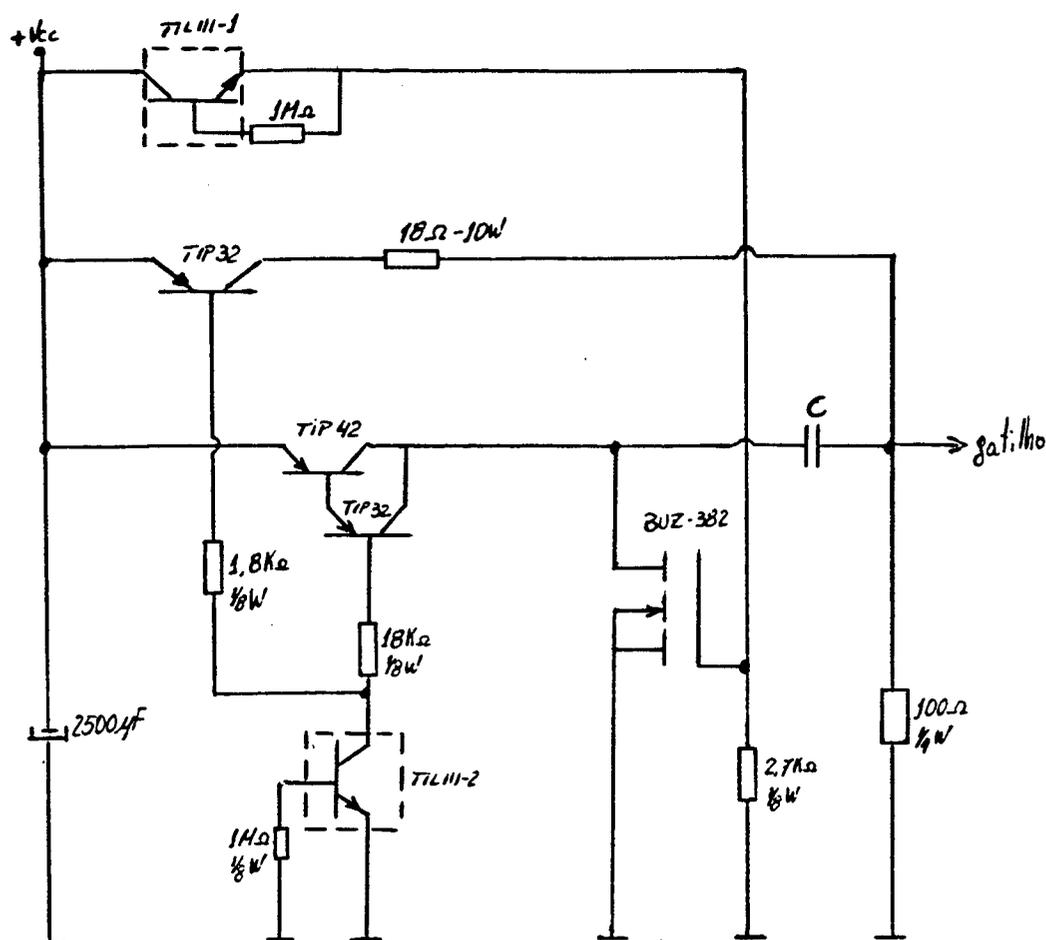


Fig. 6.10 - Circuito de disparo e bloqueio implementado no protótipo.

6.5.4 - Circuito de Acoplamento com a Lógica de Comando.

O circuito de comando do circuito de disparo e bloqueio foi projetado para ser compatível com sinais vindos de circuitos com lógica TTL.

O circuito implementado é mostrado a seguir:

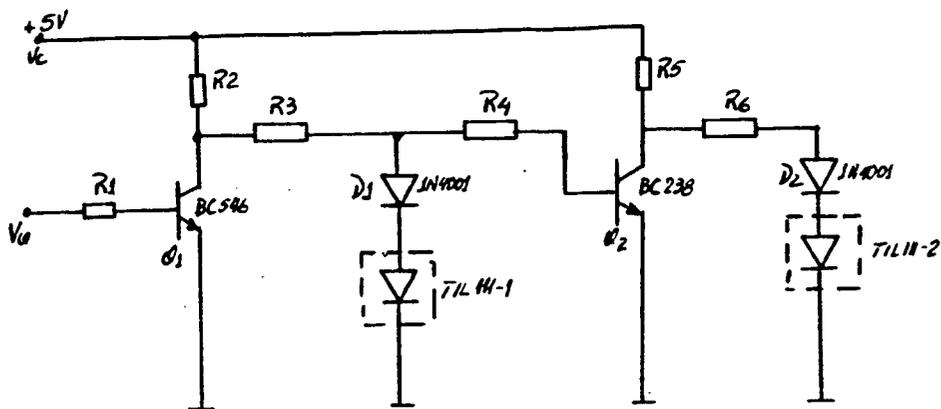


Fig. 6.11 - Circuito de comando do circuito de disparo e bloqueio.

Como é possível ver na Fig. 6.11, o circuito implementado está composto de dois circuitos básicos, um buffer para acoplar o sinal da lógica TTL ao foto acoplador e um inversor para fazer com que o segundo foto-acoplador trabalhe de maneira complementar ao primeiro.

6.5.4.1 - Cálculo dos Componentes do Circuito de a coplamento

Os transistores se trabalharam em corte ou saturação.

$$\text{Assim: } R_1 = \frac{V_q - V_{be1 \text{ sat}}}{I_{b1 \text{ sat}}} \quad (6.13)$$

$$R_1 = \frac{5V - 0,7V}{0,7 \text{ mA}} = 6k = 5K6 / 1/8W$$

$$R_2 = \frac{V_{cc} - V_{ce1 \text{ sat}}}{I_{c1 \text{ sat}}} \quad (6.14)$$

$$R_2 = \frac{5V - 1V}{14 \text{ mA}} = 290\Omega, = 330\Omega / 1/8W$$

$$R_3 = \frac{V_{cc} - V_{d1} - V_{til\ 1} - R_2}{I_{d1} + I_{b2\ sat}} \quad (6.15)$$

$$R_3 = \frac{5V - 0,7V - 1V}{6mA + 1mA} - 330 = 142\Omega; = 150\Omega/1/8W$$

$$R_4 = \frac{V_{d1} + V_{til} - 1 - V_{be2\ sat}}{I_{b2\ sat}} \quad (6.16)$$

$$R_4 = \frac{0,7 + 1 - 0,7}{0,3\ mA} = 3K3 /1/8W$$

$$R_5 = \frac{V_{cc} - V_{ce\ 2\ sat}}{I_{c2\ sat}} \quad (6.17)$$

$$R_5 = \frac{5V - 1V}{12\ mA} = 330 /1/8W$$

$$R_6 = \frac{V_{cc} - V_{d2} - V_{til} - 2}{I_{d2}} - R_5 \quad (6.18)$$

$$R_6 = \frac{5V - 0,7V - 1V}{7mA} - 330 = 142,\Omega = 150\Omega/1/8W$$

6.5.5 - Algumas Considerações sobre a Tensão de Alimentação e o Valor do Capacitor do Circuito de Disparo e Bloqueio

Como foi analisado nos itens 6.5.2 e 6.5.3, o capacitor C pode ter uma valor entre $3\mu F$ e $104\mu F$.

A tensão no capacitor pode-se representar pela seguinte

equação:

$$V_c(t) = (V_{cc} - 2,2V) \left[1 - e^{-\frac{9A \times t}{C[V_{cc} - 2,2V]}} \right] \quad (6.19)$$

Quando o bloqueio é iniciado, o capacitor tem que ter uma tensão que no máximo pode ser igual ao valor da tensão reversa de trabalho do GTO, esta tensão de avalanche da junção gatilho-catodo não deve-se ultrapassar. Um outro requerimento é que esta tensão seja mantida num valor mais ou menos fixo durante o tempo necessário para assegurar o bloqueio, este tempo é a soma do tempo de queda e o tempo de cauda.

O valor do capacitor em função do tempo para que a tensão nele varie apenas os 10% segue a equação:

$$C = \frac{9,49 \ t}{R} \quad (6.20)$$

Também sabe-se que a tensão de avalanche da junção gatilho-catodo é de 13V portanto o capacitor deve carregar-se até um valor menor para maior segurança. Se o sistema foi projetado para ser usado num inversor de seis pulsos com uma frequência máxima de 60 Hz. Não existe nenhum problema, pois existe tempo para que o capacitor se carregue até o valor máximo, a pergunta é, de quanto tempo precisa-se para que o capacitor se carregue até o valor máximo, usando-se o valor de capacidade mínima para assegurar o bloqueio.

Segundo a equação 5.19 pode-se deduzir que:

$$t = C \cdot (V_{cc} - 2,2V) \ln \left[\frac{V_{cc} - 2,2V}{V_{cc} - 2,2V - V_c(t)} \right] \cdot \frac{1}{9A} \quad (6.21)$$

Usando como parâmetros uma capacidade de 104 μ F e uma tensão de alimentação de 13V o tempo necessário para carregar o capacitor até os 90% do valor máximo, tem-se:

$$t = 104\mu\text{F} \times (13\text{V} - 2,2\text{V}) \ln \left| \frac{13\text{V} - 2,2\text{V}}{13\text{V} - 2,2\text{V} - 9,72\text{V}} \right| \times \frac{1}{9\text{A}} = 286\mu\text{s}$$

Assim, considerando que o tempo para bloquear o GTO é de pelo menos $11\mu\text{s}$ e que é recomendável manter o dispositivo bloqueado pelo menos durante $10\mu\text{s}$ para evitar sobre-aquecimento localizado, teremos que a frequência máxima de chaveamento com os parâmetros anteriores será:

$$f_{\text{max}} = \frac{1}{(286 + 11 + 10)\mu\text{s}} = 3257 \text{ Hz}$$

Esta frequência é suficiente para os casos normais de chopper e inversores de 6 pulsos mas pode apresentar um sério problema no caso de chaveamento à frequências maiores como na modulação por largura de pulso na qual pode-se chegar a dispor de apenas $10\mu\text{s}$ para o disparo. Neste último caso, o tempo disponível para carregar o capacitor é bem menor que o necessário para carregá-lo com os parâmetros já usados.

Neste caso uma possibilidade é aumentar a tensão de alimentação, mas isto significa mudar todos os elementos passivos do disparo e bloqueio. Além disso se o sistema de modulação usado é usado é modulação por largura de pulsos otimizados, os períodos de condução e bloqueio serão variáveis, neste caso deve-se dar especial atenção ao fato de que a tensão final no capacitor, em nenhum caso deve chegar à tensão de avalanche da junção gatilho-cátodo e muito menos ultrapassá-la. Estas limitações fazem com que o circuito de disparo e bloqueio não seja projetável para uso geral, mas um uso específico.

6.6 - Resultados Experimentais

O circuito de disparo e bloqueio foi testado implemen -

tando-se um chopper com carga indutiva e uma frequência de chaveamento de 250Hz. A corrente média na carga foi levada até 20A com uma tensão de alimentação de 30V.

O circuito de disparo e bloqueio não apresenta problemas de ruído e sobre-aquecimento dos componentes.

Nas figuras a seguir são mostradas as formas de tensão e correntes no gatilho para o circuito comandando um GTO de um inversor trifásico do tipo 180°, com uma corrente de carga máxima de 3A.

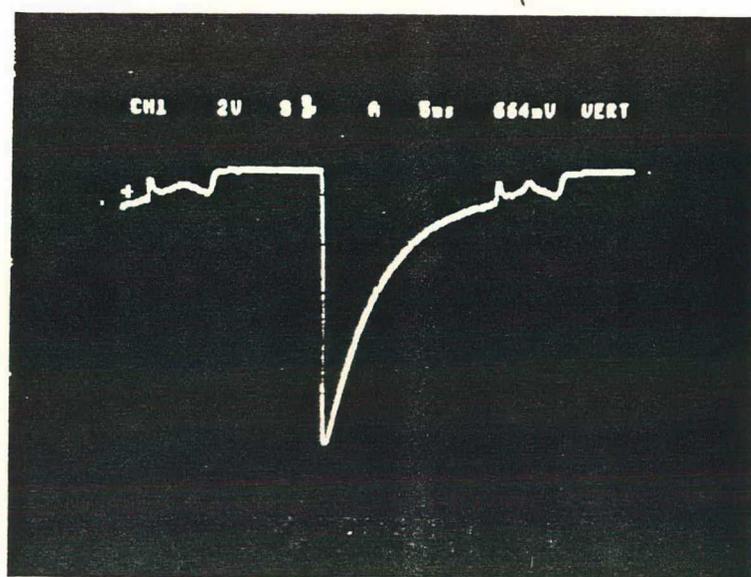


Fig. 6.12 - Tensão gatilho-catodo gerada pelo protótipo.

