

TESE

143



O USO DE SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA
NO CONTROLE DE VELOCIDADE
DE MOTORES ELÉTRICOS

TESE DE MESTRADO



AUTOR
PROF. FELICIO BARBOSA MONTEIRO

O USO DE SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA NO CON-
TROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES ELÉTRICOS

Trabalho apresentado como
Tese de Mestrado

Autor: Felício Barbosa Monteiro

Orientador: Czeslau Lubomiro Barczak

Ministério da Educação e Cultura
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

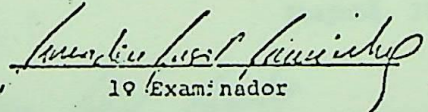
A N E X O I

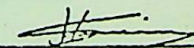
PRONUNCIAMENTO DA COMISSÃO EXAMINADORA


A Comissão Examinadora, abaixo assinado, nomeado por Portaria nº 201 de 02 / 06 / 77, considerando o resultado do Julgamento da Prova de Defesa Pública da Tese de Mestrado intitulada: O USO DE SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA NO CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES ELÉTRICOS

apresenta pronunciamto no sentido de que a Comissão de Pós-Graduação da Escola Federal de Engenharia de Itajubá solicite à DDD (Divisão de Divulgação e Documentação) a expedição do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica na Área de Concentração de Sistemas de Potência satisfestas as demais exigências regimentais à FELÍCIO BARBOSA MONTEIRO

Itajubá, 25 de junho de 1977


1º Examinador
Engº Amadeu Casal Caminha


2º Examinador
Prof. Ignácio Sérgio M. Ferreira


3º Examinador - Presidente
Prof. Czeslau Lubomiro Barczak



Ministério da Educação e Cultura
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

ANEXO II

FOLHA DE JULGAMENTO DA COMISSÃO EXAMINADORA

Título da Tese: "O USO DE SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA NO
CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES ELÉTRICOS"

Autor: Felício Barbosa Monteiro

JULGAMENTO

EXAMINADORES	CONCEITO	RUBRICA
1º	A	<i>Camp</i>
2º	A	<i>H...</i>
3º	A	<i>...</i>

Resultado médio: Conceito _____, ou seja _____

Observações: _____

Itajubá, 25 de junho de 19 77

Amadeu Casal Caminha
1º Examinador
Engº Amadeu Casal Caminha

Ignácio Sérgio M. Ferreira
2º Examinador
Prof. Ignácio Sérgio M. Ferreira

Czeslau Lubomiro Barczak
3º Examinador - Presidente
Prof. Czeslau Lubomiro Barczak

AGRADECIMENTOS

Os professores Czeslau Lubomiro Barczak e Ignácio Sérgio Miranda Ferreira não só foram grandes colaboradores como deram incentivo e apoio. Por isto o autor considera uma obrigação agradável agradecer-lhes.

O autor agradece também a todos que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

HOMENAGEM

Ao prof. Amadeu Casel Caminha pela grande con
tribuição que sempre deu a EFEI e em especial ao autor.

DEDICATÓRIA

A minha esposa Magali e a meus pais.

PREFÁCIO

A eletrônica teve um grande desenvolvimento nos últimos anos revolucionando várias áreas, dentre elas a de controle de velocidade de motores elétricos. No entanto ainda existe muito a ser realizado neste campo, principalmente nos países em desenvolvimento. Em face a isto foi que pensamos em fazer este trabalho com o intuito de introduzir o leitor nesta fascinante área que é o controle de motores elétricos por meio de semicondutores de potência. Não se trata de um trabalho completo, pois o campo é vastíssimo e praticamente cada seção deste trabalho pode originar outros trabalhos, cada um apresentando o mesmo ou mais volume que este.

Na esperança de ter sido útil

F.B.M.

Maio de 1977

SUMÁRIO

	Pág.
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 2 - SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA	4
2.1. Introdução	4
2.2. O Tiristor	4
2.2.1. Características do Tiristor	6
2.2.2. Disparo do Tiristor	6
2.2.2.1. Métodos para Disparo	9
2.2.3. Comutação do Tiristor	13
2.2.3.1. Métodos de Comutação Forçada	15
2.2.4. Regime dos Tiristores	21
2.2.4.1. Tensão	21
2.2.4.2. Corrente	21
2.2.4.3. Potência	22
2.2.4.4. Regimes Intermitentes	23
2.2.5. Proteção de Tiristores	23
2.2.5.1. Sobre Tensão Direta	23
2.2.5.2. Sobre Corrente	24
2.2.5.3. Surtos de Tensão	25
2.2.5.4. Catilho	26
2.2.6. Arranjos com Tiristores	28
2.2.6.1. Tiristores em Série	28
2.2.6.2. Tiristores em Paralelo	29
2.3. O Triac	30
CAPÍTULO 3 - O CONTROLE DO MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA	35
3.1. Introdução	35
3.2. Partida de Motores de Corrente Contínua	36
3.2.1. Partida com Resistência e Tiristor	37
3.2.2. Partida com Tiristor e sem Resistências	38
3.3. Controle de Velocidade	40
3.3.1. Choppers com Tiristores	42
3.3.1.1. O Chopper Tipo A	43
3.3.1.2. O Chopper Tipo B	44
3.3.1.3. O Chopper Tipo C	45

	Pág.
3.3.1.3.1. Análise do Carregamento Reverso	46
3.3.1.3.2. Análise da Descarga	49
3.3.2. Retificadores e Conversores Controlados	53
3.3.2.1. Conversor Monofásico de Meia Onda	57
3.3.2.2. Conversor Monofásico de Onda Completa	58
3.3.2.3. Conversor Trifásico	60
3.4. Ondulação de Tensão	63
3.5. Circuitos Lógicos	64
CAPÍTULO 4 - O CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO	78
4.1. Introdução	78
4.2. Partida do Motor de Indução	78
4.3. Controle de Velocidade	85
4.3.1. Inversores	86
4.3.1.1. Inversor Tipo 1	87
4.3.1.2. Inversor Tipo 2	88
4.3.1.2.1. Comutação por Circuito LC e Tiristores Auxiliares	92
4.3.1.2.2. Comutação por C e Ação Complementar	94
4.3.1.2.3. Comutação por Fonte Auxiliar	95
4.3.2. Controle com Tensão Proporcional a Frequência	96
4.3.2.1. Transformador de Relação Variável	97
4.3.2.2. Conversor de Tensão Variável	98
4.3.2.3. Inversor Controlador de Tensão	99
4.3.3. Inversor no Circuito do Rotor	103
4.4. Eliminação de Harmônicas	107
4.4.1. Múltiplos Pulsos de Largura Controlada	107
4.4.2. Eliminação Seletiva de Harmônicas	109
4.4.3. Eliminação por Sintetização da Onda	112
4.5. Circuito Lógico	116
CAPÍTULO 5 - O CONTROLE DO MOTOR SÍNCRONO	129
5.1. Introdução	129
5.2. Partida do Motor Síncrono	130
5.3. Controle de Velocidade	130
5.4. Controle de Excitação	135
CAPÍTULO 6 - NOTAS GERAIS	139
BIBLIOGRAFIA	141

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O tiristor ou retificador controlado de silício (SCR) foi desenvolvido nos laboratórios da Companhia General Electric e tornou-se comercialmente disponível em regimes de 200 A e 1000 V na década de 60. No início o tiristor teve uma dura vida, pois muitas de suas características não eram bem entendidas ou não eram conhecidas. Vencidas estas dificuldades iniciais ele se tornou um dispositivo revolucionário, em particular nos equipamentos de controle industriais.

O tiristor e sistemas tiristorizados tem substituído muitos dispositivos componentes de sistemas, dentre os quais destacam-se :

- a) Tiratrons
- b) Retificadores a arco de mercúrio
- c) Reatores com núcleo saturável
- d) Reostatos de partidas de motores
- e) Sistemas de controle de velocidade, dentre os quais o sistema Ward-Leonard
- f) Transformadores de tensão constante
- g) Auto transformador
- h) Mudança mecânica de tap
- i) Relés e contadores

Os tiriátros tem encontrado um grande campo de aplicação, incluindo transmissão em corrente contínua, transportes em alta velocidade (metrô) e um grande campo de controle de velocidade de motores elétricos. Esta última aplicação é o objetivo de

to trabalho.

As partes principais de um sistema conversor são mostradas na Fig. 1.1. Um sistema conversor é como se segue :

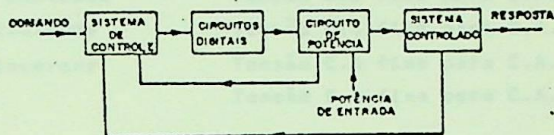


Fig. 1.1 - Diagrama de blocos de um conversor

- a) O circuito de potência pode ter uma saída como sendo uma fonte de tensão contínua variável ou fixa ou como sendo uma fonte de tensão alternada fixa ou variável em magnitude e/ou frequência.
- b) Os circuitos digitais respondem ao sistema de controle enviando sinais que ligam ou desligam (disparam ou comutam) os tiristores do circuito de potência em instantes apropriados.
- c) O sistema controlado pode ser simplesmente uma máquina girante ou algo mais complicado. Possui uma saída de realimentação.
- d) O sistema de controle em resposta a um comando e sinais de realimentação insere um sinal apropriado de controle no circuito digital.

Nos capítulos que se seguem a atenção é confinada aos circuitos de potência dos conversores e sistemas controlados. Ocasionalmente é indicado um arranjo para os sinais dos mais circuitos. A geração de sinais para o controle possui várias alternativas, e há uma tecnologia em desenvolvimento muito rápido. O advento de microprocessadores deve trazer um avanço notável no controle de tiristores.

Os tipos de conversores que aqui serão tratados são

TIPO	CONVERSÃO
Retificadores sem controle	Tensão C.A fixa para C.C. fixa
Retificadores controlados	Tensão C.A fixa para C.C. variável
Choppers	Tensão C.C fixa para C.C. variável
Inversores sem controle	Tensão C.C fixa para C.A. fixa
Inversores controlados	Tensão C.C fixa para C.A. variável
Retificador + Inversor	Tensão C.A fixa para C.A. variável
Cicloconversor	Tensão C.A fixa para C.A. variável

Conversores com semi-condutores de potência tendem a introduzir corrente e tensões harmônicas nos sistemas de alimentação e nos sistemas controlados. As harmônicas podem causar sérios problemas e por isto é necessário introduzir filtros na entrada do conversor para reduzir as harmônicas no sistema de alimentação a níveis aceitáveis. A especificação de filtros é um tópico especializado e há abundante literatura. A introdução de correntes e tensões harmônicas no sistema controlado pode ser indesejável em algumas aplicações e providências devem ser tomadas. Algumas destas providências são mostradas nos capítulos seguintes.

Maiores precauções são algumas vezes necessárias para eliminar interferências de rádio-frequência causada por radiações eletromagnéticas geradas no próprio conversor, radiações estas que muitas vezes afetam os circuitos lógicos de controle.

Nos capítulos que se seguem vários conversores são analisados de maneira que suas operações possam ser entendidas e que predições quantitativas de suas performances possam ser usadas como parte necessária do procedimento de especificação.

CAPITULO 2

SEMICONDUCTORES DE POTÊNCIA

2.1 - INTRODUÇÃO

Para um melhor entendimento dos capítulos seguintes será feita aqui uma breve descrição dos principais semicondutores de potência. Entendo-se como semicondutores de potência aqueles cuja finalidade é o controle da potência, destacando-se o tiristor ou SCR e o triac. Será considerado que os semicondutores mais comuns, tais como diodos e transistores, já são conhecidos.

2.2 - O TIRISTOR

O tiristor é um semiconductor de quatro camadas, três terminais e três junções. É feito de camadas alternadas P e N de silício e sua representação esquemática e símbolo no circuito elétrico são mostradas na Fig. 2.1. A região P final é o anodo, a região N final é o catodo e a região P intermediária é o gatilho. O anodo para catodo é conectado em série com a carga. Essencialmente o tiristor é uma chave sem partes móveis. O tiristor apresenta três estados de operação: (a) Bloqueio reverso, é quando o catodo está positivo em relação ao anodo e idealmente neste estado apresenta uma resistência infinita; (b) Bloqueio direto, é quando o catodo está negativo em relação ao anodo mas não houve sinal no gatilho nem a tensão de ruptura direta foi ultrapassada, e também neste estado apresenta uma resistência ideal igual a infinito; (c) Condução, é quando o anodo está positivo em relação ao catodo e houve um sinal no gatilho positivo em relação ao catodo ou a tensão de ruptura direta foi ultrapassada. Neste estado o tiristor apresenta uma resistência ideal nula.

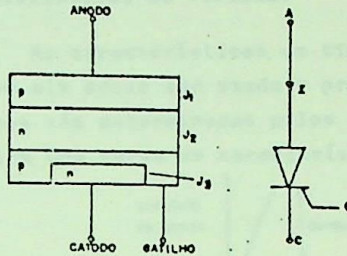


Fig. 2.1 - Representação esquemática e símbolo do tiristor

O tiristor só conduz corrente em uma direção e uma analogia com dois transistores mostra a sua ação básica. Esta analogia é mostrada na Fig. 2.2. e consiste em considerar o tiristor (P-N-P-N) como dois transistores, um N-P-N e outro P-N-P. O coletor do transistor N-P-N provém da base do transistor P-N-P, cuja corrente de coletor mais a corrente de pulso supre a base do transistor N-P-N. Para disparar (ligar) o tiristor a corrente de gatilho é aplicada ao mais sensível transistor N-P-N da estrutura. A base N do transistor P-N-P é carregada pela corrente de coletor do transistor N-P-N. Inicia-se uma realimentação positiva pela corrente de coletor do transistor P-N-P reforçando a mudança na base P do transistor N-P-N. O nível de saturação é rapidamente alcançado e a corrente é limitada pela impedância de carga.

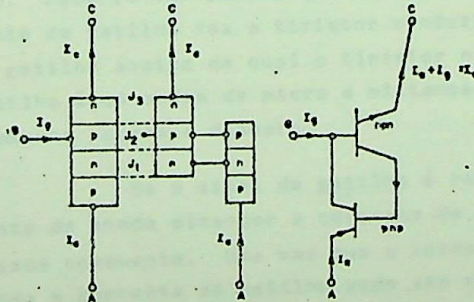


Fig. 2.2 - Analogia do tiristor com dois transistores

2.2.1 - Características do Tiristor

As características do tiristor devem ser bem conhecidas para que ele possa ser usado e protegido adequadamente. As características são determinadas pelos estados de operação e a Fig. 2.3 mostra uma curva de características de estado.

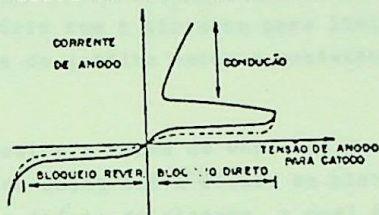


Fig. 2.3 - Característica do tiristor

2.2.2 - Disparo do Tiristor

Há várias maneiras de se disparar o tiristor. Uma vez disparado ele oferece uma impedância quase nula e a corrente se apresenta uma queda de tensão entre anodo e catodo de ordem de 1 a 1,5 [V] substancialmente independente da corrente de anodo. Estas maneiras de disparar o tiristor são:

a) Sinal Elétrico no Gatilho

Esta é a maneira mais usual de se disparar o tiristor. Consiste em se aplicar uma tensão positiva entre gatilho e catodo. Pode-se ver pelo modelo de dois transistores que esta corrente de gatilho faz o tiristor conduzir. Há uma mínima corrente de gatilho abaixo da qual o tiristor não dispara. A corrente de gatilho é da ordem de micro a miliampères e quanto maior mais rapidamente ocorre o disparo.

Se o sinal de gatilho é reduzido a zero antes da corrente de anodo alcançar a corrente de pick-up o tiristor será desligado novamente. Uma vez que a corrente de pick-up tenha sido excedida a corrente de gatilho pode ser reduzida a zero que o tiristor permanecerá conduzindo até que a corrente de anodo seja reduzida abaixo do valor da corrente de manutenção (holding current).

Durante o intervalo inicial de disparo somente uma pequena área perto do eletrodo de gatilho conduz corrente anódica. Uma apreciável variação de corrente anódica em curto período de tempo, isto é grande di/dt antes da corrente anódica desenvolver-se em toda junção ocasiona um aquecimento local suficiente para estragar o tiristor. Este aquecimento limita a máxima di/dt . É comum o uso de indutores em série com o tiristor para limitar o di/dt . Quanto maior a corrente de gatilho maior a resistência a estragos por di/dt anódico.

A Fig. 2.4 mostra a forma de variação de corrente durante a transição de não condução até o estado de plena condução. O instante t_0 indica o início do disparo, o qual é produzido por uma tensão de grau aplicada entre gatilho e catodo. O período T_1 é o atraso de tempo entre a frente do pulso de gatilho e o início de um rápido crescimento da corrente anódica. O pulso de gatilho deve ter pelo menos uma duração de T_1 . A potência dissipada no tiristor é maior em T_2 devido a rápida variação de corrente em uma pequena área enquanto a queda de tensão é ainda apreciável. O período T_3 é o tempo de extensão da condução e é também o período durante o qual a queda de tensão torna-se estável.

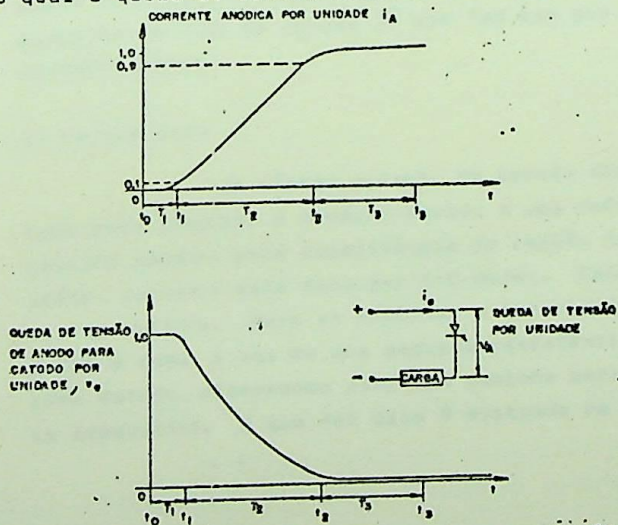


Fig. 2.4 - Variação da corrente e queda de tensão durante o disparo

b) Sinal Luminoso no Gatilho

Há alguns tiristores em que é possível injetar-se e energia radiante na banda espectral do silício. Nestes casos o tiristor é normalmente chamado de LASCR e um raio de luz dirigido do gatilho para a junção J3 pode produzir energia suficiente para liberter elétrons no semiconductor e fornecer energia adicional suficiente para o disparo.

c) Temperatura

A altas temperaturas a corrente de fuga em uma junção de silício polarizada reversamente dobra aproximadamente com cada 8°C de aumento da temperatura da junção. A corrente de fuga crescendo em uma estrutura P-N-P-N até que o ganho tenda a 1 ocasiona o disparo.

d) Sobretensão

Aumentando-se a tensão direta de anodo para catodo acima do valor da tensão de ruptura direta, temos um aumento da corrente de fuga na junção J2 que faz com que o ganho tenda a 1 e o disparo ocorra.

e) Grande dv/dt :

Um rápido aumento da tensão direta de anodo para catodo pode produzir o disparo devido a uma corrente transitória de gatilho causada pela capacitância da região interna N para o gatilho, corrente esta dada por $i = C \, dv/dt$. Este tipo de disparo deve ser evitado. Para se aumentar a capacidade da resistência a dv/dt é comum o uso de uma pequena resistência externa de gatilho para catodo, oferecendo assim um caminho para a passagem da corrente capacitiva. O que foi dito é mostrado na Fig. 2.5.

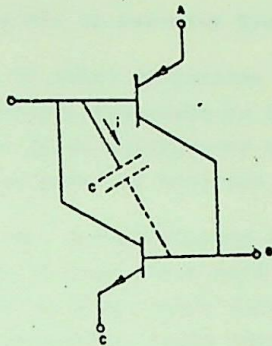


Fig. 2.5 - Efeito dv/dt

2.2.2.1 - Métodos para Disparo com Sinal Elétrico no Gatilho

Os circuitos descritos a seguir fornecem sinal de gatilho para catodo para disparar o tiristor. As características fornecidas pelos fabricantes são semelhantes a área hachureada da Fig. 2.6, a qual mostra que existe um valor mínimo de tensão e corrente de gatilho que disparam o tiristor. O aspecto diferente próximo a origem é devido a grande potência de gatilho necessária para junções com baixa temperatura. Há também um limite máximo para o sinal de gatilho, sendo que um sinal maior que este limite pode danificar o tiristor. Sinais na área hachureada permitem o disparo confiável do tiristor.

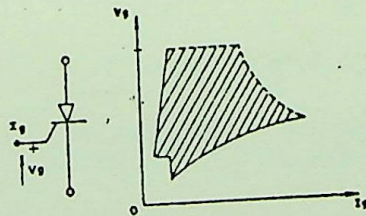


Fig. 2.6 - Características de gatilho

Há vários circuitos de gatilho possíveis, mas os tipos básicos podem ser categorizados de três maneiras a saber :

a) Sinal de Disparo de Corrente Contínua

Um sinal de gatilho contínuo não é normalmente usado devido a potência dissipada no tiristor, contudo em aplicações onde o tiristor possa desligar-se antes do tempo requerido esta dissipação extra deve ser tolerada.

A Fig. 2.7(a) ilustra um circuito de disparo. A chave CH pode ser uma simples chave mecânica, ou um relé, ou uma chave transistorizada ou ainda outro tiristor. A Fig. 2.7(b) é uma modificação e não precisa de fonte auxiliar. Quando o anodo é positivo e a chave CH é fechada flui corrente no gatilho limitada por R. Quando o tiristor passa a conduzir a corrente de gatilho fica muito reduzida pois a tensão que a produz é agora muito reduzida, uma vez que é a queda de tensão direta no tiristor. O diodo está no circuito para prevenir que ocorra uma grande tensão reversa através dos terminais do gatilho e catodo quando a corrente é interrompida. O diodo limita esta tensão em torno de $1 |V|$.

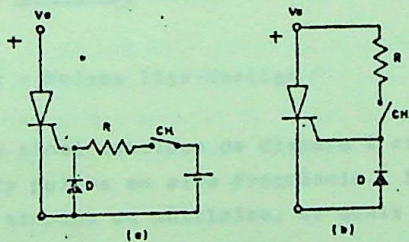


Fig. 2.7 - Sinais de disparo de corrente contínua

Outro método comum para produzir sinais de disparo de corrente contínua é fazendo uso de multivibradores biestáveis.

b) Pulso como Sinal de Disparo

O disparo por meio de pulsos é mais vantajoso do que o disparo por corrente contínua. É possível alimentar-se o circuito de gatilho por meio de transformadores e neste caso o gatilho fica isolado da fonte de potência de controle. Com sinais de

pulso a potência de dissipação no circuito de gatilho é reduzida e pode-se usar pulsos maiores garantindo o disparo.

Pulsos liga-desliga (on-off) podem ser obtidos de um multivibrador monostável. Cada pequeno sinal de pulso na entrada do multivibrador origina um pulso de saída com magnitude e duração definidas. Pulsos liga-desliga podem ser obtidos de um transformador com núcleo saturável conforme mostra a Fig. 2.8. Quando o anodo é positivo o tiristor sofrerá disparo se o transformador não estiver saturado. O transformador torna-se saturado quando a chave CH está fechada e o tiristor não disparará porque o gatilho estará jempendo pela baixa impedância do enrolamento secundário.

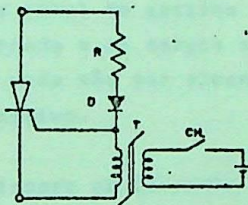


Fig. 2.8 - Pulsos liga-desliga

Se um sinal contínuo de disparo é requerido, pode-se usar uma cadeia de pulsos em alta frequência. Sinais de pulso podem ser de pulsos simples ou múltiplos, os quais podem ser controlados no tempo.

Pode-se também obter pulsos simples ou múltiplos de transistores unijunção, UJT, sendo que um circuito para tal é mostrado na Fig. 2.9. O controle deste circuito é simples. O capacitor C carrega-se até que o UJT conduz e um pulso aparece através do transformador. O tempo gasto para o pulso aparecer depende da constante de tempo RC.

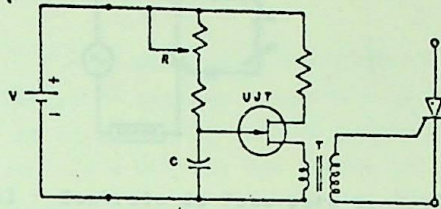


Fig. 2.9 - Circuito de disparo com UJT

O multivibrador estável é um dispositivo que pode ser usado para fornecer um trem de pulsos em alta frequência. Ele é próprio para sinal de gatilho quando a fonte de potência é de corrente alternada e as cargas são indutivas. Neste caso a corrente de pick-up pode não ser alcançada até bem depois do anodo ter-se tornado positivo.

c) Sinal de Disparo de Corrente Alternada

O método mais comum de controlar a potência de corrente alternada fornecida a carga é o controle de fase. A potência é controlada pela variação do tempo de condução do tiristor no ciclo. A Fig. 2.10 ilustra tal método.

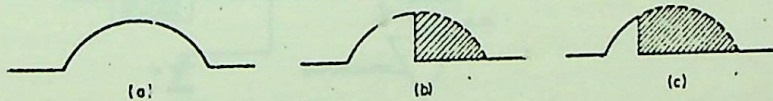


Fig. 2.10 - Tensão de anodo para catodo com controle de fase. (a) Nenhuma condução; (b) Condução de 90° ; (c) Condução de 150° .

Um método simples para prover condução de 180° até 90° é mostrado na Fig. 2.11. Aumentando-se R temos um atraso no tempo, ou fase, durante o ciclo que a tensão é positiva bastante

para originar uma corrente de gatilho suficiente para o disparo.

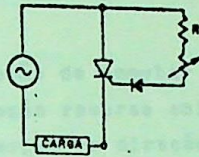


Fig. 2.11 - Controle de fase para condução 180° a 90°

A Fig. 2.12 mostra um circuito de disparo mais preciso em forma de diagrama de blocos. A fonte de corrente alterna da dá um sinal sincronizado que é convertido em forma de rampa, o qual alimenta um multivibrador tipo SCHMITT TRIGGER e este alimenta o circuito de gatilho do tiristor. Neste tipo de multivibrador quando o sinal de entrada alcança um nível particular há um sinal de saída com grande frente de onda e quando o sinal de entrada é menor que um certo valor a saída reduz-se a zero. Uma onda em forma de dente de serra possibilita a saída cair a zero no mesmo instante em cada ciclo, mas o crescimento do pulso é mudado em fase por alteração do nível de corrente contínua da onda de dente de serra. Assim muda também o instante no qual a onda de saída do multivibrador dispara o tiristor. Esta mudança cobre aproximadamente todo o campo de 180° do ciclo.

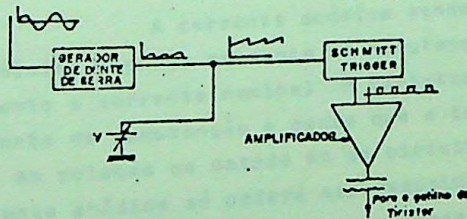


Fig. 2.12 - Circuito de disparo com controle de fase.

2.2.3.- Comutação do Tiristor

Comutar ou desligar o tiristor significa que toda condução direta foi cessada e que a reaplicação de uma tensão posi

tiva no anodo não causará fluxo de corrente se não houver sinal de gatilho.

A ação de comutar o tiristor se processa assim: a tensão de polarização reversa aplicada para comutar o tiristor permite o fluxo de cargas na direção de catodo para anodo. Este fluxo permanecerá até que a maioria das cargas das junções J1 e J3 tenham sido removidas e neste estado estas junções reverterem-se ao estado de bloqueio e a corrente é nula. O tiristor bloqueia tensão reversa porque J1 e J3 estão polarizadas reversamente, no entanto a junção J2 está ainda polarizada diretamente e possui várias cargas. O tiristor só bloqueará tensão direta quando o excesso de cargas da junção J2 tiver recombinado, contudo esta recombinação é independente do circuito externo. O tempo de recombinação varia com a temperatura, dobrando entre 25° e 125°C, e com o valor da corrente direta, uma vez que para maiores correntes maior é o número de cargas na junção J2. Uma corrente reversa diminui o tempo de comutação porque as junções J1 e J3 são polarizadas reversamente em um curto período de tempo.

Há três maneiras básicas de comutação, que são :

a) Comutação Natural

A corrente anódica sendo reduzida abaixo de um valor mínimo chamado corrente de manutenção o tiristor comuta. Entretanto a corrente nominal o tiristor é cerca de 1000 vezes a corrente de manutenção e desde que a tensão anódica permaneça positiva em relação ao catodo em um circuito de corrente contínua a corrente anódica só poderá ser reduzida pela abertura de uma chave, ou pelo aumento da impedância de carga ou pelo desvio de parte da corrente por meio de um circuito paralelo ao tiristor (Curto-circuitando o tiristor).

b) Comutação por Tensão Reversa

Uma tensão reversa de anodo para catodo (catodo positivo em relação ao anodo) tenderá a interromper a corrente anódica.

ca. A tensão reversa ocorre em cada meio ciclo em um circuito de corrente alternada, e assim um tiristor é polarizado reversamente, em todos semi-ciclos negativos e não conduz. Isto é chamado de comutação de fase ou comutação da linha em corrente alternada.

