TESE
940

LA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR COM CONTROLES INDEPENDENTES DE TENSÃO E FREQÜÊNCIA CONTROLADO POR MICROCONTROLADOR

Carlos Roberto dos Santos

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR COM CONTROLES INDEPENDENTES DE TENSÃO E FREQÜÊNCIA CONTROLADO POR MICROCONTROLADOR

Dissertação apresentada à Escola Federal de Engenharia de Itajubá para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica

Carlos Roberto dos Santos

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca
MAUÁ
BIM

ORIENTADOR: Prof. Dr. Luis Eduardo Borges da Silva

CO-ORIENTADOR: Prof. Msc. Carlos Alberto Murari Pinheiro

Itajubá
Março de 1997

CLASS. 621.314.5:68 1.52 (043.2)
CUTTER. S337i
TOMBO. 940

AGRADECIMENTOS

Aos Professores Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva e Msc. Carlos Alberto Murari Pinheiro pela idéia de estudar o tema, e que contribuiram com os seus conhecimentos e experiências, orientando, apoiando e conduzindo este trabalho, permitindo assim a sua conclusão.

À comunidade do Inatel (professores, funcionários e alunos) pelo constante incentivo tão necessário em certos momentos.

Ao Inatel que permitiu o planejamento e conciliação entre as minhas atividades profissionais e o desenvovimento deste trabalho.

Aos funcionários do Setor de CAD (SECAD) do Inatel, principalmente ao Anselmo pela ajuda com scaner's e formatação das figuras.

A Deus, a quem recorria nos momentos mais dificeis e que nunca me desamparou. Jamais poderemos ser suficientemente gratos pelas oportunidades que "ele" nos dá.

Enfim, agradeço a todos que direta e indiretamente participaram desta conquista.

ÍNDICE

Agradecimentos i
Lista de Figuras iv
Lista de Tabelas vi
Resumo vii
"Abstract" viii

Capítulo I - Introdução 1

Capítulo II - Tipos de Inversores 4
2.1.Descrição Básica 4
2.2.Inversores com Tensão Imposta 6
2.2.1.Inversor com Tensão Imposta Variável no Circuito Intermediário (VSI) 7
2.2.2.Inversor com Tensão Imposta Constante no Circuito Intermediário (PWM) 9
2.2.2.1.Geração de Onda PWM 10
2.3. Inversor de Corrente Imposta 14

Capítulo III - O Circuito de Potência 16
3.1.Circuito Conversor AC/DC 16
3.1.1.Princípio Básico de Funcionamento 17
3.2.Circuito de Disparo do Retificador 20
3.2.1.O Circuito de Disparo 23
3.3.O Conversor DC/AC (inversor) 27
3.3.1.Princípio Básico de Funcionamento do Inversor 27
3.3.2.O Transistor IGBT 29
3.4.O Circuito de Disparo do Inversor 31
3.4.1.Princípio Básico de Funcionamento 32

Capítulo IV - Descrição do Sistema com Microcontrolador 37
4.1.Considerações 37
4.2.Sistema de Comando com Microcontolador 38
4.3.Características do Microcontrolador 39

Capítulo V - O Software de Controle 47
5.1.Considerações 47
5.2.Estratégia de Acionamento 47
5.3.Desenvolvimento do Software de Acionamento 54
5.4.Descrição Geral do Programa 55
5.4.1.Implementação do Fluxograma de Acionamento 59

Capítulo VI - Resultados Obtidos 66
6.1.Perspectivas de Continuidade 78
6.1.1.Fechamento da Malha de Realimentação de Velocidade 78
6.1.2.Implementação de uma Interface Mais amigável 78
6.1.3.Inversão de Rotação do Motor 79

Capítulo VII - Conclusões 82

Referências Bibliográficas 84

Apêndice I - Esquema Elétrico do Sistema de Potência I-1
Apêndice II - Circuito de Disparo do Retificador II-1
Apêndice III - Circuito de Disparo do Inversor III-1
Apêndice IV - Esquema Elétrico do Sistema Microcontrolado IV-1
Apêndice V - Folha de Dados do Transistor IRGPF 50F V-1
Apêndice VI - Listagem do Programa de Acionamento VI-1

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Conjunto Retificador-Inversor 4
Figura 2.2 - Diagrama em blocos dos circuitos VSI e PWM 5
Figura 2.3 - Diagrama em blocos do circuito CSI 6
Figura 2.4 - Circuito do VSI com chaves de potência. 7
Figura 2.5 - Seqüência de condução e formas de onda da tensão de saída do VSI. 8
Figura 2.6 - Circuito de Potência do PWM com chaves de Potência 9
Figura 2.7 - Formação da Onda PWM 12
Figura 2.8 - Modificação da Onda PWM 13
Figura 2.9 - Circuito do CSI 14
Figura 2.10 - Seqüência de condução e formas de onda da corrente da saída do CSI. 15
Figura 3.1: Retificador trifásico onda completa semicontrolado 16
Figura 3.2: Formas de onda de tensão. (a): Entre Fase -Neutro. (b): Entre Fases (c): Na carga para ângulo de disparo pequeno. (d): Na carga para ângulo de disparo de 90^0. 17
Figura 3.3: Amplificador inversor. (a): Circuito. (b): Formas de onda 21
Figura 3.4: Integrador básico. (a): Circuito. (b): Formas de onda 22
Figura 3.5: Somador básico. (a): Circuito. (b): Formas de onda considerando R1=R2=RF 22
Figura 3.6: Circuito de disparo para uma fase 25
Figura 3.7: Formas de onda em diversos pontos do circuito de disparo do retificador 26
Figura 3.8: Inversor trifásico com transistores de potência 27
Figuras 3.9: Inversor trifásico em ponte com carga resistiva. (a): Ilustrando a seqüência com T1 e T2 conduzindo. (b): Formas de onda. 29
Figura 3.10: Símbolo e terminais do transistor IGBT 30
Figura 3.11: Inversor trifásico com transistor IGBT 30
Figura 3.12: Formas de onda de disparo do inversor 31
Figura 3.13: Flip - flop tipo D. (a): Símbolo lógico. (b): Tabela verdade 32
Figura 3.14: Circuito gerador da seqüência dos pulsos de disparo do inversor 32
Figura 3.15: VCO. (a): Configuração básica. (b): Curva característica típica 34
Figura 3.16: Fotoacoplamento do pulso de disparo do transistor 35
Figura 3.17: Circuito de proteção 36
Figura 4.1 - Sistema de acionamento baseado em um Microcontrolador 39