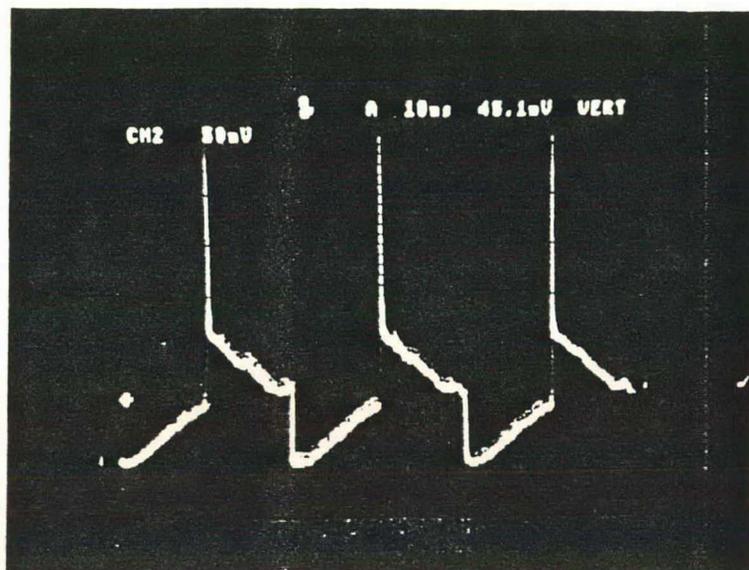


Fig. 6.13 - Corrente de gatilho gerada pelo protótipo com corrente de carga de 3A.

6.7 - Conclusão

O circuito projetado resultou compacto e com características operacionais dentro do esperado. Da experiência foi possível deduzir que para condições de baixa e média frequência, o circuito responde bem, mas para condições de chaveamento a frequência relativamente altas apresenta problemas pelo tempo de carga do capacitor. Estas condições podem ser as encontradas num comando por PWM otimizado no qual os tempos de condução ou bloqueio podem ser muito pequenos. Da análise feita é possível dizer que o capacitor adequado para bloquear um determinado GTO estará dado pela seguinte equação:

$$C = 9,49(tgq + ttq) \quad (5.22)$$

onde tgq = tempo máximo de bloqueio controlado pelo gatilho

ttq = tempo de cauda

Para trabalhar com frequências maiores pode-se diminuir o tempo de carga do capacitor, aumentando a tensão da fonte de alimentação. Usando as equações 5.19 e 5.22 é possível determinar o valor do capacitor e da fonte de alimentação para uma frequência determinada.

CAPÍTULO 7

PROJETO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL A GTO

7.1 - Introdução

Neste capítulo é projetado um inversor de tensão trifásico de seis pulsos a GTO para alimentação de um motor de indução com frequência variável.

A alimentação sob frequência variável tem como objetivo poder variar a velocidade do motor mantendo o torque constante na carga.

7.2 - Descrição Geral do Inversor a ser Projetado

A estrutura geral do inversor e seus comandos é mostrada a seguir:

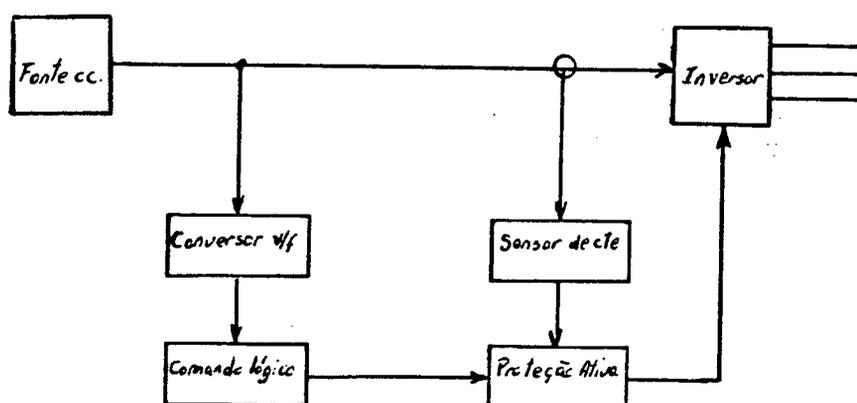


Fig. 7.1 - Estrutura geral do inversor.

Da fonte de tensão contínua, toma-se uma amostra da tensão de saída. esta amostra entra num conversor tensão-frequência, o qual gera um trem de pulsos cuja frequência é uma função linear da tensão de entrada.

Este trem de pulsos é usado como relógio para um contador de Johnson o qual gera pulsos numa sequência determinada; estes pulsos são processados numa lógica complementar que entrega os pulsos, na sequência adequada e com os tempos mortos necessários para comandar os seis circuitos de disparo e bloqueio dos correspondentes GTO's. Mas, antes destes pulsos chegarem aos circuitos de disparo e bloqueio passam pelo circuito de proteção ativa de sobre-corrente, o qual toma um sinal proporcional à corrente que entrega a fonte CC ao inversor e quando esta corrente atinge um nível pré-fixado, bloqueia os pulsos de comando dos GTO's.

7.3 - Conversor Tensão-Frequência (v/f)

Para alimentar um motor de indução sob frequência variável, é importante que a variação da frequência seja uma função linear da variação de tensão.

Para obter este conversor linear tensão-frequência é usado um sistema composto pelos três blocos mostrados na Fig. 7.2.

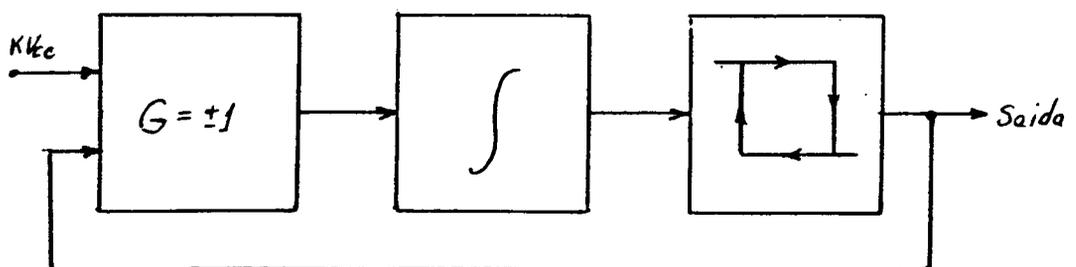


Fig. 7.2 - Diagrama de blocos do conversor linear v/f.

O centro do sistema é o circuito integrador o qual dá as características de linearidade ao sistema.

A função de transferência do interruptor pode-se representar pela seguinte equação:

$$V_o = K_l \int_0^t V_{id} dt + V_{ou} \quad (7.1)$$

onde: V_i = tensão de entrada

K_1 = constante de integração

V_{ou} = tensão de saída em $t_0 = (\pm V)$

T = período de integração

A frequência de saída para V_i constante no intervalo de integração é:

$$f_o = \frac{K_1}{V_o - V_{ou}} * V_i \quad (7.2)$$

Se a relação $(V_o - V_{ou})$ é mantida constante, pode-se perceber que a frequência será uma fração linear da tensão de entrada.

Para fazer o anterior pode-se usar um circuito realimentado que comute a entrada do integrador cada vez que sua saída lógica atinja dois valores fixos $(\pm V)$. Isto se faz com um comparador com histerese que limita entre dois valores a excursão do sinal de saída do integrador.

A saída do comparador é realimentada ao integrador através de um amplificador com ganho ± 1 que também transforma o nível contínuo de controle ($k V_{cc}$) em um sinal alternado com amplitude variável $(\pm k V_{cc})$, este último é feito com uma chave eletrônica realizada com um FET [28].

O circuito completo do conversor é mostrado a seguir na Fig. 7.3.

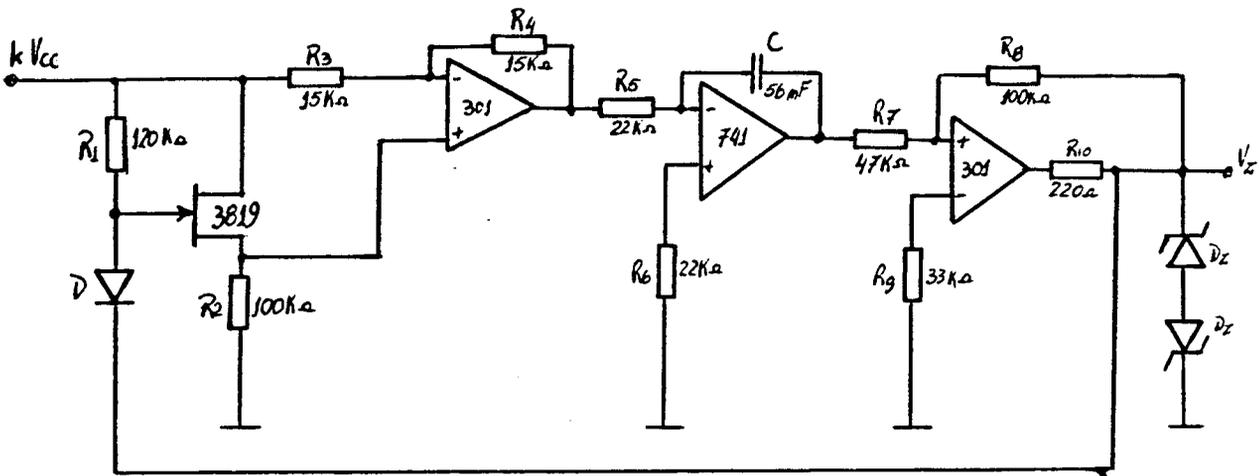


Fig. 7.3 - Circuito completo do conversor v/t.

A equação fundamental para o cálculo do conversor V/F

|28| é:

$$f = \frac{R_8}{4 R_7 R_5 C} \frac{k V_{cc}}{V_z} \quad (7.3)$$

Neste caso:

$$f = \frac{100 \text{ k}}{4.47\text{K} \cdot 22\text{K} \cdot 56\text{nF}} \times \frac{k V_{cc}}{V_z}$$

$$f = 432 \times \frac{k V_{cc}}{V_z}$$

O circuito permite uma variação de 0v a 4V para a amostra da tensão contínua V_{cc} , e uma variação de 0Hz a 400Hz nessa faixa.

7.4 - Comando Lógico

O comando lógico fornece os sinais de baixo nível para os circuitos de disparo e bloqueio numa sequência caracterizada por ter simetria de 180° dois a dois com defasagem de 120° em relação ao comando das fases vizinhas. As saídas defasadas de 180° tem um pequeno retardo (tempo morto), para maior segurança.

Este comando lógico está formado por dois blocos básicos; um fornece os sinais da sequência adequada e o outro fornece os tempos mortos.

O primeiro bloco é um contador de anel-enlaçado conhecido como contador de Johnson [28].

A estrutura deste circuito é mostrada a seguir:

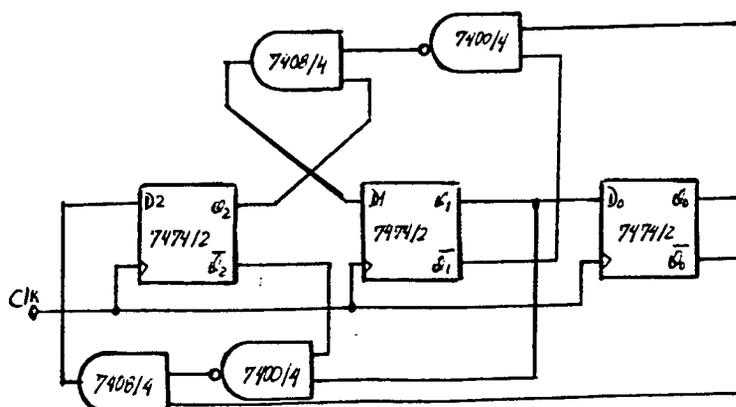


Fig. 7.4 - Contador de Johnson de três estágios com partida automática.

Os sinais gerados pelo contador são mostrados na seguinte figura.