Para criar uma polarização reverse através do tiristor que esteja sob a ação de tensão contínua é comum o uso de capacitores. Este método de descarga de um capacitor em paralelo com o tiristor para comutá-lo é chamado comutação forçada.

c) Comutação pelo gatilho

Alguns tiristores especiais denominados GTD, podem ser levados a comutação por meio de um pulso negativo no gatilho. Nestes tiristores o pulso negativo aumenta o valor da corrente de manutenção de tal forma que ele excede o valor da corrente de carga e o tiristor comuta. No estado atual tiristores deste tipo são fabricados só para pequenas correntes (menor que 10 A) e por isto não se fará maiores considerações.

2.2.3.1 - Métodos de Comutação Forçada

O método mais simples de comutação forçada é a comutação de fase, isto é, quando a fonte é alternada o tiristor será polarizado reversamente em meio ciclo e comutará. Isto não ocorre necessariamente após poucos microssegundos da fonte inverter de polaridade, mas sim quando a corrente é reduzida a zero e isto depende da reatância da carga. Se a corrente é capacitiva a corrente é reduzida a zero antes da tensão e isto sugere um método de comutação forçada por meio de ressonância quando a fonte é de corrente contínua.

A maioria dos circuitos de comutação forçada faz uso de capacitores, contudo existem circuitos de comutação que dispensem o capacitor e fazem uso de um pulso de um transformador. Se for dado alguns exemplos de comutação forçada por capacitores, mas a escolha do método de desligamento é frequentemente ditada pela aplicação do tiristor.

a) Comutação própria por ressonância

A Fig. 2.13 mostra um circuito ressonante LC. Quando o tiristor é disparado a placa A do capacitor é positiva, o capacitor C descarrega-se através do circuito ressonante C, TH e L e tem a sua polaridade invertida. A corrente ressonante será reversa após meio ciclo e se esta corrente for maior que a corrente de carga o tiristor deixará de conduzir.

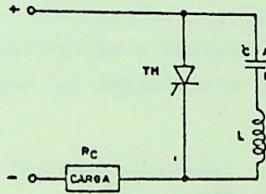


Fig. 2.13 - Comutação por Ressonância em Paralelo com o Tiristor

Uma implicação do caso visto, é que se a carga for curto circuitado pode acontecer que a corrente ressonante não seja suficiente para desligar o tiristor.

A Fig. 2.14(a) apresenta um circuito similar, onde a tensão reversa é ressonância de indução. A Fig. 2.14(b) mostra as formas de onda da corrente, tensão no tiristor e tensão no capacitor. O período de condução é fixado pelos valores de L e C.

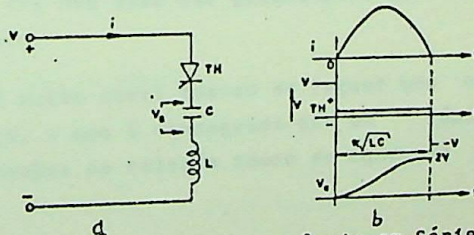


Fig. 2.14 - Comutação por Ressonância em Série com o Tiristor e Formas de Onda

b) Comutação por Ressonância e Tiristor Auxiliar

No circuito mostrado na Fig. 2.15 a comutação é controlada por um tiristor auxiliar, TH2, e um circuito ressonante LC. Inicialmente deve-se disparar TH2 para carregar o capacitor C. TH2 comuta quando a corrente atinge um valor menor que a corrente de manutenção. Disparando-se TH1, este estará sujeito tanto ao fluxo da corrente de carga como o fluxo da corrente ressonante de L e C. O capacitor C carrega-se reversamente, placa B positiva em relação a placa A, com uma tensão de aproximadamente duas vezes a da fonte. O diodo D, não permite o próximo meio ciclo da corrente ressonante. Disparando-se o tiristor TH2 haverá uma polarização reversa de TH1 devido ao capacitor e TH1 será comutado.

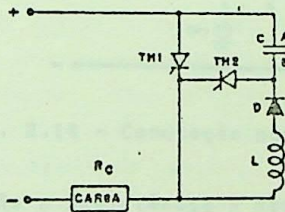


Fig. 2.15 - Comutação por ressonância e tiristor Auxiliar

Com o capacitor carregado reversamente existe uma descarga por meio da corrente de fuga através de D e TH1 e por isto o tempo de condução de TH1 não deve ser grande para que se tenha uma comutação confiável.

Este método é muito usual quando se requer uma corrente média variável na carga, o que é conseguido por um rápido chaveamento de TH1 com alterações na relação tempo de condução para tempo de não condução.

c) Comutação por Capacitância Paralela

Uma das maneiras de obter comutação por capacitân-

ção paralela é mostrada na Fig. 2.16. Este circuito opera da forma explanada a seguir. Inicialmente o tiristor TH2 não conduz e o tiristor TH1 conduz a corrente de carga. Desta maneira a placa B do capacitor C é negativa em relação a placa A, uma vez que o capacitor foi carregado via R, C e TH1. Disparando-se TH2, se a energia armazenada em C for suficiente, o tiristor TH1 será polarizado reversamente e comutará. Este sistema é repetitivo, ou seja disparando um tiristor o outro comuta.

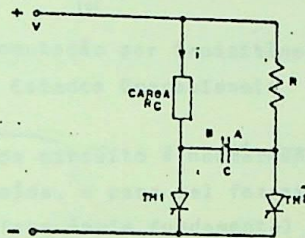


Fig. 2.16 - Comutação por Capacitância Paralela

Se a resistência R não for uma carga, ela deverá ser escolhida cuidadosamente para minimizar as perdas de potência, para não introduzir uma constante de tempo, RC, muito grande comperada com o regime de chaveamento e para que a corrente através dela não seja menor que a corrente de fuga direta através do TH2, pois se isto ocorresse a placa A do capacitor poderia não estar carregada suficientemente positiva para realizar a comutação do TH1.

d) Comutação por Capacitância Série

Uma boa maneira de exemplificar este método é através do circuito inversor da Fig. 2.17(a). Este inversor tem a entrada contínua e a saída em forma de onda quadrada. Quando TH1 conduz e TH2 não a corrente flui em um sentido e quando TH2 conduz e TH1 não a corrente flui em sentido oposto.

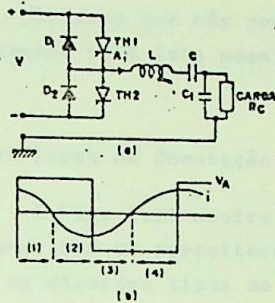


Fig. 2.17 - Comutação por Capacitância Série e Estados Operacionais

Este tipo de circuito é normalmente usado para ter-se uma onda senoidal de saída, e para tal faz-se uso de filtros que dão uma regulação nula a frequência fundamental e grande atenuação as frequências indesejáveis. Caso o filtro apresente-se como uma carga capacitiva para o inversor isto pode originar uma inversão da corrente antes da inversão da tensão. Esta corrente inversa pode fluir através de um dos diodos e polarizar o t^{ir}istor reversamente levando-o a comutação. Neste caso a tensão reversa no t^{ir}istor é a queda de tensão direta através do diodo (cerca de $1 |V|$).

Os elementos ressonantes LC oferecem impedância nula a frequência fundamental e atenuam as frequências indesejáveis, atuando como um filtro passe-baixo. O elemento C1 serve para tornar a carga capacitiva, adiantando a corrente da tensão o que facilita a comutação.

Os quatro estados operacionais para a realização de um ciclo neste circuito são mostrados na Fig. 2.17(b) e são :

- (1) TH1 conduz, TH2 não
- (2) D1 conduz, TH1 e TH2 não
- (3) TH2 conduz, TH1 não
- (4) D2 conduz, TH1 e TH2 não

Observe que não pode haver dois tiristores conduzindo ao mesmo tempo, pois isto ocasionaria um curto circuito na fonte.

e) Sumário dos Tipos de Comutação Forçada

A Fig. 2.18 mostra diversos circuitos de comutação forçada, fazendo uso de capacitores e de transformadores de pulso. Nesta figura os diversos tipos de comutação são identificados por letras desde a até f. A partir daqui identificaremos o tipo de comutação pela letra conforme a Fig. 2.18.

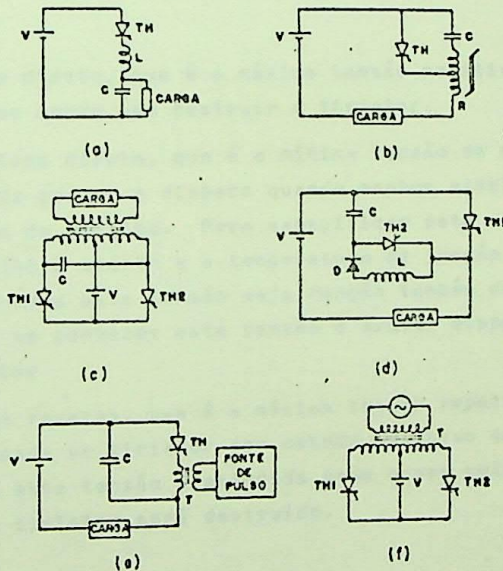


Fig. 2.18 - Circuitos de Comutação

- Na Fig. 2.18 os tipos de comutação são :
- a) Comutação própria por carga ressonante
 - b) Comutação própria por circuito LC
 - c) Comutação por capacitância chaveada por outro tiristor da carga

- d) Comutação por capacitância chaveada por tiristor auxiliar
- e) Comutação por pulso externo
- f) Comutação de linha em corrente alternada

2.2.4 - Regime dos Tiristores

Aqui serão vistas as condições de tensão, corrente e potência a que ficam sujeitos os tiristores. Estas condições são essenciais para uma boa especificação do tiristor.

2.2.4.1 - Tensão

Temos três tipos de tensão que devem ser considerados e que são :

- (1) Tensão de pico direta, que é a máxima tensão positiva que pode ser aplicada ao anodo sem destruir o tiristor.
- (2) Tensão de ruptura direta, que é a mínima tensão de anodo para catodo que pode causar o disparo quando nenhum sinal é aplicado ao circuito de gatilho. Para especificar este valor o circuito de gatilho é aberto e a temperatura da junção é a máxima admissível, embora esta tensão seja função também de dv/dt . A importância de se conhecer esta tensão é evitar disparos acidentais do tiristor
- (3) Tensão de pico reverse, que é a máxima tensão repetitiva que pode ser aplicada ao tiristor com catodo positivo em relação ao anodo. Se esta tensão é excedida pode haver colapso em avalanche e o tiristor será destruído.

2.2.4.2 - Corrente

A corrente no tiristor é limitada pelo aquecimento que ele ocasiona nas junções, assim a corrente para especificação do tiristor deve levar em conta o valor da corrente e o tempo de condução.

2.2.4.3 - Potência

A potência está estritamente associada com a corrente e queda de tensão, mas a análise em termos de perdas de potência e refrigeração permite melhores considerações. O que realmente limita o tiristor é a temperatura da junção, assim com um aumento de temperatura ambiente a potência dissipada pelo tiristor deve ser menor, logo sua capacidade foi diminuída.

As perdas de potência em tiristores são normalmente divididas em cinco grupos :

- (1) Perdas na condução, que é a corrente média multiplicada pela queda de tensão no tiristor
- (2) Perdas devido a fuga direta, a qual ocorre quando o tiristor está bloqueando e tem uma tensão positiva aplicada ao anodo e consequentemente há a corrente de fuga direta. Esta perda é a integração do produto da tensão aplicada ao tiristor pela corrente de fuga direta e é pequena comparada com as perdas de condução.
- (3) Perdas devido a fuga reversa e devido ao desligamento. As perdas devido a fuga reversa são do tipo daquelas devido a fuga direta mas com o tiristor bloqueando reversamente. É possível que durante um rápido desligamento a corrente reversa atinja um valor comparável com a corrente direta. Ocorrem dissipações enquanto a impedância do tiristor aumenta e a corrente reversa diminui.
- (4) Perdas no gatilho, as quais são pequenas uma vez que os sinais de gatilho são normalmente pequenos. O produto da tensão de gatilho pela corrente de gatilho para sinais contínuos dá estas perdas.
- (5) Perdas no disparo, as quais são um pouco maiores que as perdas de desligamento. Devido este processo de chaveamento levar um tempo finito ocorre uma relativamente grande tensão através do tiristor enquanto corrente flui. Se voltarmos a Fig. 2.4, verificamos que quando 90% da corrente flui ainda temos uma queda da tensão no tiristor de 10% e uma potência apreciável

pode ser dissipada neste intervalo. Em circuitos com chaveamento acima de 400 Hz é comum o uso de medidas especiais para reduzir as perdas de chaveamento.

Para melhorar as condições do tiristor é comum, em contra-los encapsulados em trocadores de calor ou ainda possuir ventilação forçada ou refrigeração a água.

2.2.4.4 - Regimes Intermitentes

Pelo fato do tiristor possuir uma pequena constante de tempo térmica não há grande diferença entre regime contínuo e intermitente acima de um período de poucos segundos de condução. Em pequenos períodos se o trocador de calor não aquecer-se a temperatura de estado permanente durante os primeiros períodos de condução um aumento do regime é possível. Este tipo de informação é dada pelo fabricante. Um bom exemplo é de tiristores utilizados em moduladores de pulso de radar onde uma corrente máxima de pico repetitiva de 1000 |A| é aceitável enquanto a corrente nominal é de 30 |A|.

2.2.5 - Proteção de tiristores

O tiristor é sensível a sobretensões, sobre-correntes e algumas formas de transitório (tanto em intensidade como na relação de variação no tempo). Muitas vezes a proteção pode tornar-se complexa e cara, e por este motivo muitos engenheiros adotam a filosofia de usar um mínimo de componentes para proteção e usar tiristores com características nominais bem maiores (normalmente cerca de três vezes) as características de estado permanente de carga.

2.2.5.1 - Sobretensão Direta

A proteção de sobretensão direta é uma característica inerente do tiristor. O tiristor passa a conduzir quando a tensão atinge a tensão de ruptura direta, o que ocorre antes da tensão de pico direta ser alcançada. Desta forma a sobretensão é

transferida para outra parte do circuito (normalmente a carga) e pode-se ter sobrecorrentes. Assim o problema passa a ser, proteção de sobrecorrente.

2.2.5.2 - Sobrecorrente

Fusíveis e disjuntores são normalmente os encarregados de limitar as altas correntes em um circuito. Os circuitos com tiristores são protegidos da mesma maneira mas com reservas. Os fusíveis devem ter grande capacidade de ruptura e rápida interrupção de corrente. Deve haver uma concordância no I^2t dos fusíveis com o tiristor sem produzir grandes tensões transitórias as quais comprometem o tiristor na condição de não condução. O uso de fusíveis de ação rápida cria contradições exigindo proteção de tensão. Os fusíveis não são sempre usados, mas quando o são procura-se manter a tensão de arco nos fusíveis abaixo de 1,5 vezes a tensão de pico do circuito. O que foi dito nem sempre é usado em circuitos de pequena potência onde os tiristores custam barato em relação a equipamentos rápidos de proteção.

A detecção de corrente também é usada em muitas aplicações e quando uma sobrecorrente é detetada os circuitos de gatilhos são controlados para desligar tiristores apropriados (GTO) ou para em comutação de fase reduzir o período de condução, diminuindo assim o valor médio da corrente.

Se a saída do circuito com tiristor para carga é do tipo corrente alternada uma ressonância LC prove proteção de sobrecorrente assim como filtra. Um limitador de corrente fazendo uso de um reator saturável é mostrado na Fig. 2.19. Para correntes permissíveis o reator saturável, L1, oferece alta impedância e L e C estão em ressonância séria oferecendo uma impedância ao fluxo de corrente de frequência fundamental. Havendo sobrecorrrente o reator, L1, satura e sua impedância fica desprezível. Há então uma ressonância paralela LC e conseqüentemente uma impedância infinita ao fluxo de corrente de frequência fundamental.

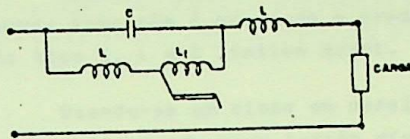


Fig. 2.19 - Proteção ressonante de sobrecorrente

2.2.5.3 - Surtos de Tensão

Há muitos tipos de falhas devido a surtos de tensão, pois o tiristor não tem na realidade um fator de segurança em suas características nominais. Um ligeiro excesso de energia pode ceusar danos. A proteção de surtos é feita por um armazenamento imediato de energia em elementos L e C, seguido de uma dissipação vagarosa ou imediata desta energia como calor em resistores não lineares, supressores de surto ou dispositivos de avalanche.

A Fig. 2.20 mostra um método de se limitar os efeitos de surto de tensão. O capacitor C1 faz a proteção de surtos de tensão externos e o capacitor C protege o tiristor de sobretenções provenientes de comutação. As resistências R1 e R são resistências de amortecimento evitando oscilações indesejáveis. O capacitor C fornece um caminho para a corrente reverse quando o tiristor bloqueia subitamente e descarrega-se rapidamente durante a condução. R e L também protegem o tiristor contra grandes di/dt no disparo.

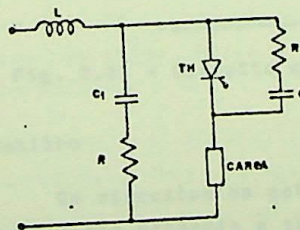


Fig. 2.20 - Proteção de Surtos de Tensão

Grandes dv/dt no sentido direto podem disparar o tiristor quando isto não é desejado e produzir efeitos perigosos. Elementos do tipo R, L e C limitam dv/dt .

Usando-se um diodo em paralelo com a resistência R teremos R curto circuitada para tensão direta e desta maneira o capacitor C protegerá ainda mais o tiristor contra dv/dt direto, pois o capacitor não permite que a tensão mude instantaneamente (tal como um indutor se opõe a variação de corrente). Usando-se este diodo é comum colocar-se um capacitor paralelo com ele para absorver tensões oscilatórias de alta frequência pelas quais RC não podem responder.

Quando se tem bobinas como filtro ou cargas indutivas deve-se esperar altos transitórios de tensão quando a corrente de carga é interrompida rapidamente. Para minimizar estes transitórios coloca-se diodos em paralelo com as bobinas como na Fig. 2.21. Estes diodos recebem o nome de diodos de descarga livre e permitem que a energia armazenada na bobina possa ser dissipada em outra parte que não o tiristor.

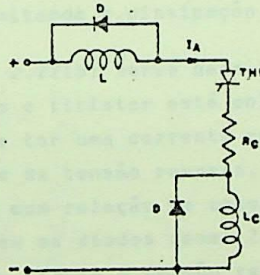


Fig. 2.21 - Circuito com diodos de descarga livre

2.2.5.4 - Gatilho

Os circuitos de gatilho também precisam de proteção devido a sua pequena potência e tensão. Variações rápidas de tensão e corrente produzem tensões induzidas indesejáveis nos terminais do gatilho e por isto cuidados especiais como aterramento e

filtragem devem ser tomados. É também útil manter-se os dois terminais juntos e entrelaçados, pois assim a indução se dará nos dois terminais e será cancelada. Alguns tipos de proteção do Gatilho são mostradas na Fig. 2.22.

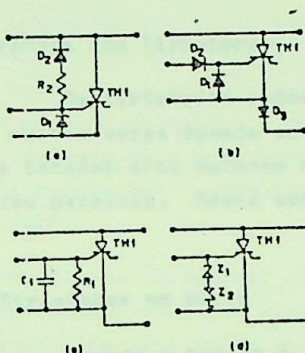


Fig. 2.22 - Proteção de Gatilho

O circuito da Fig. 2.22(a) tem a finalidade de manter um certo nível de potencial no gatilho quando o anodo está negativo. Ele faz isto por meio de R2 e D2 atenuando pulsos positivos quando o anodo é negativo, limitando a dissipação reversa.

O circuito da Fig. 2.22(b) serve para limitar a tensão reversa no gatilho. Quando o tiristor está polarizado reversamente o diodo D3, o qual deve ter uma corrente reversa menor que TH1, fica sujeito a maior parte da tensão reversa. Como o gatilho não pode ser muito negativo com relação ao catodo (máximo em torno de 5V) os diodos D1 e D2 (ou os diodos zener Z1 e Z2 da Fig. 2.22(d)) farão esta proteção. Assim a tensão reversa no gatilho é a tensão direta no diodo.

No circuito da Fig. 2.22(c) o resistor R1 é usado para evitar disparos acidentais devido a grandes dv/dt de anodo para catodo e o capacitor C1 só é usado em circuitos de baixa potência com disparo por corrente contínua, e tem a finalidade de proteger contra transitórios na linha.

Os diodos zener Z1 e Z2 da Fig. 2.22(d) também mantêm o valor da tensão do pulso em um nível desejado, e isto é co mum quando o pulso é de corrente alternada.

2.2.6 - Arranjos com Tiristores

Os tiristores podem ser ligados sozinhos a um círcuito, mas muitas vezes deseja-se aumentar a capacidade de suportar maiores tensões e/ou maiores correntes e isto leva a ligá-los em série e/ou paralelo. Nesta seção será visto o efeito de tais ligações

2.2.6.1 - Tiristores em série

Quando a tensão a ser aplicada ao tiristor é maior que a sua tensão nominal deve-se ligar tiristores em série para distribuir as tensões direta e reversa. Deve-se procurar repartir igualmente as tensões e para tal há dois artifícios, um para estado permanente e outro para estado transitório. A Fig. 2.23 ilustra estes dois artifícios.

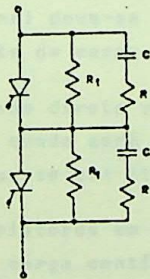


Fig. 2.23 - Divisão de tensão

Os resistores R1 em paralelo com os tiristores (poderia ser usado diodos zener ao invés de resistores) tem a finalidade de fazer a divisão de tensão em estado permanente de bloqueio direto ou reverso. A necessidade disto é devido ao fato que se um dos tiristores tiver baixa corrente de bloqueio ele ficaria su

jeito a uma grande tensão que poderia ser perigosa para este tiristor.

Os pequenos resistores R não indutivos em série com os capacitores C em paralelo com os tiristores tem a finalidade de fazer a divisão de tensão em estados transitórios. Uma vez que o capacitor C pode descarregar através do tiristor durante a condução poderá haver um excesso de potência dissipada no tiristor, contudo a corrente de descarga de C é limitada pela resistência R, a qual também amorteca oscilações do capacitor C com o circuito indutivo durante a comutação.

Quando se usa tiristores em série deve-se aplicar si nais nos gatilhos de todos tiristores simultaneamente, contudo po de acontecer que alguns dos tiristores demore um pouco mais para conduzir e para evitar que este tiristor fique submetido a um pico de tensão coloca-se dispositivos para atrasar o crescimento da corrente anódica.

2.2.6.2 - Tiristores em Paralelo

Quando a corrente que o tiristor deve conduzir é maior que a sua corrente nominal deve-se ligar tiristores em para lelo para distribuir a corrente de carga.

A queda de tensão direta varia nos tiristores, mas como eles estão em paralelo a queda será a mesma, logo a divisão de corrente varia a não ser que se us: tiristores iguais.

O número de tiristores em paralelo não é determi na do somente pelas condições de carga contínua mas também pelas con dições de sobrecarga durante um curto período ou pelas condições sob corrente de defeito limitada somente pela impedância da fonte e por um período adequado para que os dispositivos de proteção des liguem o sistema.

Tiristores em paralelo são normalmente montados no mesmo trocador de calor para manterem uma mesma temperatura de jun

ção.

Deve-se aplicar o sinal de gatilho até que a corrente pick-up tenha sido excedida em todos os tiristores que estão em paralelo. Isto é pelo fato que uma unidade conduzindo faz com a queda de tensão através dos tiristores reduza-se ao valor da queda de tensão em condução (em torno de 1 V).

Para uma distribuição igual de corrente é comum o uso de resistores ou reatores. A Fig. 2.24 mostra uma distribuição de corrente por reator. A queda de tensão nos reatores é da ordem da queda de tensão em condução do tiristor. O reator montado como na Fig. 2.24 permite que os ampere espiras dos dois circuitos sejam equalizados. Ou seja, se o tiristor TH1 transporta uma corrente grande e variável a própria força eletromotriz induzida no reator em série tende a opor-se a esta corrente. Devido ao acoplamento e sentido da tensão induzida no reator em série com o tiristor TH2 ocorre um aumento da corrente neste tiristor e isto é uma ação de balanceamento. Pode-se equalizar correntes em torno de 10%.

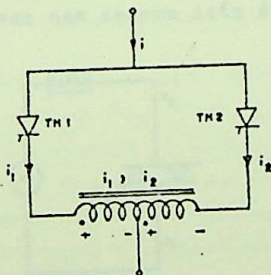


Fig. 2.24 - Divisão de Corrente por Reator

2.3 - J TRIAC

Para controlar corrente alternada em uma carga são necessários dois tiristores em anti-paralelo, pois o tiristor só conduz em um sentido. A Fig. 2.25 mostra dois tiristores em anti-paralelo.

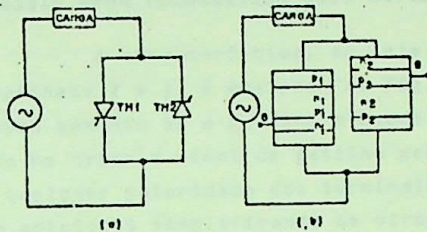


Fig. 2.25 - Tiristores em Anti-paralelo

Uma análise na Fig. 2.25(b) mostra que há camadas similares em comum. Estas camadas são as camadas P1 e P'2, N1 e N2 e P'1 e P2. Daí surgiu a idéia de se fabricar um único dispositivo que respondesse como dois tiristores em anti-paralelo. Este dispositivo recebeu o nome de TRIAC e sua configuração e símbolo são mostrados na Fig. 2.26. Este novo dispositivo apresenta algumas características especiais que o faz vantajoso em alguns casos e desvantajoso em outros em relação a dois tiristores em anti-paralelo. Assim em alguns casos os tiristores em anti-paralelo podem ser substituídos pelo triac mas nem sempre isto é possível.

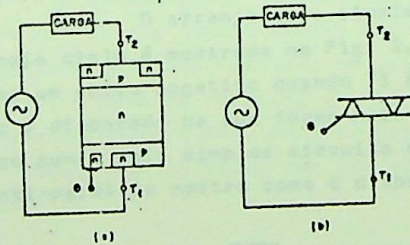


Fig. 2.26 - O Triac

Os terminais T1 e T2 representam o anodo e catodo do tiristor, contudo esta terminologia de anodo e catodo não é usada para o triac devido ele conduzir em ambas direções. O terminal G representa o gatilho como no tiristor, só que no triac o gatilho está ligado a camadas P e N e por isto este mesmo gatilho permite disparo para condução em ambas direções, enquanto nos tiristores

anti-paralelo eram necessários dois circuitos de gatilho.

A característica, ou seja corrente versus tensão entre terminais 2 e 1, é mostrada na Fig. 2.27. Enquanto o tiristor dispara somente se o gatilho e anodo são positivos em relação ao catodo no triac o sinal de gatilho pode ter qualquer polaridade para qualquer polaridade dos terminais T1 e T2. Isto é uma vantagem adicional simplificando os circuitos de pulso para disparo. É característica construtiva do triac ser mais sensível a pulsos negativos que positivos no gatilho quando o terminal T1 é positivo em relação ao terminal T2 e também ser mais sensível a pulsos positivos que negativos no gatilho quando o terminal T2 é positivo em relação ao terminal T1.

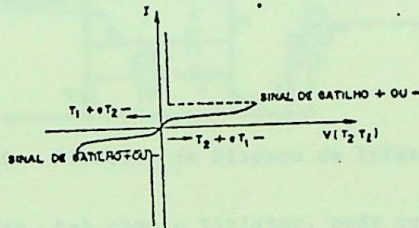


Fig. 2.27 - Característica do Triac

O arranjo mais simples para disparar o triac em to dos meio ciclo é mostrado na Fig. 2.28, onde se vê que o gatilho recebe um pulso negativo quando T1 é positivo. Desta maneira o triac é disparado na sua forma mais sensível. Este circuito com parado com o mais simples circuito de disparo de dois tiristores em anti-paralelo mostra como o disparo do triac é mais versátil.

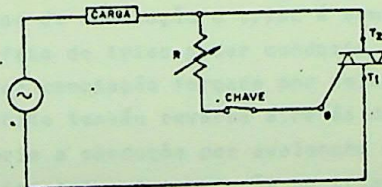


Fig. 2.28 - Circuito simplificado para disparo de triac

Um outro circuito de disparo para triac, fazendo uso de transistor unijunção e que permite um controle de fase pelo variação da constante de tempo RC é mostrado na Fig. 2.29. Quando A é positivo o diodo D2 conduz e o capacitor C será carregado em um tempo dependente de R. Para um dado nível de tensão no capacitor o transistor unijunção conduz e o primário do transformador recebe um pulso, o qual é transferido para o gatilho do triac pelo enrolamento secundário. Assim o triac conduz neste semi-ciclo. No próximo semi-ciclo quando B é positivo o diodo D1 conduz e o capacitor carrega-se como anteriormente. Assim o gatilho do triac também receberá um pulso quando o transistor unijunção conduzir e o triac conduzirá neste novo semi-ciclo.

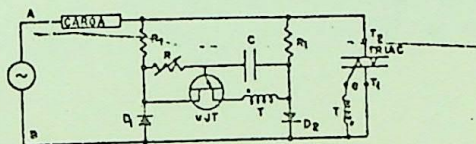


Fig. 2.29 - Circuito de Disparo de Triac com UJT

O triac, tal como o tiristor, pode conduzir por avlanche quando uma grande tensão ou grande dv/dt é aplicada entre os terminais T1 e T2 sem pulso no gatilho. Só que para o triac a condução pode se dar nos dois sentidos e isto transfere a necessidade de proteção contra sobretensões no semicondutor para o restante do circuito. O fato de conduzir em ambos sentidos para tensões acima da tensão de ruptura sem sinal no gatilho deu origem a outro semicondutor semelhante ao triac mas sem gatilho. Tal semicondutor é o DIAC.