Figura 4.2 - Sistema básico com o Microcontrolador 42
Figura 4.3 - Interfaces de entrada e saída 44
Figura 4.4 - Interface com o sistema de potência 46
Figura 5.1: Curvas de torque x velocidade para o motor de indução com diversas freqüências diferentes 49
Figura 5.2: O registro ADCTL 56
Figura 5.3: O registro de configuração OPTION 59
Figura 5.4: Fluxograma do programa de acionamento 61
Figura 6.1a: Placa do Retificador 67
Figura 6.1b: Placa do Inversor 67
Figura 6.1c: Vista frontal do protótipo 68
Figura 6.2: Interligação entre as placas de disparo e a parte de potência 69
Figura 6.3: Placa do sistema Microcontrolado 69
Figura 6.4: Freqüência mínima na saída do inversor, tensão fase-fase 70
Figura 6.5: Freqüência máxima na saída do inversor, tensão fase-fase 71
Figura 6.6: Rampas de aceleração de tensão e freqüência, para tempo de 15s 71
Figura 6.7: Rampas de desaceleração, para tempo de 15s 72
Figura 6.8: Rampas de aceleração de tensão e freqüência, para tempo de 4,5s 72
Figura 6.9: Rampas de desaceleração, para tempo de 4,5s 73
Figura 6.10: Comportamento da velocidade durante a aceleração 73
Figura 6.11: Comportamento da velocidade durante a desaceleração 74
Figura 6.12: Forma de onda da tensão para rotação 800 RPM, tensão fase-fase 74
Figura 6.13: Forma de onda da tensão para rotação de 1200 RPM, tensão fase-fase 75
Figura 6.14: Forma de onda da tensão para rotação nominal, tensão fase-fase. 75
Figura 6.15: Forma de onda da corrente para velocidade nominal 76
Figura 6.16: Esquema de ligação para ensaios com o motor 76
Figura 6.17: Inversão de rotação através da troca de fases diretamente na saída do inversor 80
Figura 6.18: Inversão na rotação do motor por troca no seqüênciamento do circuito de disparo 81

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1: Saídas em nível lógico do registrador de deslocamento 33

Tabela 4.1- Mapa de endereços do sistema microcontrolado 43

Tabela 5.1: Valores das tensões de referência, controles de freqüência e tensão. 52

Tabela 5.2: Valores em Hexadecimal das tensões de referência e controles de freqüência e tensão 53

Tabela 5.3: Seleção dos canais de conversão 58

Tabela 6.1: Comparação entre as Velocidades Programadas e as Obtidas no Ensaio 77

ABSTRACT

The present work describes the design, implementation and tests of a Inverter with Independent Controls of Voltage and Frequency, Controlled by Microcontroller.

The voltage value variation is done through a semi-controled retifier while the frequency variation is done directly in the power transistors that form the inverter, changing their switching frequency.

The developed system allows the variations to be done independently, manually or through external excitation and it has features that qualify it to be used for teaching and research.

The control of induction motor is showed operating with constant torque, as an application of the inverter. Some wave forms certify the performance of the system.

RESUMO

Este trabalho descreve o projeto, implementação e testes de um Inversor com Controles Independentes de Tensão e Freqüência Controlado por um Microcontrolador.

O controle do valor da tensão é feito através de um retificador semi-controlado enquanto o controle da freqüência é feito diretamente nos transistores de potência que formam o inversor, mudando a freqüência de chaveamento dos mesmos.

O sistema desenvolvido permite que os controles sejam feitos independentemente, manualmente ou por meio de uma excitação externa, e possui características que o habilitam a ser utilizado em ensino e pesquisa.

Como aplicação, é mostrado o controle de um motor de indução, operando ao longo do acionamento com torque constante. Várias formas de onda atestam o funcionamento do sistema microcontrolado (hardware e software) e do inversor.

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

O presente trabalho trata do desenvolvimento e implementação de um inversor com variações independentes de tensão e freqüência, controlado por microcontrolador.

Mais da metade da energia elétrica gerada no Brasil é consumida por motores de indução trifásicos com rotor gaiola [1][2].

Este tipo de motor é o mais utilizado em acionamentos elétricos, pois apresenta baixo custo, manutenção mais simples, velocidade quase independente da tensão, baixa relação peso/potência, além de rendimento e fator de potência elevados.

Sua utilização também em acionamentos elétricos controlados, substituindo principalmente o motor de corrente contínua, é crescente, em função do desenvolvimento acentuado da eletrônicas de potência e digital.

A utilização de dispositivos convencionais, que promovem a partida do motor com tensão reduzida, para a redução da corrente de partida, tais como autotransformadores, reatores, chaves estrela-triângulo e mesmo transformadores, pode solucionar apenas parte dos problemas, ou seja:

- reduz a queda de tensão na rede de suprimento de energia, porém só é recomendada se o acionamento parte com baixo conjugado de carga, uma vez que o conjugado desenvolvido pelo motor praticamente varia com o quadrado da tensão de alimentação;
- pode reduzir o consumo de energia de forma pouco significativa, não justificando o custo dos equipamentos para a redução da tensão de alimentação do motor.

Com a utilização de inversores, que permite a variação do valor eficaz e da freqüência da tensão de alimentação do motor, tanto a velocidade quanto o conjugado podem ser controlados, seja na partida ou em regime permanente.

Mas o principal elemento motivador para o desenvolvimento deste trabalho foi, sem dúvida nenhuma, a dificuldade de se encontrar um equipamento similar, com um preço acessível e com recursos e facilidades de se poder utilizar em ensino, pesquisa e treinamento.

O objetivo fundamental deste trabalho é desenvolver um Inversor com variações independentes de Tensão e Freqüência, controlados por microcontrolador.

A maioria dos inversores industriais implementados atualmente, utilizam a técnica de Pulse Width Modulation - PWM (modulação por largura de pulso). Neste caso controla-se simultaneamente tanto a tensão quanto a freqüência no inversor propriamente dito, eliminando o retificador controlado. Para inversores com potências acima de 40kW até 300kW, a implementação da técnica de PWM fica complicada devido à necessidade de se chavear os transistores de potência do inversor com alta freqüência e correntes elevadas. Sendo o PWM limitado pelo chaveamento dos componentes, nesta situação utiliza-se um retificador controlado ao invés de um fixo, e um inversor não PWM. Este trabalho visa implementar este tipo de configuração.

Espera-se ter um produto integrado, modular, de tal maneira que tenda a um equipamento didático de laboratório.

Portanto, será possível, se desejável, acessar separadamente o retificador ou inversor, ou os circuitos de controle de ambos, para realizar as experiências que forem

necessárias. Assim poder-se-a mudar a lógica de controle do inversor para outras estruturas e estudar as suas características.

Como resultados, espera obter-se um equipamento, ou melhor, um protótipo de um inversor com as seguintes características:

- tensão de entrada: 220Vef trifásico;
- tensão de saída: variável de 0V à 250Vef trifásico;
- freqüência de saída: variável de 20Hz à 80Hz;
- potência de saída: até 5kW.

Além destas características, espera-se que o protótipo possibilite as facilidades pertinentes a um equipamento didático como:

- acesso fácil a pontos de medidas;
- modularidade, isto é, possibilidade de se trocar, por exemplo, módulos de comando;
- robustez;
- proteção.