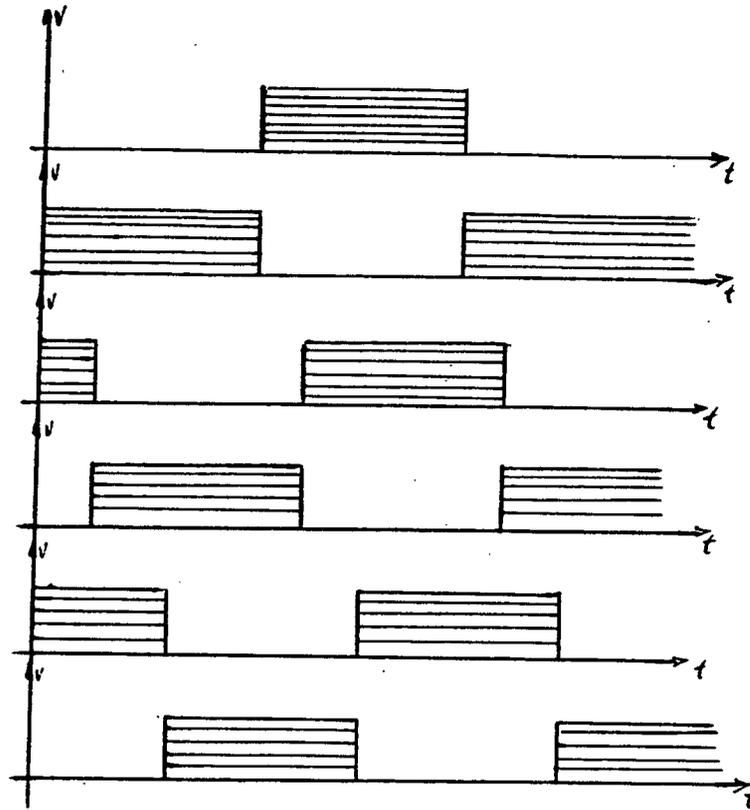


Fig. 7.5 - Sinais gerados pelo contador de Johnson.

Estes sinais vão ao seguinte bloco, onde são gerados os tempos mortos entre sinais defasados 180° . Isto é feito através de circuitos monostáveis e portas "e" ligados na forma mostrada na Fig. 7.6.

Os tempos mortos usados são de $90\mu\text{s}$, tempo suficiente para evitar um possível curto-circuito num braço do inversor.

Estes circuitos foram realizados usando pastilhas integradas da família TTL, as quais são de baixo custo e baixo consumo de energia.

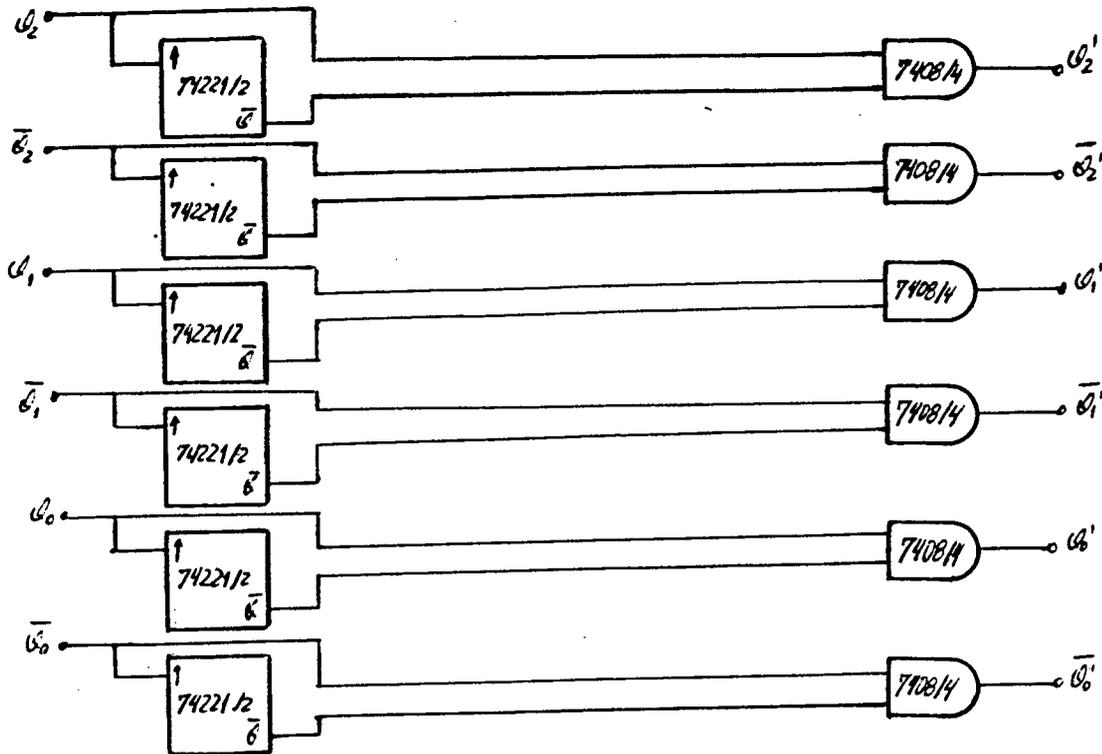


Fig. 7.6 - Circuito lógico para obter os tempos mortos.

7.5 - Sensor da Corrente e Proteção Ativa

Os sinais provenientes de comando lógico chegam ao circuito de proteção ativa antes de passar aos correspondentes circuitos de disparo e bloqueio. A proteção ativa foi projetada para bloquear os GTO's antes que a corrente anodo-catodo deles alcance o limite máximo de corrente bloqueável pelo gatilho.

Esta proteção ativa está composta por três elementos básicos, os quais são uma indutância para aumentar o tempo que demora a corrente de curto-circuito em atingir o máximo nível bloqueável, um sensor da corrente de entrada ao inversor e um circuito lógico para processar a informação proveniente do sensor de corrente.

7.5.1 - Cálculo da Indutância Limitadora

A forma da variação da corrente de entrada do inversor com e sem a presença da indutância é mostrada a seguir [21].

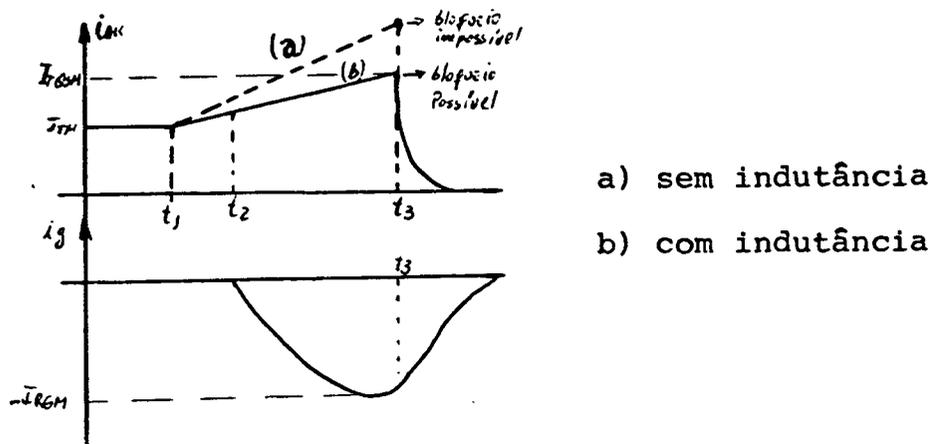


Fig. 7.7 - Variação da corrente principal com e sem indutância limitadora.

Na Fig. 7.7 os tempos mostrados são os seguintes:

- t_1 = instante no qual acontece o curto-circuito
- t_2 = instante no qual atua o comando de bloqueio
- t_3 = instante no qual o GTO bloqueia

Como é possível perceber na Fig. 7.7, se o circuito não tem indutância é possível que a corrente atinja um nível superior ao máximo nível de corrente bloqueável (I_{tqsm}). Se nesse instante o circuito de bloqueio atua o GTO será destruído instantaneamente. Com o uso de uma indutância limitadora do crescimento da corrente, é possível dar tempo ao circuito de bloqueio para atuar quando a corrente ainda é possível de bloquear.

Sabemos que para períodos de tempo pequenos:

$$V_L = L_Z \frac{\Delta I}{\Delta T} \quad (7.4)$$

onde: ΔI = variação da corrente

ΔT = período de tempo no qual a variação de corrente acontece

pelo qual
$$L_z = \frac{V_l \times \Delta t}{\Delta I} \quad (7.5)$$

da figura 6.7: $\Delta t = t_3 - t_1$

$$\Delta I = I_{tqsm} - I_{tm}$$

Supondo que o curto circuito acontece quando o sistema está no estado estacionário e que a tensão no curto-circuito é praticamente zero, então a tensão na indutância será igual a tensão de alimentação V_c .

Assim:

$$L_z = \frac{V_c(t_3 - t_1)}{I_{tqsm} - I_{tm}} \quad (7.6)$$

que é igual a (3.2)

Sabendo que o circuito de bloqueio demora $11\mu s$ em bloquear o GTO e a mesma ordem de grandeza para detectar e processar o sinal de sobrecorrente, obtem-se Δt igual a $30\mu s$. A tensão de alimentação tem que ser aproximadamente $515V$ para ter 220 Volts eficazes na saída e a corrente supõe-se que é a máxima possível ou seja três vezes a corrente média máxima por GTO, então:

$$L_z = \frac{515V \times 30\mu s}{120A} = 129\mu H$$

Esta indutância precisa ser desmagnetizada depois que atua a proteção ativa para evitar sobre-tensões, para isso liga-se um resistor com um diodo rápido em série e ambos em paralelo com a indutância.

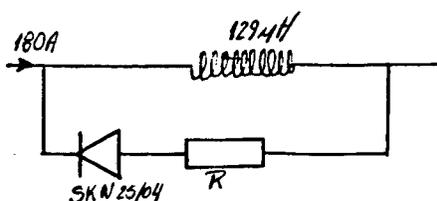


Fig. 7.8 - Indutância limitadora e circuito desmagnetizador.

Supondo que a indutância será desmagnetizada em 3τ da-se a esse fenômeno um tempo de 1ms.

$$\tau = \frac{\tau'}{3} = \frac{Lz}{R} \quad (7.7)$$

Assim:

$$R = \frac{Lz}{\tau} = \frac{Lz}{\tau'/3} \quad (7.8)$$

$$R = \frac{129\mu\text{H}}{1\text{ms}/3} = 0,4\Omega$$

Pelo resultado, é suficiente deixar apenas o diodo.

7.5.2 - Sensor e Processador da Sobre-Corrente

O sensor de corrente é do tipo efeito Hall [29], [30], o qual entrega uma corrente proporcional à corrente real, esta corrente quando circula pelo resistor externo do sensor, entrega uma tensão que varia linearmente com a corrente real. O sensor foi empregado com uma relação 1:1000 ou seja para cada 1A monitorado que passam pelo resistor externo 1mA. O resistor externo foi calculado para entregar uma tensão de 2V quando a corrente principal atinja um nível de 40A. O valor prático encontrado foi de 47Ω .

Esta tensão proporcional à corrente principal é detectada por um detector de nível com histerese, conhecido também como Schmitt-trigger, o qual muda sua saída de $-V_{cc}$ a $+V_{cc}$ quando a tensão de entrada ultrapassa um valor pré-fixado.

7.5.2.1 - Cálculo do Detector de Nível

A estrutura do circuito e sua característica V_o/V_i é mostrada na Fig 7.9.