Em termos de comutação o triac é bem menos versátil que o tiristor. Pelo fato do triac poder conduzir em ambos sentidos não se pode utilizar comutação forçada por polarização reversa, uma vez que uma súbita tensão reversa através do triac enquanto ele conduz ocasionaria a condução por avalanche em sentido contrário ao da condução inicial. A comutação no triac é normalmente do tipo comutação de fase uma vez que a comutação por diminuição da corrente é geralmente impraticável.

No estado atual os triacs tem uma pequena capacidade de suportar dv/dt comparada com o tiristor. O limite de dv/dt limita a potência a uma determinada frequência bem como sugere que o triac seja usado preferencialmente para cargas resistivas. Isto pelo fato que com cargas indutivas a tensão da fonte é negativa quando a corrente passe por zero e o triac comuta. Neste instante a tensão da fonte aparece como uma tensão reversa no triac ocasionando um grande dv/dt que pode disparar o triac novamente em sentido oposto quando este disparo não era desejável. Como em tiristores é comum o uso de circuitos RC em paralelo para minimizar o dv/dt .

O triac possui aplicações mais restritas que os tiristores, principalmente quando alta dv/dt e altas frequências são envolvidas.

CAPÍTULO 3

O CONTROLE DO MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

3.1 - INTRODUÇÃO

A máquina de corrente contínua teve seu grande uso antes do início deste século, quando a potência disponível era em corrente contínua, contudo devido as suas características muito boas para acionamentos de velocidade variável o motor de corrente contínua é ainda muito utilizado.

O motor de corrente contínua apresenta muitas des vantagens. Exigem fontes de corrente especiais. São maiores em volume e mais caros que os motores de indução de mesma potência. Devido a presença do comutador ou coletor exige mais manutenção que os motores de indução e exige também contatos deslizantes por meio de escovas, as quais sofrem desgaste devido ao atrito e centelha - mento. Ainda devido ao comutador apresenta uma limitação de ten são, pois a máxima tensão entre segmentos do coletor é da ordem de 20 volts.

Por outro lado o motor de corrente contínua apresen ta vantagens inerentes. Possuem um alto torque de partida, o qual é necessário em tração elétrica e apresentam um grande campo de va riação de velocidade. Além destas vantagens inerentes, os métodos de controles de velocidade são em sua maioria mais simples e mais baratos que os utilizados em motores de indução para se obter os mesmos resultados. Onde o acionamento é de velocidade variável estas poucas vantagens costumam tornar as desvantagens insignifi - cantes.

Neste capítulo veremos que os métodos de controle com semicondutores não diferem na sua essência dos métodos convencionais, ou seja ambos atuam ou na tensão de armadura, ou na excitação ou em ambos. A vantagem dos métodos com semicondutores

que se consegue uma melhor resposta com maior rendimento e facilidade de controle.

Sabe-se que os métodos de controle de velocidade por variação da tensão de armadura são semelhantes aos métodos de partida, uma vez que na partida a tensão deve ser pequena e ir aumentando a medida que o motor se acelera. Este fato nos leva a pensar em um método com semicondutores que sirva tanto para a partida como o controle de velocidade. Neste capítulo será mostrado inicialmente a substituição dos contatores por tiristores na partida. Em seguida será feita a substituição dos demais elementos ficando assim o sistema tiristorizado responsável pela partida e variação de velocidade.

3.2 - PARTIDA DE MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA

Com exceção dos pequenos motores de corrente contínua todos os demais devem ter a tensão de armadura controlada durante a operação de partida a fim de evitar que a corrente de partida cresça a níveis onde o aquecimento poderia danificar a isolação.

A partida pode ser realizada por meio de uma fonte de corrente contínua variável ou por meio de resistências inseridas em série com a armadura. O primeiro método exige fontes especiais (geradores), utilizando assim mais máquinas, o que encarece, e diminui o rendimento. O segundo método apresenta perdas nas resistências e centelhamento nos contatos deslizantes ou contatores, originando uma manutenção frequente. Contudo este segundo método é barato. Pode-se utilizar dispositivos semicondutores para substituir todas partes móveis em uma partida com resistências ou ainda para substituir o primeiro método de partida citado. Tanto o primeiro método citado como sua substituição por dispositivos semicondutores são usados quando o controle de velocidade é necessário pois desta maneira temos o controle de partida e o controle de velocidade com um só sistema.

Para parar o motor aciona-se a botoeira B2 disparando o tiristor TH5. Com o disparo de TH5 o capacitor C polariza o tiristor TH1 reversamente e este comuta cessando a condução da corrente e conseqüentemente TH2, TH3 e TH4 passam ao estado de bloqueio.

3.2.2 - Partida com Tiristor e sem Resistências

A eliminação de resistências obriga que se possa ter uma tensão variável e isto envolve o princípio denominado de tensão pulsante ou tensão de chopper, ou seja a fonte é ligada e desligada rapidamente com uma relação variável de tempo ligada para tempo desligada. Muitas vezes esta relação é chamada de marca espaço e variada altera a tensão média e conseqüentemente a corrente média da armadura. Durante a partida uma pequena tensão média é necessária para limitar a corrente. A medida que o motor acelera a relação marca espaço é aumentada até alcançar um máximo correspondente a velocidade nominal.

O método sem resistências é mais eficiente e pode ser automatizado tornando o tempo de partida em tempo ótimo.

O circuito que fornece uma tensão média variável a partir de uma fonte de corrente contínua fixa é denominado pul-sador ou chopper e será descrito aqui rapidamente pois será visto que o chopper é muito útil no controle da velocidade. Então quando do estudo de controle da velocidade o chopper será visto com mais cuidado.

Um circuito básico de um chopper com comutação por oscilação LC é mostrado na Fig. 3.2.

Neste circuito o tiristor TH1 conduz em um determinado intervalo no qual a corrente da armadura cresce a um nível definido por este intervalo e pelo valor da resistência do circuito. A indutância L1 é um filtro para variações de tensão e também limita a razão de crescimento da corrente. Em seguida TH1 é

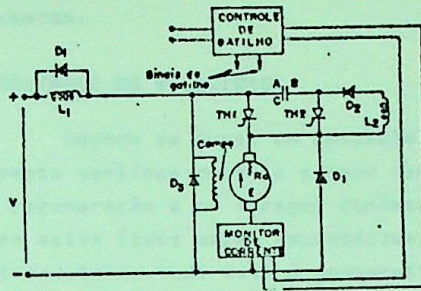


Fig. 3.2 - Partida com tiristor e sem resistência.

levado ao estado de bloqueio pelo disparo do tiristor TH2 e consequentemente descarga do capacitor. TH1 permanece neste estado de bloqueio durante um certo tempo quando é então disparado novamente e a repetição é realizada. Variando-se a relação tempo de condução pode-se ir alterando a tensão média até que a velocidade nominal tenha sido alcançada.

Uma melhor relação de marca espaço pode ser conseguida pela adição de um dispositivo em série com a armadura com a finalidade de monitorar a corrente. Desta maneira conseguiu-se fazer o motor acelerar o mais rápido possível. Quando a corrente cresce e um determinado valor o monitor envia um sinal para o circuito de controle de gatilho, o qual comanda o disparo do tiristor TH2 comandando assim o tiristor TH1 pela descarga do capacitor. Quando a corrente atinge um valor mínimo o monitor envia outro sinal para o circuito de controle de gatilho, o qual comanda novo disparo do tiristor TH1. Esta sequência de operação requer que o tiristor TH2 seja disparado inicialmente para que o capacitor se carregue positivamente na placa A. Quando TH1 é disparado o capacitor se descarrega através dele e fica com polaridade invertida até TH2 ser disparado. Após este primeiro ciclo a operação é repetitiva pois TH2 comanda

tará devido o capacitor C ficar carregado com a placa A positiva .
Este circuito de partida chama a atenção para um método de contro
lo de velocidade.

3.3 - CONTROLE DE VELOCIDADE

Quando se pensa em controle de velocidade de máquinas de corrente contínua deve-se pensar também em reversão de velocidade, em regeneração e em freagem dinâmica devido em muitas aplicações todos estes itens serem necessários. Será visto que com o uso de semicondutores tudo isto é conseguido.

Para facilitar o estudo de controle de velocidade é apresentado a seguir as principais equações de estado permanente de um motor de corrente contínua :

$$E = K_1 n \phi \quad (3.1)$$

$$\phi = K_2 I_{ex} \quad (3.2)$$

$$V = E + R_a I \quad (3.3)$$

onde

E = força contra eletro motriz induzida na armadura

ϕ = fluxo [Wb]

n = velocidade do rotor [rpm]

V = tensão da fonte [V]

K_1 = constante

K_2 = constante da curva de magnetização

I_{ex} = corrente de excitação ou corrente no enrolamento de campo

Destas equações podemos chegar a equação de velocidade em função de variáveis controláveis, ou seja

$$E = V - R_a I = K_1 n \phi = K_1 n K_2 I_{ex} = K n I_{ex} \quad (3.4)$$

Então :

$$n = \frac{V - R_a I}{K I_{ex}}$$

(3.5)

Da equação da rotação vê-se que as grandezas variáveis para o controle da velocidade são a tensão V , a corrente de campo I_{ex} e a resistência da armadura R_a , uma vez que a corrente I é uma grandeza variável em dependência da carga. A variação em cada uma destas três grandezas constitui um método de controle de velocidade e uma combinação destes métodos permite que se execute qualquer aplicação com controle de velocidade, ou seja controle com torque constante ou controle com potência constante ou ambos. De uma maneira geral a parcela $R_a I$ é pequena e pode-se dizer que a rotação é diretamente proporcional a tensão de armadura e inversamente proporcional a corrente no enrolamento de campo.

Basicamente tem-se três tipos de motores de corrente contínua que são: shunt, série e compound. Estes três tipos apresentam características torque-velocidade diferentes e como já visto existem vários tipos de controle e por isto é que a máquina de corrente contínua tornou-se uma máquina versátil.

O problema do controle da velocidade pode ser visto como um problema de controle da tensão de armadura, ou da tensão de campo ou de ambos. Tiristores podem ser usados para tal e a fonte pode ser da corrente contínua ou alternada. Quando a fonte é de corrente contínua há necessidade de circuitos pulsadores choppers para converter a tensão contínua constante da fonte em tensão contínua variável na armadura e quando a fonte é de tensão alternada há a possibilidade de se usar um conversor tiristorizado, portanto controlado, para transformar a tensão alternada em tensão contínua variável, e há também a possibilidade de se usar um conversor sem controle para transformar a tensão alternada em contínua constante a qual é transformada em contínua variável por meio de um chopper.

Aqui será visto os circuitos básicos de choppers e de conversores, uma vez que a partir destes circuitos básicos, pode-se chegar a circuitos sofisticados, conforme a necessidade.

3.3.1 - Choppers com Tiristores

Como foi visto o controle da velocidade por meio de choppers é de uso onde a fonte é de corrente contínua ou onde um conversor sem controle já tenha retificado a fonte de tensão alternada. É o caso onde uma fonte de corrente é mais necessária como nos propósitos de tração elétrica.

Quando se usa choppers a tensão contínua constante de entrada é ligada e desligada por um tiristor na forma da Fig. 3.3. Nota-se que embora a tensão de entrada seja constante a tensão média de saída e conseqüentemente a corrente pode ser ajustada

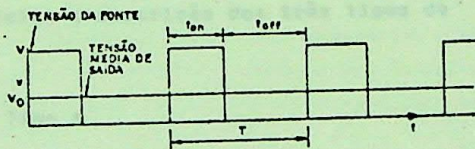


Fig. 3.3 - Tensão de saída do chopper

Existem três maneiras a saber de se variar a relação marca espaço, ou seja a relação entre tempo de condução e tempo de não condução, para controle de tensão.

- (1) t_{on} constante e T (ou frequência) variável
- (2) T constante e t_{on} variável
- (3) t_{on} e T variáveis

onde

t_{on} = tempo de condução

t_{off} = tempo de não condução

T = período = $t_{on} + t_{off}$

E para todas três maneiras ;

$$V_o = V \frac{t_{on}}{T} = V \cdot \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (3.6)$$

onde

V_o = tensão média de saída |V|

V = tensão da fonte |V|

É preferível trabalhar-se com grandes frequência de chaveamento para minimizar a ação de filtragem, contudo a altas frequências torna-se difícil aos capacitores de comutação se carregarem em curto tempo. Assim é normal trabalhar-se na faixa de 500 a 2000 Hertz.

Será feita a descrição dos três tipos de choppers utilizados.

3.3.1.1 - O Chopper Tipo A

A Fig. 3.4 mostra este tipo de chopper, que é conhecido também por chopper de Morgan. Este tipo é caracterizado por comutação classe b, ou seja por comutação por circuito ressonante, com reator saturável. A maior vantagem deste tipo é o uso de um único tiristor.

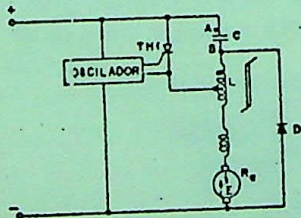


Fig. 3.4 - O Chopper tipo A.

Quando o tiristor TH1 é disparado o capacitor está

com a placa A carregada positivamente e se descarrega através de C, TH1 e L adquirindo uma polaridade contrária. A corrente do capacitor é então invertida e após um certo tempo satura o núcleo do reator fazendo com que toda tensão do capacitor apareça através do tiristor. Se a corrente de descarga é maior que a corrente de carga o tiristor comuta. O capacitor continua a conduzir corrente de carga até ficar carregada novamente com a placa A positiva. Uma vez que o tempo de condução, t_{on} , é fixado pelos parâmetros L e C a tensão média é alterada pelo ajuste de T, o qual é conseguido desde que o oscilador gere a uma frequência variável. Embora a frequência de pulsos esteja sob controle preciso do oscilador o tempo de condução do tiristor pode ser afetado por flutuações de carga.

O diodo D, de descarga livre prove caminho para dissipar a energia armazenada $Li^2/2$ e evita sobretensões na comutação.

É possível um grande número de variações e uma delas é a colocação de um diodo reverse no circuito ressonante, obrigando o uso de pulso em um tiristor auxiliar para a comutação.

3.3.1.2 - O Chopper Tipo B

A Fig. 3.5 mostra este tipo de chopper, que também é conhecido por chopper de Jones. Este tipo é caracterizado por comutação classe d, a qual consta de um capacitor carregado e chaveado por meio de um tiristor auxiliar TH2, e um outro transformador, T. Devido ao tiristor TH2 pode-se agora variar também o tem

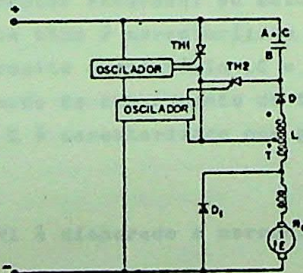


Fig. 3.5 - O Chopper tipo B

po de condução, t_{on} , e assim tem-se neste caso o tempo de condução, e não condução variáveis. Entretanto o parâmetro normalmente controlado é o período T, o que é feito por meio do oscilador de TH1 e assim o oscilador de TH2 é feito com frequência constante e controla-se somente o tempo de não condução, t_{off} .

Como no chopper tipo A, quando o tiristor TH1 é disparado e o capacitor está com a placa A carregada positivamente, este capacitor se descarrega através de C, TH1, L e D invertendo de polaridade. O diodo D previne maiores oscilações no circuito ressonante LC. Assim o capacitor mantém-se com esta carga até que o tiristor TH2 seja disparado, quando TH1 é polarizado reversamente e comuta. O capacitor carrega-se novamente com a placa A positiva fazendo com que TH2 comute (a corrente cai abaixo da corrente de manutenção). O ciclo repete-se quando TH1 é disparado novamente.

Caso o capacitor não esteja carregado quando TH1 é disparado isto não traz maiores problemas neste tipo de chopper uma vez que a corrente de carga garante que a força eletromotriz induzida no auto transformador fornece ao capacitor energia suficiente para a comutação. Por este motivo este tipo de chopper é mais estável que o tipo A básico e também por este motivo é necessário tiristores que suportem mais altas tensões.

3.3.1.3 - Chopper tipo C

A Fig. 3.6 mostra este tipo de chopper, que é conhecido também por chopper oscilação. Este tipo difere dos dois anteriores por não possuir reator saturável ou auto-transformador no circuito de carga. Este tipo é caracterizado por comutação classe d que é baseada num circuito oscilatório LC e daí o seu nome de chopper oscilação. O modo de chaveamento do tipo B é semelhante ao tipo C, contudo o tipo C é caracterizado por grande frequência de chaveamento.

Quando TH1 é disparado a corrente de carga flui e o

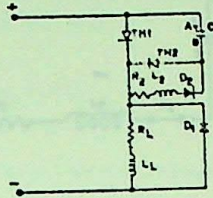


Fig. 3.6 - O Chepper tipo C

capacitor C inverte-se de polaridade através do circuito ressonante C, TH1, R2, L2 e D2 e permanece neste estado, devido D2, até que TH2 seja disparado. Assim C descarrega conduzindo o tiristor TH1 e carrega-se novamente com a placa A positiva. Para que a comutação seja possível é necessário que o tiristor TH2 seja o primeiro a conduzir, pois caso contrário o capacitor não se carregaria inicialmente com a placa A positiva.

Devido ao grande uso deste oscilador será feita uma análise mais detalhada de seu funcionamento. Como qualquer circuito ressonante o capacitor não pode manter sua polaridade reversa indefinidamente, pois os componentes não são ideais e o capacitor pode descarregar-se vagarosamente pela fuga através de TH2 e D2. Entretanto para o tempo normal de não condução isto não acontece e podemos considerar na análise que os elementos são ideais com exceção do circuito ressonante que possui uma resistência R2.

3.3.1.3.1 - Análise do Carregamento Reverso.

A condição inicial é que o tiristor TH1 é disparado no tempo zero quando o capacitor está carregado com V na placa A. A Fig. 3.7 mostra um circuito que pode ser analisado enquanto a corrente da carga reverse está fluindo

Neste circuito as equações são :

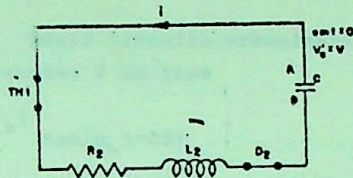


Fig. 3.7 - Circuito Equivalente enquanto o Capa
citor carrega-se Reversamente

$$v_L + v_R + v_C = 0$$

(3.7)

ou

$$L2 \frac{di}{dt} + R2i + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i dt = 0$$

(3.8)

ou

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R2}{L2} \frac{di}{dt} + \frac{1}{L2C} i = 0$$

(3.9)

Neste tipo de equação diferencial é comum os termos

$$F_a = \frac{R2}{2L2} = \text{fator de amortecimento}$$

(3.10)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L2C}} = \text{frequência de ressonância [rad/s]}$$

(3.11)

$$\omega_n = \sqrt{\omega_0^2 - F_a^2} = \text{frequência natural em [rad/s]}$$

(3.12)

Neste circuito normalmente $F_0^2 < \omega_0^2$ e a solução da equação diferencial é do tipo

$$i = C_1 e^{-F_0 t} \operatorname{sen}(\omega_n t + C_2) \quad (3.15)$$

onde C_1 e C_2 são constantes de integração determinadas pelas condições iniciais. Assim :

$$\text{Em } t=0 \rightarrow i=0 \text{ e } v_C = V \quad (3.16)$$

então

$$0 = C_1 e^0 \operatorname{sen}(0 + C_2) = C_1 \operatorname{sen} C_2 \quad (3.17)$$

como

$$C_1 \neq 0 \text{ devemos ter } C_2 = 0 \quad (3.18)$$

Por outro lado

$$v_C = -\frac{1}{C} \int i dt = \frac{C_1}{C} \frac{e^{-F_0 t}}{F_0^2 + \omega_n^2} \left(F_0 \operatorname{sen} \omega_n t + \omega_n \cos \omega_n t \right) \quad (3.19)$$

Para $t=0$ temos $v_C = V$, então

$$C_1 = \frac{V}{L_2 \omega_n} \quad (3.20)$$

Assim :

$$i = \frac{V}{L_2 \omega_n} e^{-F_0 t} \operatorname{sen} \omega_n t \quad (3.21)$$

$$v_C = V e^{-F_a t} \left[\cos \omega_n t + \frac{F_a}{\omega_n} \text{sen } \omega_n t \right] \quad (3.22)$$

Eventualmente o capacitor carrega-se até a corrente deixar de fluir no sentido indicado. A corrente não pode fluir no sentido contrário devido o diodo e em qualquer caso as equações anteriores não se conservarão. O limite ocorre quando o capacitor estiver carregado e assim tem-se $i(t)=0$, que na equação da corrente fornece

$$0 = \frac{V}{L2\omega_n} e^{-F_a t_c} \text{sen } \omega_n t_c \quad (3.23)$$

Então :

$$\omega_n t_c = \pi \quad (3.24)$$

$$t_c = \frac{\pi}{\omega_n} = \frac{\pi}{\sqrt{\omega_0^2 - F_a^2}} \quad (3.25)$$

onde

t_c = tempo de carga

Se t_c for substituído na expressão de v_C será visto que o valor encontrado para v_C é menor que V devido as perdas na resistência $R2$.

3.3.1.3.2 - Análise da Descarga

Quando o tiristor TH2 é disparado o capacitor descarrega-se e polariza TH1 reversamente. TH1 deixa de conduzir mas há um fluxo de corrente na carga pelo circuito mostrado na Fig. 3. Vai-se assumir que TH1 comuta tão logo TH2 dispara.

ele não recobra seu estado de bloqueio imediatamente.

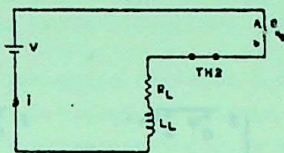


Fig. 3.8 - Circuito de Descarga

As equações do transitório de descarga são

$$L_L \frac{di}{dt} + R_L i + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i dt = V \quad (3.26)$$

ou

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R_L}{L_L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{L_L C} i = 0 \quad (3.27)$$

$$F_a = \frac{R_L}{2L_L} \quad (3.28)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_L C}} \quad (3.29)$$

$$\omega_n = \sqrt{\omega_0^2 - F_a^2} \quad (3.30)$$

e as condições iniciais são

$$t = 0$$

$$i = i_L \text{ (corrente de carga no instante de disparo de TH2) .}$$

$$v_C = -V_C \text{ (determinada pela equação no capacitor na análise de carga reversa para } t_c)$$

Existem três soluções para esta equação diferencial dependendo de F_a^2 e ω_0^2 . Estas soluções são:

Se: $F_a^2 > \omega_0^2$

$$i = e^{-F_a t} \left[C1 e^{\sqrt{F_a^2 - \omega_0^2} t} + C2 e^{-\sqrt{F_a^2 - \omega_0^2} t} \right] \quad (3.31)$$

Se: $F_a^2 < \omega_0^2$

$$i = C1 e^{-F_a t} \text{sen}(\omega_n t + C2) \quad (3.32)$$

E se: $F_a^2 = \omega_0^2$

$$i = e^{-F_a t} (C1 + C2t) \quad (3.33)$$

A solução desta equação diferencial dependerá da carga. É necessário que L2 e C sejam escolhidos de modo a possibilitarem que TH1 seja polarizado reversamente por um tempo suficiente para adquirir seu estado de bloqueio. Como TH1 inicia a ser polarizado diretamente após a tensão através do capacitor tornar-se nula é necessário que o tempo gasto para a tensão tornar-se nula seja maior que o tempo de recuperação do tiristor. Com as equações encontradas é possível escolher-se os elementos adequados, lembrando-se que quando o sistema é subamortecido (altamente oscilatório) é que temos o menor tempo para a tensão do capacitor tornar-se nula. Deve-se considerar o caso em que o tempo para a tensão do capacitor se tornar nula é o máximo, pois quando o tiristor TH1 for disparado novamente o capacitor deverá estar carregado com a placa A positiva (é neste caso que ele demora mais para se carregar), pois caso contrário não haveria possibilidade de nova comutação.

Pode-se diminuir o período de condução do tiristor TH2

3.3.2 - Retificadores e Conversores Controlados.

O uso do conversor é próprio quando a fonte é alterada e o motor a ser controlado é de corrente contínua. Este é um caso bastante comum. Os conversores controlados podem substituir o grupo motor-gerador do sistema Ward-Leonard de controle de velocidade ou podem simplesmente alimentar o campo do gerador. O conversor controlado costuma ser mais caro que o sistema Ward-Leonard contudo ele apresenta maior rendimento, é mais eficiente em todos campos de variação de carga e velocidade e os custos de instalação são menores.

Um problema que surge a primeira vista com a substituição do sistema Ward-Leonard pelo conversor é a freagem regenerativa. Um gerador pode motorizar-se freando regenerativamente mas o sentido de corrente em um conversor não pode ser invertido. Para solucionar este problema o conversor deve ser capaz de inversão onde se entende como inversão a capacidade de transformar tensão contínua em alternada. Inversores serão estudados no controle de motores de indução. Assim pode-se ter duas soluções. Uma quando respostas lentas são satisfatórias e que se constitui na inversão do circuito de campo e o conversor passa a trabalhar como inversor. Outra solução é a colocação de dois conversores em antiparalelo, um agindo como conversor retificador durante a alimentação do motor e o outro agindo como inversor durante a frenagem. Esta segunda solução é de respostas rápidas.

Será visto que existem vários tipos de conversor e a escolha de um determinado tipo depende da potência e da ondulação de tensão permissível. Para pequenas potências (abaixo de 20 kW) é comum o uso de circuitos monofásicos. Mesmo os circuitos monofásicos podem ter configurações diferentes. Algumas destas configurações são mostradas na Fig. 3.10. Nesta figura os retificadores não possuem controle, ou seja, são a diodos. Para transformá-los em retificadores controlados basta substituir os diodos por tiristores. Para o caso de meia onda da Fig. 3.10(a) quando a fonte alternada é positiva em A o diodo D1 conduz apresentando uma

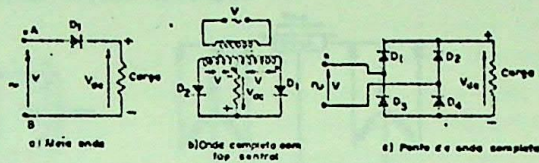


Fig. 3.10 - Retificadores Monofásicos

impedância quase nula e toda tensão da fonte aparece através da carga. Quando A torna-se negativo no segundo meio ciclo o diodo bloqueia apresentando uma impedância infinita e toda tensão da fonte aparece através do diodo e assim a tensão na carga é nula. Para as outras configurações mostradas o diodo tem a mesma ação, porém são arranjados de modo a fazer melhor uso da tensão disponível. A Fig. 3.11 mostra as formas de onda da tensão para as três configurações, da Fig. 3.10

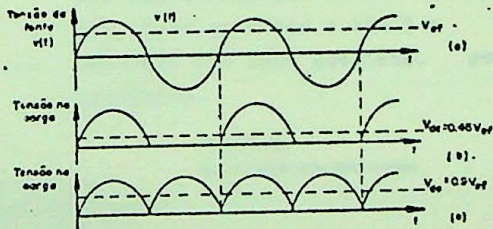


Fig. 3.11 - Formas de onda da tensão. (a) Tensão da fonte; (b) Tensão na carga para retificador de meia onda; (c) Tensão na carga para retificador de onda completa, com central ou em ponte.

Quando grande potência é necessária pode-se estender os arranjos em ponte para fontes trifásicas. Quanto maior o número de fases mais reduzida é a magnitude da tensão de ondulação "tensão ripple" e melhor a frequência desta tensão. A Fig. 3.12 mostra diversos arranjos de pontes trifásicas sem controle e a Fig. 3.13 mos

tre as formas de onda destes arranjos

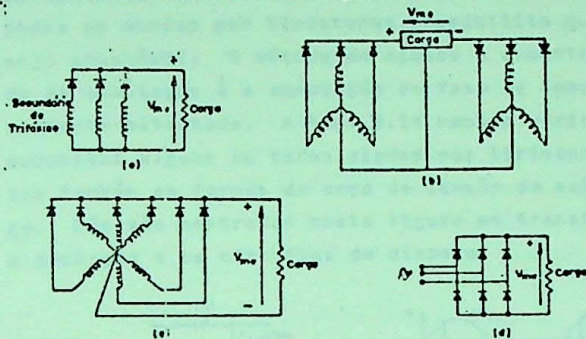


Fig. 3.12 - Circuitos retificadores trifásicos sem controle. (a) Meia onda; (b) Onda completa, transformador com 2 secundários em estrela defasados de 180° ; (c) Onda completa, transformador com secundário de 6 enrolamentos (duas estrelas a 180°) e tap central; (d) Onda completa, ponte trifásica.

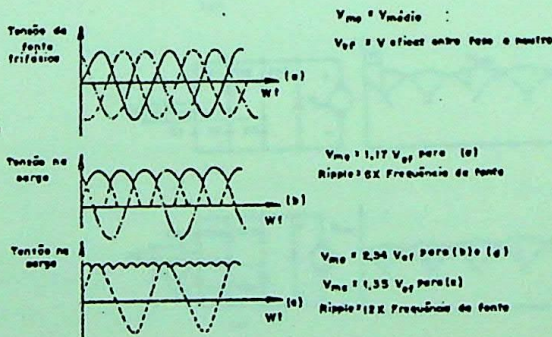


Fig. 3.13 - Formas de onda da tensão. (a) de fonte; (b) da carga para meia onda; (c) da carga para onda completa.