CAPÍTULO II

TIPOS DE INVERSORES

2.1 - DESCRIÇÃO BÁSICA

Este capítulo tem por objetivo mostrar os tipos e o princípio de funcionamento de inversores trifásicos, utilizados para a alimentação de motores de indução trifásicos, controlados através da variação do valor eficaz e da freqüência da tensão no estator.

Neste caso, um inversor é um dispositivo que deve produzir na sua saída uma tensão alternada de valor eficaz e freqüência variáveis a partir de uma rede que fornece um valor eficaz de tensão e freqüência razoavelmente constantes. Basicamente, ele é composto de:

- um conversor comutado pela rede, controlado ou não, ligado à rede de alimentação que geralmente opera como um retificador;
- um circuito intermediário com tensão ou corrente imposta;
- um inversor propriamente dito.

A figura 2.1 mostra a configuração básica de um inversor

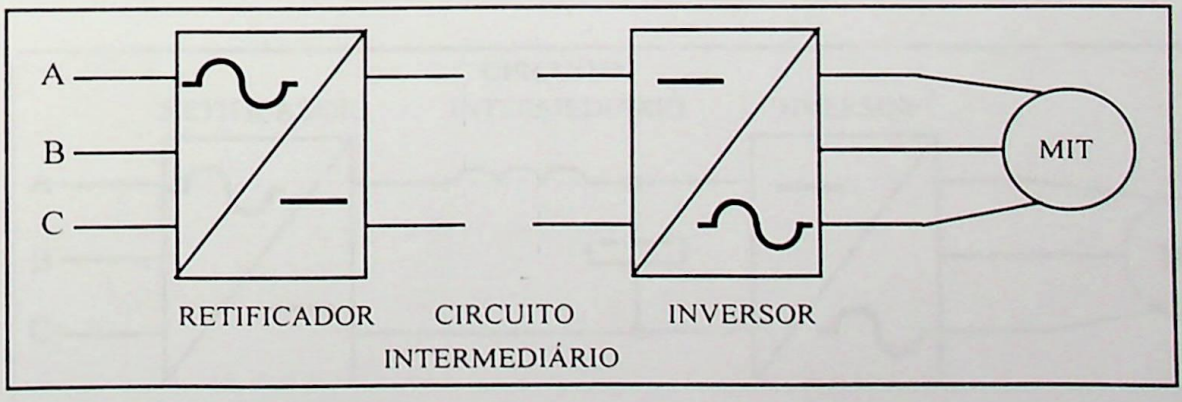


Figura 2.1 - Conjunto Retificador-Inversor

O retificador está ligado à rede de tensão alternada com valor eficaz e freqüência constantes e no lado de corrente contínua (DC), existe tensão contínua de valor médio constante ou variável.

Quando o retificador é do tipo não controlado, isto é, constituído somente por diodos, a tensão, no lado DC, tem valor médio constante. Se o conversor é do tipo controlado, isto é, constituído também por tiristores, o valor médio da tensão DC é variável.

O circuito intermediário pode conter um filtro de tensão, neste caso diz-se que o inversor é de tensão imposta, ou um filtro de corrente, e o conversor é de corrente imposta.

Atualmente, a industria utiliza em maior escala, três tipos de inversores com comutação forçada [3]:

- inversores com tensão imposta variável no circuito intermediário (VSI);
- inversores com tensão imposta constante no circuito intermediário (PWM);
- inversores com corrente imposta no circuito intermediário (CSI).

A figura 2.2 mostra, na forma de blocos, o circuito do inversor com tensão imposta (VSI Voltage Source Inverter), variável ou constante no circuito intermediário.

Se o retificador é do tipo controlado (composto por tiristores), daí a tensão imposta no circuito intermediário ser variável. Por outro lado, se o retificador é do tipo não controlado (composto por diodos), a tensão no circuito intermediário será constante. O filtro LC tem por finalidade diminuir a ondulação de tensão no lado de corrente contínua (DC) do retificador.

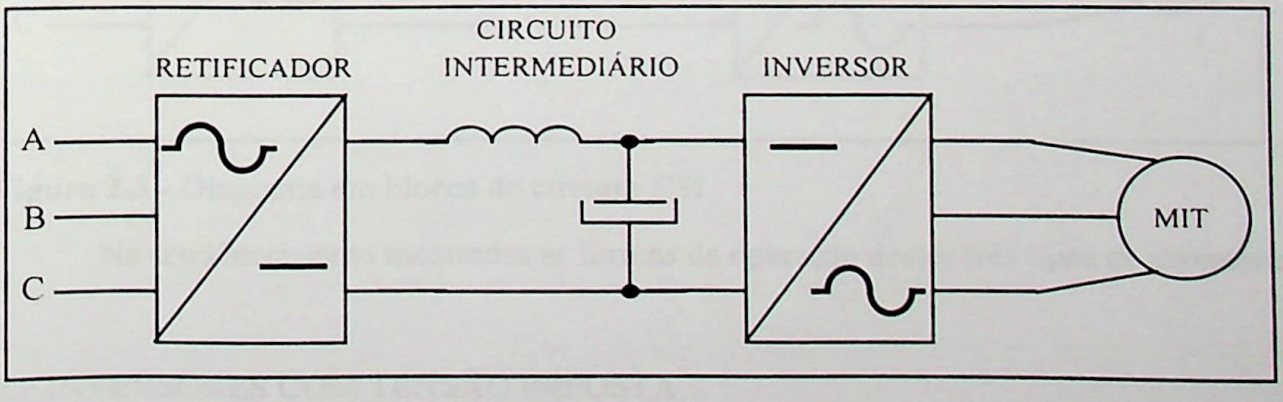


Figura 2.2 - Diagrama em blocos dos circuitos VSI e PWM

Se o valor médio da tensão imposta no circuito intermediário é variável, o inversor propriamente dito é responsável apenas pela variação da freqüência da tensão aplicada no motor. Por outro lado, se o valor médio desta tensão for constante, o inversor deve variar tanto a freqüência quanto o valor eficaz da tensão aplicada no motor. Neste caso, utiliza-se a técnica de PWM (Pulse Width Modulation).

A figura 2.3 mostra, também na forma de blocos, o circuito do inversor com corrente imposta no circuito intermediário (CSI - Currente Source Inverter).

Neste caso o retificador é do tipo controlado (composto por tiristores) e está ligado ao inversor por um circuito intermediário que contém apenas um indutor. Como o indutor torna a corrente praticamente contínua, isto é, sem ondulações ("alisada"), os valores médios das tensões tanto no lado do retificador quanto no lado do inversor devem ser iguais. Isto significa que o inversor é responsável diretamente pela variação da freqüência da tensão aplicada no motor e indiretamente pela variação do seu valor eficaz.