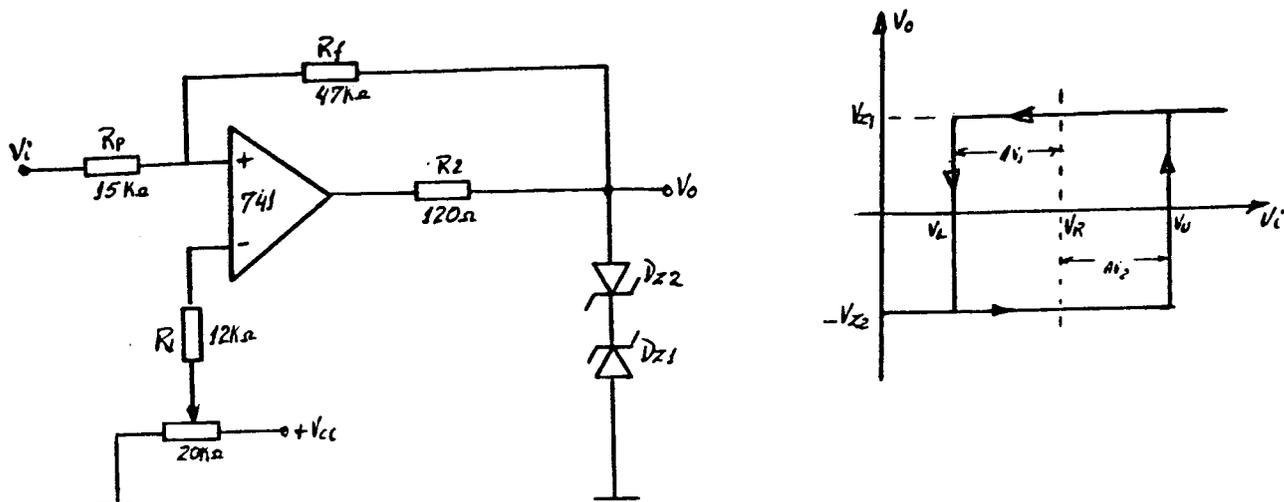


Fig. 7.9 - Circuito detector de nível e sua característica entrada/saída.

$$V_1 + V_2 = \frac{(V_{z1} + V_{z2})R_p}{R_p + R_f} \quad (7.9)$$

$$V_1 + V_2 = 2V ; \quad V_r = 2V$$

$$V_1 = \frac{V_r(R_p + R_f) - R_p V_{z1}}{R_f} \quad (7.10)$$

$$V_1 = 1V ; \quad V_{z1} = 4,7V ; \quad V_{z2} = 2,7V$$

$$R_{in} = \frac{R_p + R_f R_{id}}{R_f + R_{id}} \quad (7.11)$$

$$V_u = \frac{V_r(R_p + R_f) + R_p V_{z2}}{R_f} \quad (7.12)$$

$$V_u = 3V$$

$$\text{De (7.10)} \quad 1V = \frac{2V(R_p + R_f) - R_p \times 4,7V}{R_f}$$

$$1V \cdot R_f = 2Vr_p + 2VR_f - 4,7V R_p$$

$$2,7 R_p = R_f \quad (7.13)$$

De (7.12)

$$3V = \frac{2V(R_p + R_f) + R_p \times 2,7V}{R_f}$$

$$3VR_f = 2Vr_p + 2Vh + 2,7R_p$$

$$R_f = 4,7R_p \quad (7.14)$$

$$\text{De (7.13) e (7.14) } 2,7 R_p < R_f < 4,7 R_p \quad (7.15)$$

$$R_1 = \frac{R_p}{R_p + R_f} \frac{R_f}{1,3 \text{ ma}/^{\circ}\text{C}} = \frac{15 \text{ mv}/^{\circ}\text{C}}{1,3 \text{ ma}/^{\circ}\text{C}} = 11,5 \text{ K}\Omega \quad (7.16)$$

$$R_2 = \frac{V_{cc} - V_z}{I_z} ; R_{2a} = \frac{5V - 4,7V}{5\text{mA}} = 60\Omega \quad (7.17)$$

$$R_{2b} = \frac{5V - 2,7V}{5\text{mA}} = 460\Omega$$

$$R_2 = 120\Omega/1/8W \quad \text{com isso}$$

$$I_{z_a} = 2,5\text{mA}$$

$$I_{z_b} = 19 \text{ mA}$$

De (7.16)

$$\frac{R_p}{R_p + R_f} \frac{R_f}{1,3 \text{ ma}/^{\circ}\text{C}} = 11,5 \text{ K}\Omega$$

$$R_f = \frac{11,5 \text{ K}\Omega R_p}{R_p - 11,5 \text{ K}\Omega}$$

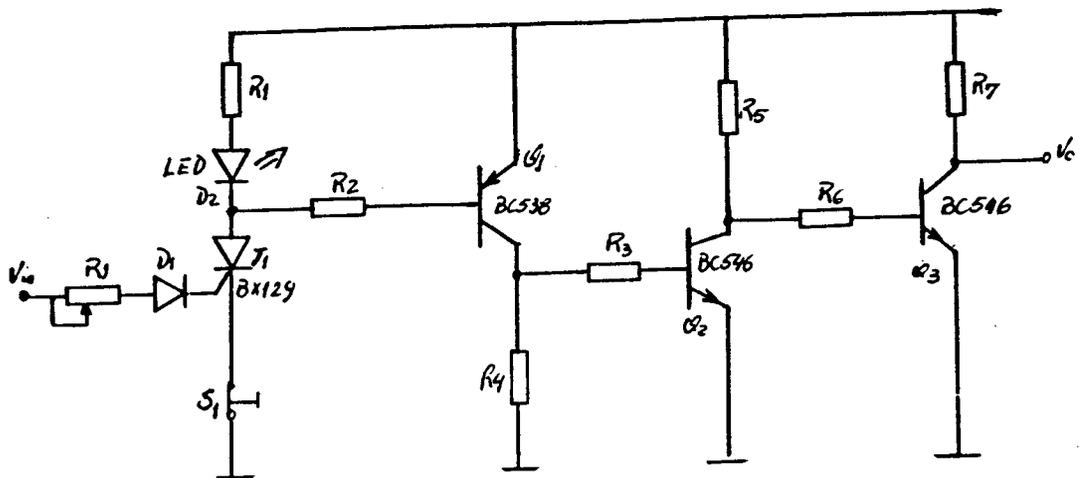


Fig. 7.10 - Alarma visível, chave para religar e buffer.

7.5.2.2 - Projeto do Circuito de Alarma Visível, chave para Religar e Buffer

A idéia base para este circuito é que no caso de acontecer uma sobrecorrente, o circuito de disparo fica inibido enquanto o operador pesquisa as causas dela. Para realizar isto, usa-se um tiristor, pois este dispositivo uma vez disparado, fica nesse estado até que a corrente nele se anule.

O circuito da Fig. 7.10 opera da seguinte forma:

Quando a tensão V_{in} se torna positiva o tiristor T_1 é disparado, a corrente que circula por ele faz emitir um sinal visível ao LED-D2 ligado em série com ele. Isto faz também conduzir o transistor Q_1 o qual satura o transistor Q_2 , o qual abre o transistor Q_3 . A tensão de saída V_o é igual a + V_{cc} ou seja +5V. Esta situação fica constante até quando o operador re-liga o sistema abrindo a chave S_1 . Quando esta chave é aberta, o tiristor se bloqueia, o LED deixa de emitir, o transistor Q_1 se abre o qual abre o transistor Q_2 e satura o transistor Q_3 com o qual a saída V_o é agora um zero lógico.

$$R_1 = \frac{V_{cc} - V_{d2}(f) - V_{t1}(f)}{I_{d2}} \quad (7.20)$$

$$R_1 = \frac{5V - 1,4V}{10 \text{ mA}} = 330\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{cc} - V_{be1} - V_{t1}(f)}{I_{b1}} \quad (7.21)$$

$$R_2 = \frac{5 - 0,7 - 0,7}{3 \text{ mA}} = 1K\Omega$$

$$R_4 = \frac{V_{cc} - V_{ce1}}{(I_{c1} - I_{b2})} \quad (7.22)$$

$$R_4 = \frac{5 - 0,7}{1 \text{ mA}} = 4 \text{ K}7\Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{cc} - V_{ce1} - V_{be2}}{I_{b2}} \quad (7.23)$$

$$R_3 = \frac{(5 - 1,4)V}{1 \text{ A}} = 3K9\Omega$$

$$R_5 = \frac{V_{cc} - V_{ce2}}{I_{c2}} \quad (7.24)$$

$$R_5 = \frac{5 - 0,7}{5 \text{ mA}} = 820\Omega$$

$$R_6 = \frac{V_{cc} - V_{be3}}{I_{b3}} - R_5; \quad (7.25)$$

$$R_6 = \frac{5 - 0,7}{1 \text{ mA}} - 820 = 3K3\Omega$$

$$R_7 = \frac{V_{cc} - V_{ce3}}{I_{c3}} \quad (7.26)$$

$$R_7 = \frac{5 - 0,7}{4 \text{ mA}} = 1K\Omega$$

7.5.2.3 - Lógica de Processamento da Informação de Sobre-Corrente

O sinal obtido do sensor e detector de sobre-corrente é um "0" lógico quando desativado e um "1" lógico quando ativado.

Precisa-se de um circuito lógico que iniba o comando de disparo quando o sinal de sobre-corrente está ativado e os deixe passar quando desativado.

A tabela lógica é a seguinte:

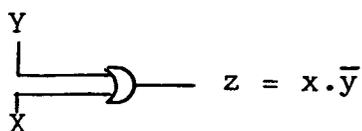
Seja x o sinal de disparo e y o sinal do detector de sobre-corrente, assim:

Z	X	Y
0	0	0
1	1	0
0	0	1
0	1	1

Esta tabela corresponde a expressão lógica.

$$Z = X \cdot \bar{Y} \quad (7.27)$$

Esta expressão foi implementada usando lógica NOR-TTL.



A expressão de uma porta não - ou é: |23|

$$Z = x \cdot \bar{y} = \overline{\bar{X} + Y} \quad (7.28)$$

Portanto, precisa-se entrar na porta com o complemento do sinal de disparo; isso se faz usando inversores.

O circuito final é mostrado a seguir:

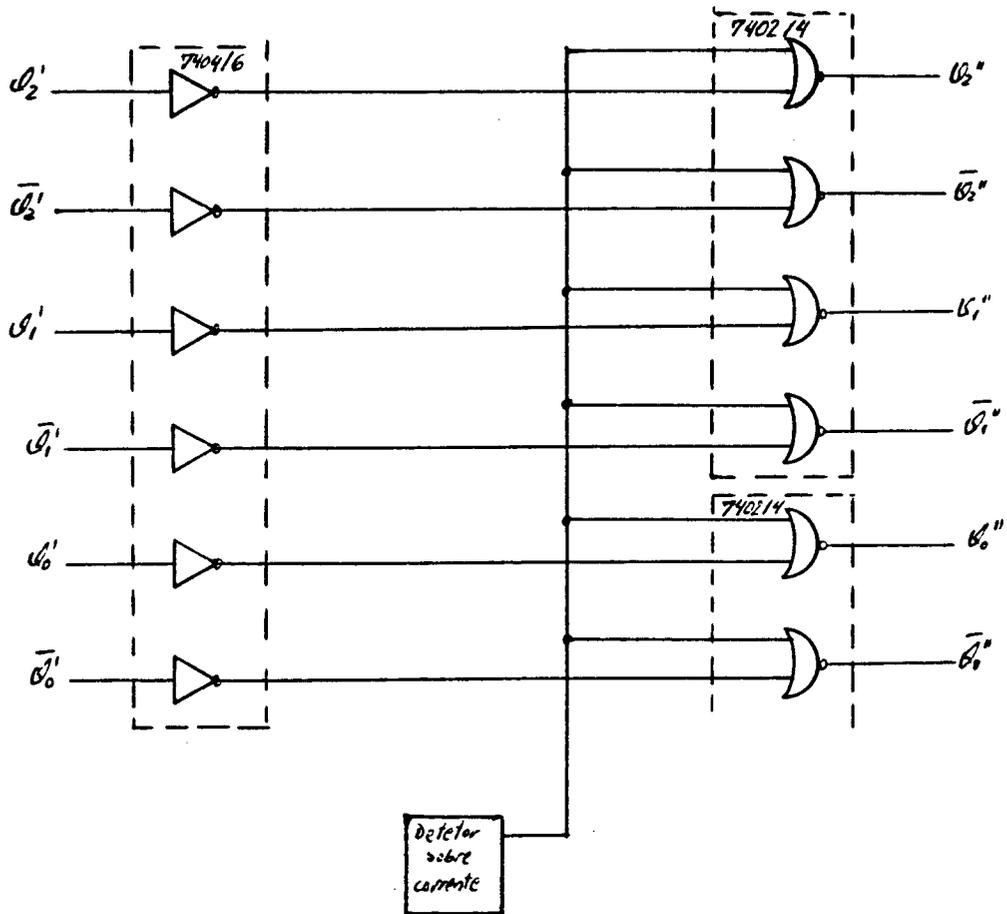


Fig. 7.11 - Circuito lógico de processamento da informação de sobrecorrente.

7.6 - Inversor

O inversor como já foi dito é do tipo 180° e a estrutura de um braço dele é a seguinte:

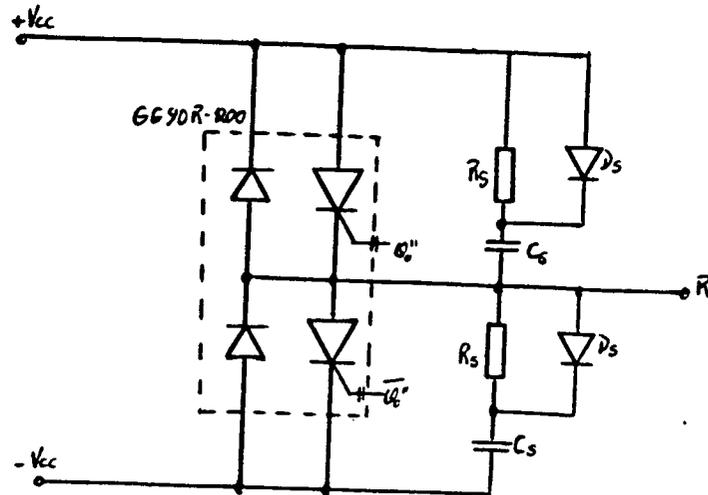


Fig. 7.12 - Estrutura de um braço de inversor.