Todos estes retificadores sem controle fornecem uma tensão de saída contínua de valor médio constante. A substituição de alguns ou todos os diodos por tiristores possibilita que a tensão de saída seja ajustável. O método de ajuste é o controle de fase e o método de comutação é a comutação de fase ou comutação de linha em corrente alternada. A Fig. 3.14 mostra vários arranjos onde se substitui alguns ou todos diodos por tiristores. Esta figura mostra também as formas de onda da tensão de saída ou tensão na carga. Não são mostrados nesta figura os transformadores, os filtros, a proteção e os circuitos de disparo.

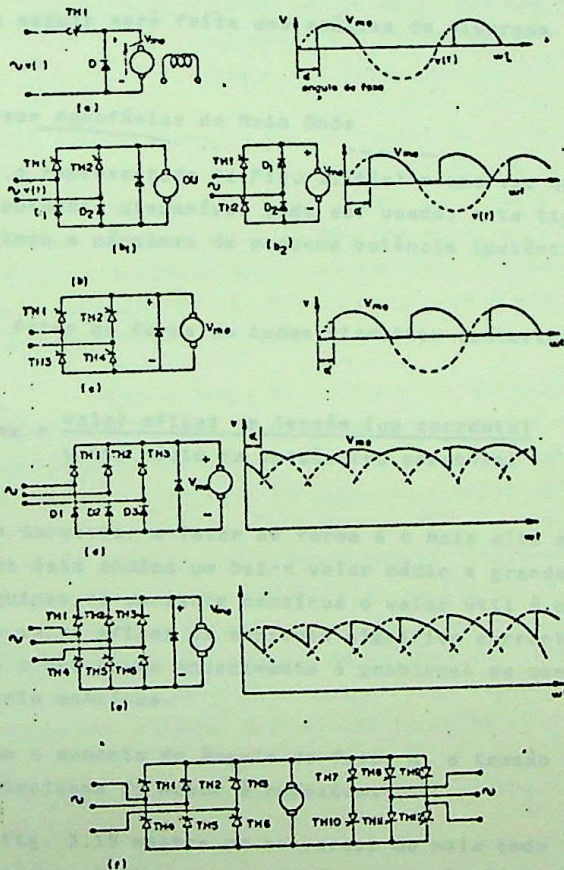


Fig. 3.14 - Conversores controlados. (a) Meia Onda

controlada; (b) Ponte monofásica de onda completa semi controlada; (c) Ponte monofásica de onda completa totalmente controlada; (d) Ponte trifásica de onda completa semi controlada; (e) Ponte trifásica de onda completa totalmente controlada; (f) Dupla ponte trifásica de onda completa totalmente controlada.

A seguir será feita uma análise de diversos tipos de conversor.

3.3.2.1 - Conversor Monofásico de Meia Onda

É representado na Fig. 3.14(a) e uma vez que somente metade da potência disponível pode ser usada, este tipo de conversor é limitado a máquinas de pequena potência (potência fraçãoária).

O fator de forma de todos circuitos conversores é dado por :

$$\text{Fator de forma} = \frac{\text{valor eficaz de tensão (ou corrente)}}{\text{valor médio da tensão (ou corrente)}}$$

Para este tipo de conversor o fator de forma é o mais alto e portanto o pior, pois isto indica um baixo valor médio e grande valor eficaz. Para máquinas de corrente contínua o valor útil é o valor médio. Um grande valor eficaz de corrente significa corrente com grande ondulação, o que causa aquecimento e problemas de comutação no motor de corrente contínua.

Com o aumento do ângulo de fase, α , a tensão da saída diminui e a velocidade do motor é reduzida.

A Fig. 3.15 mostra um conversor de meia onda com um circuito de disparo simples e que permite variação de disparo.

desde próximo de 0° até próximo de 180° da tensão da fonte. O circuito defasador R1, R2, C e D permite que a tensão em A seja atre-

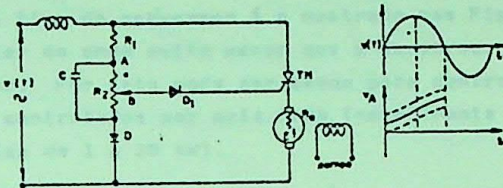


Fig. 3.15 - Conversor de meia onda com circuito de disparo e formas de onda de tensão.

sada do até aproximadamente 90° da tensão da fonte e o divisor de tensão, R2, fornece um nível ajustável de tensão para o gatilho. Os dois fatores que determinam o ângulo de disparo são a rampa de v_A e a posição do terminal B em R2. Um aumento na rampa de v_A significa que o tiristor dispara mais cedo, o mesmo acontecendo quando B se aproxima de A. Quanto mais cedo o tiristor dispara maior a tensão de saída e maior a velocidade do motor.

Embora longe do perfeito no circuito de Fig. 2.15 a armadura do motor prove uma realimentação simples ocasionando uma menor regulação de velocidade do que se o motor estivesse no circuito do anodo do tiristor, ou seja, se o motor sofre um acréscimo de carga a velocidade tende a cair e a força contra eletromotriz, também tenderá a cair. Se a força contra eletromotriz cai o tiristor será disparado antes, pois ele se polarizará diretamente em menos tempo. O tiristor sendo disparado antes significa um aumento de tensão de saída e um aumento de velocidade. Assim o motor tende idealmente a voltar a ter a mesma força contra eletromotriz, e consequentemente a mesma rotação que no início.

3.3.2.2 - Conversor Monofásico de Onda Completa.

A ponte de retificação monofásica tem uma vantagem sobre a retificação monofásica com transformador de tap central. Esta vantagem é que para o mesmo nível de tensão contínua de saída

o semiconductor no conversor com tap central tem um valor de tensão de bloqueio de duas vezes a tensão de bloqueio do semiconductor na ponte.

Este tipo de conversor é o mostrado nas Figs. 3.14b e c e possui um fator de onda muito menor que o conversor de meia onda, o que é melhor. Por isto pode ser usado para controlar motores maiores que os controlados por meia onda (normalmente é usada para motores na faixa de 1 a 20 kW).

A ponte (b1) precisa do diodo de descarga livre, mas a ponte (b2) dispensa este diodo.

A ponte (c) completamente controlada permite inversão e frenagem regenerativa por meio de inversão do enrolamento de campo do motor ou pelo uso de pontes em anti-paralelo. A ponte (b) semi-controlada é usada quando regeneração não é necessária.

A Fig. 3.16 mostra a forma de onda da tensão e corrente em um motor de corrente contínua para um conversor tipo (b1)

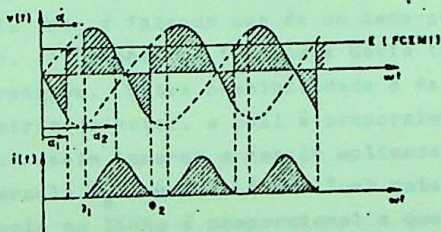


Fig. 3.16 - Tensão e corrente no motor para um conversor tipo (b1)

Nota-se que pode haver dois estados da corrente. Um em que a corrente é contínua ($\theta_2 - \theta_1 > \pi$) e outro em que a corrente é descontínua ($\theta_2 - \theta_1 < \pi$). Deve-se esperar que a regulação de velocidade seja maior no estado descontínuo e daí a necessidade do uso de choques (reatores) para melhorar a regulação de velocidade. A Fig. 3.17 mostra uma característica rotação e torque para diversos ângulos de disparo e ainda para circuito com choque e sem choque.

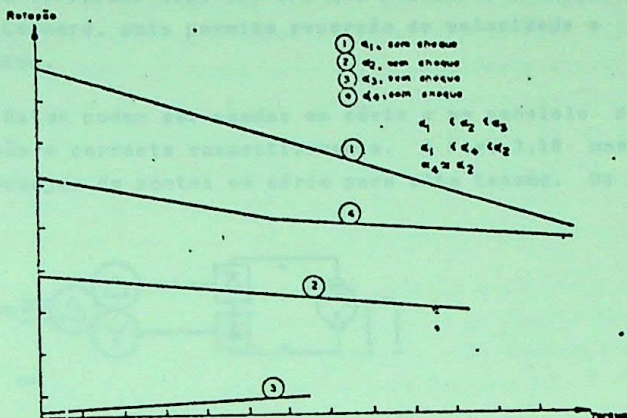


Fig. 3.17 - Característica rotação versus torque

Para se tornar a velocidade independente da carga é necessário a realimentação de velocidade. Há duas possibilidades para tal. Uma é fazendo uso de um tacho-gerador acoplado ao eixo do motor. A tensão nos terminais deste tacho gerador será proporcional a rotação. Outra possibilidade é fazendo uso da força contra eletromotriz no motor, a qual é proporcional a rotação mas não é medível. Assim toma-se a tensão aplicada e subtrai-se desta tensão a parcela $R_a I$, e isto é possível pois a tensão através de uma resistência na linha é proporcional a queda de resistência na armadura.

A operação fora das condições de estado permanente, adiciona dificuldades para o controle de fase.

3.3.2.3 - Conversor Trifásico

O conversor trifásico foi mostrado nas Figs. 3.14d, e, e f. Estes são alguns arranjos mas não todos e podem ser usados deste poucos kW até centenas de kW para (d) e (e) e até milhares de kW para (f).

O conversor tipo (f) é o que realmente compete com o sistema Ward Leonard, pois permite reversão de velocidade e frenagem regenerativa.

Estes podem ser usadas em série e em paralelo para divisão de tensão e corrente respectivamente. A Fig. 3.18 mostra uma série de arranjos de pontes em série para alta tensão. Os se

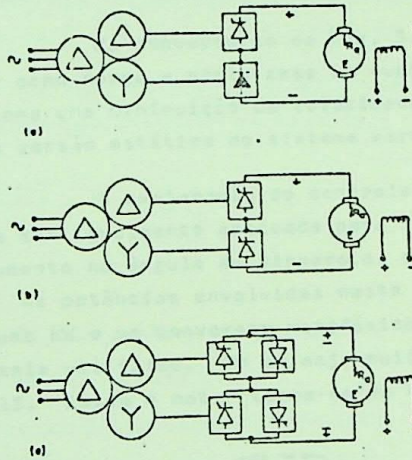


Fig. 3.18 - Conversores para alta tensão. (a) Pontes em série, semi-controlado; (b) Pontes em série, totalmente controlado; (c) Pontes em série e anti paralelo, totalmente controlado.

cundários dos transformadores são normalmente um em estrela e outro em triângulo para providenciar um defasamento de 30° entre as tensões. Isto permite que se aumente o número de diodos em um ciclo e com isto temos redução da magnitude da tensão ripple e aumento de sua frequência; e este fato resulta em um alto fator de potência e baixa distorção harmônica da corrente. Os blocos retificadores da Fig. 3.18 são conversores trifásicos controlados ou não.

De uma maneira geral o disparo é por controle de fase e a tensão da fonte é usado como referência para o sinal de gatilho. Entretanto a forma senoidal é usualmente convertida para onda em dente de serra cujo nível de corrente contínua pode ser controlado e então excitar um schmitt trigger ou um bistável a qual alimenta um amplificador diferencial, cuja saída alimenta um amplificador de pulso para o gatilho. Finalmente o sinal deve alcançar o gatilho por meio de um transformador de pulso.

Os conversores da Fig. 3.14 e 3.18 tem a armadura do motor como carga e neste caso um aumento do ângulo de disparo, α , ocasiona uma diminuição da velocidade. Tal controle de armadura é uma versão estática do sistema ward Leonard.

A explanação do controle de armadura por conversores pode ser igualmente aplicada para controle de campo, exceto, que um aumento no ângulo de disparo, α , ocasiona um aumento de velocidade. As potências envolvidas neste caso nunca serão maiores que alguns kW e um conversor monofásico totalmente controlado é normalmente utilizado. Um arranjo muito usado é o mostrado na Fig. 3.19. Assim o motor torna-se de excitação independente e

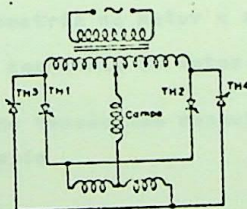


Fig. 3.19 - Conversor para Controle de Campo

possibilita frenagem regenerativa e reversão e velocidade sem partes móveis desde a alimentação da armadura seja realizada por um conversor controlado. Contudo convém lembrar que se o controle de campo é adotado as respostas serão muito mais lentas do que as respostas com controle na armadura, pois a diferença de indutâncias destes dois circuitos é muito grande.

Uma outra possibilidade é o controle simultâneo da armadura e do campo.

3.4 - ONDULAÇÃO DE TENSÃO

O problema de comutação do motor de corrente contínua é aumentado quando geradores de corrente contínua são substituídos por conversores e torna-se ainda mais crítico quando se introduz o controle de fase. A ondulação de tensão cria problema devido ao grande valor de tensão induzido na indutância, $L di/dt$, por causa da grande razão de variação da corrente.

O efeito da ondulação de tensão na comutação do motor pode ser visto por inspeção na equação :

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} + E + R_a i(t) \quad (3.34)$$

onde

$v(t)$ = tensão instantânea nos terminais do motor

L = indutância da armadura

$i(t)$ = corrente instantânea na armadura

E = força contra eletromotriz no motor e assumida constante

R_a = resistência entre terminais do motor.

Se a fonte de tensão não possuísse ondulação a equação de estado permanente seria

$$V = E + R_a I \quad (3.35)$$

No caso com ondulação de tensão se é desprezada a pequena queda na resistência da armadura então $L di/dt$ cresce para a diferença instantânea de tensão entre a tensão nos terminais $v(t)$, e a força contra eletromotriz E . A Fig. 3.20 mostra o que foi dito, para um conversor trifásico. Pelo fato de V e E permanecerem substancialmente constantes para carga e velocidade constan-

tes, $L di/dt$ varia drasticamente e traz efeitos adversos na comutação do motor. Quanto maior o ângulo do disparo, α , maior $L di/dt$,

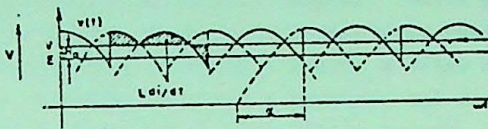


Fig. 3.20 - Ondulação de tensão

Além dos problemas de comutação do motor a ondulação de tensão ocasiona aquecimento, o qual é altamente indesejável. As perdas na armadura ou seja no cobre são proporcionais ao quadrado da corrente e assim a ondulação ocasiona perdas no cobre. A ondulação de corrente também aumenta as perdas no ferro da armadura e partes não laminadas de qualquer interpolo, e de qualquer polo devido a componente magnetizante transversal da reação da armadura.

Tudo isto foi visto para que se note a importância, de filtros na linha para eliminar harmônicos no lado de corrente alternada e eliminar ondulações do lado de corrente contínua

3.5 - CIRCUITOS LÓGICOS

A finalidade deste trabalho é mostrar o uso de semicondutores de potência no controle de velocidade de motores, contudo estes semicondutores exigem circuitos de disparo e para tal tem sido grandemente usado circuitos lógicos. Para não ficar em branco a este respeito será feito aqui um exemplo simples de controle, mostrando um pouco de circuito lógico.

Seja o caso onde se tem um motor de corrente contínua controlado pelo campo. Deseja-se que a corrente seja regulada com grande precisão e que a inversão se faça em um tempo mínimo. Este é um exemplo de um conversor bidirecional sendo usado para regular e inverter a corrente no sistema do campo de excitação.

O campo de um motor de corrente contínua se caracteriza por possuir alta indutância e baixa resistência, o que previ-

ne rápidas mudanças de corrente e armazena energia magnética. Estas características tendem a evitar corrente reversa em curto tempo, contudo este tempo pode ser acelerado pelo forçamento do campo, ou seja com a aplicação de grandes tensões. Assim aplica-se inicialmente uma alta tensão, a corrente cresce mais rapidamente, e a tensão é reduzida quando a corrente alcançar o valor desejado. Ao invés de remover a tensão da fonte e permitir que a corrente flua em um diodo de descarga livre para decair a zero, o conversor pode ser usado como um inversor para conduzir a energia armazenada de retorno a fonte. Quando a corrente for nula, a tensão aplicada a bobina pode ser invertida e forçamento de campo usado novamente.

Para regular a corrente contínua na bobina de campo, para fazer o forçamento do campo, para retornar a energia magnética armazenada no campo para a fonte, e para inverter a corrente contínua é necessário uma fonte de corrente alternada de fase controlada. A Fig. 3.21 mostra o circuito de potência e a Fig. 3.22, mostra uma típica forma de onda da tensão aplicada ao campo. Esta

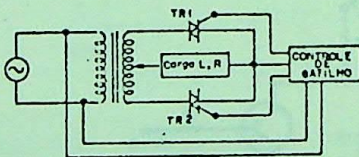


Fig..3.21 - Circuito de Potência

forma de onda é ideal por assumir que já não existem transitórios, e que a fonte tem impedância nula. Quando a tensão através do campo torna-se nula é sinal que a corrente através de um elemento retificador tornou-se nula e que este elemento bloqueia. Então não haverá fluxo de corrente até que outro sinal de disparo seja aplicado. No caso de Fig. 3.22 o elemento retificador é um triac, contudo poderia ter sido usado dois tiristores em anti-paralelo no lugar de cada triac. A escolha depende de características da carga e condições econômicas. O triac ou tiristores em anti-paralelo são usados para permitir a inversão de corrente.

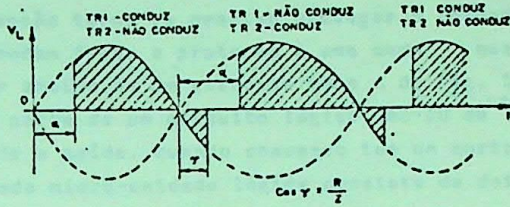


Fig. 3.22 - Forma da onda da tensão no campo

Se o ângulo de disparo, α , é alterado o fluxo de potência para o campo muda. Os sinais de disparo devem ser sincronizados pela fonte e ter um atraso ajustável. A tensão senoidal não é a melhor forma de onda para chaveamento. Uma boa forma de onda é a de um pulso retangular devido ao rápido tempo de crescimento do sinal. Pode-se obter um pulso retangular a partir de uma onda senoidal se um circuito como o da Fig. 3.23 é usado. Ele é um circuito integrado e a figura indica suas características.

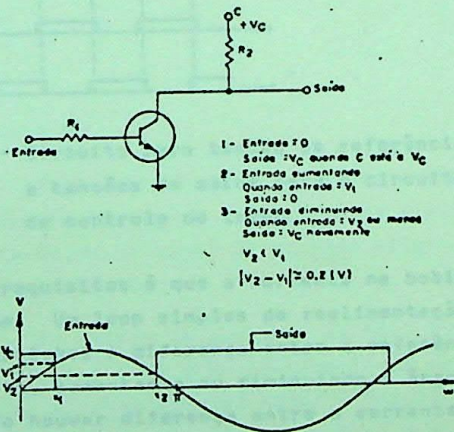


Fig. 3.23 - Formador de pulso retangular

De modo que a variação de tensão da fonte tenha ^{pe} _o efeito na posição de chaveamento, x_1 e x_2 na Fig. 2.23, ^o _o

desejável que a magnitude da tensão de entrada seja grande. Com a necessidade de alta tensão torna-se preciso proteger o formador de pulso. Diodos zener podem fazer a proteção e uma onda quadrada de referência pode ser obtida de um circuito como o da Fig. 3.24. O formador de pulso é parte de um circuito lógico NÃO-OU de gatilho e usado aqui devido a saída, quando chaveado tem um curto tempo de crescimento. Cada micro-unidade lógica consiste de dois elementos NÃO-OU.

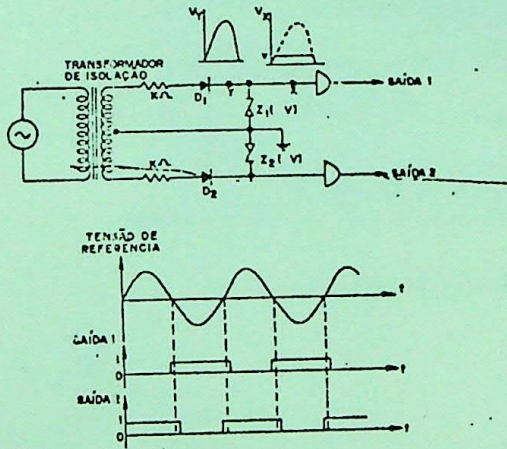


Fig. 3.24 - Circuito para tensão de referência e tensões de saída para o circuito de controle do triac

Um dos requisitos é que a corrente na bobina de excitação seja regulada. Um loop simples de realimentação, por meio de um sinal proporcional a diferença entre a referência e o estado atual da corrente, aumentando ou diminuindo o ângulo α é necessário. Enquanto não houver diferença entre a corrente e a referência o ângulo α é constante. A Fig. 3.25 mostra um circuito de retardo usando elementos lógicos. Nesta figura a entrada em A é o inverso da saída do pulsador da Fig. 3.24. Este circuito é um multivibrador de um pulso de saída com duplo sinal de gatilho, com a duração, T, do pulso de saída dada por :

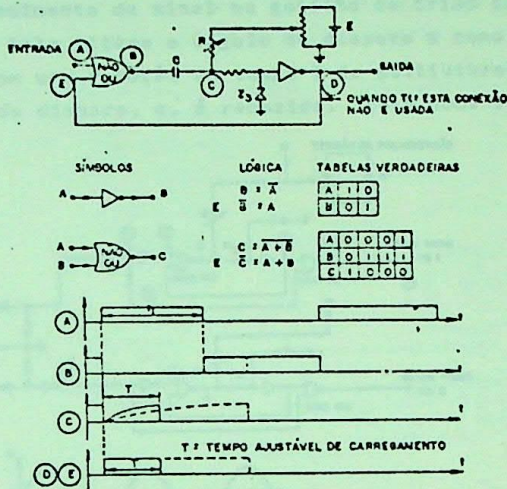


Fig. 3.25 - Circuito de atraso do ângulo α .

$$T = \frac{KRC}{E}$$

(3.36)

Sendo $K =$ constante

O circuito pode ser entendido pela explicação associada dos símbolos lógicos e o diagrama de sinais com e sem entradas. A aplicação de um sinal de entrada origina uma saída com tempo de duração ajustável.

As saídas do pulsador da Fig. 3.24 são sobrepostas, em partes do ciclo e isto é um inconveniente devido que um sinal para cada triac simultaneamente poderia resultar em um curto circuito no transformador de potência da Fig. 3.21. A sobreposição de sinais é eliminada pela adição de um elemento NÃO-OU em série com a saída do pulsador.

A saída do multivibrador não pode ser usada para disparar o triac devido o sinal ser iniciado no mesmo ponto do ciclo

clo em todos os ciclos. O circuito lógico é adicionado para alterar o tempo de aparecimento do sinal no gatilho do triac com relação a referência, e isto altera o ângulo de disparo α como mostrado na Fig. 3.26. Com uma redução do tempo T do multivibrador da Fig. 3.25 o ângulo de disparo, α , é reduzido. Isto pode ser visto

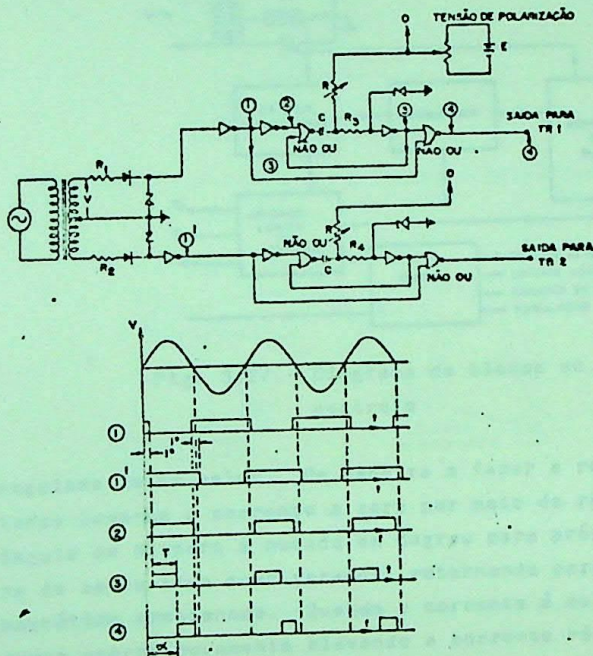


Fig. 3.26 - Circuito de controle do ângulo de disparo, α , para regulação de corrente e carta de tempo simplificada

pele carta de tempo da Fig. 3.26. Uma diminuição de α significa um aumento da tensão no campo e consequentemente um aumento na corrente.

A operação do conversor poderia ser controlada por unidades mostradas em forma de bloco na Fig. 3.27. Na partida o forçamento de campo é obtido fazendo-se o ângulo de fase, α , nulo logo, plena tensão é aplicada pelo conversor e a razão de cresci-

mento da corrente é a máxima. Quando a corrente desejada for $\frac{a_1}{a}$ conchada ocorre uma mudança do ângulo α (aumento) e a corrente i é

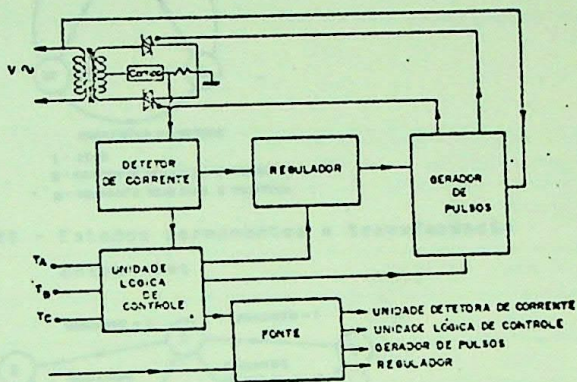
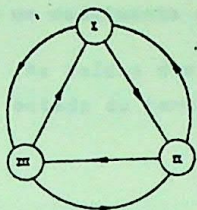


Fig. 3.27 - Diagrama de blocos do circuito de controle

regulada neste valor. De maneira a fazer a reversão em um mínimo tempo leva-se a corrente a zero por meio de reversão, ou seja o ângulo de disparo é mudado em degrau para próximo de 180° e a bobina do campo atua como gerador, retornando para a fonte a energia magnética armazenada. Quando a corrente é nula o forçamento de campo ocorre novamente elevando a corrente rapidamente em direção oposta.

A unidade de controle lógico da Fig. 3.27 deve manter três condições de estado permanente e permitir transferência entre elas como mostrado na Fig. 3.28. Uma vez que se deseja um tempo mínimo de transferência entre estados, deve-se fazer uso da função forçante. Assim os estados da Fig. 3.28 são expandidos como mostrado na Fig. 3.29. Este diagrama de estados tem sete estados estáveis, sendo cada um explicado a seguir :

- I. Nenhuma corrente flui na bobina e nenhum pulso de disparo é aplicado ao triac.
- II. Um forçamento por ângulo de fase ($\alpha=1^\circ$) é aplicada da maneira



CORRENTES NA BOBINA
 I: ZERO
 II: CORRENTE DESEJADA E NEGATIVA
 III: CORRENTE DESEJADA E POSITIVA

Fig. 3.28 - Estados permanentes e transferência entre eles

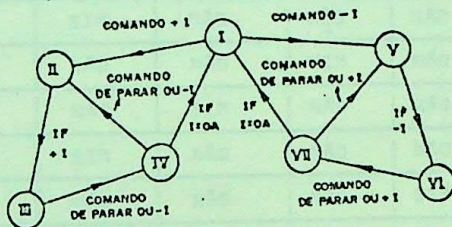


Fig. 3.29 - Expansão de estados para função forçante

ra e ocasionar uma corrente positiva crescendo rapidamente na bobina.

- III. Neste estado o regulador de corrente positiva está em operação e a corrente é mantida no valor, I, desejado
- IV. Um forçamento por ângulo de fase ($\alpha=178^\circ$) é aplicado de maneira a causar um rápido decaimento da corrente positiva.
- V. Um forçamento por ângulo de fase é aplicado de modo a causar um crescimento rápido da corrente negativa.
- VI. Neste estado o regulador de corrente negativa está em operação e a corrente é mantida no valor, -I, desejado.
- VII. Um forçamento por ângulo de fase é aplicado de maneira

causar um decaimento rápido da corrente negativa.

As saídas das unidades de controle lógico são características do estado do controlador e são sumarizadas na tabela a seguir

Estados	Forçamen- to para I($\alpha=1^\circ$)	Forçamen- to para O($\alpha=178^\circ$)	Regula- dor po- sitivo	Regula- dor ne- gativo	Pulsos no triac pa- ra corren- te posit- va	Pulsos no triac pa- ra corren- te negati- va
I	NÃO	NÃO	NÃO	NÃO	NÃO	NÃO
II	SIM	NÃO	NÃO	NÃO	SIM	NÃO
III	NÃO	NÃO	SIM	NÃO	SIM	NÃO
IV	NÃO	SIM	NÃO	NÃO	SIM	NÃO
V	SIM	NÃO	NÃO	NÃO	NÃO	SIM
VI	NÃO	NÃO	NÃO	SIM	NÃO	SIM
VII	NÃO	SIM	NÃO	NÃO	NÃO	SIM

Os sinais do circuito lógico requeridos nos termi-
nais do circuito de controle são T_A , T_B e T_C , onde :

$T_A = 1$, significa que a ordem de corrente positiva, I , está a-
tivada

$T_B = 1$, significa que a ordem de corrente negativa, $-I$, está a-
tivada

$T_C = 1$, significa que a ordem de corrente nula está ativada.