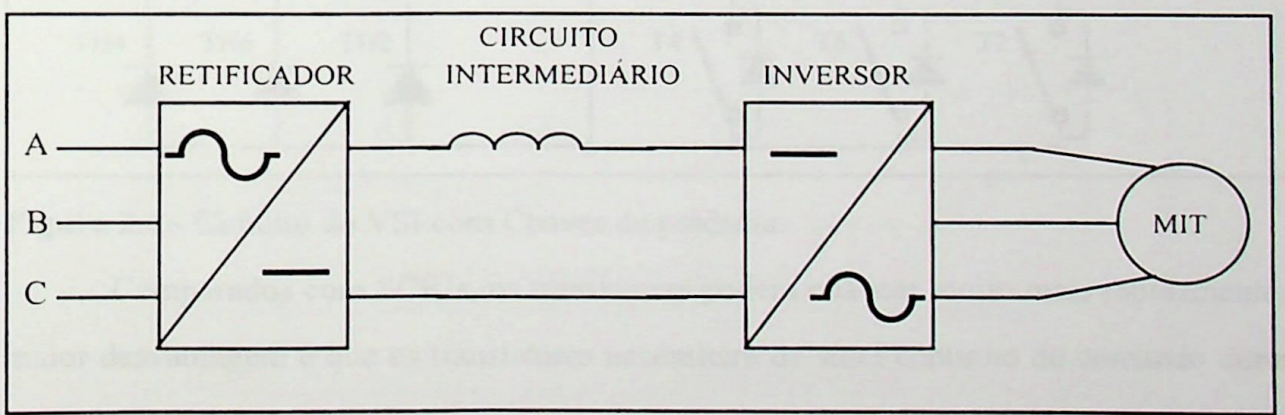


Figura 2.3 - Diagrama em blocos do circuito CSI

Na seqüência serão mostradas as formas de operação destes três tipos de inversores.

2.2.INVERSORES COM TENSÃO IMPOSTA

Os inversores com tensão imposta podem operar com tensão variável ou com tensão constante no circuito intermediário. Desta forma podemos ter dois tipos de inversores:

2.2.1.INVERSOR COM TENSÃO IMPOSTA VARIÁVEL NO CIRCUITO INTERMEDIÁRIO (VSI)

A figura 2.4 mostra o circuito de um inversor com tensão imposta variável no circuito intermediário alimentando um motor de indução trifásico. Neste caso o retificador é constituído por tiristores (TH1 à TH6) e o inversor por chaves (SCR`s, GTO`s ou transistores) de potência (T1 à T6).

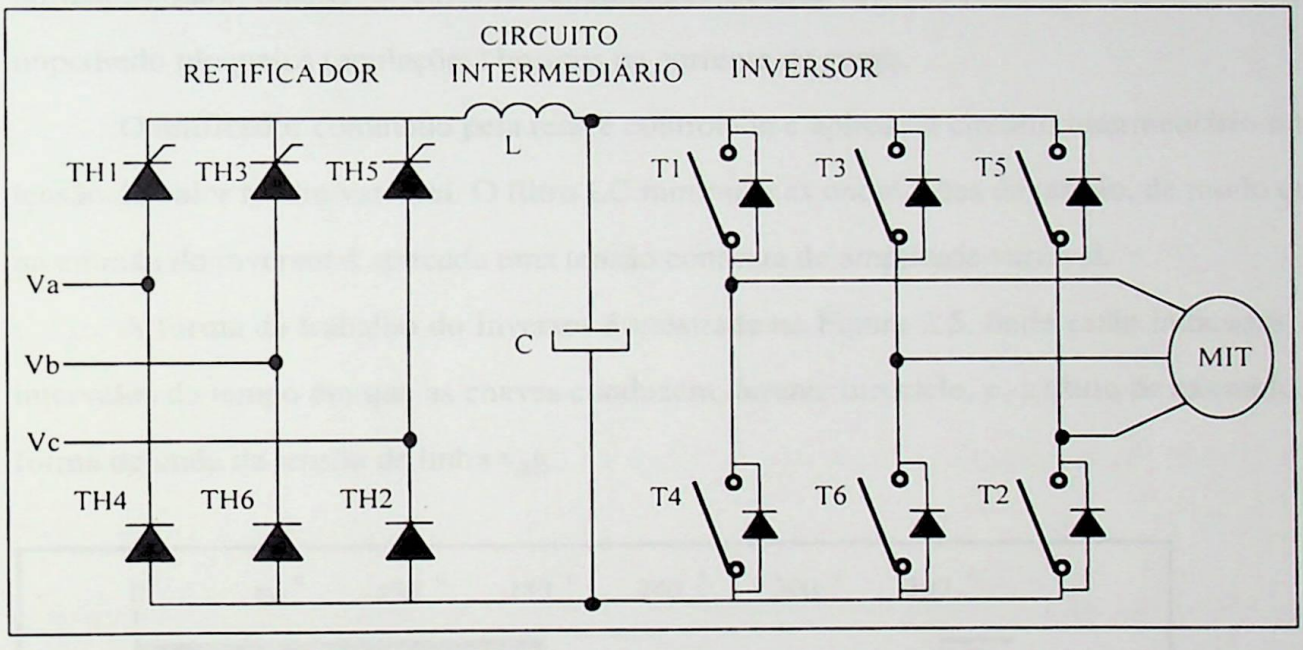


Figura 2.4 - Circuito do VSI com Chaves de potência.

Comparados com SCR`s, os transistores podem chavear muito mais rapidamente. A maior desvantagem é que os transistores necessitam de sinal contínuo de comando durante o estado de condução, mas o custo do circuito necessário para tal é compensado pela dispensa de elementos de comutação necessários aos SCRs [4].

Uma outra alternativa é o uso do tiristor com bloqueio por gatilho (GTO) no lugar dos transistores de potência. Os GTOs também evitam os circuitos de comutação usados com os tiristores convencionais e, têm sido, atualmente, muito utilizados [2][4][5].

Uma outra tendência que se observa mais recentemente, é a utilização de transistores de potência do tipo IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Este tipo de

transistor possui entrada FET (IGFET) e saída BIPOLAR. Na implementação do circuito pretende-se utilizar este tipo de transistor, portanto em um item posterior será feita uma análise das suas características.

Apesar das diferenças apresentadas, SCR's, transistores e GTO's são, basicamente, chaves estáticas que podem estar abertas (corte) ou fechadas (saturação).

Os diodos, denominados de diodos de livre circulação ou "free-wheeling", são utilizados para manter a corrente circulando, quando do bloqueio da chave estática, impedindo bloqueios (anulações) bruscos da corrente de carga.

O retificador comutado pela rede é controlado e aplica no circuito intermediário uma tensão de valor médio variável. O filtro LC minimiza as ondulações da tensão, de modo que na entrada do inversor é aplicada uma tensão contínua de amplitude variável.

A forma de trabalho do inversor é mostrada na Figura 2.5, onde estão indicados os intervalos de tempo em que as chaves conduzem durante um ciclo, e, a título de exemplo, a forma de onda da tensão de linha v_{ab}.