Como é possível perceber na Fig. 7.12 os GTO's usados vem dois GTO's com os diodos de roda livre dentro do mesmo encapsulamento. Para proteger o GTO é ligado um circuito snubber polarizado em paralelo com o dispositivo.

De acordo ao estudado sobre os circuitos snubber polarizados, usa-se as seguintes equações:

$$C_s \geq \frac{I_{tm}}{dvd/dt} \quad (3.4)$$

$$R_s \leq \frac{T_{tmin}}{4, C_s} \quad (3.12)$$

onde: I_{tm} = valor máximo da corrente anodo-catodo

dvd/dt = razão de crescimento da tensão direta no bloqueio

T_{tmin} = mínima duração do estado condutivo

Neste caso, a idéia é alimentar até um motor de indução de 10KVA no qual a corrente nominal é 28A com 220Vrms, então:

$$I_{md} = \frac{3}{2} I_{mef} = 28 \cdot 1,5 = 34,4A \quad (7.29)$$

$$I_{gto \ md} = \frac{I_{md}}{3} = \frac{34,3A}{3} = 11,43A \quad (7.30)$$

$$I_{g\text{torms}} = \frac{I_{md}}{3} = 19,8 \text{ Arms}$$

No GTO que temos as características são: |21|

$$I_{md} \text{ max} = 20A$$

$$I_{rms} \text{ mx} = 40A$$

$$dv/dt \text{ max} = 800 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Portanto, está dentro das especificações.

Então, usando um $dv/dt = 600v/\mu\text{s}$ por segurança e considerando uma corrente de pico duas vezes a corrente nominal, teremos:

$$C_s \geq 93nF, \text{ escolheu-se de } 100nF$$

Considerou-se a possibilidade de levar o motor até 60% acima da velocidade nominal, ou seja uma frequência máxima de 96Hz.

Assim, o tempo de condução mínima será:

$$T_{t\text{min}} = \frac{1}{2 f_{mx}} = \frac{1}{192 \text{ hz}} = 5,2 \text{ ms} \quad (7.31)$$

Assim:

$$R_s \leq \frac{5,2 \text{ ms}}{4 \times 100nF} \cong 13K\Omega = 12K\Omega$$

A potência máxima dissipada pelo resistor será dada pela equação (7.).

$$Pr = \frac{1}{2} C_s (V_{ov})^2 f_{\text{omax}}$$

$$Pr = \frac{1}{2} \times 100nF \times (515V)^2 \times 96Hz = 1,27W \text{ escolheu-se de}$$

2 W.

Como a carga é fortemente indutiva, não é preciso ligar uma indutância em série com cada GTO para protegê-lo ao di/dt , além disso o GTO usado tem uma capacidade muito grande de suportar altas razões de crescimento corrente anodo-catodo da ordem de $200A/\mu\text{s}$. |21|

De acordo ao anterior a estrutura do inversor é a seguinte:

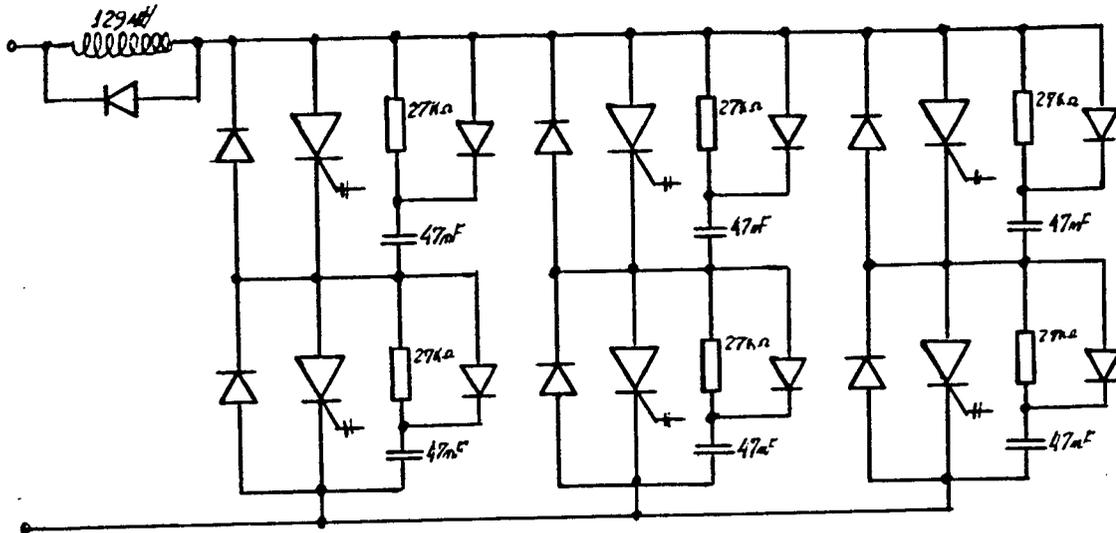


Fig. 7.13 - Estrutura do inversor.

7.6.1 - Proteção Passiva do Inversor

No caso em que a proteção ativa não consiga bloquear a corrente, fato que pode acontecer se a ordem de bloqueio chega quando o capacitor do circuito de disparo e bloqueio ainda não armazenou um nível suficiente de energia para bloquear o dispositivo, o circuito de disparo fica inibido, mas a corrente de falha continua aumentando; para proteger o dispositivo é ligado então um fusível num ponto que seja o mais adequado.

Para o inversor ligaram-se quatro fusíveis, um para proteger os GTO's no caso de ficarem dois deles no mesmo braço conduzindo simultaneamente e outros três ligados a carga para o caso de um curto-circuito nela.

O primeiro fusível foi ligado na entrada de corrente contínua e seu valor foi determinado usando o método de Schönholzer. Sabendo-se que a corrente não repetitiva máxima para o GTO usado no inversor é de 270A; usando a equação (3.3a). 3.3.4

$$iL = 1,23 \times 270A \times \left(\frac{IP}{0,83 \times 270A} \right)^{0,25}$$

$$iL = 85,834IP^{1/4}$$

Desenhando esta curva sobre as curvas dos fusíveis [31] como é mostrado na Fig. 7.14, obtem-se para o fusível mais adequado um valor de 20A. Para os fusíveis da carga usa-se 1 valor de 16A.

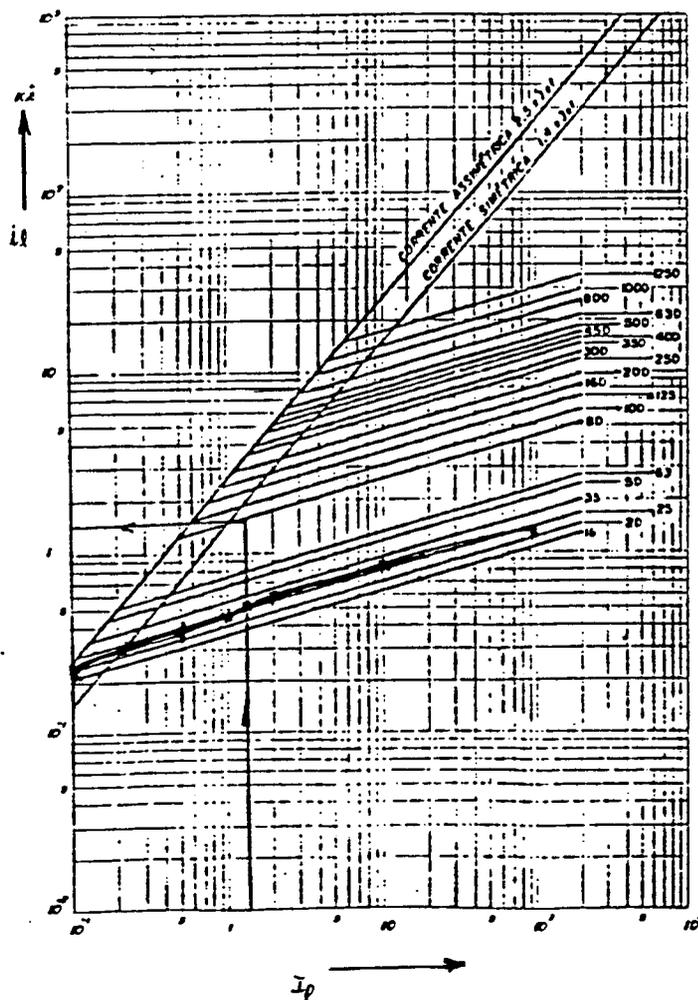


Fig. 7.14 - Curvas para coordenação dos fusíveis e os GTO's.

7.7. - Resultados Experimentais

Para fazer testes no inversor ligou-se a ele um motor de indução ligado em Y com uma tensão nominal de 380V e uma corrente nominal de 3.5A. O comportamento do inversor esteve dentro do esperado. Testando-se a proteção ativa ajustando-se o nível de sobre-corrente em 8A e carregando o motor em baixa frequência, a proteção ativa trabalha de acordo ao projetado.

As correntes e tensões em diferentes partes do circuito são mostradas a seguir.

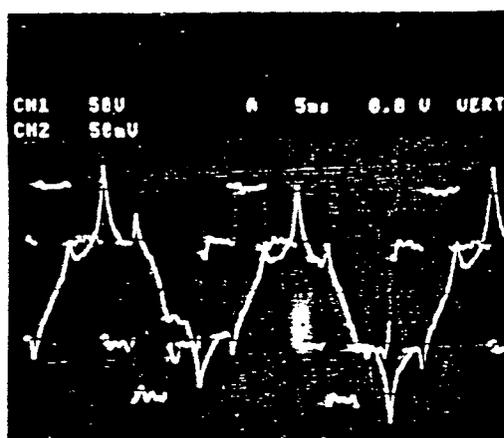


Fig. 7.15 - Tensão e corrente de linha. 15v/div; 1A/div, 5ms/div.

Na Fig. 7.15 é possível ver a tensão de linha a qual apresenta ondulações devido à forma de tensão de alimentação que tinha uma ondulação alta. Também aparece a forma da corrente de linha. É a forma de onda já conhecida para a tensão e corrente de linha de um motor de indução alimentado por um inversor de 6 pulsos [28].

Na Fig. 7.16 é possível ver com mais detalhe a forma da corrente de linha ao motor. Apresenta a forma correta para o tipo de alimentação usada [28].

Na Fig. 7.17 é possível ver a forma da corrente e da tensão em um dos GTO do inversor.

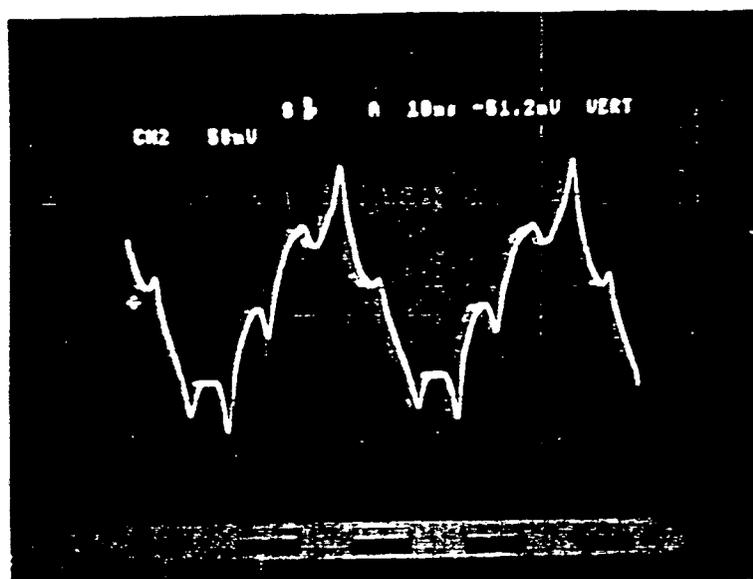


Fig. 7.16 - Corrente de linha.