O circuito lógico de controle necessita também de sinais de entrada oriundos do circuito de detecção de corrente para que os sinais de disparo dos triacs possam ser determinados. A Fig. 3.30 mostra os requisitos para o circuito e a terminologia lógica das entradas é :

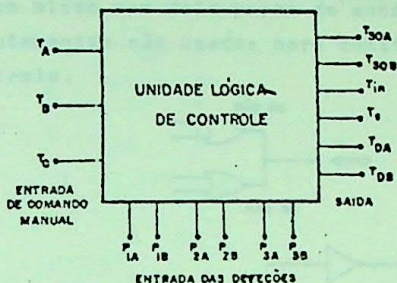


Fig. 3.30 - Bloco da unidade lógica de controle

- $P_{1A} = 1$, significa fluxo de corrente positiva ($i > 0$)
- $P_{1B} = 1$, significa fluxo de corrente reversa ou negativa ($i < 0$)
- $P_{2A} = 1$, significa fluxo de corrente positiva desejada ($i > I$)
- $P_{2B} = 1$, significa fluxo de corrente negativa desejada ($i < -I$)
- $P_4 = 1$, significa fluxo corrente nulo ($i = 0$)
- Mas $P_4 = \overline{P_{1A} + P_{1B}}$, então P_4 é lógica desnecessária.

A saída da unidade lógica de controle alimenta o circuito de disparo dos triacs, atuando no ângulo de disparo, α . A terminologia lógica de saída é :

- $T_S = 1$, torna o ângulo de disparo $\alpha = \alpha_S = 1^\circ$
- $T_{in} = 1$, torna o ângulo de disparo $\alpha = \alpha_{inr} = 178^\circ$
- $T_{30A} = 1$, torna o ângulo de disparo $\alpha = \alpha_{30}$ (para regular $i - I$)
- $T_{30B} = 1$, torna o ângulo de disparo $\alpha = \alpha_{30}$ (para regular $i - -I$)
- $T_{DA} = 1$, significa pulso para um determinado gatilho para corrente positiva
- $T_{DB} = 1$, significa pulso para um particular gatilho para corrente negativa.

O bloco de Fig. 3.30 é constituído de vários elementos lógicos. Dois blocos lógicos NÃO-OU podem ser encontrados como

um único bloco com dois pares de entrada como mostra a Fig. 3.31. Estes elementos são usados para construir o bloco da unidade lógica do controle.

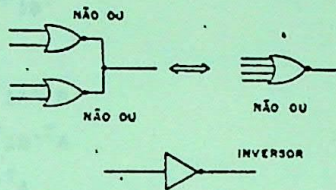


Fig. 3.31 - Circuitos NÃO-OU equivalentes

A combinação de dois elementos lógicos NÃO-OU como na Fig. 3.32 forma um flip-flop ou biestável. A tabela verdadeira deste flip-flop R-S é também mostrada na Fig. 3.32. Este flip-flop é conveniente para mudar a ordem para um novo estado. O capacitor e o resistor são adicionados ao gatilho de reposição (reset) para que quando a potência é aplicada inicialmente o gatilho do reset receba um sinal

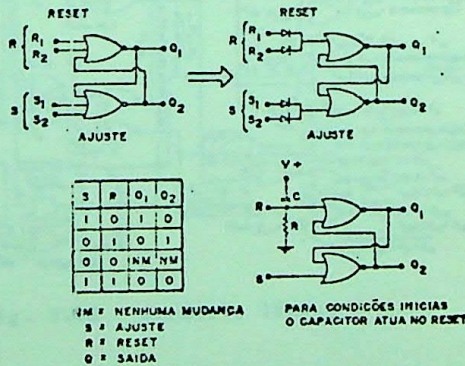


Fig. 3.32 - Flip-Flop R-S

As funções lógicas das saídas do bloco da Fig. 3.30,

são :

$$T_S(\text{on}) = 1 - \frac{1}{(P_{1A} + P_{1B})} \cdot (T_A + T_B) = 1 - \text{ajuste}$$

$$T_S(\text{off}) = 0, \text{ se } T_C + P_{2A} + P_{2B} = 1 = \text{reset}$$

$$T_{1n}(\text{on}) = 1 = T_C + P_{1A} \cdot T_B + P_{1B} \cdot T_A$$

$$T_{1n}(\text{off}) = 0 = \overline{(P_{1A} + P_{1B})}$$

$$T_{30A}(\text{on}) = 1 = P_{2A}$$

$$T_{30A}(\text{off}) = 0 = T_C + P_{1A} \cdot T_B$$

$$T_{30B}(\text{off}) = 0 = T_C + P_{1B} \cdot T_A$$

$$T_{DA} = P_{1A} + \overline{(P_{1A} + P_{1B})} \cdot T_A$$

$$T_{DB} = P_{1B} + \overline{(P_{1A} + P_{1B})} \cdot T_B$$

O circuito lógico completo da unidade lógica de controle é mostrado na Fig. 3.33. Nesta figura foi usado o que foi mostrado nas Figs. 3.31 e 3.32.

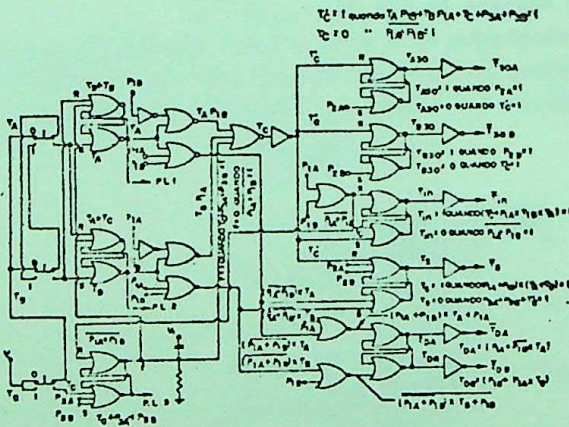


Fig. 3.33 - Circuito lógico

O gerador de pulso foi mostrado na Fig. 3.26. A tensão secundária do transformador deve ser bem maior que a tensão de ruptura do diodo zener para que flutuações na fonte tenham um efeito mínimo na saída que define o ângulo de disparo. As saídas deste gerador de pulsos alimentam o circuito de controle de direção de corrente mostrado na Fig. 3.34.

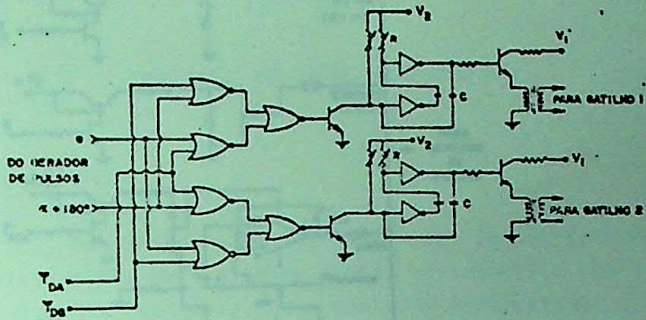


Fig. 3.34 - Controle de direção da corrente e modulador do pulso de disparo

As Figs. 3.35 e 3.36 mostram respectivamente os circuitos de detecção de corrente e de regulação de α . Assim ficam completados os detalhes do circuito de controle do conversor. Circuito este cujo diagrama de blocos foi mostrado na Fig. 3.27.

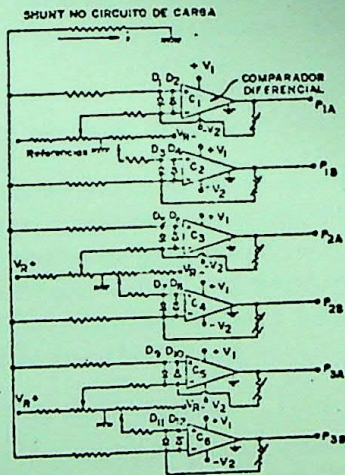


Fig. 3.35 - Circuito de detecção de corrente

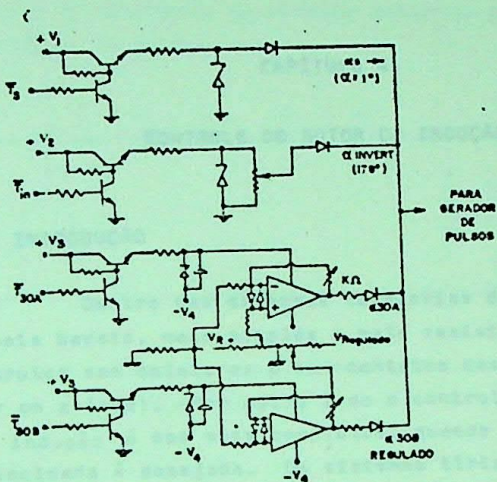


Fig. 3.36 - Variação em degrau de α e circuito de regulação.

CAPÍTULO 4

CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO

4.1 - INTRODUÇÃO

Dentro das diversas categorias de motor, o de indução é o mais barato, mais simples e mais resistente. Ele pode ser construído sem coletores e sem contatos deslizantes (motor com rotor em gaiola). Por outro lado o controle de velocidade do motor de indução é dos mais complexos, quando uma variação uniforme de velocidade é desejada. Os sistemas tiristorizados tem simplificado o controle mas este ainda continua mais complexo que os métodos para o controle de motores de corrente contínua. Os métodos de controle com tiristores estão sob intenso estudo. O que se deseja é que estes novos métodos conduzam o motor de indução a aplicações onde a variação uniforme de velocidade, a frenagem e reversão de velocidade sejam necessárias, mas de uma maneira econômica e eficiente.

4.2 - PARTIDA DO MOTOR DE INDUÇÃO

Quando se parte um motor de indução aplicando-se plena tensão aos seus terminais ele apresenta o grande inconveniente de uma grande corrente de partida. O circuito equivalente do motor de indução mostrado na Fig. 4.1 permite que isto seja notado. Tal circuito equivalente apresenta muito pouco erro. A simbologia usada na Fig. 4.1 tem por significado :

- Z_m = impedância de magnetização
- r_1 = resistência do enrolamento do estator
- x_1 = reatância de dispersão do estator
- r_2' = resistência do enrolamento do rotor referida ao estator

x_2' = reatância de dispersão do estator referida ao estator a a frequência da fonte

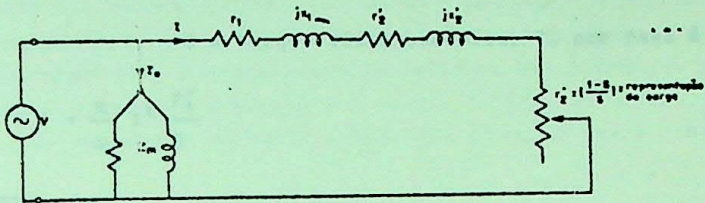


Fig. 4.1 - Circuito equivalente por fase do motor de indução

$$S = \text{escorregamento} = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (4.1)$$

onde

n_1 = velocidade do campo girante criado pelo estator

n_2 = velocidade do rotor

A corrente, I , por fase para uma determinada velocidade é

$$I = \frac{V}{\left| \left(r_1 + \frac{r_2'}{S} \right)^2 + (x_1 + x_2')^2 \right|^{1/2}} \quad (4.2)$$

O fator de potência, $\cos \phi$, é

$$\cos \phi = \frac{1}{\left| 1 + \left(\frac{x_1 + x_2'}{r_1 + r_2'/S} \right)^2 \right|^{1/2}} \quad (4.3)$$

A potência mecânica de saída por fase, P_m , é

$$P_m = I^2 \cdot r_2' \left(\frac{1-S}{S} \right) \quad (4.4)$$

E o torque eletromecânico, T, por fase é

$$T = \frac{K}{\omega} I^2 \frac{r_2'}{S} \quad (4.5)$$

onde

K = constante

ω = velocidade angular do campo girante

As condições ideais para partida do motor de indução seriam: pequena corrente para boa regulação de tensão da fonte e pequeno aquecimento do motor; grande torque para uma aceleração rápida e grande fator de potência para limitar a energia reativa consumida. Na partida o escorregamento, S, é máximo e igual a um, assim a corrente é máxima, o fator de potência é mínimo e embora grande corrente tenda a aumentar o torque, este não é máximo devido o escorregamento no denominador na expressão do torque. Vê-se que estas são condições adversas as ideais e por isto uma série de métodos são usados para melhorar as condições de partida em motores de maior potência. Estes métodos são: partida com resistência no estador; partida com auto-transformador ou chave compensadora; partida estrela-triângulo; partida com resistência no rotor para motores com rotor bobinado ou no caso de motor com rotor em gaiola por meio de dupla gaiola e partida controlada por tiristor res.

O uso de tiristores só para a partida não um método econômico, no entanto como será visto os métodos utilizados para o controle de velocidade podem também fazer a partida. Por isto será visto nesta seção apenas alguns métodos de partida que servirão como uma introdução ao uso de tiristores no controle de motores de indução.

A Fig. 4.2 ilustra o mais simples método de partida

fazendo uso de tiristores. Este método consiste em um controle de tensão do estator. No início o ângulo de disparo, α , dos tiristores é grande e a tensão aplicada ao motor é pequena. A medida que o motor acelera o ângulo α é diminuído e a tensão no motor é aumentada. A diminuição de α é progressiva de maneira que quando a rotação nominal é alcançada o ângulo α é nulo. A Fig. 4.3 mostra a forma de onda da tensão aplicada a uma fase do motor com a varia-

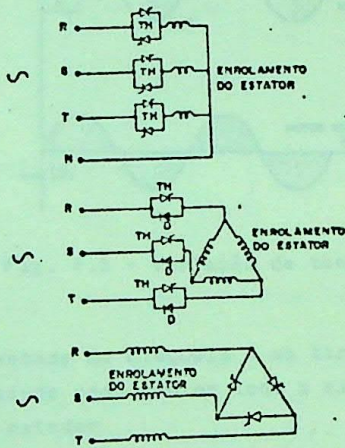


Fig. 4.2 - Controle de tensão no motor de indução

ção do ângulo α . Note-se desta figura que ocorre uma distorção na forma de onda quando os tiristores não conduzem durante todo o ciclo. Quanto maior o ângulo α maior a distorção e maior a porcentagem de harmônicos. Isto produz aquecimento extra no motor e o fator de potência é pobre. O uso de tiristores e auto transformador como na Fig. 4.4 diminui as distorções. A partida do motor se inicialmente os tiristores TH1 e TH2 são os únicos a conduzir e permitem condução durante todo o ciclo. Quando o motor tiver alcançado uma particular velocidade os tiristores TH1 e TH2 são

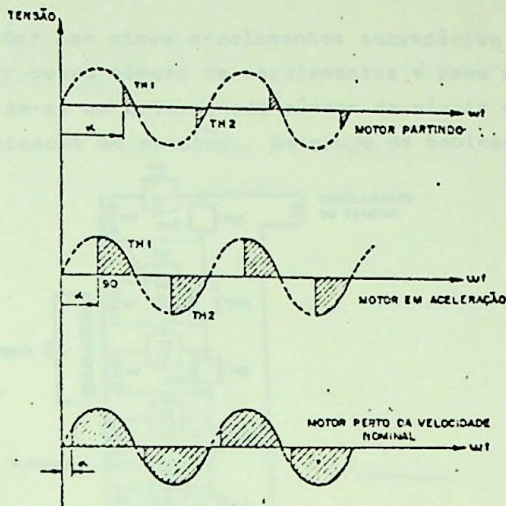


Fig. 4.3 - Variação da tensão em uma fase

levados ao estado de bloqueio e os tiristores TH3 e TH4 são disparados permitindo condução em todo o ciclo e assim plena tensão é aplicada ao estator

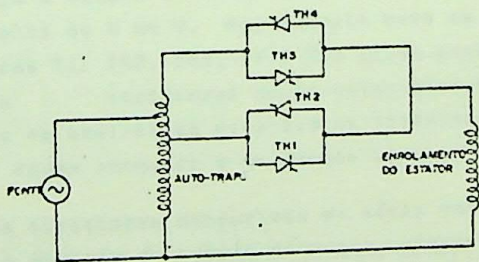


Fig. 4.4 - Tiristores e auto-trafo para uma fase

O método ilustrado pela Fig. 4.4 é básico e permite que somente dois níveis de tensão sejam aplicadas ao motor. Usando o princípio básico deste método pode-se chegar ao circuito da Fig. 4.5, o qual também é para uma fase. Neste circuito é necessário

rio um transformador com cinco enrolamentos secundários para cada fase. Poderia ser outro número de enrolamentos e para cada número de enrolamentos tem-se um determinado número de níveis de tensão que podem ser aplicadas ao estator. Um grupo de bobinas secundá

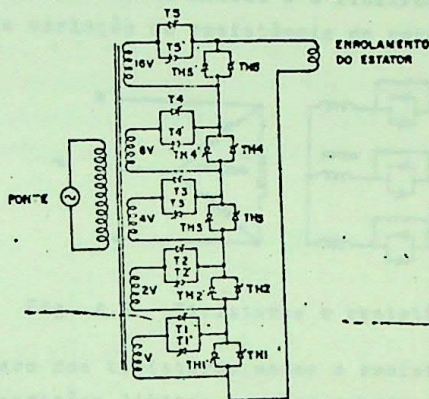


Fig. 4.5 - Obtenção de vários níveis de tensão

rias pode ser conectado em série providenciando diferentes níveis de tensão. No caso da Fig. 4.5 consegue-se 32 níveis diferentes de tensão, ou seja a tensão no motor pode ser variada desde zero volts, até 31V volts de V em V. Por exemplo para se conseguir 9V volts os tiristores T1, TH2, TH3, T4 e TH5 devem estar conduzindo e todos os demais tiristores devem estar bloqueando no semi-ciclo positivo, e no semi-ciclo negativo os tiristores T1', TH2', TH3', T4' e TH5' devem conduzir e os demais bloquear.

Os tiristores conduzindo em série com as bobinas contribuem para o aumento da tensão no motor, enquanto os tiristores conduzindo em paralelo com as bobinas identificam as bobinas que não estão contribuindo para a tensão de saída. Nenhum tiristor em série com uma bobina pode estar conduzindo ao mesmo tempo que um tiristor em paralelo com esta mesma bobina. Isto curto circuitaria esta bobina.

Ao invés de cada par de tiristores em anti-paralelo

poderia ter sido usado um triac se as condições do sistema e econômicos o permitissem.

Um outro método é o ilustrado na Fig. 4.6, o que consiste na variação da resistência do rotor. Quanto maior o ângulo

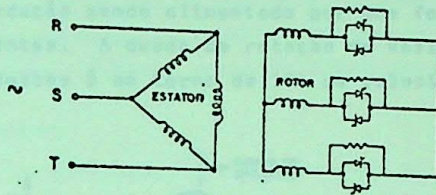


Fig. 4.6 - Tiristores e resistência no rotor

de disparo dos tiristores, maior a resistência no circuito do rotor. As condições limites ocorrem quando os tiristores bloqueiam durante todo o ciclo e quando permitem condução durante todo o ciclo. Na primeira a resistência adicional no circuito do rotor é máxima e na segunda a resistência adicional é nula. Este método apresenta maiores dificuldades para um disparo acurado dos tiristores, pois com a variação de velocidade durante a partida a frequência da força eletromotriz induzida no rotor varia. Entretanto os mesmos resultados poderiam ser obtidos de um sistema ligeiramente diferente como o mostrado na Fig. 4.7 onde não há necessidade de um sensor da frequência da força eletromotriz no rotor para determinar o ponto de disparo. Neste sistema a corrente do rotor é con-

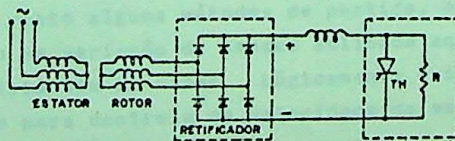


Fig. 4.7 - Resistência no rotor e 1 tiristor

vertida em contínua por meio de retificação. A resistência através dos anéis do rotor variará desde zero até R dependendo da

ção de chaveamento do tiristor TH. Este sistema ainda apresenta a vantagem de usar menos tiristores e uma só resistência que torna mais fácil o equilíbrio no circuito do rotor.

4.3 - CONTROLE DE VELOCIDADE

A Fig. 4.8 mostra a característica torque velocidade para um motor de indução sendo alimentado por uma fonte de tensão e frequência constantes. A quoda de rotação de vazio para plena carga em um motor destes é em torno de 10% da velocidade síncrona,

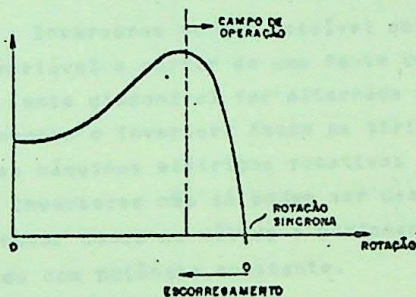


Fig. 4.8 - Característica torque versus rotação

portanto este motor é inapropriado para velocidade constante. Devido à simplicidade deste tipo de motor numerosos métodos tem sido estudados para tornar a sua velocidade ajustável. Os princípios destes métodos são por variação de tensão, de frequência, do número de polos e da resistência do rotor.

Foi visto alguns métodos de partida, nos quais o princípio consistia na variação da tensão aplicada ao estator ou na variação da resistência do rotor. Logicamente estes mesmos métodos também servem para controle de velocidade do motor de indução, e uma característica torque versus rotação mostrando a variação de velocidade para diferentes valores de tensão no estator é mostrada na Fig. 4.9.

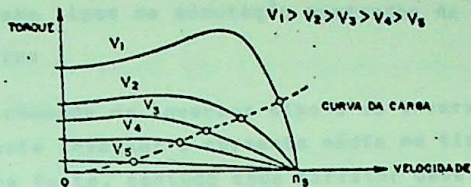


Fig. 4.9 - Influência da tensão na rotação

Um método de controle fazendo uso de tiristores e que permite uma faixa de aplicação muito maior que as vistas é por meio de inversores, e estes passarão a ser estudados.

4.3.1.- Inversores

Inversores tornam possível obter tensão alternada de frequência variável a partir de uma fonte de tensão contínua. Logicamente se a fonte disponível for alternada ela pode ser retificada e então alimentar o inversor. Assim os tiristores vem substituindo a maioria das máquinas elétricas rotativas com função de variar frequência. Os inversores não só podem ser usados no circuito do estator como do rotor dando ao método a performance do controle com torque constante ou com potência constante.

As quatro configurações básicas de inversor são mostradas na Fig. 4.10. Pelo disparo e comutação sucessiva de tiristores a tensão na carga pode ter sua polaridade mudada. Para cada uma destas configurações básicas há seis possibilidades de comutação dos tiristores, conforme visto no capítulo sobre semicondutores. Para cada aplicação de inversor há um projeto ótimo e assim a escolha é diferente para cada caso.

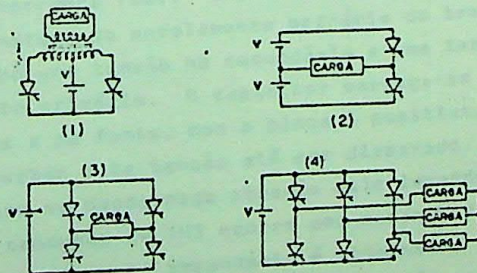


Fig. 4.10 - Configurações básicas de inversores

Para melhor compreensão será feita uma explanação, para dois tipos de inversores, tendo como base os circuitos mostrados

na Fig. 4.10 e diversos tipos de comutação mostrados na Fig.2.18.

4.3.1.1.- Inversor tipo 1

Será chamado de inversor tipo 1 ao inversor mostrado na Fig. 4.11. Neste inversor a corrente média no tiristor é a metade da corrente na fonte, contudo cada tiristor deve ser capaz

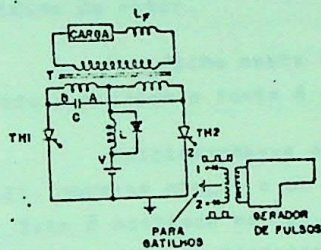


Fig. 4.11 - Inversor tipo 1

de bloquear uma tensão igual a duas vezes a tensão da fonte. Devido a dificuldades de defasamento este inversor não é adequado para operações trifásicas. O indutor L, tem por finalidade determinar o tempo para comutação e limitar di/dt .

Para que a tensão na carga seja alternada os dois tiristores devem conduzir alternadamente, mas como a fonte é de corrente contínua há a necessidade de comutação forçada, a qual é realizada pelo capacitor C.

Inicialmente os dois tiristores estão no estado de bloqueio e nenhuma corrente flui. TH1 é disparado e a tensão V da fonte é aplicado a metade do enrolamento primário do transformador e devido a indução há uma tensão no secundário e uma tensão de 2V em todo o enrolamento primário. O capacitor carrega-se com uma tensão de duas vezes a da fonte, com a placa A positiva. O tiristor TH2 tem que suportar esta tensão até ser disparado. TH2 sendo disparado o capacitor se descarrega através dele levando TH1 a comutação. Devido a condução de TH2 ocorre uma mudança de polaridade e a corrente no enrolamento secundário é alternada. Com TH2 conduzido o capacitor também se carrega com 2V porém com a placa

B positiva e assim quando TH1 é disparado pela segunda vez o ciclo começa a se repetir.

Conforme variar a frequência de disparo dos tiristores variará a frequência da tensão na carga e consequentemente a velocidade do motor.

Uma falha neste tipo de inversor é que se um disparo não tiver sucesso a fonte é curto circuitada.

Adicionando-se alguns elementos ao circuito da Fig. 4.11, pode-se chegar a um circuito onde a tensão média é ajustável. Isto é mostrado na Fig. 4.12. Disparando-se TH3 em um ponto de um meio ciclo, o tiristor de carga (TH1 ou TH2) que estiver

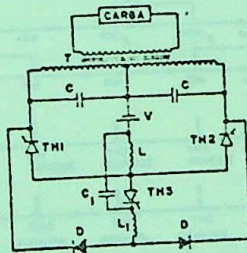


Fig. 4.12 - Inversor tipo 1 com tensão média ajustável

conduzindo será comutado. O tiristor TH3 é comutado após um curto tempo por intermédio do circuito oscilatório LC1.

4.3.1.2 - Inversor tipo 2

Será chamado de inversor tipo 2 ao inversor mostrado na Fig. 4.13. Para um motor de indução trifásico as tensões aplicadas aos enrolamentos do estator devem ser defasadas de 120° elétricos. Isto pode ser conseguido com este tipo de inversor. Se os transitórios forem desprezados a tensão aplicada ao estator é da forma de pulsos retangulares. A Fig. 4.14 mostra as tensões aplicadas no estator, bem como os pulsos de disparo em cada tiris-

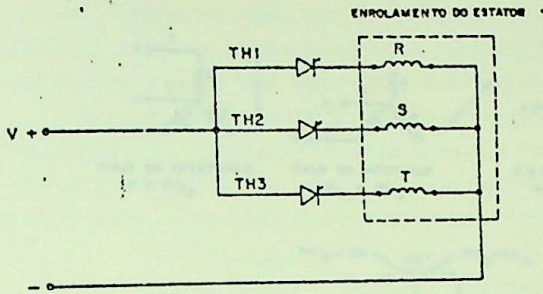


Fig. 4.13 - Inversor tipo 2

tor e o tempo de condução de cada tiristor.

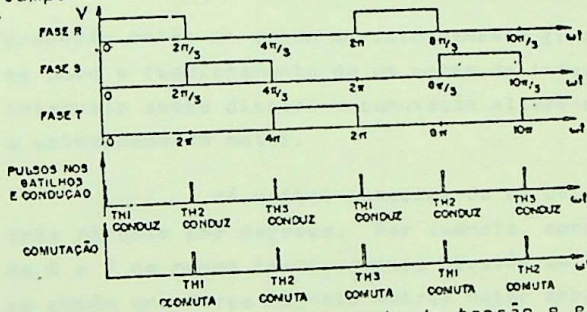


Fig. 4.14 - Forma da onda da tensão e estados dos tiristores para o inversor tipo 2

O comportamento da força magneto motriz ou campo girante é ilustrado na Fig. 4.15. No intervalo 0 a $2\pi/3$ só há corrente na fase R e a força magneto motriz é como mostrado na Fig. 4.15a. Durante o próximo intervalo, isto é, de $2\pi/3$ a $4\pi/3$, somente a fase S conduz e a força magneto motriz permanece com a mesma amplitude porém com direção mudada de 120° , como na Fig. 4.15b. Durante o intervalo $4\pi/3$ a 2π a força magneto motriz muda novamente a direção de 120° e no próximo intervalo inicia a repetir o ciclo. Viu-se que a variação da força magneto motriz se deu em graus, porém de uma maneira girante. Esta força magneto motriz

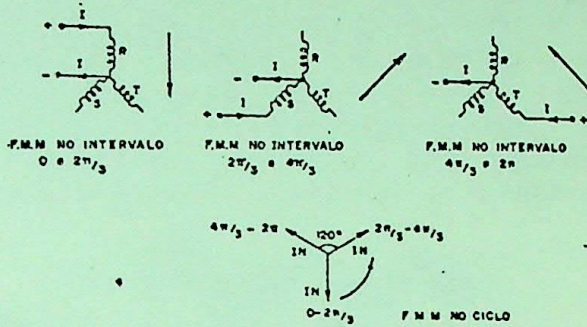


Fig. 4.15 - F.m.m para inversor tipo 2

produziu então um campo aproximadamente girante, o qual é requisito para o funcionamento de um motor de indução. Alterando-se o intervalo entre disparo e comutação altera-se a frequência e assim a velocidade do motor.

Há muitas maneiras de se obter uma força magneto-motriz girante por degraus. Por exemplo, corrente fluindo através de R e T ao mesmo tempo, depois através de T e S. Desta maneira se obtém uma força magneto motriz maior embora o degrau ainda seja de 120° elétricos.