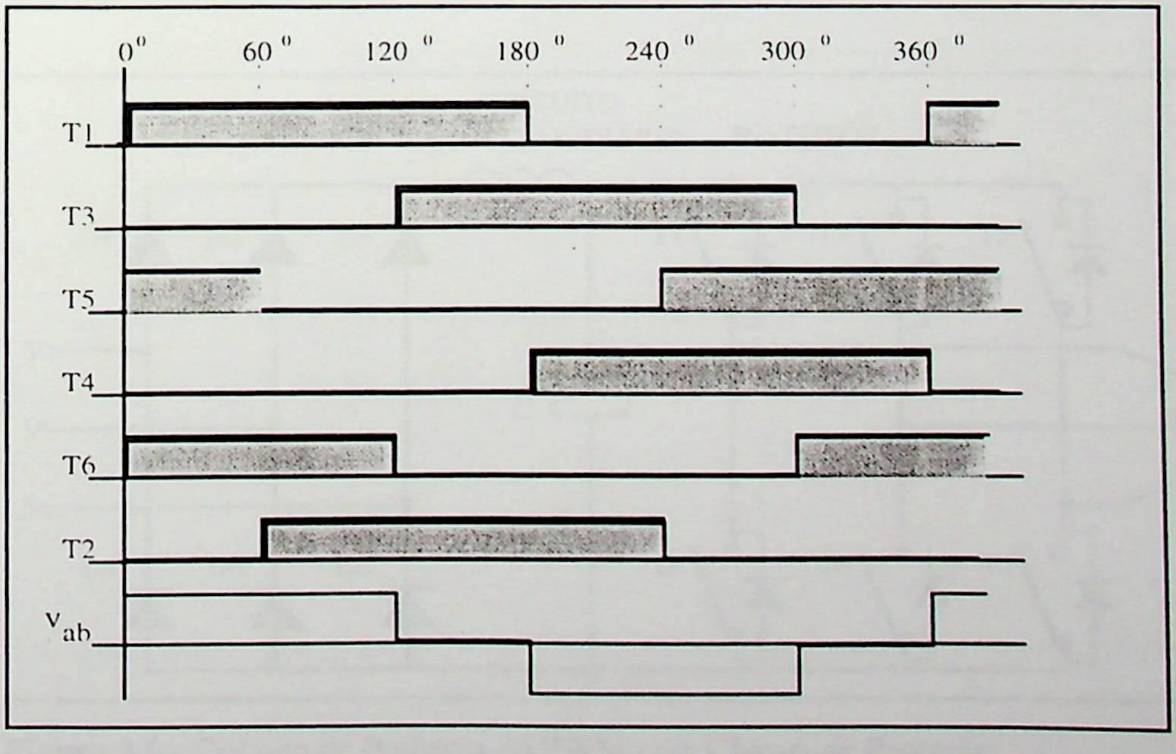


Figura 2.5 - Seqüência de condução e formas de onda da tensão de saída do VSI.

Para a seqüência apresentada foram definidas as seguintes condições de operação:
cada chave conduz durante 180^0, o que torna o VSI independente da natureza da carga;
o defasamento de condução entre chaves de mesma fase é de 180^0;
o defasamento de condução entre chaves do mesmo lado é de 120^0.

Pode-se observar que neste caso a freqüência da tensão de saída é definida pela duração do ciclo; enquanto que o valor eficaz é definido pelo valor médio da tensão no circuito intermediário, ou seja, pelo ângulo de disparo do retificador.

2.2.2.INVERSOR COM TENSÃO IMPOSTA CONSTANTE NO CIRCUITO INTERMEDIÁRIO (PWM)

A figura 2.6 mostra o circuito de potência de um inversor com tensão imposta constante no circuito intermediário alimentando um motor de indução trifásico.

Da mesma forma que o inversor com tensão imposta variável no circuito intermediário, o inversor representado na Figura 2.6 também é constituído por transistores de potência e diodos.

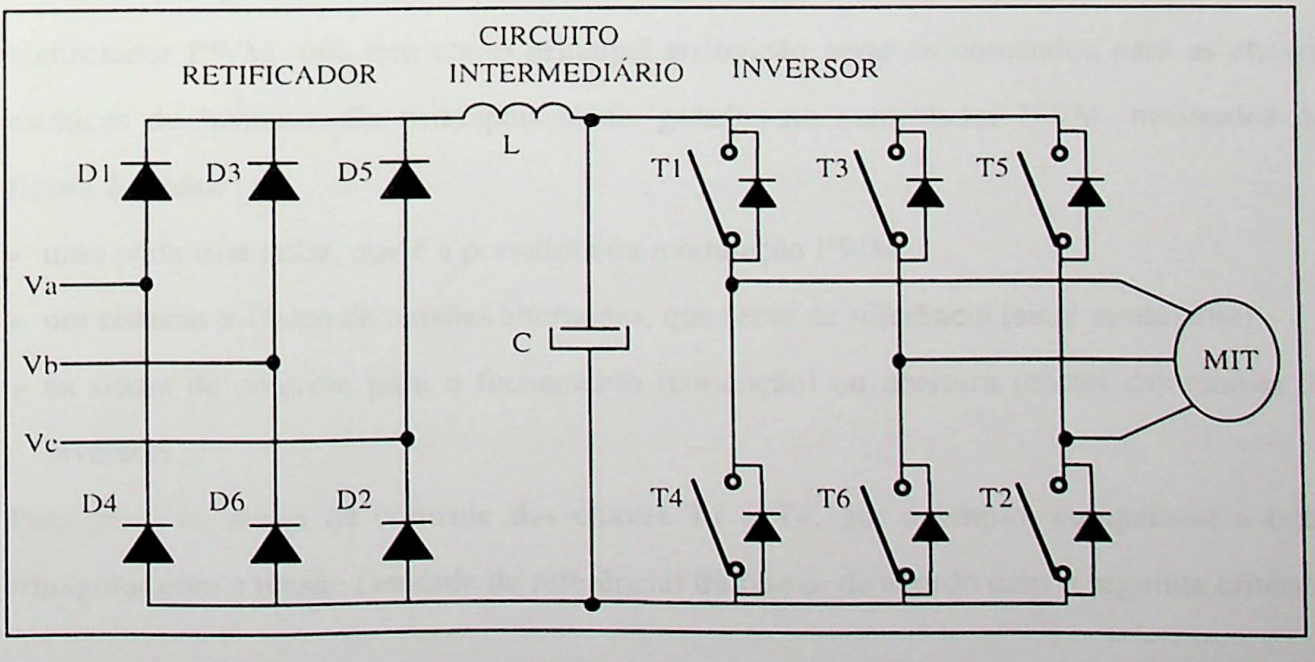


Figura 2.6 - Circuito de Potência do PWM com Chaves de Potência

As considerações feitas a respeito da substituição dos transistores por tiristores ou GTOs no inversor VSI, assim como a atuação dos diodos de livre circulação, também se aplicam ao PWM.