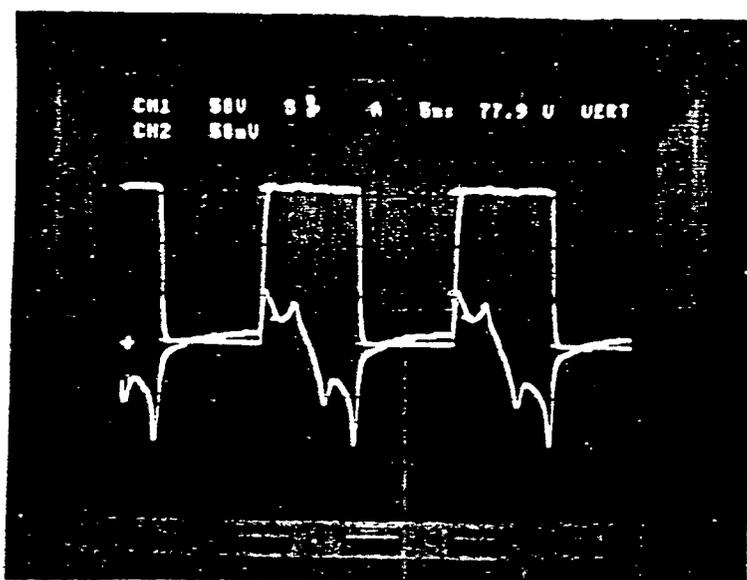


Fig. 7.17 - Corrente e Tensão anodo-catodo num GTO.

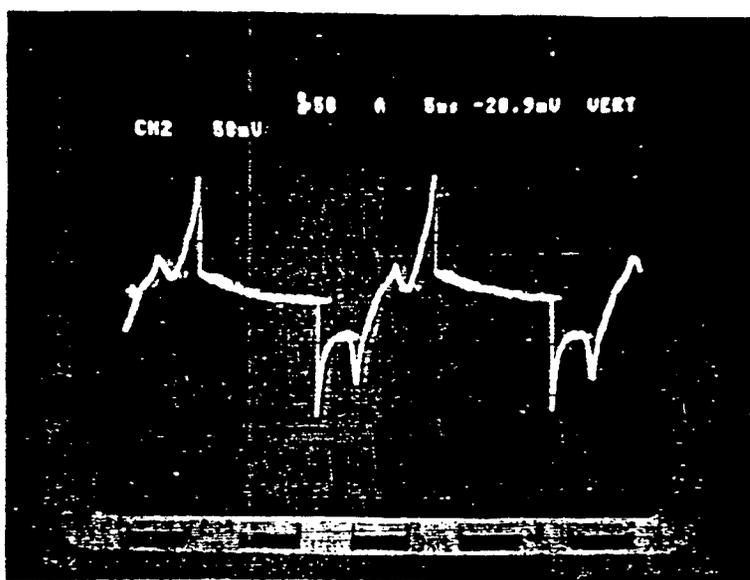


Fig. 7.18 - Corrente anodo-catodo em um dos GTO e no diodo de roda livre.

A forma de onda da corrente real é a inversa da mostrada na figura devido à impossibilidade física de colocar a ponta de medição no sentido correto da corrente. A corrente reversa é a que circula no diodo de roda livre ligado internamente em paralelo com o GTO usado.

Na Fig. 18 pode-se ver em mais detalhe a forma de onda da corrente anodo-catodo a qual é a corrente direta e a corrente no diodo de roda livre que é a reversa. Para fazer esta medição teve-se que aumentar o comprimento do fio de alimentação, aumentando com isso a indutância parasita.

7.8 - Conclusão

O conhecimento obtido no estudo do GTO, tornou possível a realização deste inversor trifásico de frequência variável, o qual usou o mesmo comando que o usado para os conversores trifásicos à transistor de potência [28]. O resultado obtido é similar ao obtido com esse tipo de conversores.

A vantagem do GTO é que permite bloquear uma tensão direta bem maior que o transistor bipolar, neste caso o GTO permite bloquear até 1200V diretos.

Como a finalidade do trabalho é conhecer os princípios de comando e proteção dos GTO's não se fizeram mais testes sobre os motores acionados pelo inversor.

CONCLUSÃO

O estudo realizado das características físicas do GTO , tornou possível estabelecer alguns critérios básicos para a escolha do dispositivo mais adequado para uma aplicação específica.

Este conhecimento permitiu também fixar as limitações e vantagens do dispositivo em comparação a outros elementos semi-condutores.

Os fenômenos do disparo e bloqueio foram analisados, tornando possível o desenvolvimento de um comando experimental aplicável a várias estruturas conversoras.

A análise das situações operacionais críticas dos GTO's tornou possível determinar quais os melhores métodos para proteger o dispositivo quando atinge esses níveis críticos de operação.

As dificuldades técnicas de comandar o elemento foram analisadas em forma geral e posteriormente uma dessas técnicas foi desenvolvida e realizada experimentalmente.

Todo o conhecimento obtido foi posteriormente aplicado no desenvolvimento de um inversor de tensão trifásico com frequência variável.

Os resultados obtidos permitem dizer que o dispositivo representa um avanço significativo no desenvolvimento de estruturas conversoras pela simplicidade de seu comando.

O comando desenvolvido demonstrou ser compatível com sinais vindos de lógica TTL o que abre o caminho para pesquisas com outras sequências de chaveamento para o inversor.

Na faixa de potências baixas e médias parece evidente que os transistores bipolares de potência e os MOSFET's de potência são mais recomendáveis [38] mas na faixa das altas potências, acima de 200kw, o GTO é o dispositivo que melhores características apresenta. Um tipo de aplicação na qual o GTO esta ganhando um espaço cada dia maior é o acionamento elétrico e dentro desse cam-

po, na área de tração elétrica.

Como idéias para futuras pesquisas ficam o desenvolvimento de circuitos de comando usando elementos novos como os IGT e MOSFET's de baixa dissipação.

Com o comando desenvolvido é possível também pesquisar inversores de corrente com modulação por largura de pulso (PWM), chaves bidirecionais e sua aplicação em conversores diretos de frequência, acionamentos com controle moderno como re-alimentação de variáveis de estado, controle por estruturas variáveis, etc [37]. Em geral, com o comando podendo ser acionado por sinais lógicos, fica aberta a possibilidade de receber sinais vindos de um micro processador com o qual o campo de aplicações fica muito amplo.

APÊNDICE I

FONTES AUXILIARES DE ALIMENTAÇÃO

No inversor trifásico desenvolvido são necessárias dez fontes auxiliares: seis fontes (12V) para os circuitos de comando do gatilho, duas fontes reguladoras ($\pm 5V$) para a alimentação do circuito gerador de frequência, o comando lógico e a proteção ativa e duas fontes reguladoras ($\pm 15V$) para a alimentação do sensor de corrente da proteção ativa.

Cálculo do transformador de alimentação

$$V_c(\text{DC}) = 12V$$

$$V_{\text{ripple}} = 1V_{\text{pp}}$$

$$V_m = 13V$$

$$I_o = 0,5A$$

$$f = 60\text{Hz}$$

$$r_f = \frac{1V}{2 \cdot 12V} \times 100\% = 2,95\% \approx 3\%$$

$$C_{R_L} = 18 - 50$$

$$R_S/R_L(\%) = 2\%; \quad C_{R_L} = 20 \implies R_S = 24 \times 2\% = 0,48$$

$$C = C_{R_L}/2 \left(\frac{V_c}{I_o}\right) f = 20/2 \cdot \left(\frac{12}{0,5}\right) \cdot 60 = 2210\mu\text{F}$$

$$V_S = (V_M + n \cdot 1.0)/2 = (13+2)/2 = 10,61V_{\text{RMS}}$$

$$R_S = 0,48$$

$$I_{S_{\text{RMS}}} = 0,75A$$

$$V_A = 11,3$$

O circuito completo das fontes auxiliares é mostrado a seguir:

Typ/Type

Elektrische Eigenschaften

Höchstzulässige Werte

U_{DRM} Periodische Vorwärts-Spitzensperrspannung

U_{RRM} Periodische Rückwärts-Spitzensperrspannung

U_{RGW} Rückwärts-Scheitelsteuerspannung

I_{TRMSM} Effektiver Durchlaßstrom

I_{TORM} Periodisch abschaltbarer Durchlaßstrom

I_{TOSM} Nicht periodisch abschaltbarer Durchlaßstrom

I_{TAVM} Dauergrenzstrom

I_{ISM} Stoßstrom-Grenzwert

∫²dt Grenzlasterintegral

(di/dt)_c Kritische Stromsteilheit

(du/dt)_c Kritische Spannungssteilheit

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

∫²dt-rating

critical rate of rise of on-state current

critical rate of rise of off-state voltage

U_{RG} = 5 V oder/oder R_{GK} ≤ 270 Ω

1200 V

A: 13 V
R: - V

13 V
40 A
90 A

180 A

21 A

270 A
245 A
365 A²s
300 A²s
200 A/μs

1000¹⁾ 800²⁾ V/μs

Charakteristische Werte

U_T Obere Durchlaßspannung

U_(TO) Schleusenspannung

r_T Ersatzwiderstand

U_{GT} Obere Zündspannung

I_{GT} Oberer Zündstrom

I_H Typischer Haltestrom

I_L Typischer Einraststrom

I_D Oberer Vorwärts-Sperrstrom

t_{gd} Oberer Zündverzug

t_{dc} Typischer Abschaltverzug

t_{ca} Typische Abschaltfallzeit

t_{gc} Obere Abschaltzeit

I_{RGW} Typischer Rückwärts-Spitzensteuerstrom

I_{TOT} Typischer Schweißstrom

C_{th} Typische Schweißzeit

C_{null} Typische Nullkapazität

U_{ISOL} Isolations-Prüfspannung

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

t_{vj} = t_{vj max.}; I_T = 90 A; I_{FGL} = 0

t_{vj} = t_{vj max.}

t_{vj} = t_{vj max.}

t_{vj} = 25°C; U_D = 12 V; R_A = 2 Ω

t_{vj} = 25°C; U_D = 12 V; R_A = 2 Ω

t_{vj} = 25°C; U_D = 12 V; R_A = 2 Ω

t_{vj} = 25°C; U_D = 12 V; R_{GK} ≥ 22 Ω

I_{FG} = 4 A; di_{FG}/dt = 4 A/μs; t_g ≥ 10 μs

t_{vj} = t_{vj max.}; U_D = U_{DRM}

U_{RG} = 5 V oder/oder R_{GK} ≤ 270 Ω

t_{vj} = 25°C; I_{TM} = 10 A; U_D = 800 V

I_{FG} = 4 A; di_{FG}/dt = 4 A/μs

t_{vj} = t_{vj max.}

I_{TM} = 90 A; U_{DP} ≤ 350 V;

du_D/dt ≤ 800 V/μs; u_{DM} = 0,75 U_{DRM}

u_{LR} = 12 V; di_{RG}/dt = 12 A/μs

3,1 V
1,3 V
19 mΩ
1,5 V
600 mA
1,2 A
3,6 A

8 mA(A)
15 mA(R)
2 μs

3,7 μs
0,8 μs
6 μs
28 A

14 A
5 μs
1,5 nF
2,5 kV

Thermische Eigenschaften

R_{thJC} Innerer Wärmewiderstand

R_{thCK} Wärmewiderstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper

t_{vj max.} Höchstzulässige Sperrschichttemperatur
Betriebstemperatur
Lagertemperatur

Thermal properties

thermal resistance, junction to case

thermal resistance, case to heatsink

max. junction temperature

operating temperature

storage temperature

θ = 180°el, trapezförmiger Stromverlauf/
trapezoidal current waveform

pro Baustein/per unit ≤ 0,44°C/W
pro Zweig/per branch ≤ 0,88°C/W

DC pro Baustein/per unit ≤ 0,36°C/W
pro Zweig/per branch ≤ 0,72°C/W

pro Baustein/per unit 0,1 °C/W
pro Zweig/per branch 0,2 °C/W

125°C

-40°C... + 125°C
-40°C... + 130°C

Mechanische Eigenschaften

G Gewicht

M Anzugsdrehmomente
Maßbild

Mechanical properties

weight

tightening torques

outline

160 g
4 Nm
Seite/page 51

1) Wert nach DIN 41784 für U_{RG} = 5 V oder R_{GK} ≤ 270 Ω (ohne vorausgehende Abschaltung)/Value according to DIN 41784 for U_{RG} = 5 V or R_{GK} ≤ 270 Ω (without prior turn-off)
2) Nur in Verbindung mit der Abschaltung aus I_{TORM} gültig/Valid only according to the turn-off conditions of I_{TORM}
POWERBLOCK GG 90 R: Diodenzweig wie in DD 21 S/Diode branch the same as used in DD 21 S

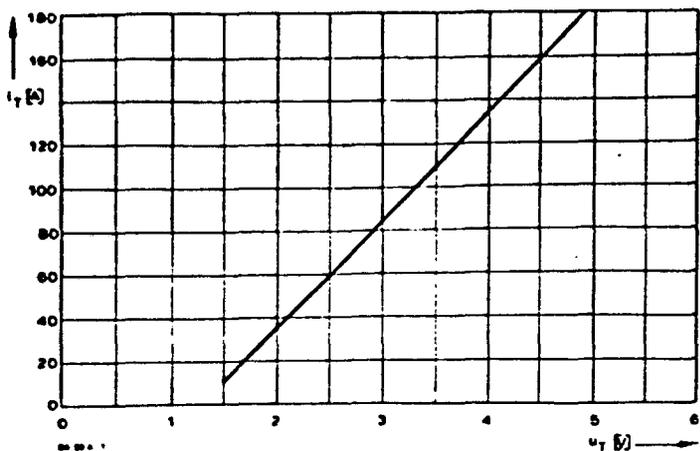


Bild 1/Fig. 1
Grenzdurchlaßkennlinie für $I_{Tj \text{ max}}$.
Maximum forward characteristic at $I_{Tj \text{ max}}$.