Para um uso mais eficiente dos enrolamentos e uma aproximação tanto quanto possível de uma fonte trifásica senoidal, pode-se usar um inversor em ponte trifásica completa, como na Fig. 4.16

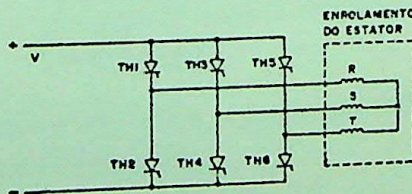


Fig. 4.16 - Inversor em ponte trifásica

As formas de onda das tensões bem como os períodos de condução dos tiristores estão mostradas na Fig. 4.17. A onda retangular de tensão produz uma força magneto motriz que muda de direção em degraus, entretanto a análise harmônica produz uma forte onda senoidal fundamental cuja energia é usada para trabalho e altas harmônicas que criam perdas. Desprezando as altas harmônicas a onda fundamental produzirá uma força magneto-

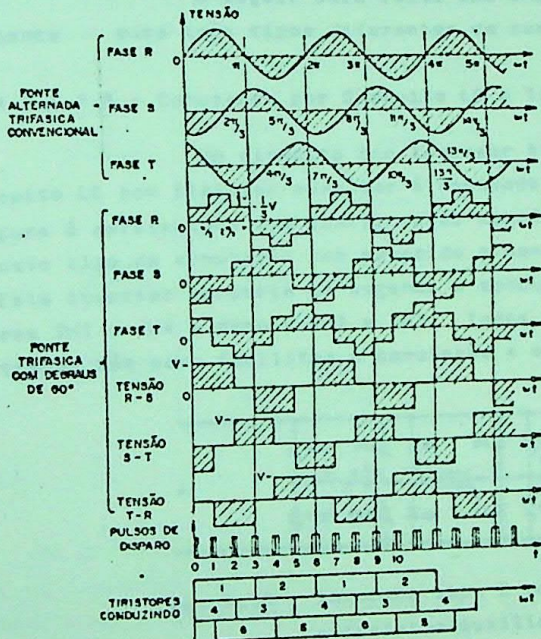


Fig. 4.17 - Formas da onda da tensão e períodos de condução para o inversor em ponte trifásica

triz girante a velocidade constante. Velocidade esta controlada pelo inversor e portanto programável.

As tensões nas linhas (ou entre fases) do motor não estão longe da onda senoidal. Não existem todas as harmôni-

cas devido a simetria dos meios ciclos positivos e negativos. Não há terceira harmônica e suas múltiplas devido os degraus serem de 60° tanto na parte positiva como negativa. Há entretanto outras harmônicas, as quais produzem perda de energia e torque ondulado, embora a dinâmica não responda a harmônicas acima da décima primeira.

A seguir será feita uma análise para o inversor em ponte para três tipos diferentes de comutação.

4.3.1.2.1 - Comutação por Circuito LC e Tiristores Auxiliares

Um circuito com inversor tipo 2 e comutação por circuito LC com tiristor auxiliar é mostrado na Fig. 4.18. Nesta figura é apresentada uma configuração monofásica. Um inversor com este tipo de comutação tem recebido o nome de inversor de McMurray. Este inversor comporta-se segundo a condução alternada dos tiristores TH1 e TH4 e depois TH2 e TH3. Todos os outros elementos mostrados são para facilitar a comutação e os diodos conduzem durante

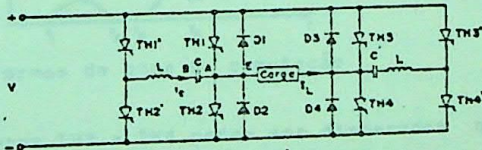


Fig. 4.18 - Inversor tipo 2 com comutação por LC e tiristor auxiliar

parte de cada meio ciclo quando a carga é reativa.

Seja inicialmente TH1 e TH4 conduzindo e que o capacitor C esteja carregado com V sendo a placa A positiva, por meio de uma ação prévia. Em um tempo t_0 o tiristor auxiliar TH1' é disparado para iniciar a comutação. Com TH1' em condução o capacitor descarrega e sua corrente i_C cresce tomando parte da corrente de carga de TH1. No instante t_1 a corrente do capacitor inicia a se tornar maior que a corrente de carga e TH1 é comutado. A diferença entre a corrente do capacitor e a corrente de carga flui através de Q1. Devido a indutância da carga a corrente de carga,

I_L , é sensivelmente constante e continua a fluir após a comutação de TH1. No instante t_2 a polaridade do capacitor mudou e o carregamento se iniciou; assim a corrente do capacitor inicia a decrescer e no instante t_3 , quando a corrente do capacitor iguala-se a corrente de carga, o diodo D1 deixa de conduzir. A carga mantém I_L até ser levada a $-V$ em E pelo diodo D2. A energia armazenada em L é transferida para C em forma de excesso de carga proporcional a corrente de carga fluindo em L , C , carga, D3 e TH1'. Quando a corrente no capacitor cai abaixo da corrente de carga D2 conduz. A Fig. 4.19 ilustra a explanação realizada.

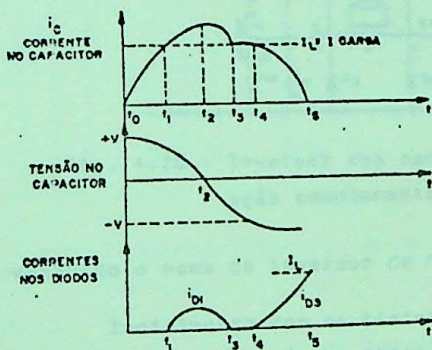


Fig. 4.19 - Formas de onda na comutação

Os tiristores TH3 e TH4 podem ser disparados quando a corrente no capacitor foi reduzida a zero e a energia armazenada na indutância da carga também foi reduzida a zero.

O fato de carga no capacitor aumentar com a corrente de carga é uma ajuda para uma comutação confiável.

Uma desvantagem deste circuito é o grande número de tiristores utilizados, e outra é o grande dv/dt que pode ser aplicado ao tiristor comutado quando a corrente do capacitor cai abaixo da corrente de carga, D1 bloqueia e D3 passa a conduzir.

Um múltiplo arranjo do circuito providencia um inversor polifásico com a carga sendo geralmente alimentada por um

transformador.

4.3.1.2.2 - Comutação por C e Ação Complementar

Um circuito para tal é o mostrado na Fig. 4.20. Ele usa menos tiristores que o anterior, ou seja para uma configuração monofásica apenas quatro tiristores são necessários e para uma configuração trifásica seis tiristores são suficientes. Este inver-

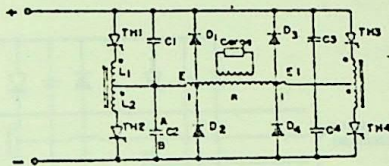


Fig. 4.20 - Inversor com comutação por C e ação complementar

sor tem recebido o nome de inversor de Mc Murray Bedford.

Inicialmente com os tiristores TH1 e TH4 conduzindo o capacitor, C2, carrega-se com a placa A positiva. TH2 é então disparado, o que faz com que a tensão em seu anodo seja aproximadamente a tensão da barra negativa (0 V). Assim a tensão através de L2 é V, pois o capacitor C2 estava carregado com V. Havendo acoplamento mútuo entre L1 e L2 e L1 e L2 sendo iguais haverá uma tensão V induzida em L1, positiva na marca de polaridade. A tensão em L1 mais L2 será então 2V e o tiristor TH1 estará polarizado reversamente, comutando. Durante a comutação o capacitor C2 alimenta a carga, cuja corrente permanece constante devido a sua indutância, e também L2 via TH2. Quando a tensão em L2 é nula a corrente é máxima. Quando o ponto E atinge o potencial da barra negativa o diodo D2 passa a conduzir a corrente de L2 e ao invés da energia ser armazenada ela é retornada via diodos por ação de autotransformador. D2 mantém o ponto E a tensão da barra negativa e após a energia armazenada em L2 ter sido reduzida a zero D2 continua a conduzir a corrente de carga, a qual continua a fluir devido

a indutância muito grande e é retornada a fonte via D3. Durante este último intervalo a tensão através de TH2 é reversa e ele comuta.

A ação de descarga do capacitor é representativa da ação de disparo de um tiristor para comutar outro. Os tiristores, TH1 e TH2 são complementares, isto é, um comuta o outro. O mesmo acontece com TH3 e TH4.

A Fig. 4.21 mostra um arranjo trifásico para um in

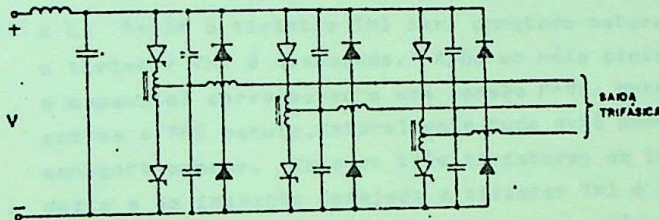


Fig. 4.21 - Inversor trifásico de Mc Murray Bedford

versor tipo Mc. Murray Bedford. Há contudo limitações em função da tensão da saída variável desejada.

4.3.1.2.3 - Comutação por Fonte Auxiliar

Um circuito para tal é mostrado na Fig. 4.22. Ele é próprio quando a tensão contínua é variável para acomodar as características de um determinado inversor com relação a tensão-frequência ajustável. Num caso como este a comutação dos tiristores poderia ser irrealizável quando a pequenas tensões. Nestas condições os capacitores não podem armazenar energia suficiente para levar os tiristores a comutação, daí a necessidade de uma fonte auxiliar.

Inicialmente TH1 é disparado e o capacitor C carrega-se positivamente na placa A, com uma tensão, V_1 , ligeiramente superior a da barra de corrente contínua, devido a indutância

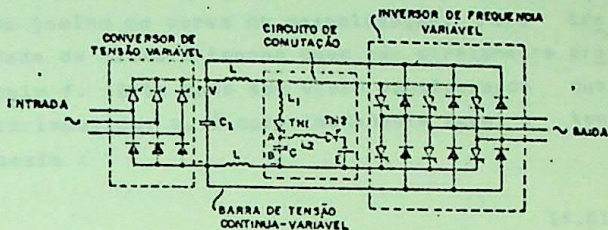


Fig. 4.22 - Inversor com comutação auxiliar

e L. Assim o tiristor TH1 será comutado naturalmente e após o que o tiristor TH2 é disparado. Após um meio ciclo ressonante de CL2 o capacitor carregou-se a uma tensão $E+V_1$, porém com a placa A negativa e TH2 comuta. Naturalmente tudo está pronto para o inversor começar a operar. Dois ou três tiristores do inversor passam a conduzir e no instante desejado o tiristor TH1 é disparado. O capacitor C descarrega, a barra de corrente contínua tem sua polaridade invertida momentaneamente e os tiristores do inversor comutam. A corrente reativa tem um caminho pelos diodos e o capacitor C carga-se novamente com a placa A positiva e TH1 comuta. Tudo repete-se novamente.

Deve ser tomado cuidado quando os diodos conduzem retornando energia reativa armazenada. A barra de corrente contínua deve possuir outro inversor para retornar energia para a entrada ou deve possuir uma carga capaz de absorver esta energia. Caso contrário um grande capacitor, C1, (armazenador de energia) deve ser adicionado como mostrado na Fig. 4.22.

Deve haver um compromisso com a tensão auxiliar, E, ou um circuito de passagem auxiliar deve ser adicionado, pois caso contrário nas altas frequências quando a tensão da barra de corrente contínua for satisfatória para a comutação, o capacitor ficará com uma tensão muito alta.

4.3.2 - Controle com Tensão Proporcional a Frequência

O máximo de um motor de indução é conseguido quando

se trabalhe as mais altas e razoáveis densidades de fluxo sob todas as condições de carga e velocidade. Isto significa trabalhar em um ponto perto do joelho da curva de magnetização. Para trabalhar a uma densidade de fluxo a tensão deve ser diretamente proporcional a frequência f . Isto pode ser visto considerando que a força eletromotriz induzida, e , é aproximadamente igual a tensão, V , aplicada, assim :

$$V = K f \phi \quad (4.6)$$

O método de conservar o fluxo total, ϕ , constante pode ser visto pela lei de Faraday

$$e = \frac{-d\phi}{dt} \quad (4.7)$$

ou

$$|\phi| = \int e dt \quad (4.8)$$

A inspeção na forma de onda de uma tensão alternada mostra que a área sob a curva, $\int e dt$, é o fluxo magnético total. Assim a frequência pode variar, mas desde que a área sob a curva permaneça constante o fluxo permanecerá constante.

A necessidade de se alterar duas variáveis para se obter um controle de velocidade eficiente é uma desvantagem. Quando o campo de variação de velocidade é pequeno isto é dispensável.

Antes era raro o uso de controle com tensão proporcional a frequência, pois era necessário um alternador em que se pudesse variar a excitação e a rotação. Agora com a substituição do alternador e máquina primária por semi-condutores o método tem se tornado viável.

Será mostrado a seguir três maneiras de se conseguir tensão proporcional a frequência fazendo uso de semi-condutores.

4.3.2.1 - Transformador de Relação Variável

Um circuito com tais propósitos é mostrado na Fig.

4.23. A fonte de corrente alternada é convertida para uma tensão contínua constante por um retificador não controlado o que alimenta o inversor. A saída seria uma tensão constante e de frequência variável, contudo o transformador redutor é realimentado e um motor pode ser usado para alterar o tap do transformador de modo a manter a tensão proporcional a frequência. O controlador de frequência pode providenciar um sinal para o motor.

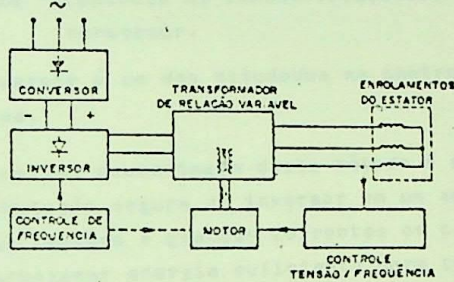


Fig. 4.23 - Controle de tensão proporcional a frequência com transformador

Esta é uma solução simples, mas a resposta é lenta devido a mudança eletromecânica de tap e o transformador constitui um custo adicional. A resposta pode ser tornada rápida substituindo-se o motor por tiristores como na Fig. 4.5 para mudança de tap. Isto aumentaria o custo ainda mais.

O uso do transformador redutor tem a vantagem de diminuir a corrente na fonte durante a partida, ou seja aumenta a capacidade da fonte em termos de corrente de partida do motor.

4.3.2.2 - Conversor de Tensão Variável

Um circuito para este fim é mostrado na Fig. 4.24. Este método consiste de um conversor em série com um inversor. O conversor transforma a tensão alternada de entrada em tensão contínua variável e o inversor transforma a saída do conversor em tensão alternada de frequência variável. Assim a tensão aplicada ao motor é de magnitude e frequência controláveis e o sistema de controle

le pode ser tal que mantenha a tensão proporcional a frequência.

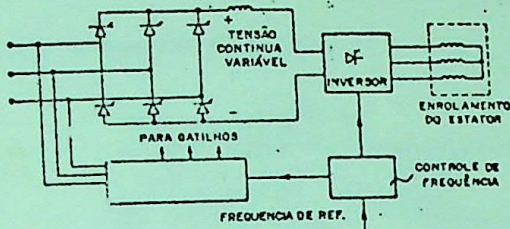


Fig. 4.24 - Controle de tensão-frequência com conversor.

O conversor é um dos estudados no controle de motores de corrente contínua.

A principal desvantagem deste método é a dificuldade de se prover uma comutação segura do inversor em um amplo campo de tensões. As pequenas tensões e grandes correntes os capacitores devem ser maiores para armazenar energia suficiente para comutação ou então deve-se usar fontes auxiliares para carregar os capacitores.

4.3.2.3 - Inversor controlador de tensão

Uma tensão proporcional a frequência pode ser obtida na saída de um inversor alimentado por tensão contínua de uma fonte ou de um retificador não controlado.

Foi visto que para um fluxo constante a área sob a curva da tensão em cada meio ciclo deve ser constante. No caso mais simples onde o inversor produz uma onda quadrada a partir de uma tensão contínua constante, a amplitude da saída é constante. O ponto principal é que a duração da tensão de saída em cada meio ciclo depende do controle dos tiristores. Para que o fluxo seja constante é necessário que a largura do pulso seja constante, uma vez que a amplitude é constante. Esta modulação de pulsos é mostrada na Fig. 4.25 para três frequências diferentes, tendo uma tensão V por um tempo fixado em cada meio ciclo para produzir um fluxo constante, isto é:

$$\int_0^{T/2} V dt = VT/2 = \phi = \text{constante} \quad (4.9)$$

A maior frequência, f_{max} , possível é quando:

$$f_{\text{max}} = \frac{1}{T} = \frac{1}{2T/2} \quad (4.10)$$



onde T_1 é a duração do pulso

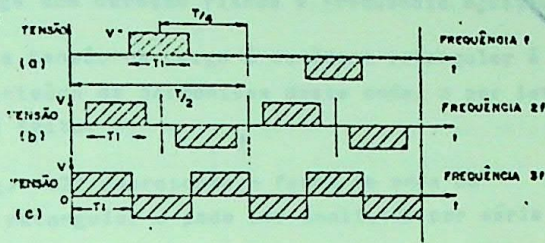


Fig. 4.25 - Fluxo constante por modulação de pulsos

A obtenção de cada onda do inversor é possível por meio de um oscilador de frequência ajustável para atuar como referência para o disparo dos tiristores em uma correta frequência sequencial. Esta mesmo oscilador pode ser usado como um sinal para permitir que a largura da forma de onda da tensão seja constante e simetricamente disposta como na Fig. 4.25. A Fig. 4.26 mostra um diagrama de blocos para o circuito de disparo dos tiristores, para se ter fluxo constante. As ondas triangulares tem um valor de pico na metade de sua duração. O nível de tensão contínua permite que a tensão tenha um nível constante em um tempo particular de qualquer lado de pico tal que um schmitt trigger ligará ou desligará a um mesmo valor de tensão de entrada para dar um pulso de amplitude fixada e frequência variável. Os pulsos A e B dis

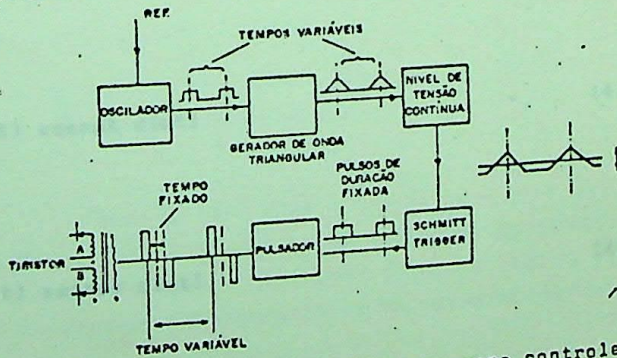
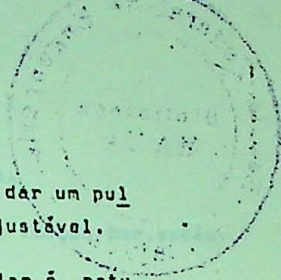


Fig. 4.26 - Diagrama de blocos para controle de tiristores para fluxo constante.



peram e comutam respectivamente um mesmo tiristor, para dar um pulso de tensão na carga com duração fixada e frequência ajustável.

Como a tensão na carga é de forma retangular é natural pensar-se no conteúdo de harmônicas desta onda, o por isto uma rápida análise será feita.

A Fig. 4.27 representa a forma de onda de tensão na carga, a qual é retangular e pode ser analisada por série de Fourier como segue.

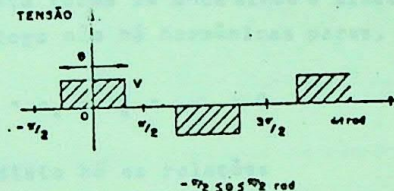


Fig. 4.27 - Onda retangular

$$v(\omega t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \dots + a_n \cos n\omega t + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + \dots + b_n \sin n\omega t \quad (4.11)$$

onde

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v(\omega t) d(\omega t) \quad (4.12)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t) \quad (4.13)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t) \quad (4.14)$$

sendo $n=1,2,3,4,\dots$ representando as harmônicas.

A forma da onda da Fig. 4.27 é uma função par, então:

$$b_n = 0 \quad (4.15)$$

Esta forma de onda é simétrica em relação ao eixo das abcissas, logo não há nível de tensão contínua e

$$a_0 = 0 \quad (4.16)$$

Mas esta forma de onda ainda é simétrica em relação a cada meio ciclo, logo não há harmônicas pares, e assim :

$$a_2 = a_4 = a_6 = \dots = 0 \quad (4.17)$$

Além disto há as relações

$$v(\omega t) = V \quad \text{para} \quad -\frac{\theta}{2} \leq \omega t \leq \frac{\theta}{2} \quad (4.18)$$

e

$$v(\omega t) = 0 \quad \text{para} \quad \frac{\theta}{2} \leq \omega t \leq (\pi - \frac{\theta}{2}) \quad (4.19)$$

Portanto

$$a_n = \frac{4V}{\pi} \int_0^{\theta/2} \cos n\omega t \, d(\omega t) \quad (4.20)$$

E assim

$$v(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \left(\sin \frac{n\theta}{2} \right) \cos n\omega t \quad (4.21)$$

Tomando $4\pi/V$ como a tensão base para um sistema por unidade, a Fig. 4.28 mostra as variações de harmônicas em relação a componente fundamental para diversos valores de θ em graus. Note que θ corresponde a duração T_1 do pulso de tensão e então

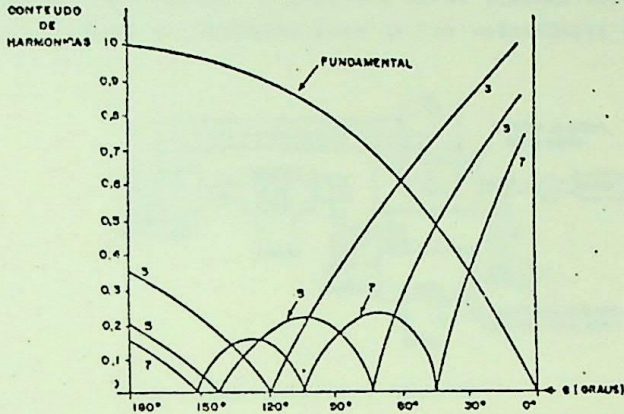


Fig. 4.28 - Conteúdo da harmônicas em uma onda retangular

estas curvas são importantes.

Embora o princípio de fluxo constante seja simples há a necessidade de eliminar ou minimizar estes harmônicos, pois um grande conteúdo de harmônicos não significa boa eficiência e sim muito pelo contrário. Há diversas maneiras de tentar eliminar estes harmônicos e algumas destas maneiras serão estudadas na seção de.

4.3.3 - Inversor no Circuito do Rotor

Este método só é possível em motores com rotor bobinado ou em anéis. Quando foi estudado a partida de motor de indução mostrou-se um circuito com tiristor e resistência no rotor. Este método de partida também serve para controle de velocidade e tudo tem o inconveniente de dissipar energia na resistência. Aqui será visto outro método.

O sistema de Kramer para torque constante ilustrado na Fig. 4.29 usa quatro máquinas rotativas adicionais para converter

a potência do rotor em corrente contínua, a qual é invertida na frequência da fonte. É possível neste sistema ter-se dois caminhos do fluxo de potência para as tor velocidades sob e sobre

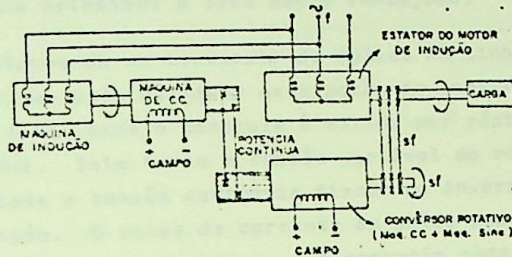


Fig. 4.29 - Sistema de Kramer

síncronas. Este sistema faz uso de conversão e inversão de tensão e sugere o uso de semi-condutores. Um esboço de um sistema estático (com semi-condutores) equivalente ao sistema de Kramer é mostrado na Fig. 4.30. Nesta figura dois inversores são mostrados, contudo um deles transforma tensão alternada em contínua e outro transforma tensão contínua em alternada de frequência desejada. Abaixo da velocidade síncrona o inversor A transforma a potência alternada nos anéis do rotor para contínua, a qual é invertida por B tornando a fonte. Foi usado um auto-transformador para prover tensão com magnitude correta, embora ele possa não ser necessário devido o inversor ser controlado para condução e não condução pela

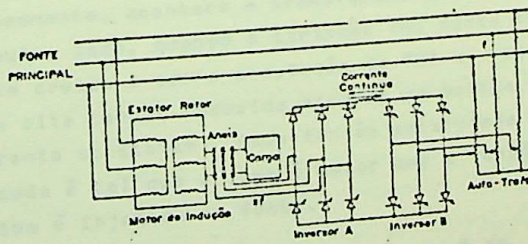


Fig. 4.30 - Sistema estático equivalente ao de Kramer

tensão da fonte. Assim, B é de fase controlada e comutação por linha de corrente alternada. Embora a tensão contínua seja inerentemente baixa, a inversão é acompanhada por comutação atrasada. Comutação atrasada significa que há uma grande potência reativa puxada da fonte alternada principal e isto não é vantajoso.

A inclusão de um conversor de pulsos na linha de corrente contínua pode eliminar esta potência reativa. Isto é mostrado na Fig. 4.31, onde o controle é obtido por rápido disparo e comutação de TH1. Isto torna a tensão variável do rotor própria para ser adaptada a tensão contrária fixada do inversor ajustado para plena tensão. O pulso da corrente de saída pode então necessitar de capacitores amortecedores. A operação pode ser examinada do ponto de vista de energia. Quando o inversor não conduz TH1 efetivamente curto circuita o rotor e como o motor não muda

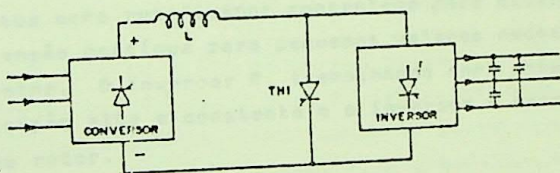


Fig. 4.31 - Conversor de pulsos adicionado

de velocidade dentro de um ciclo da tensão de fonte a energia é armazenada na indutância do circuito. Disparando o inversor e comutando TH1 simultaneamente, acontece a transferência de energia para a fonte. Por outro lado, quando o tiristor TH1 curto circuita o rotor a corrente cresce e com a comutação de TH1 a corrente decresce e causa uma alta tensão induzida através da bobina para tentar manter a corrente constante. Esta tensão adicionada a tensão do rotor retificada é tal que a soma é maior que a tensão da fonte e potência ativa é injetada na fonte.

Acima da velocidade síncrona o inversor B da Fig. 4.30 retifica a tensão tornando-a contínua e constante. O inversor

A produz tensão alternada a frequência correta, a qual é injetada nos enrolamentos do rotor do motor de indução. O inversor A não pode ter comutação de fase como o inversor B, pois a velocidade síncrona o inversor A recebe corrente contínua da barra e injeta corrente contínua no rotor a uma tensão diferente. Assim não há tensão alternada para comutação e o uso de capacitores para armazenar energia para a comutação forçada é requerido para que o campo de variação de velocidade seja pleno, isto é, indo além do sincronismo. Este fato também elimina o uso de disparo por ângulo de fase para tensão de saída variável e outro método de disparo, deve ser usado. A pequenas tensões a comutação por capacitores não é confiável, e não ser que grandes capacidades sejam usadas, pois pode não haver energia suficiente para realizar a comutação. O uso de uma fonte auxiliar para garantir o carregamento dos capacitores não é muito satisfatório e por estas razões o inversor B atua como retificador controlado para alterar a tensão da barra de tensão contínua para pequenos valores necessários ao circuito do rotor. O inversor B, trabalhando como conversor, providencia uma tensão alta e constante e o inversor A exerce o controle da tensão no rotor.

Este é um sistema caro e complicado, contudo ele é usado por sua grande eficiência e pelo fato de permitir velocidades sub e sobre síncronas, o que só pode ser conseguido com controle de estator se um inversor de frequência variável for usado. Neste caso este inversor será da mesma forma que os inversores A e B, exceto que ele teria que ter o campo de variação de frequência muito maior que o dos inversores A e B.

Uma versão simplificada da Fig. 4.30 efetuando variações de velocidade apenas sub-síncronas é conseguida fazendo-se do inversor A um retificador não controlado. O inversor B de fase controlada e comutação por corrente alternada da linha é um inversor relativamente simples e o conversor de pulsos da Fig. 4.31 pode ainda ser usado para prover uma alta eficiência. Assim o sistema é bem mais simples, contudo só permite velocidade sub-síncronas

4.4 - ELIMINAÇÃO DE HARMÔNICAS

De modos a minimizar as perdas na linha e na carga é necessário que a onda de saída de um inversor seja tão próxima da senoidal quanto possível, ou seja deve-se procurar eliminar ao máximo as harmônicas. Um filtro entre o inversor e a carga pode efetuar estas tarefas, contudo para grandes potências os filtros são volumosos e caros, e para frequência variável os filtros LC são variáveis. Existem outras maneiras de se eliminar as harmônicas, porém são caras. Justo como a magnitude da tensão a forma de onda pode ser modulada para uma forma que não é completamente senoidal mas que elimina algumas harmônicas indesejadas. A modulação é por controle de circuitos de disparo dos tistores. Três variações de modulações conhecidas como modulações da largura de pulso são as mais compatíveis e serão estudadas a seguir.

4.4.1 - Múltiplos pulsos de largura controlada

O simples pulso de tensão mostrado na Fig. 4.27 apresenta terceira harmônica, a qual é particularmente alta para pequenas tensões fundamentais. Aumentando o número de pulsos para dois em cada meio ciclo como na Fig. 4.32 a terceira harmônica é eliminada e a análise de Fourier para θ variando (tempo constante, mas fração de ciclo variável dependendo da frequência) produz bai

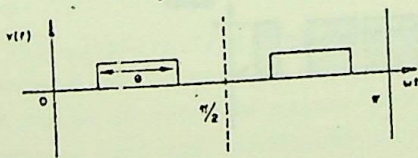


Fig. 4.32 - Dois pulsos por meio ciclo

as harmônicas como mostrado na Fig. 4.33.