O retificador comutado pela rede não é controlado e aplica no circuito intermediário uma tensão de valor médio constante. O filtro LC minimiza as ondulações da tensão, de modo que na entrada do inversor é aplicada uma tensão contínua de amplitude constante.

Como o valor médio da tensão no circuito intermediário é constante, o inversor deve variar tanto a freqüência quanto o valor eficaz da tensão de saída. Isto é conseguido através de uma técnica de modulação do sinal disponível no circuito intermediário. Esta modulação, conhecida como PWM, ou Modulação por Largura de Pulso, permite diversas maneiras de formação da onda modulada, visando melhorar uma ou outra de suas características. Uma maneira pela qual uma onda modulada por largura de pulso pode ser gerada será apresentada a seguir.

2.2.2.1 - GERAÇÃO DE ONDA PWM [4]

A geração da onda PWM é obtida através de um circuito eletrônico (denominado controlador PWM) que tem como principal atribuição gerar os comandos para as chaves estáticas do inversor. Os principais sinais gerados no controlador PWM, mostrados na figura 2.7, são:

- uma onda triangular, que é a portadora da modulação PWM;
- um sistema trifásico de tensões alternadas, que serve de referência (sinal modulante);
- os sinais de controle para o fechamento (condução) ou abertura (corte) das chaves do inversor.

Para gerar os sinais de controle das chaves T1 e T4, por exemplo, compara-se a onda triangular com a tensão (senóide de referência) da fase *a*, de acordo com o seguinte critério:

- quando a amplitude da portadora triangular é menor que a amplitude da senóide de referência (de ωt_1 até ωt_2), um pulso é liberado em T1 (nível alto) forçando o fechamento da chave, enquanto a chave T4 permanece aberta;
- quando a amplitude da portadora triangular é maior que a amplitude da senóide de referência (de ωt_2 até ωt_3), um pulso é liberado em T4 (nível alto) forçando o fechamento da chave, enquanto a chave T1 é aberta.

Observando-se a figura 2.7, nota-se que nos instantes de cruzamento da senóide de referência com a portadora triangular, as chaves T1 e T4 mudam de estado. Analogamente, pode-se analisar os sinais para as chaves T3 e T6 pela comparação da onda triangular com a senóide da fase *b*, e os sinais para as chaves T5 e T2 pela comparação com a senóide da fase *c*.

Os sinais de controle atuam nas chaves de modo que as tensões das fases sejam ora positivas, ora negativas em relação ao neutro fictício N. Estes sinais de tensões entre as fases e o neutro também estão mostrados na figura 2.7. As tensões de linha (fase-fase) são obtidas pela diferença das tensões das fases em relação ao neutro N. A figura 2.7 apresenta a tensão entre as fases *a* e *b* (v_{ab}), que é obtida pela diferença das tensões v_{aN} e v_{bN}. Observa-se que a tensão v_{ab} é alternada com pulsos chaveados.

A relação da amplitude da senóide de referência (E_m) pela amplitude da onda triangular (E_t) é denominada de "índice de modulação" e denotada por:

$$m = \frac{E_m}{E_t}. \qquad (2.1)$$

A relação da freqüência da portadora pela freqüência da senóide de referência é definida pelo número de pulsos em meio-período (PM) da onda fase-fase resultante.

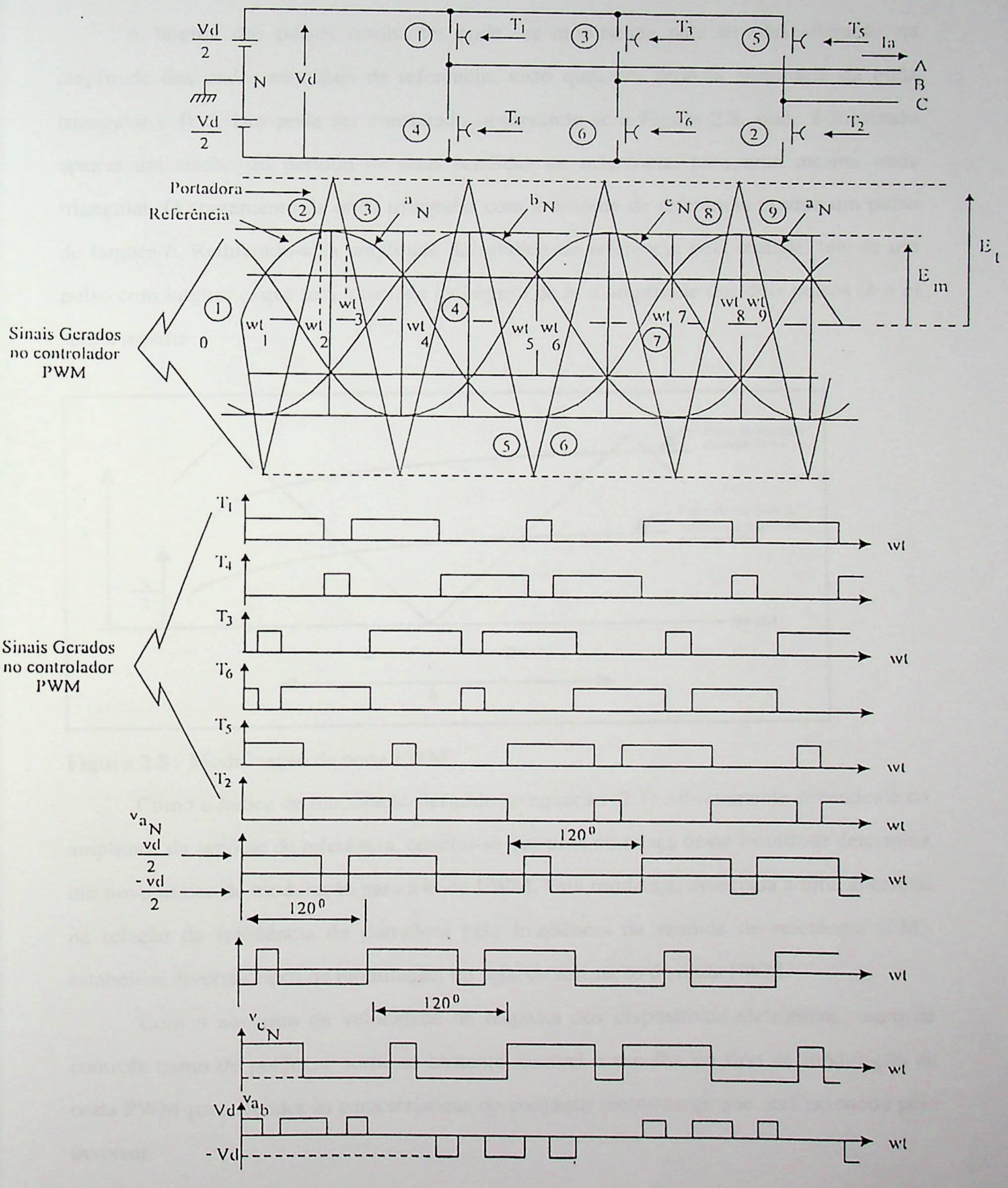


Figura 2.7 - Formação da Onda PWM.