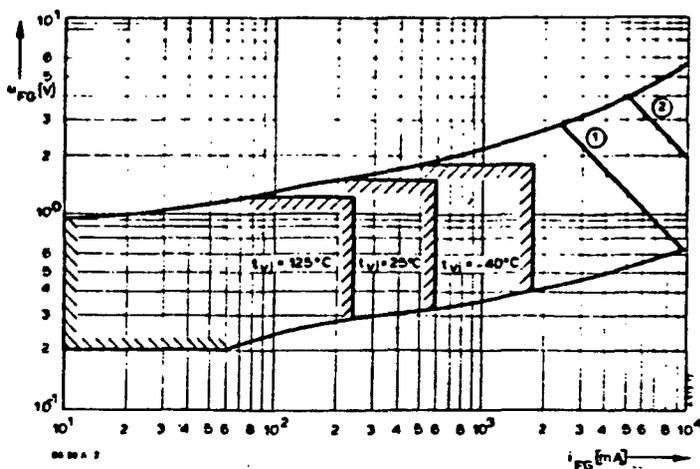


Bild 2/Fig. 2
Zündbereich und Steuerleistung bei $u_D \geq 12 \text{ V}$
Gate characteristic and gate power dissipation at $u_D \geq 12 \text{ V}$
1: Dauersteuerleistung / average gate power: 6 W
2: Spitzensteuerleistung / peak gate power: 20 W

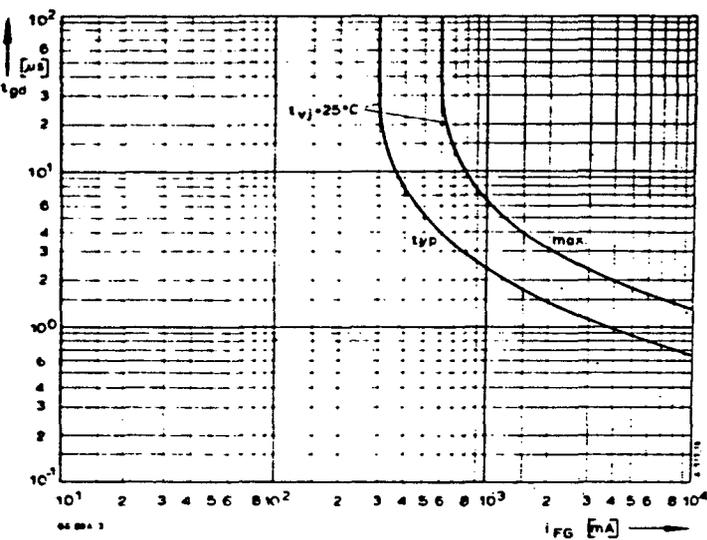


Bild 3/Fig. 3
Zündverzögerung t_{gd}
Gate controlled delay time t_{gd}

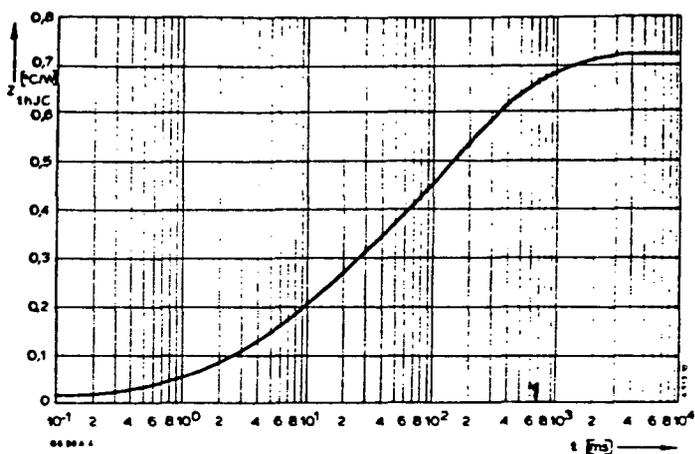


Bild 4/Fig. 4
Transient innerer Wärmewiderstand Z_{thJC} bei Gleichstrom, pro Zweig
Transient thermal impedance, junction to case, Z_{thJC} at direct current, per branch.

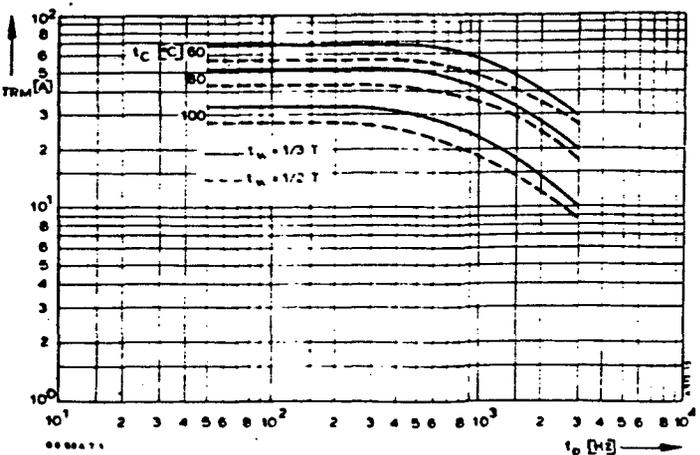
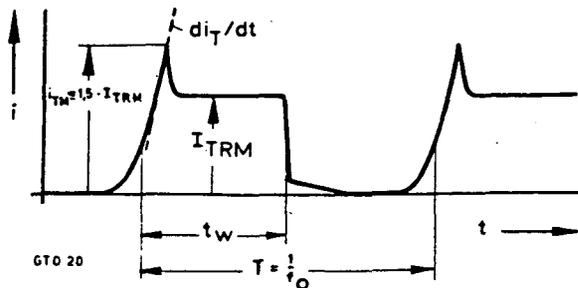
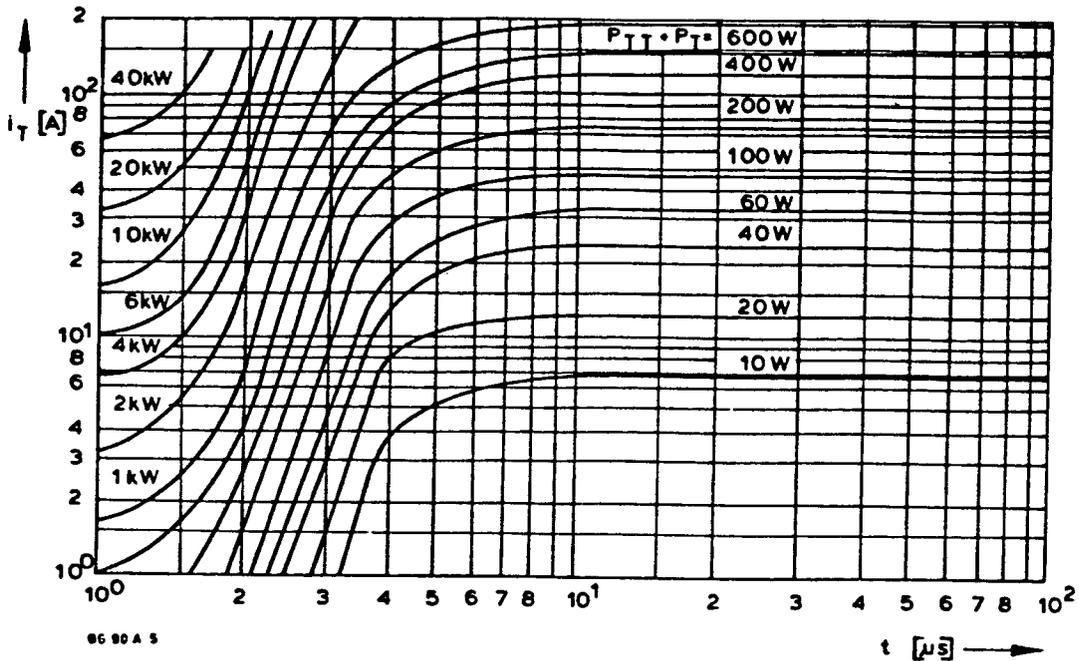


Bild 5/Fig. 5
Höchstzulässiger Durchlaßstrom in Abhängigkeit von der Wiederhol-
frequenz bei trapezförmigem Stromverlauf
Parameter: Gehäusetemperatur, Stromflußzeit
Maximum allowable on-state current versus repetition frequency at
trapezoidal current
Parameter: case temperature, current pulse duration.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





96 90 A 5

Bild 6/Fig. 6

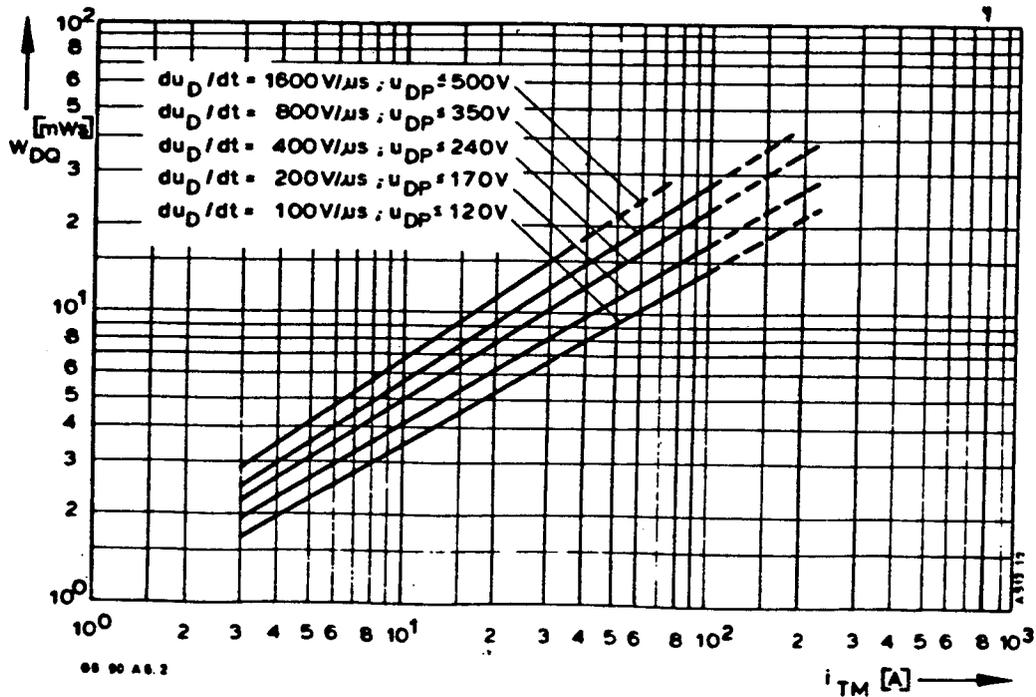
Diagramm zur Ermittlung der Summe von Einschalt- und Durchlaßverlustleistung $P_{TT} + P_T$.

Diagram for the determination of the sum of turn-on dissipation and on-state dissipation $P_{TT} + P_T$.

Betriebsbedingungen / Operating conditions

$u_{DM} \leq 0,67 U_{DRM}$

$i_{FG} = 4 \text{ A}, di_{FG}/dt = 4 \text{ A}/\mu\text{s}$



96 90 A 2

Bild 7/Fig. 7

Abschaltverlustenergie pro Schaltvorgang W_{DQ} in Abhängigkeit vom abzuschaltenden Durchlaßstrom i_{TM} .

Parameter: Steilheit der Vorwärts-Sperrspannung.