Um método de se obter pulsos múltiplos é alimentar o circuito de formação de pulsos para disparo e comutação com uma mistura de onda dentada com uma onda senoidal de referência como

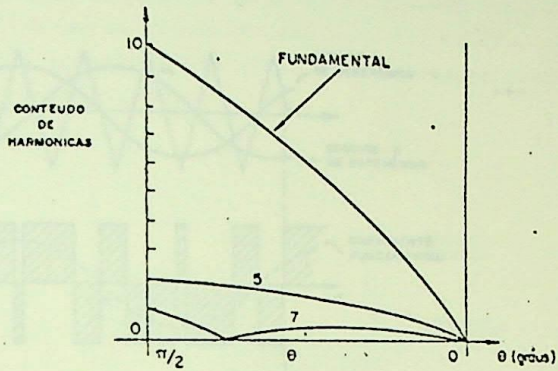


Fig. 4.33 - Harmônicos para dois pulsos

mostrado na Fig. 4.34. Quando a onda senoidal de referência é maior que a onda dentada o tiristor é comandada para conduzir e quando a onda senoidal de referência é menor que a onda dentada

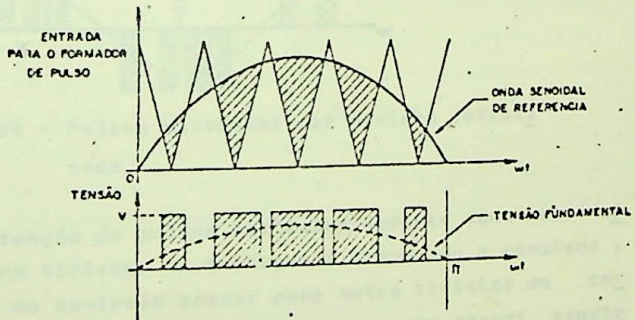


Fig. 4.34 - Pulsos múltiplos por mistura de ondas

o tiristor é comandado para comutar. A forma de onda da saída também é mostrada na Fig. 4.34.

Um método mais sofisticado é usar como referência u ma dupla senóide com defasamento variável, como ilustrado na Fig. 4.35.

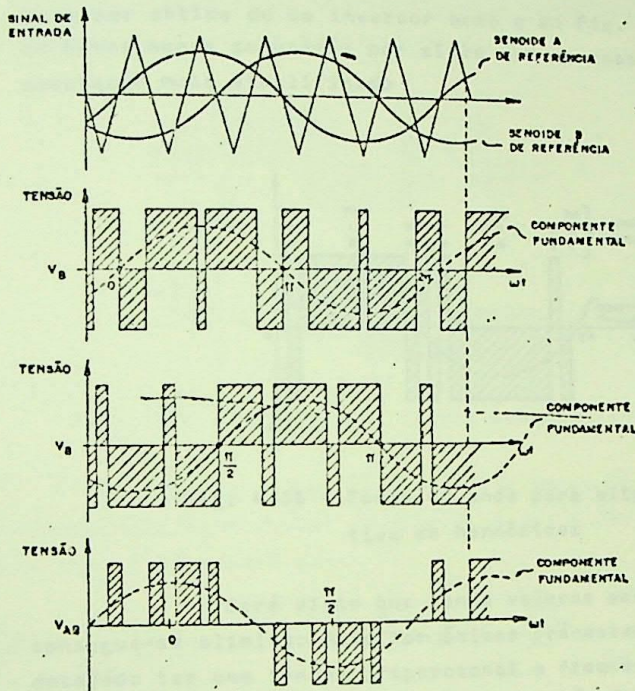


Fig. 4.35 - Pulsos múltiplos por mistura sofisticada

A obtenção de pulsos múltiplos durante cada meio ciclo significa que um tiristor no inversor é disparado e comutado várias vezes antes do controle passar para outro tiristor de carga. Isto somente pode ser conseguido se o inversor possui comutação por tiristor auxiliar ou se o inversor é em ponte complementar

Em todos os casos a área total de pulsos por ciclo deve permanecer constante.

4.4.2 - Eliminação seletiva de Harmônicas

Uma forma de onda com três pulsos positivos em um

meio ciclo a três negativos no outro meio ciclo como na Fig. 4.36, pode ser obtido de um inversor como o da Fig. 4.37. Neste caso pode haver menos comutação por ciclo que no caso anterior e também comutação mais simplificada

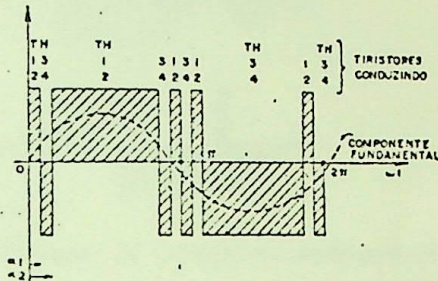


Fig. 4.36 - Forma de onda para eliminação seletiva de harmônicas

Será visto que dando valores particulares a α_1 e α_2 consegue-se eliminar duas harmônicas pré-estabelecidas. Contudo é desejado ter uma tensão proporcional a frequências. Se α_1 e α_2 fossem variados para se obter tensão e frequência proporcionais, as harmônicas eliminadas passariam a ser outras que não as pré-estabelecidas. Então deve-se manter α_1 e α_2 constantes e para manter tensão e frequência proporcionais faz-se arranjo como o da Fig. 4.37. As

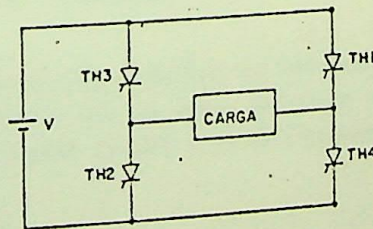


Fig. 4.37 - Ponte inversora monofásica

sim a tensão fundamental é variável desde um máximo para $\gamma=0^\circ$, on

de os pulsos de disparo coincidem como na Fig. 4.36, até zero para $\gamma=180^\circ$, onde em nenhum tempo ocorre disparos coincidentes de tiristores que permitem fluxo de corrente na carga.

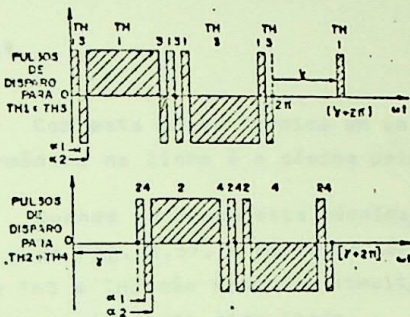


Fig. 4.38 - Variação de tensão por defasamento

A análise de Fourier para a forma de onda de saída para uma sequência de disparos da Fig. 4.38 dos tiristores do in versor da Fig. 4.37 mostra que

$$v(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} (1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2) \left(\cos \frac{\gamma}{2}\right) (\sin n\omega t) \quad (4.22)$$

Para a eliminação de duas harmônicas deve-se ter

$$v(n_1\omega t) = 0 = 1 - 2\cos n_1\alpha_1 + 2\cos n_1\alpha_2 \quad (4.23)$$

$$v(n_2\omega t) = 0 = 1 - 2\cos n_2\alpha_1 + 2\cos n_2\alpha_2 \quad (4.24)$$

É comum procurar-se eliminar as harmônicas de mais baixa ordem. Seja por exemplo que se quer eliminar a terceira e quinta harmônicas. As equações (4.23) e (4.24) tornam-se

$$0 = 1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 \quad (4.25)$$

$$0 = 1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 \quad (4.26)$$

E a solução destas equações é

$$\alpha_1 = 23,6^\circ \quad (4.27)$$

$$\alpha_2 = 33,3^\circ \quad (4.28)$$

Com esta mesma técnica em um inversor trifásico a primeira harmônica na linha é a décima primeira.

Quando se adota esta técnica, por exemplo em um inversor como o da Fig. 4.37, o circuito lógico deve prevenir que TH1 e TH4 ou TH3 e TH2 não conduzam simultaneamente, pois caso contrário a fonte seria curto circuitada.

Durante o estudo foi assumido que os tiristores disparam e comutam instantaneamente, ou seja foi desprezado o tempo de disparo e o tempo de comutação, contudo isto não traz grandes erros.

4.4.3 - Eliminação por Sintetização da Onda

A eliminação das harmônicas de pequena ordem por meio de sintetização de onda é um método atrativo. O princípio deste método consiste no fato de que vários inversores monofásicos são disparados e comutados sequencialmente, tal que a soma dos resultados é uma onda em degraus muito próxima de senoidal. Quanto maior o número de inversores, maior o número de degraus da onda e maior o número de harmônicas eliminadas.

Para exemplificar será feita uma análise com seis inversores do tipo mostrado na Fig. 4.37. Um diagrama de blocos representativo do sistema é apresentado na Fig. 4.39. Um oscilador controlado operando a doze vezes a frequência desejada na saída alimenta um contador em anel de seis biestáveis e estes alimentam os circuitos de disparo dos inversores. O primeiro sinal fará conduzir o biestável 1, chaveando o inversor 1 para condução na referência 0°. O inversor 1 permanecerá conduzindo até o biestável 1 receber o próximo pulso para revertê-lo, o que não acontece até

seis pulsos do oscilador. O segundo pulso do oscilador encontrará o biestável 1 conduzindo e fará o próximo biestável conduzir, o qual fará o inversor 2 conduzir a 30° da referência. Cada sinal fará conduzir sucessivamente um inversor, até todos eles estarem

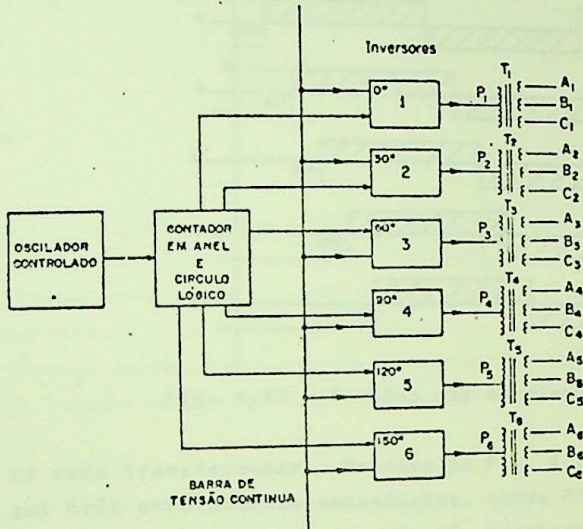


Fig. 4.39 - Diagrama de blocos para sintetização de onda

conduzindo e meio ciclo terá sido completado. Os próximos seis sinais do oscilador reverterão sucessivamente os inversores para completar o ciclo.

As tensões nos enrolamentos primários dos transformadores estão mostradas na Fig. 4.40. Estas tensões são iguais em magnitude mas defasadas de 30° . Se estas tensões fossem somadas em série, o resultado seria uma tensão monofásica com vários graus, como na Fig. 4.41. Certamente os primários não podem ser somados mas os secundários sim. Entretanto o que se deseja é uma tensão trifásica da forma daquela mostrada na Fig. 4.41. Isto pode ser conseguido com o uso de vários enrolamentos secundários pa

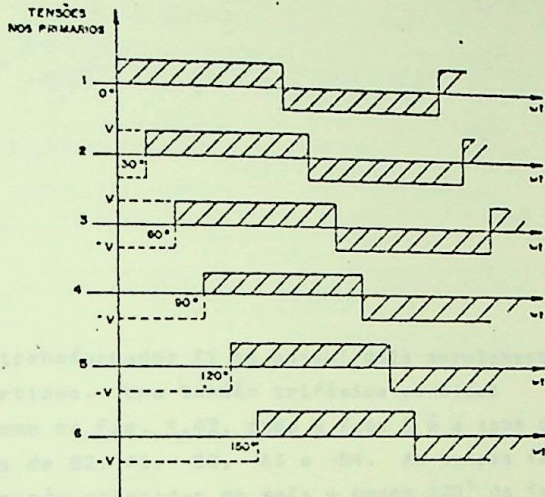


Fig. 4.40 - Tensões nos enrolamentos primários

ra cada transformador. No caso da Fig. 4.39 cada transformador possui três enrolamentos secundários, sendo P/A, P/B e P/C as relações de tensão. Estas relações não são necessariamente as mesmas.

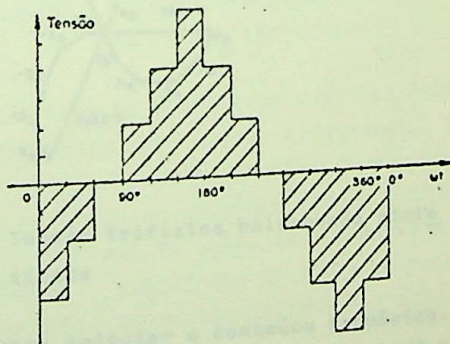


Fig. 4.41 - Tensão resultante se os primários fossem somados

Há várias maneiras de sintetizar ondas e uma delas é

mostrada a seguir. Seja

$$\frac{P}{A} = 1 \quad (4.29)$$

$$\frac{P}{B} = \frac{3}{\sqrt{3}} \quad (4.30)$$

$$\frac{P}{C} = \frac{3}{2\sqrt{3}} \quad (4.31)$$

seja ainda que o transformador T1 só possui dois enrolamentos secundários A1 invertidos. Uma tensão trifásica senoidal poderia ser sintetizada como na Fig. 4.42, onde a fase R é a soma dos valores instantâneos de B2, A1, -C6, -A5 e -B4. As outras fases S e T são similares, porém defasadas de mais e menos 120° da fase R. Um diagrama tensão versus wt para a fase R é mostrado na Fig. 4.43.

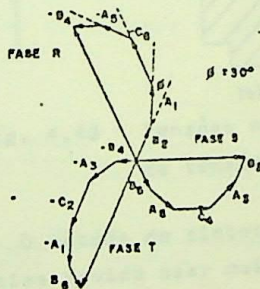


Fig. 4.42 - Tensão trifásica balanceada sintetizada

a qual pode ser usada para calcular o conteúdo harmônico. No caso de seis estágios a harmônica de mais baixa ordem é a décima primeira e em primeira análise parece não ser preciso mais que seis in versores monofásicos, pois o motor de indução já não responde a harmônicas desta ordem na força magneto motriz.

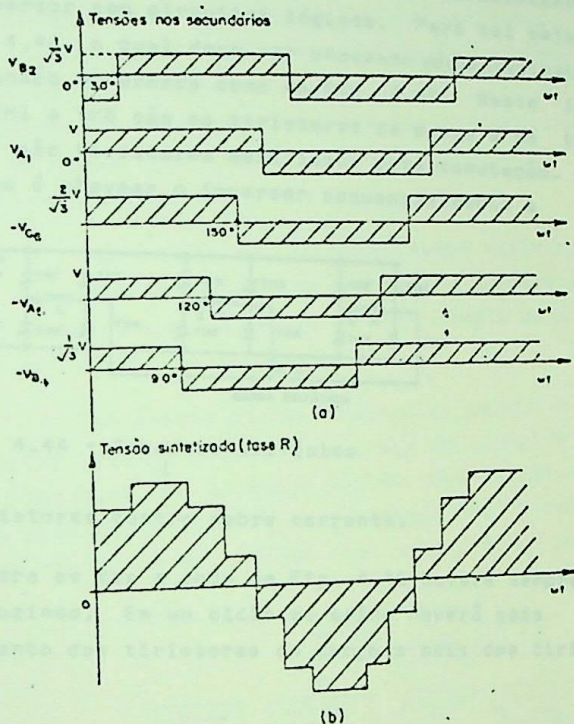


Fig.. 4.43 - Tensões nos secundários e uma fase de tensão sintetizada

O método de sintetizar onda não é econômico para pe quenas potências devido usar muitos tiristores. Por outro lado este método apresenta a grande vantagem de apresentar saída mesmo que um tiristor ou mesmo um inversor vier a falhar. Ocorrendo uma falha destas a tensão de saída será distorcida, ou seja, con terá mais harmônicas. Entretanto existirá saída, o que pode não acontecer em uma ponte inversora trifásica com um tiristor falhando.

4.5 - CIRCUITO LÓGICO

Com o mesmo intuito do que feito no capítulo sobre

motores de corrente contínua, aqui também será apresentado um conrole de um inversor com circuitos lógicos. Para tal seja o inversor de Fig. 4.44, o qual deve ser chaveado sequencialmente para produzir uma tensão alternada como na Fig. 4.45. Neste inversor os tiristores TH1 e TH6 são os tiristores de carga e os tiristores TH1' e TH6' são tiristores auxiliares para comutação. O propósito do lógico é chavear o inversor sequencialmente e também

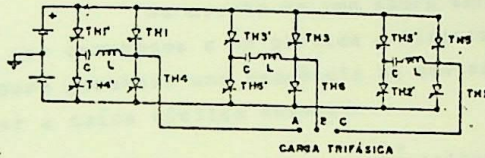


Fig. 4.44 - Inversor trifásico

proteger os tiristores contra sobre corrente.

Para se ter a onda da Fig. 4.45 haverá sempre três tiristores conduzindo. Em um ciclo de saída haverá seis operações de chaveamento dos tiristores de carga e seis dos tiristores de comutação.

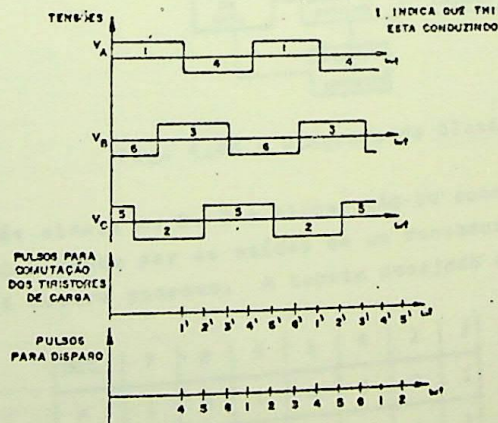


Fig. 4.45 - Formas de onda da tensão da saída e pulsos para tiristores.

Em cada fase do inversor há dois tiristores de carga conectados em série. Somente um deles pode estar conduzindo, em qualquer tempo, portanto o circuito lógico deve garantir que um deles não conduzirá quando o outro conduz. Por exemplo, na fase A, TH1 conduzirá somente quando TH4 não estiver conduzindo. Assim o pulso de disparo de TH1 só será aplicado quando TH4 tiver sido comutado com sucesso por TH4'.

No evento de uma sobre carga todos os tiristores de vem ser comutados e na partida o tiristor correto deve ser dispara do para garantir uma sequência de chaveamento conveniente para se obter a saída cíclica desejada.

A partir destes requisitos gerais pode-se designar um circuito lógico, o qual é mostrado em forma de diagrama de blocos na Fig. 4.46. O circuito lógico deve fornecer seis pulsos de gatilho para os tiristores de comutação TH1' e TH6', na sequência mostrada na Fig. 4.45. Estes seis pulsos podem ser obtidos de

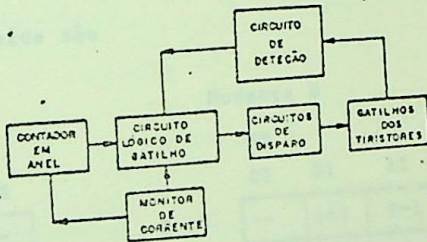


Fig. 4.46 - Diagrama de blocos do circuito lógico

três sinais A, B, C e blocos NÃO-CU como na Fig. 4.47. Os sinais A,B,C podem ser as saídas de um contador em anel com flip-flops J-K mestre escravo. A tabela desejada de saídas do contador é :

DEC	7	3	5	1	6	2	7
A	1	0	1	0	1	0	1
B	1	1	0	0	1	1	1
C	1	1	1	1	0	0	1

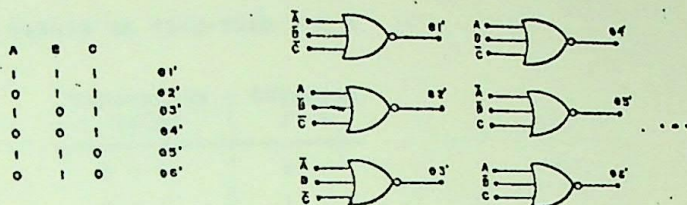


Fig. 4.47 - Blocos NÃO-OU para circuito de disparo dos tiristores de comutação

O mapa de localização é :

		AB			
		00	01	11	10
C	0	-	2	6	-
	1	1	3	7	5

Os mapas de mudança de saída são

Mudança A

		AB			
		00	01	11	10
C	0	--	0+1	1+0	--
	1	0+1	0+1	1+0	1+0

Mudança B

		AB			
		00	01	11	10
C	0	--	1+1	1+1	--
	1	0+1	1+0	1+1	0+0

Mudança C

		AB			
		00	01	11	10
C	0	--	0+1	0+0	--
	1	1+0	1+1	1+1	1+1

A tabela de flip-flop J-K é

Mudança da Saída	Entradas	
	J	K
0 → 0	0	-
0 → 1	1	-
1 → 1	-	0
1 → 0	-	1

Assim os mapas de entrada dos flip-flops A, B, C são

$J_A \quad K_A$

AB

	00	01	11	10
C 0	--	1-	-1	--
1	1-	1-	-1	-1

$J_B \quad K_B$

AB

	00	01	11	10
C 0	--	-0	-0	--
1	1-	-1	-0	0-

$J_C \quad K_C$

AB

	00	01	11	10
C 0	--	1-	0-	--
1	-1	-0	-0	-0

Então os mapas das entradas são

J_A

AB

	00	01	11	10
C 0	-	1	-	-
1	1	1	-	-

K_A

AB

	00	01	11	10
C 0	-	-	1	-
1	-	-	1	1

$J_A = 1$

$K_A = 1$

J_B

		AB			
		00	01	11	10
C	0	-	-	-	-
	1	1	-	-	0

$J_B = \bar{A}$

K_B

		AB			
		00	01	11	10
C	0	-	0	0	-
	1	-	1	0	-

$K_B = \bar{A}C$

J_C

		AB			
		00	01	11	10
C	0	-	1	-	-
	1	-	-	-	-

$J_C = \bar{A}$

K_C

		AB			
		00	01	11	10
C	0	-	-	-	-
	1	1	0	0	0

$K_C = \bar{A}\bar{B}$

E o circuito para obtenção de A,B,C é como na Fig. 4.48, onde o clock ou disparo pode ser um multivibrador astável e o preset é um pulso que quando ocorre faz o contador voltar a A=B=C=1. Este circuito, mais o seu circuito de disparo e mais os blocos NÃO-OU, da Fig. 4.47 será chamado de contador.

A próxima função do circuito lógico é providenciar pulsos para disparar os tiristores TH1 a TH6 na sequência mostra da na Fig. 4.45. Em qualquer das fases, os pulsos de disparo para dois tiristores de carga tem que ser de tal forma que ambos conduzam simultaneamente. Assim, na fase A o pulso G1 para disparar TH1 só pode ser gerado quando TH4 não estiver conduzindo. Logo G1 pode ser expresso como $\overline{TH4} \cdot G1'$, onde T4 significa o estado de condução de TH4. Isto pode ser obtido por meio de elementos NÃO-E, desde que se providencie um circuito de detecção do estado de TH4. Da mesma forma pode-se obter funções para G2 a G6. Assim temos :

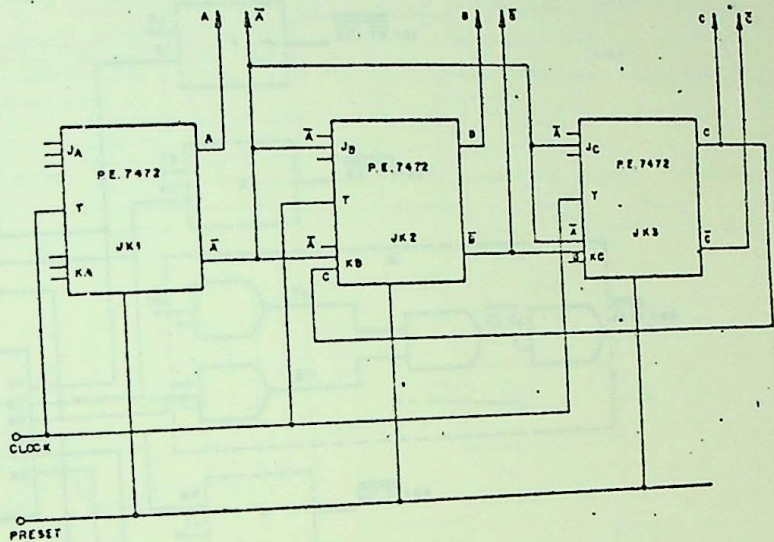


Fig. 4.48 - Circuito para obtenção de A,B,C.

$G1 = \overline{T4.G1'}$	ou	$\overline{\overline{\overline{T4.G1'}}$
$G2 = \overline{T5.G2'}$	ou	$\overline{\overline{\overline{T5.G2'}}$
$G3 = \overline{T6.G3'}$	ou	$\overline{\overline{\overline{T6.G3'}}$
$G4 = \overline{T1.G4'}$	ou	$\overline{\overline{\overline{T1.G4'}}$
$G5 = \overline{T2.G5'}$	ou	$\overline{\overline{\overline{T2.G5'}}$
$G6 = \overline{T3.G6'}$	ou	$\overline{\overline{\overline{T3.G6'}}$

A obtenção de G1 a G6 pode ser como na Fig. 4.49.

Este circuito não é apropriado para partir o inversor. Foi visto que três tiristores conduzem ao mesmo tempo. O contador permite partir com G1', logo o inversor partiria pelo disparo dos tiristores TH4, TH3 e TH2 (veja Fig. 4.45). Mas os capacitores de co

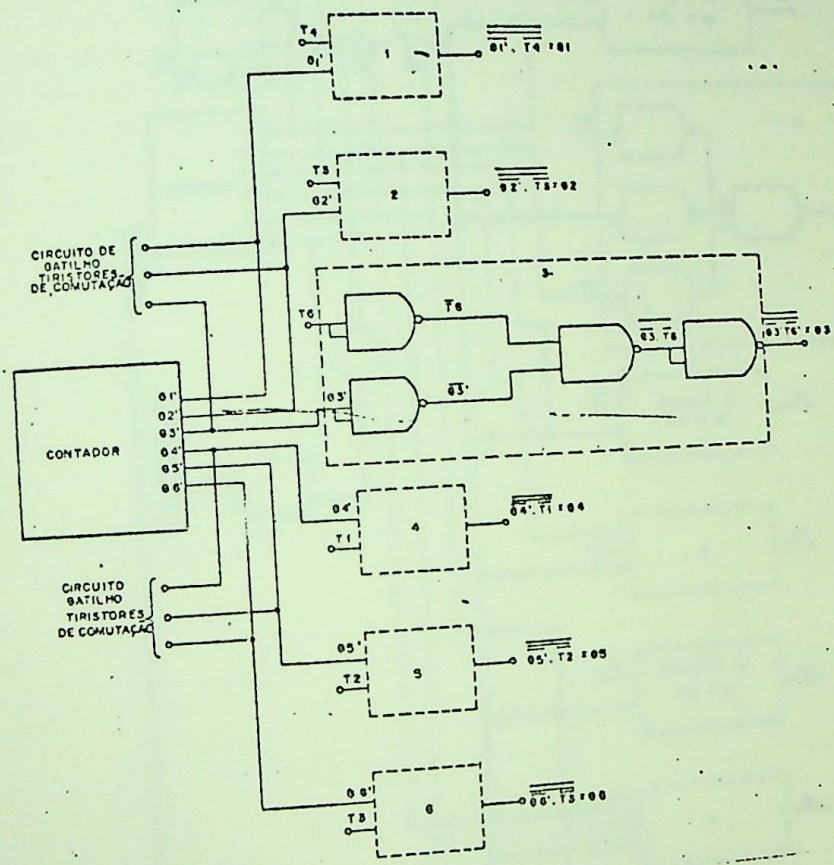


Fig. 4.49 - Pulsos para circuitos de gatilho dos tiristores.

mutação não teriam polaridade correta, e por isto é necessário que os tiristores T6' e T5' sejam disparados juntos com T1' antes de TH4, TH3 e TH2. Este problema pode ser resolvido pelo circuito de Fig. 4.50. Circuito este que também possibilita desligar a carga e preve proteção contra sobre cargas.