A largura dos pulsos resultantes pode ser modificada pela simples alteração na amplitude das ondas senoidais de referência, visto que, em geral, a amplitude da onda triangular é fixa. Isto pode ser constatado observando-se a Figura 2.8, onde é mostrado apenas um trecho do período de duas senóides de referência, para uma mesma onda triangular. O cruzamento da onda triangular com a senóide de referência produz um pulso de largura *b*. Reduzindo-se a amplitude da senóide de referência pela metade, tem-se um pulso com largura *c*, que terá a metade da largura de *b*; a amplitude dos dois pulsos (*b* e *c*) será a mesma.

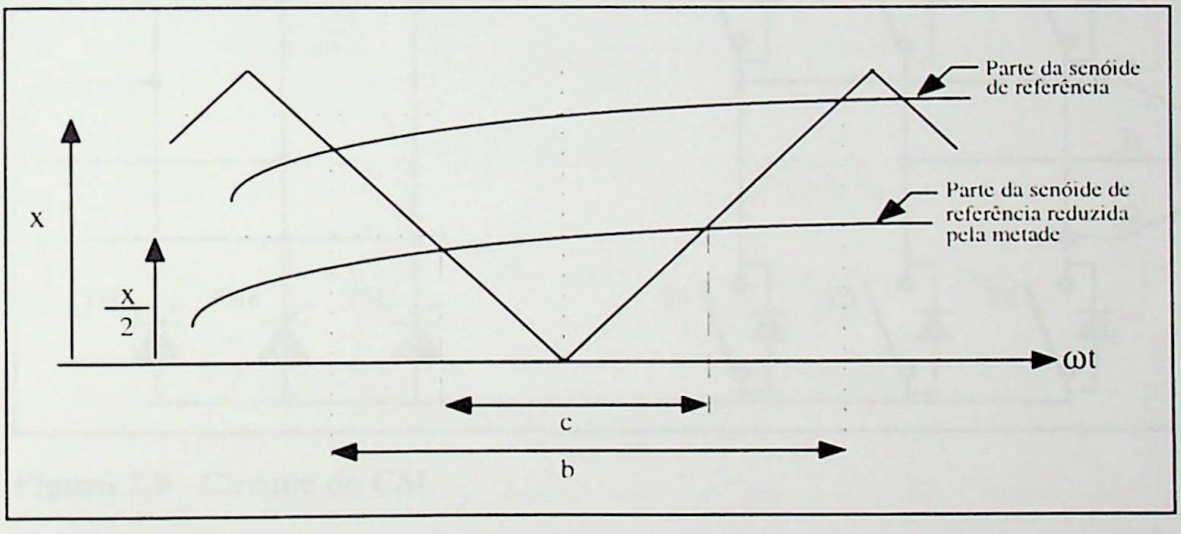


Figura 2.8 - Modificação da onda PWM.

Como o índice de modulação definido na equação (2.1) é diretamente dependente da amplitude da senóide de referência, conclui-se que uma mudança nesta amplitude determina um novo índice de modulação para a onda PWM. Esta mudança, associada a uma alteração na relação da freqüência da portadora pela freqüência da senóide de referência (PM), estabelece diversos tipos de modulação, ou seja, de formação da onda PWM.

Com o aumento da velocidade de resposta dos dispositivos eletrônicos, tanto de controle como de potência, torna-se bastante flexível a escolha do tipo de modulação da onda PWM para atender às características do conjunto motor/carga que será acionado pelo inversor.

2.3 - INVERSOR DE CORRENTE IMPOSTA

A figura 2.9 mostra o circuito de um inversor com corrente imposta no circuito intermediário, alimentando um motor de indução trifásico. Neste caso o retificador é constituído de tiristores e portanto controlado. O inversor é constituído de transistores de potência.

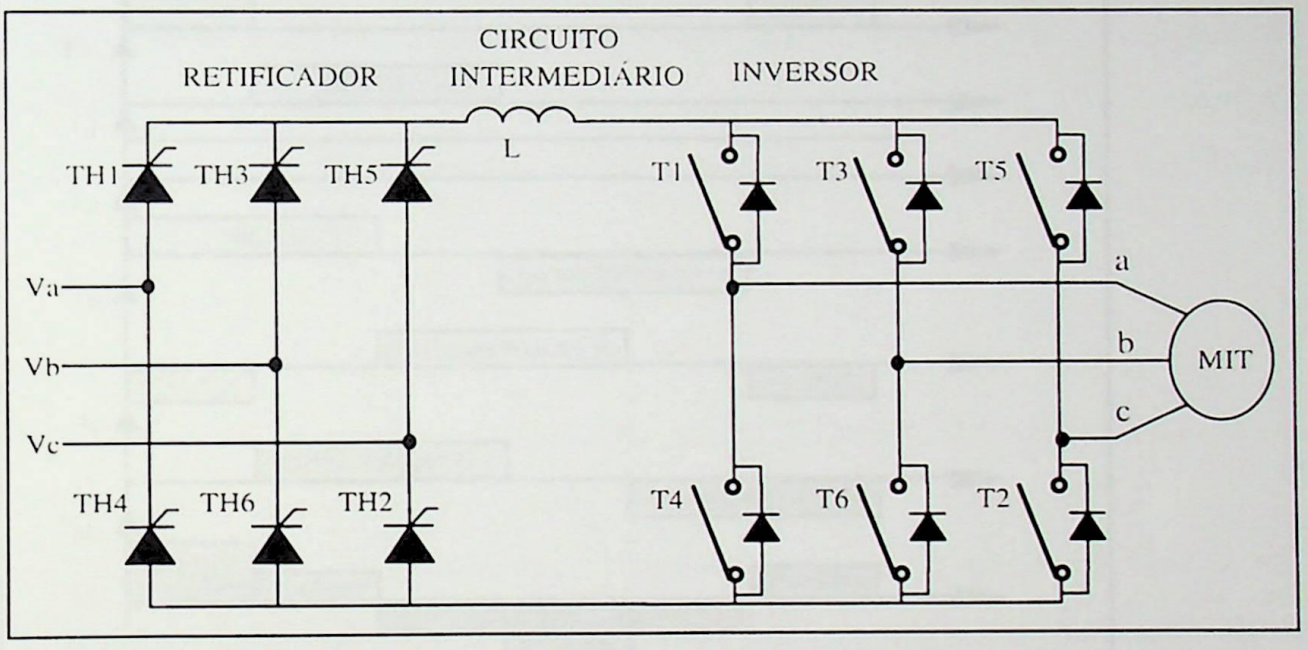


Figura 2.9 - Circuito do CSI

O indutor de alisamento deve manter a corrente livre de ondulações independente do ângulo de disparo do retificador controlado. O retificador fixa a corrente de acordo com a potência ou o torque necessário, enquanto o inversor ajusta a corrente para a distribuição entre as fases do motor. Durante a comutação da corrente do motor, o enrolamento faz parte do circuito de corte, tornando o inversor adaptável ao motor.