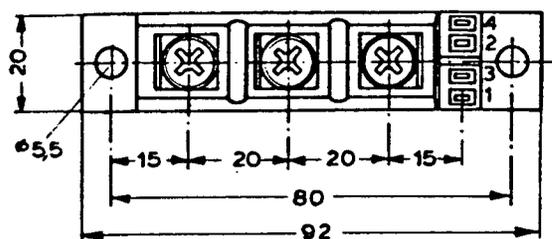
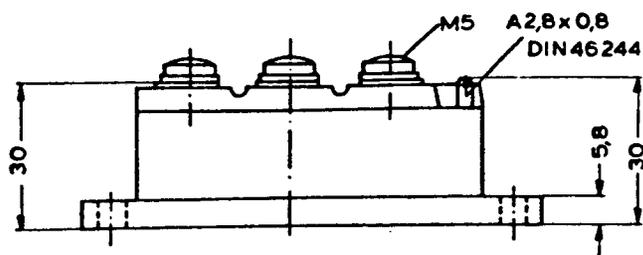
Turn-off energy per pulse W_{DQ} versus turned-off on-state current i_{TM} .

Parameter: rate of rise of forward off-state voltage.

Betriebsbedingungen / Operating conditions

$u_{DM} = 0,75 U_{DRM}, t_{vj} \text{ max.}$

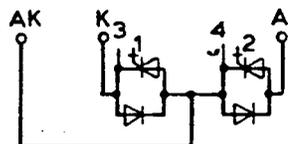
$u_{LR} = 12 \text{ V}, di_{RG}/dt = 12 \text{ A}/\mu\text{s}$



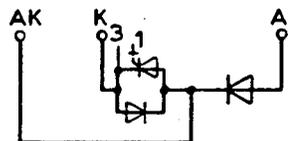
TT10N



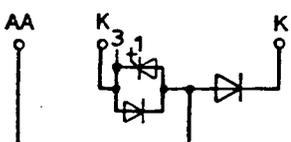
GG 50 A
GG 90 A



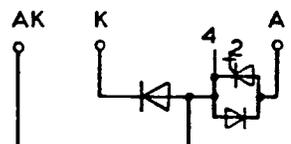
GG 50 R
GG 90 R



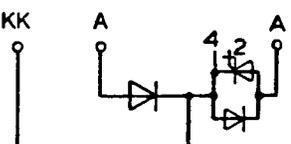
GD 50 R
GD 90 R



GD 50 R...K-A
GD 90 R...K-A



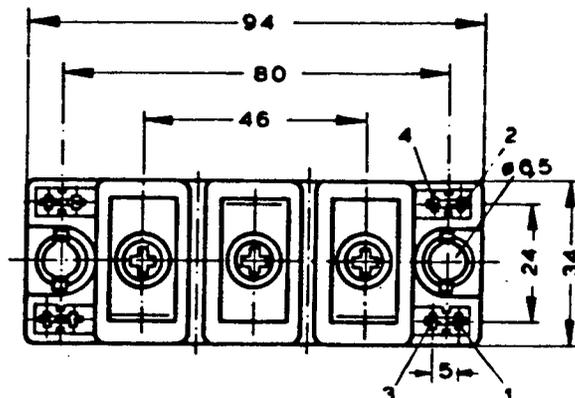
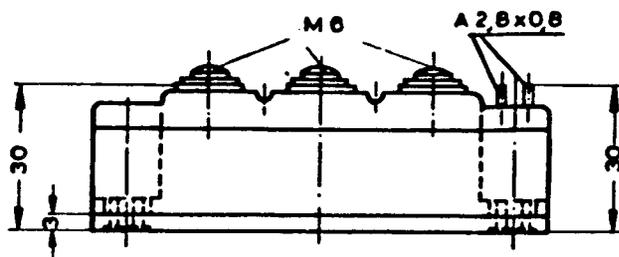
DG 50 R
DG 90 R



DG 50 R...K-K
DG 90 R...K-K

1

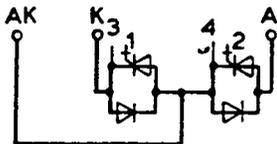
Innerer Aufbau: Lötkontakt
Internal construction: solder contact
Innere Isolation/internal insulation Al_2O_3



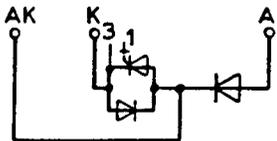
GG 150.1



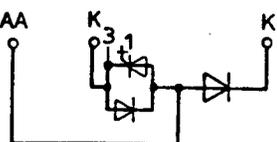
GG 150 A



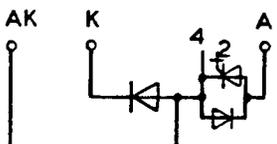
GG 150 R



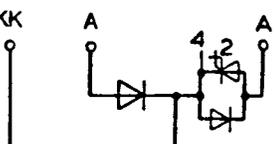
GD 150 R



GD 150 R...K-A



DG 150 R



DG 150 R...K-K

2

Innerer Aufbau: Lötkontakt
Internal construction: solder contact
Innere Isolation/internal insulation Al_2O_3

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- |01| TURN-ON AND TURN-OFF CHARACTERISTICS OF A 4.5KV/3000A GTO.
Osamu Hashimoto, Humiaki Kirihata.
I.E.E.E - I.A.S. Transactions - May-June-1986
- |02| SWITCHING CHARACTERISTICS OF HIGH POWER GATE TURN-OFF THY -
RISTORS.
F. Fasce, M. Zambelli.
First European Conference on Powre Eletronics and Appli
cations.
Proceedings - Volume 1 - Brusels - 16-18 October-1985.
- |03| COMMENT BIEN UTILIZER UN GTO: Thyristor ouvrable par la ga-
chette.
E. Boudelot.
Thomson Semiconducteurs - Electronique de Puissance 16
August - 1986.
- |04| SECOND GENERATION GTO THYRISTOR SIMPLIFIES DC AND AC POWER.
CONTROL SYSTEMS.
Brian R. Pelly, Akira Honda.
Power Conversion International - June 1982.
- |05| POWER CONVERSION IMPROVEMENTS WITH HIG CURRENT TURN-OFF THY
RISTORS.
W. Bohrer, A. Odone, S. Tenconi, M. Zambelli.
PCI - October 1984 Proceedings.
- |06| PARALLEL OPERATIONS TECHNIQUES OF GTO INVERTER SETS FOR LAR
GE AC MOTOR DRIVES.

Mitsuyuki Honbu, Yasuo Matsuda, Kouichimiyazaki and Yorito Jifuku.

IEEE Transaction on Industry Applications VolIA-19 - 2
March-April 1982.

|07| GATING CIRCUITS DEVELOPED FOR HIGH POWER THYRISTORS.

N. Seki, Y. Tsuruta, K. Ichikawa.

IEEE 1981 - Power Electronics Specialists Conference.

|08| APPLICATION OF GATE TURN OFF THYRISTORS (GTO) CONCEPTS AND PROBLEMS TODAY.

M, Peppel, Th. Salzmann, A. Schonerr

First European Conference on Power Electronics and Applications Proceedings Volume 1 - Brussels 16-18 October - 1985.

|09| CIRCUIT D'AIDE À LA COMMUTATION DES GTO.

W. McMurray - Electronique de Puissance - 11 October - 1985.

|10| SNUBBER CIRCUIT FOR HIGH POWER GATE TURN-OFF THYRISTORS.

Hirohichi ohashi.

IEEE Transactions on Industry Applications
Vol. 1A - 19 n°4 July/August 1983.

|11| CONDENSATEURS POUR THYRISTORS GTO;

Electronique de Puissance 15 - Jun-1986.

|12| FUSE PROTECTION FOR POWER THYRISTORS.

Emil T. Schönholzer

IEEE Transactions on Industry Applications Vol.IA - 8 -
n°3 - May/June 1972.

- |13| DETERMINATION OF DC BUS FAULT CURRENTS FOR THYRISTORS CONVERTERS.
Joseph L. Paine, Richard A. Hamilton
IEEE Transactions on Industry Applications Vol. IA-8 -
Nº3 - May-June 1972.
- |14| FUSE APPLICATION TO SOLID STATE MOTOR AND POWER CONTROL.
Philips. C. Jacobs, Jr.
IEEE Transactions on Industry and General Applications
Vol. 16A-2 - nº4 - July/August 1966.
- |15| REPLACEMENT OF THYRISTORS WITH COMMUTATION CIRCUITS IN CHOPPERS AND INVERTERS BY GTO's.
Klemens Heumann and Rainier Marquardt.
IEEE. IAS. 0275 - 9306/82 - 1982.
- |16| APPLICATIONS HANDBOOK - UNITRODE - 1985/86.
- |17| PRINCIPLES OF INVERTER CIRCUITS
Bedford. Bd., Haft R.G.
John Witey and Sons Inc. New York - 1964.
- |18| APONTAMENTOS DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA II
Ivo Barbi.
LAMEP - UFSC - 1986.
- |19| LINEAR DATA BOOK - NATIONAL SEMICONDUCTOR - 1980.
- |20| CATÁLOGO GERAL DE COMPONENTES ELETRÔNICOS - ICOTRON
- |21| AEG. APPLIKATIONSHINWEISE - UND TECHNISCHE ERLÄUTERUNGEN.
(1982).

- |22| MANUAL PARA INGENIEROS Y TECNICOS EN ELECTRONICA.
Milton Kaufman, Arthur Seidman
McGraw Hill - 1982.
- |23| DESIGNING WITH TTL INTEGRATED CIRCUITS
Texas Instrument Staff
- |24| LE TRANSISTOR DE PUISSANCE DANS LA CONVERSION D'ENERGIE
Thomson - CSF - Division Semiconduteurs.
- |25| PROGRESS IN GTO'S FOR INDUSTRIAL LINE INVERTER APPLICATIONS.
B. Thomas, D. Silver, H. Berg.
Industry Applications Conference Records - IEEE - IAS -
1985 - Annual Meeting
- |26| INFLUENCE DE L'IMPEDANCE DU D'ECLENCHEUR SUR LE COURANT MA-
XIMAL DE COUPURE D'UN GTO.
J.P. Pascal
Electronique de Puissance - 18 - Dec/1986
- |27| MATHEMATICAL HANDBOOK FOR SCIENTISTS AND ENGINEERS.
Korn and Korn
M'Graw Hill - 1968.
- |28| INVERSOR TRIFÁSICO COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL A TRANSISTOR DE
POTÊNCIA
Eulogio Chagas de Abreu
Dissertação de Mestrado Eng. Elétrica - UFSC - Julho
1981.
- |29| LE CAPTEUR D'INTENSITE A'EFFET HALL.
Gérard Goultier.

Departement Composents Electromecaniques.

Thomson - CSF - RGE 51:4 - may 1984.

|30| MANUAL SPRAGUE

Sprague Electric Company - Sensor Division.

|31| ESTUDO DE REALIZAÇÃO DE UMA FONTE DE ENERGIA PARA SOLDAGEM
A ARCO SUBMERSO.

Paulo Walter Ferreira Xavier

Dissertação de Mestrado Eng. Elétrica - UFSC - FEV/1986.

|32| GENERALIZED ANALYSIS OF LINE COMMUTED CONVERTERS AND CLOSE
RELATIVES.

Xavier G, Aptil G.E., Manuais S, Ismail El Hadjri C.

PESC-87 Record - 87CH2459-6 June 21-26-1987 pp.624.

|33| GTO INVERTER OPTIMAL PWM WAVEFORM.

G.A. Goodarzi and R.G. Hoft.

Conference Record of 1987 IEEE Industry Applications
Society.

Annual Meeting - Port. I.

|34| A MOVEL CONTROL SCHEME OF DUPLEX CURRENT CONTROLLED PWM IN-
VERTERS.

Satoshi Ogazawara, din Takagaki, Hirofumi Akafi and Aki
ra Nabae.

Conference Record of 1987 IEEE Industry Applications So
ciety - Annual Meeting. Part I.

|35| COMMUTATION CONTROL OF CURRENT SOURCE INVERTER USING GTO
THYRISTORS.

S. Nanaka and Y. Neba.

IFAC Proceeding Series, 1984. Number 2

- [36] AC CHOPPER WITH CONTROLLED FREE-WHEELING
L. Malesani and P. Tenti
IFAC Proceedings Series, 1984. Number 2.
- [37] CONTROL OF ARMATURE AND FIELD CURRENT OF A CHOPPER-FED-DC
DRIVE BY A SINGLE CHIP MICROCOMPUTER
J. Best and P. Mutschle
IFAC Proceedings Series, 1984, Number 2.
- [38] STATE OF THE ART ON POWER ELECTRONICS AND ELECTRICAL DRIVES
IN JAPAN
F. Harashima
IFAC Proceedings Series, 1984, Number 2.