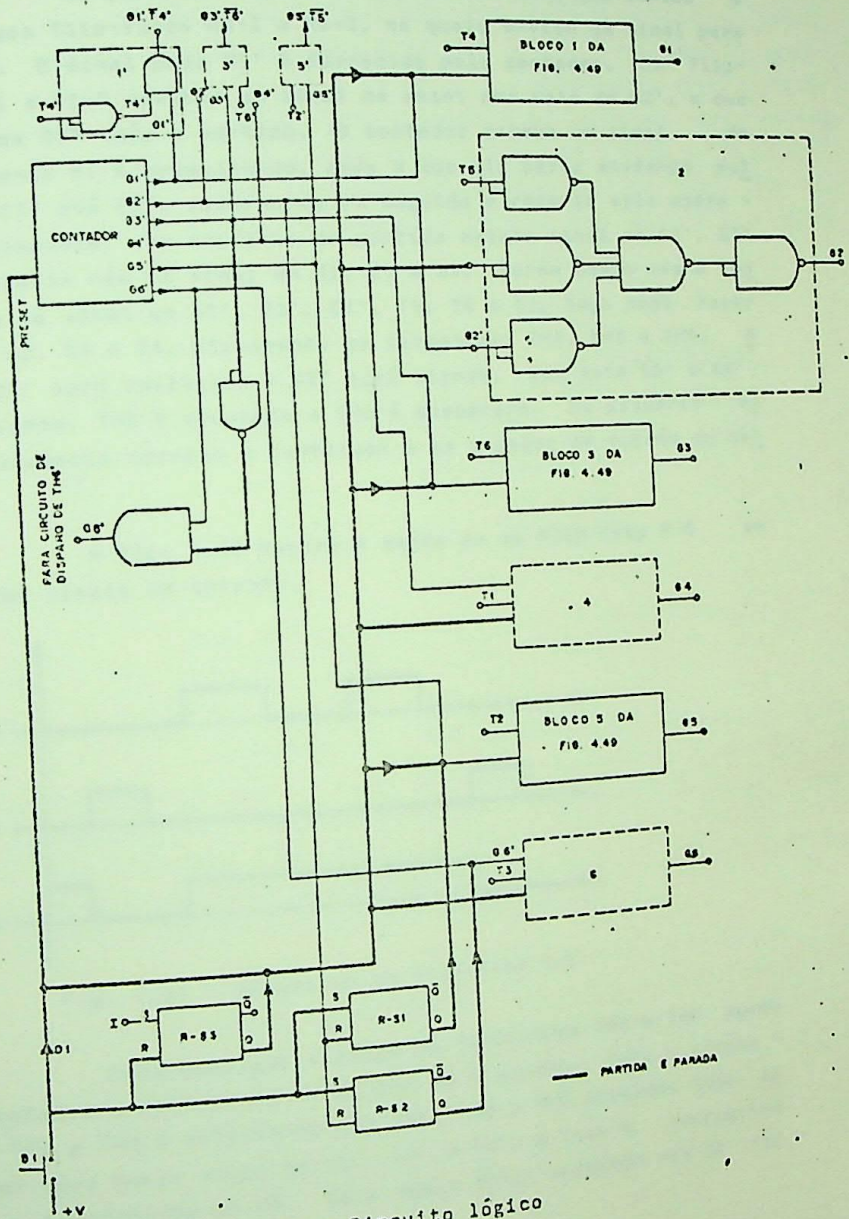


Fig. 4.50 - Circuito lógico

Na partida o botão B1 é pressionado e uma tensão é aplicada aos flip-flops RS-1 e RS-2, os quais enviam um sinal para G5' e G6'. O sinal para G1' é fornecido pelo contador. Os flip-flops RS-1 e RS-2 recebem um sinal de reset por meio de G2', o que só acontece 60° após a partida. O contador recebe um sinal de preset quando B1 é pressionado, após o que ele parte enviando pulsos para G1' até G6', retornando em seguida a repetir esta operação ciclicamente. No instante de partida existe sinal em G1', G5' e G6', e assim não há sinal em G1, G5 e G6. Porém neste mesmo instante não há sinal em G2', G3', G4', T5, T6 e I1, logo pode haver sinal em G2, G3 e G4, disparando os tiristores TH2, TH3 e TH4. Após 60° G1' será desligado e G2' será ligado. Com isto G5' e G6', são removidos, TH2 é comutado e TH5 é disparado. Os disparos estão na sequência correta e continuam a se suceder em função do contador.

A Fig. 4.51 mostra a saída de um flip-flop R-S em função dos sinais de entrada.

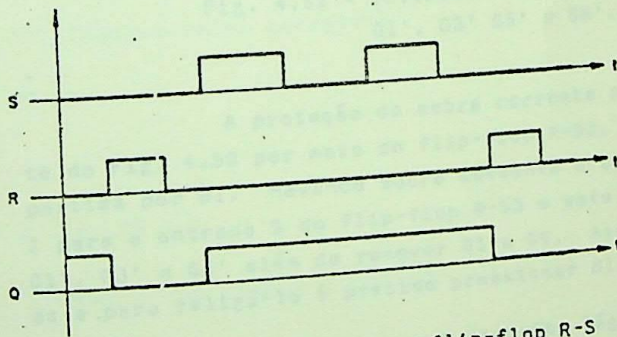


Fig. 4.51 - Sinais em um flip-flop R-S

Para desligar a carga os tiristores TH1 a TH6 devem ser comutados e permanecer no estado de bloqueio. Para a comutação de TH1 a TH6 é suficiente que TH1, TH3 e TH5 comutem, logo para parar deve haver sinal em G1', G3' e G5', e isto é conseguido via D1, pressionando-se B1. Este mesmo sinal aplicado via D1 faz G1 e G6 irem a zero.

Para que a fonte não seja curto circuitada na parada por meio do disparo simultâneo de TH3' e TH6' é colocado o inversor e o bloco E no circuito de GG'. O funcionamento destes blocos é mostrado na Fig. 4.52. Com a mesma finalidade são usados os blocos E e inversor no circuito de G1', G3' e G5', como a Fig. 4.52. Estes últimos blocos tem a finalidade de evitar que TH1', TH3' ou TH5' sejam disparados na parada se TH4' ou TH6' ou TH2' estiver conduzindo, respectivamente.

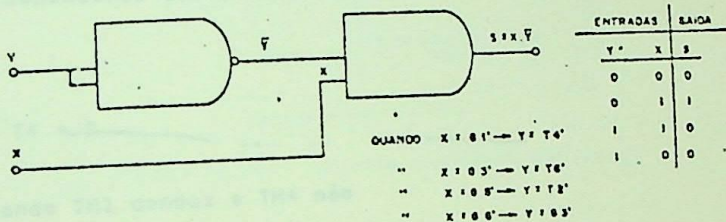


Fig. 4.52 - Inversor e bloco E no circuito de G1', G3' G5' e G6'.

A proteção de sobre corrente está incluída no circuito da Fig. 4.50 por meio do flip-flop R-S3, o qual é resetado na partida por B1. Havendo sobre corrente o detector envia um sinal I para a entrada S do flip-flop R-S3 e este envia um sinal para G1', G3' e G5' além de remover G1 e G6. Assim o sistema é desligado e para religá-lo é preciso pressionar B1.

Para completar o circuito lógico ainda faltam os circuitos de detecção de estado dos tiristores auxiliares e de carga e o circuito de detecção de sobre corrente. Um circuito para detectar o estado de condução dos tiristores poderia ser como o da Fig. 4.52. Neste circuito a detecção seria como se segue.

Quando TH1 e TH4 não conduzem

$$V_a = V/2$$

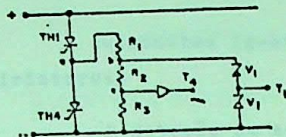


Fig. 4.53 - Detecção do estado do tiristor

$$V_b < 2V_1 \text{ (garantido pelas resistências)}$$

$$V_c \approx V_b/2 \text{ (dependendo das resistências)}$$

logo

$$T_1 = 0 \text{ e } T_4 = 0$$

Quando TH1 conduz e TH4 não

$$V_a = V$$

$$V_b = 2V_1 \text{ (diodos zener garantem)}$$

$$V_c \approx V_1$$

logo

$$T_1 = 1 \text{ e } T_4 = 0$$

Quando TH4 conduz e TH1 não

$$V_a = 0$$

$$V_b = 0$$

$$V_c = 0$$

logo

$$T_1 = 0 \text{ e } T_4 = 1$$

Circuitos iguais a este detetariam os estados dos demais tiristores.

A detecção de sobre corrente poderia ser realizada como na Fig. 4.54. Quando a corrente ultrapassar de um valor pré-determinado o diodo zener conduz e um sinal é enviado a entrada 3 do flip-flop R-33.

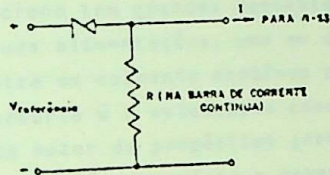


Fig. 4.54 - Detecção de sobre corrente

CAPÍTULO 5

O CONTROLE DO MOTOR SÍNCRONO

5.1 - INTRODUÇÃO

O motor síncrono tem grandes desvantagens, sendo uma delas a necessidade de duas alimentações, uma em corrente alternada para a armadura e outra em corrente contínua para o campo. A sua única característica própria é a velocidade constante. Assim, o motor síncrono não é um motor de propósitos gerais e só é usado quando velocidade constante é necessária e especialmente onde de várias máquinas devem girar em sincronismo.

A velocidade de um motor síncrono é definida pela frequência da tensão de armadura e pelo número de polos, sendo dada pela expressão

$$n = \frac{f}{p}$$

(5.1)

onde

n = velocidade do motor [rps]

f = frequência da tensão de armadura [Hz]

p = número de polos de polo

Baseado na expressão da rotação vê-se que a velocidade do motor síncrono pode ser variada ou por atuação no número de polos ou por variação da frequência. A primeira possibilidade fornece uma variação em degraus e a segunda possibilidade possibilita uma variação uniforme. Um controle por variação da frequência lembre os inversores usados para o controle de motores de indução.

5.2 - PARTIDA DO MOTOR SINCRONO

Na partida de um motor síncrono a frequência deve ser pequena para que o campo girante e o campo do rotor permaneçam em sincronismo. As frequências normais na partida o rotor pode oscilar mas devido a grande inércia da máquina dificilmente se estabelece rotação definitiva. Não se tendo frequência pequena deve-se usar outros métodos auxiliares. Um destes métodos consiste em acoplar um pequeno motor de indução ao eixo de carga do motor síncrono. O motor de indução aciona a máquina síncrona até perto da velocidade síncrona quando esta pode ser conectada a rede e colocada em sincronismo, e o motor de indução é desacoplado. Outro método de partida é permitir que a máquina síncrona parta como motor de indução e quando ela alcança uma velocidade perto da síncrona é colocada a funcionar como motor síncrono.

Uma partida realizada com tensão da armadura de frequência pequena lembra o uso de um inversor. Se a frequência é pequena a velocidade do campo girante é pequena, e o campo girante e campo do rotor podem permanecer em sincronismo. Assim o torque é unidirecional e uma vez estabelecido o sincronismo a baixa frequência pode-se aumentar gradualmente a frequência de maneira que a velocidade do motor aumente sem que a máquina perca o sincronismo.

O uso de um inversor no lugar de um enrolamento de indução para partida ainda é anti-econômico, contudo este mesmo inversor serve para o controle de velocidade, o que torna o método viável.

5.3 - CONTROLE DE VELOCIDADE

Como já visto as únicas maneiras de variar a velocidade de uma carga acionada por um motor síncrono são a mudança no número de polos, a mudança de engrenagem e a mudança de frequência. Foi visto que a única maneira de se fazer uma variação unidirecional é por meio do controle de frequência. Como a alimentação da armadura de um motor síncrono é exatamente igual a alimentação de

um motor de indução os métodos utilizados para controle de motores de indução são os mesmos para o controle de motor síncrono. A única diferença é que no caso de motores síncronos a velocidade é constante para uma determinada frequência, assim não há a necessidade de realimentação para correção de erro.

Há casos em usinas geradoras em que o turbo alternador necessita ficar girando a baixas velocidades enquanto não fornece carga. Este fato é necessário por problemas de distribuição de temperatura e distorção no eixo do rotor de turbina. Pode-se fazer o alternador girar a baixas rotações por meio de motorização, ou seja, o alternador passe a funcionar como motor síncrono. Qualquer dos circuitos inversores poderia fazer a alimentação deste motor, contudo ele deve girar a baixas rotações isto significa baixa frequência. Fazer isto será mostrado mais duas maneiras de se conseguir baixa frequência com semicondutores.

O primeiro novo método é através do circuito mostrado na Fig. 5.1. Nesta figura a alimentação é mostrada como senoidal contínua, contudo poderia ser alternada com ou sem retificação. No caso de tensão alternada sem retificação a comutação se proces

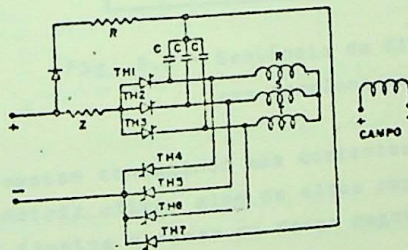


Fig. 5.1 - Alimentação do motor síncrono com baixa frequência

sa por comutação de fase e em caso de corrente contínua há a necessidade do tiristor auxiliar TH7 e dos capacitores para realizar a comutação. A presença do impedância Z é para limitar uma corrente de falta devido a uma falha na comutação. Muitas vezes esta impedância Z é o próprio enrolamento do campo. A Fig. 5.2 mostra

uma das possibilidades de chaveamento para se produzir corrente alternada nos enrolamentos do motor com alimentação em tensão contínua. Este chaveamento é de 60° e é o que produz maior força magneto motriz. Chaveamento com maiores ângulos poderiam ser realizados, contudo haveria mais flutuação de carga. Chaveamento com menores ângulos permitiria corrente fluir em dois ou três enrolamentos, mas isto significaria grandes correntes quando as três fa

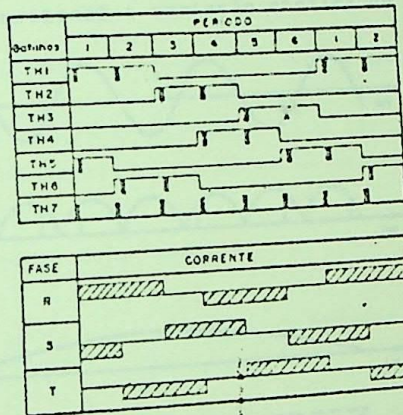


Fig. 5.2 - Sequência de disparos e corrente nos enrolamentos do motor

ses estivessem conduzindo mas correntes pulsativa e manca força magneto motriz ativa, além de altos regimes para os tiristores. A Fig. 5.3 ilustra o fasor da força magneto motriz em um ciclo para chaveamento de 60° .

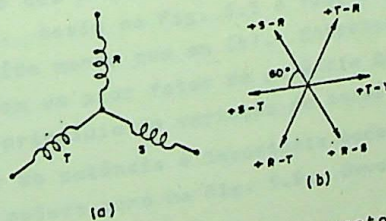


Fig. 5.3 - Fasor da força magneto motriz

O segundo novo método é através do ciclo-conversor, entendendo-se por ciclo-conversor um dispositivo que transforma uma fonte alternada em outra alternada porém de frequência menor sem a necessidade de ter tensão contínua intermediária. Em princípio uma tensão alternada é disponível na entrada do ciclo-inversor. Esta tensão tem controle de fase e comutação de linha. O ângulo de disparo α é alterado ciclicamente de tal maneira que a saída do ciclo-inversor, depois de filtrada é alternada e de menor frequência. O que foi dito é ilustrado na Fig. 5.4. A frequência da onda de saída é diretamente proporcional a variação cíclica de α . Quando

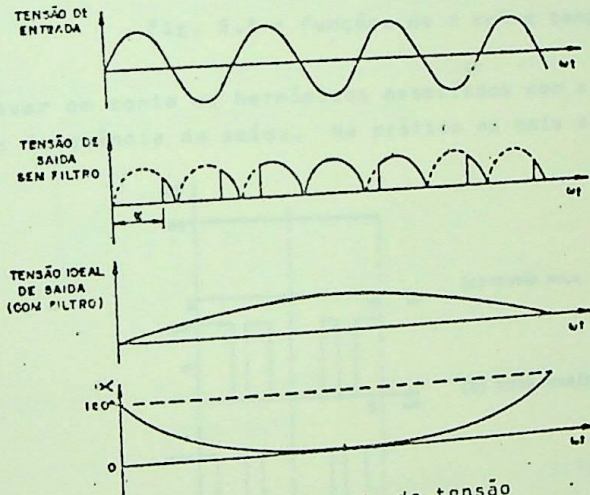


Fig. 5.4 - Formas de onda da tensão

a saída é de baixa frequência e tensão fixa não há problema, contudo quando se quer uma saída onde a tensão e frequência são proporcionais ocorre problemas. O ciclo de α determina a frequência, mas é a função de α com o tempo que determina a área total num ciclo da curva da tensão de saída. Assim na Fig. 5.5 a função de α em (a) fornece uma tensão de saída menor que em (b). Entretanto no caso (a) a fonte vê a carga com um pior fator de potência que em (b). Isto serve para mostrar o princípio de variação de tensão e frequência, mas quando o fator de potência é importante pode-se usar uma técnica de modulação de pulsos como na Fig. 5.6. Deve-se também

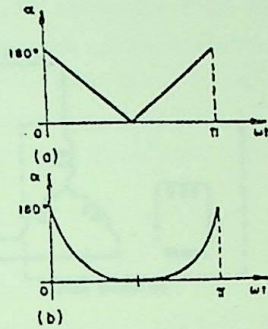


Fig. 5.5 - Funções de α com o tempo

levar em conta os harmônicos associados com a fundamental de baixa frequência da saída. Na prática as mais altas frequências harmônicas

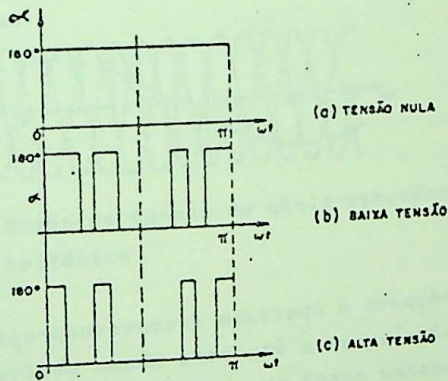


Fig. 5.6 - Modulação para melhorar o fator de potência

mônicas da saída são menores que a frequência da entrada. Para ajudar a manter baixas as harmônicas é comum o uso de uma fonte polifásica. Uma fonte trifásica e um arranjo trifásico é mostrada na Fig. 5.7, sendo que somente uma fase do ciclo-conversor é mostrada completamente, e as demais estão sob a forma de blocos. A forma de onda de saída deste ciclo-conversor é mostrada na Fig. 5.8. Nota-se um grande número de tiristores e isto é inerente ao

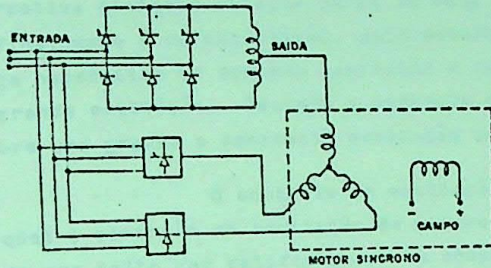


Fig. 5.7 - Ciclo-conversor trifásico

aumento do número de fases; contudo quanto maior o número de fases uma melhor forma de onda de saída é obtida.

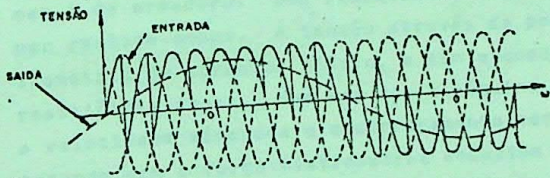


Fig. 5.8 - Ondas de tensão do ciclo-conversor trifásico.

Nos ciclo-conversores mostrado a frequência da saída pode ser variada desde zero até a frequência da entrada mas se frequências maiores que a da entrada forem necessárias há a necessidade de comutação forçada.

5.4 - O CONTROLE DE EXCITAÇÃO

A excitação do motor síncrono não é um parâmetro regulável para controle de velocidade como em motores de corrente contínua, pois nestes últimos a velocidade é função da excitação ao passo que nos motores síncronos isto não acontece. Contudo o ajuste da excitação de um motor síncrono tem outras finalidades. Correção do fator de potência é uma das finalidades. Os motores síncronos tem como característica poderem absorver ou fornecer potência

reativa conforme estejam menos ou mais excitados. Uma segunda finalidade é de otimização, pois motores síncronos com pequena carga necessitam de pequena excitação e com grande carga necessitam grande excitação. Fazendo o controle da excitação há economia sobre uma grande e constante excitação para todas as cargas.

O controle da excitação de um motor síncrono é tal qual o controle de excitação de motores de corrente contínua e pode ser feito por retificadores ou choppers controlados. Isto já foi estudado em motores de corrente contínua e não será repetido aqui. No caso de motores síncronos que partem como motor de indução é necessário inibir a alimentação de corrente contínua do campo durante a partida e proteger os tiristores de altas forças eletromotrizes induzidas no enrolamento de campo a frequências próximas a de armadura. Uma resistência através do retificador ou chopper realiza ambos. A tensão através da ponte não será a força eletromotriz de circuito aberto, e sim a queda de tensão através da resistência shunt. Uma vez que a máquina estiver girando próximo a velocidade síncrona o escorregamento será pequeno, o mesmo acontecendo com a força eletromotriz induzida no campo. A um valor particular mínimo da queda na resistência shunt sentida por um sensor ocorre o comando para os sinais de gatilho, o campo é alimentado por corrente contínua e o motor entra em sincronismo.

Um outro uso de semicondutores em motores síncronos é quando estes não devem possuir escovas. Um sistema típico com tais características é mostrado na Fig. 5.9. No entanto há a necessidade de se proteger os semicondutores contra sobretensões,

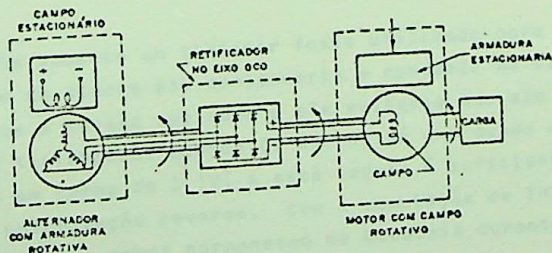


Fig. 5.9 - Motor síncrono sem escovas

durante a partida do motor síncrono. Um circuito para fazer tal proteção é mostrado na Fig. 5.10. Na partida a saída do alternador é nula e há uma grande força eletromotriz no enrolamento de campo do motor síncrono. Com a tensão em A aumentando positivamente os diodos zener, Z1 e Z2, conduzem disparando os tiristores TH1 e TH2 e curto circuitando a ponte de diodos. A resistência R limita a corrente de curto circuito. Quando B torna-se positivo a própria ponte de diodos fornece um caminho para corrente e os tiristores TH1 e TH2 comutam. O tiristor TH3 permanece sempre em condução durante a partida, pois quando A é positivo o anodo de TH3 é negativo com relação a seu catodo e quando B é positivo o gatilho de TH3 é negativo com relação a seu catodo. A medida que a velocidade cresce a força eletromotriz induzida no campo diminui

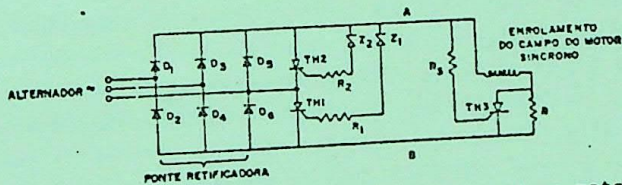


Fig. 5.10 - Proteção contra f.e.m.i no motor síncrono sem escovas

(escorregamento diminui) e a tensão do alternador aumenta (rotação aumenta). Quando a tensão do alternador torna-se maior que a força eletromotriz, o que deve acontecer perto da velocidade síncrona a tensão nos diodos zener é tão pequena que eles deixam de conduzir, e os tiristores também. Neste ponto a corrente retificada pela ponte flui no enrolamento de campo e o motor é arrastado para o sincronismo.

Se somente um tiristor fosse utilizado para curto circuitar a ponte de diodos ele continuaria a conduzir na velocidade síncrona porque a tensão aplicada a ele evitaria que ele comutasse. Com dois tiristores, quando D5 conduz há uma queda de tensão através dele em torno de 1 V e esta tensão é suficiente para comutar TH2 por polarização reversa. Com a comutação de TH2 ocorre a comutação de TH1 e ambos permanecem no bloqueio durante a ve

locidade síncrona, uma vez que a tensão de ruptura dos diodos za
ner ser especificado para ser maior que a tensão contínua de exci
tação.

Uma vez alcançado o sincronismo a presença de -R
só prejudica, contudo ela é curto circuitada no sincronismo por
TH3. Na velocidade síncrona o anodo e gatilho de TH3 são positi-
vos em relação ao seu anodo e assim TH3 conduz.

CAPÍTULO 6

NOTAS GERAIS

No presente nota-se claramente uma invasão generalizada em sistemas eletrônicos de potência do binômio Circuitos Lógicos-Tiristores. Com a introdução dos controladores programáveis, microprocessadores, etc, a importância deste binômio está se ampliando, e a tendência futura é que esta ampliação atinja um nível de grande importância, tendo em vista que novas tecnologias de circuitos integrados, entre as quais dispositivos MESFET, prometem "relações de dados de multigigabits e até mais elevadas"¹². Por outro lado com a produção em massa de tais dispositivos e a queda de preço dos microprocessadores em geral a solução eletrônica dos circuitos digitais fica economicamente a fácil alcance. Para se ter uma idéia da revolução econômica de tais dispositivos basta citar que nos últimos vinte anos seus preços sofreram uma queda um milhão de dólares para vinte dólares em um dado sistema, "não há inegavelmente exemplo semelhante de baixa de preço tão vertiginosa: de 5000000% em moeda corrente"¹¹. Espera-se ainda que tais dispositivos que atualmente custam vinte dólares custarão segundo especialistas um dólar e meio em dois ou três anos.

Mesmo que a parte de potência mantenha seus preços aos níveis atuais, com a redução drástica que vem ocorrendo nos preços dos dispositivos dos circuitos lógicos é de se acreditar que dentro em breve o binômio Circuito Lógico-Tiristor estará relativamente barato.

A parte de potência cujo comando é realizado pelos circuitos lógicos é composta de tiristores (SCR), triacs e transistores de potência. Espera-se que destes três dispositivos o tiristor seja o que mais se sobressaia.

Os tiristores podem ser usados em tração elétrica, excitação de alternadores, motores síncronos sem escovas, contadores

fornos de indução, telecontrole, controle de motores, transmissão de energia, etc. Na área de sistemas de potência os tiristores constituem uma grande opção em particular para o caso do Brasil em que o potencial energético hidráulico da região sul está se esgotando. O potencial hidráulico da região Norte, o qual promete ser de grande vulto, poderia ser aproveitado através de transmissão em corrente contínua devido a grande distância. Tiristores constituem a base da transmissão em corrente contínua.

Por todos estes motivos acredito que as escolas e centros de pesquisas deveriam dar ênfase ao estudo de semicondutores de potência. Também por estes motivos acredito que este trabalho tenha sido útil.

BIBLIOGRAFIA

- GENERAL ELECTRIC Co. - SCR Manual
- PHILIPS - Thyristor and Triac Power Control
- MAZDA, F.F. - Thyristor Control
- KUSKO, A. - Solid-State DC Motor Drives
- FERREIRA, I.S.M. - Circuitos Lógicos
- McMURRAY, W. - The Theory and Design of Cycloconverters
- RAMSHAW, R.S. - Thyristor Controlled Power for Electric Motors
- DEWAN, S.B. e STRAUGHEN, A. - Power Semiconductor Circuits
- MORRIS, N. - Advanced Industrial Electronics
- LYTEL, A. - abc's of Silicon Controlled Rectifiers
- O ESTADO DE SÃO PAULO - de 19/09/76 - Cópia de L'Express
- TUYL, V.R. LIECHTI, C. - Spectrum IEEE - Março/1977
- HOWELL, K.E. - Speed Control for Shunt-Wound DC Motors - Application Note 20C.44 - General Electric
- McMURRAY, W. - SCR Inverter Commutated by an Auxiliary Impulse-Application Note 660-15 - General Electric
- MAPHAM, N. - An SCR Inverter with Good Regulation and Sine-Wave Output - Application Note 660-15 - General Electric
- KENLY, L.W. and BOSE, B.K. - Triac Speed Control of Three-Phase Induction Motor With Phase-Locked Loop-Regulation - IEEE Transactions on Industry Applications - Vol. 1A-12 - n° 5 - Set/Out/1976
- MOZDER, A. and BOSE, B.K. - Three-Phase AC Power - Control Using Power Transistor - IEEE - Transaction on Industry Applications - Vol. 1A-12 - n° 5 - Set/Out/1976.
- ARTIGOS VÁRIOS DE CONFERENCIA PUBLICATION - Power Thyristors and their Applications - IEE - n° 53:
- Bailey A.R. and Varley J.R. - The Use of High Frequency Choppers for Traction Purposes

- Battersby, C.F. - Present Techniques in Gate Firing
- Bylund, P.A. and Mellgren, G. - Double-Sided Cooled Thyristors in Converters for Industrial Motor Drives and Traction
- Curry, A.M. - Thyristor Supplies for Industrial Equipment
- Davies, J.A. Kido, A.C., Beadle, R.E. and Tilstone, G. - Thyristor Converters for D.C. Motor Drives.
- Dewan, S.B. and Havas, G. - A.C. to A.C. Frequency Converters for Induction Heating and Melting
- Fairney, W., Lodge, L. and Toms, J.E. - Thyristor Excitation of Al ternators
- Feltbower, B. - Thyristor Contactors
- Green, J. - The Use of Thyristors in the Excitation of Alternators.
- Hamilton, R.A., ~~Frank, J.L.~~ and Shedlock, J.F. - High Power Thyristor Inverters for Essential Service
- Hammond, R.A. and Warrington, J. - Industrial Variable Speed Drives Using Capacitor Commutated Thyristors
- Jauquet, C., Gouthiere, J. and Hologne, H. - D.C. Choppers for Rail way Applications
- Jenkins, J.E. - A Modified Cycloconverter For Use With Frequency Sources
- Kalis, H. and Lemmrich, J. - D.C. Chopper with High Switching RE liability and Without Limitation of the Adjustable Mark Space RA tio.
- Kitaoke, T. and Ohno, E. - Thyristor D.C. Choppers and High Voltage Inverters for D.C. Traction
- Lloyd, S. - A Thyristor A.C. Regulator With Sinusoidal Output
- Williamson, K.H. - Simple 3 Phase A.C. Motor Control System for Motors Below 5h.p.