A forma de operação em termos de formas de onda, é mostrada na figura 2.10, onde estão indicados os intervalos de tempo de condução dos transistores em cada ciclo, e como ilustração, a corrente de linha na saída do inversor.

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

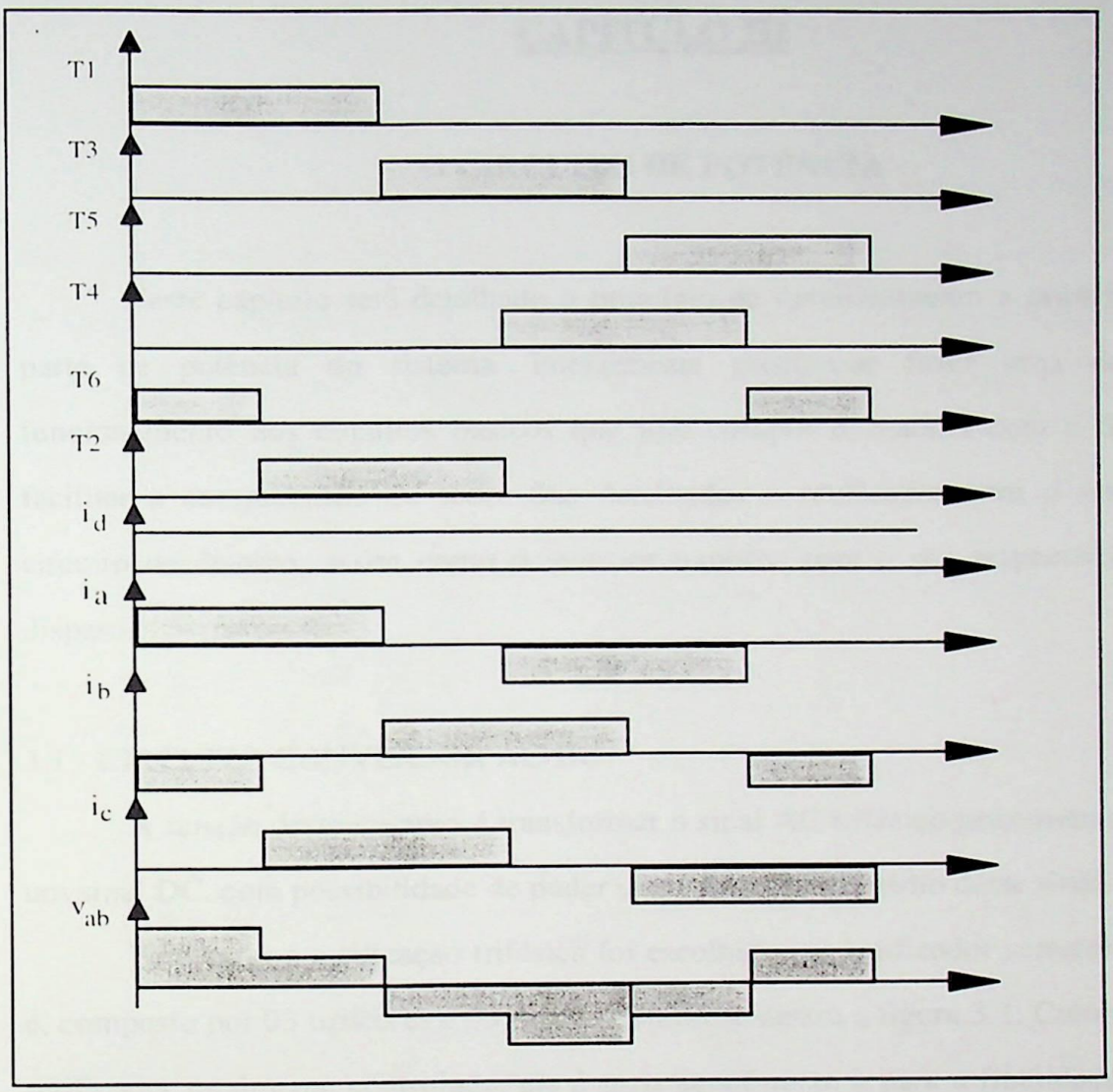


Figura 2.10 - Seqüência de condução e formas de onda da corrente da saída do CSI.

Uma análise comparativa entre os três tipos de inversores, vantagens e desvantagens de cada um deles é feita por [2] e [6].

CAPÍTULO III

O CIRCUITO DE POTÊNCIA

Neste capítulo será detalhado o princípio de funcionamento e implementação da parte de potência do sistema. Inicialmente procura-se fazer uma descrição do funcionamento dos circuitos básicos que irão compor o sistema com a finalidade de facilitar a compreensão do todo. São detalhados o retificador com o seu respectivo circuito de disparo, assim como o inversor também com o seu respectivo circuito de disparo.

3.1 - CIRCUITO CONVERSOR AC/DC

A função deste circuito é transformar o sinal AC trifásico proveniente da rede em um sinal DC, com possibilidade de poder controlar o valor médio deste sinal.

Para fazer a retificação trifásica foi escolhido um retificador semicontrolado, isto é, composto por 03 tiristores e 03 diodos conforme ilustra a figura 3.1. Comparado com o retificador totalmente controlado, ele é mais econômico, e para a finalidade do trabalho não haverá necessidade de inversão de potência no conversor.

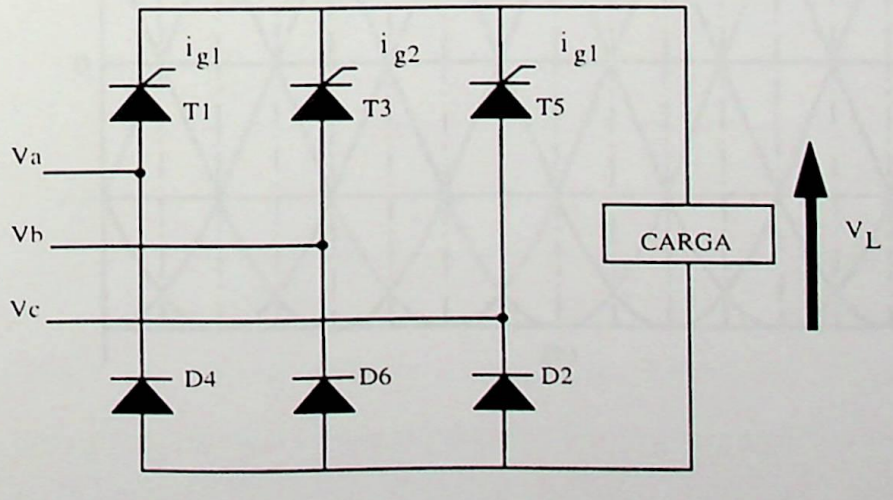
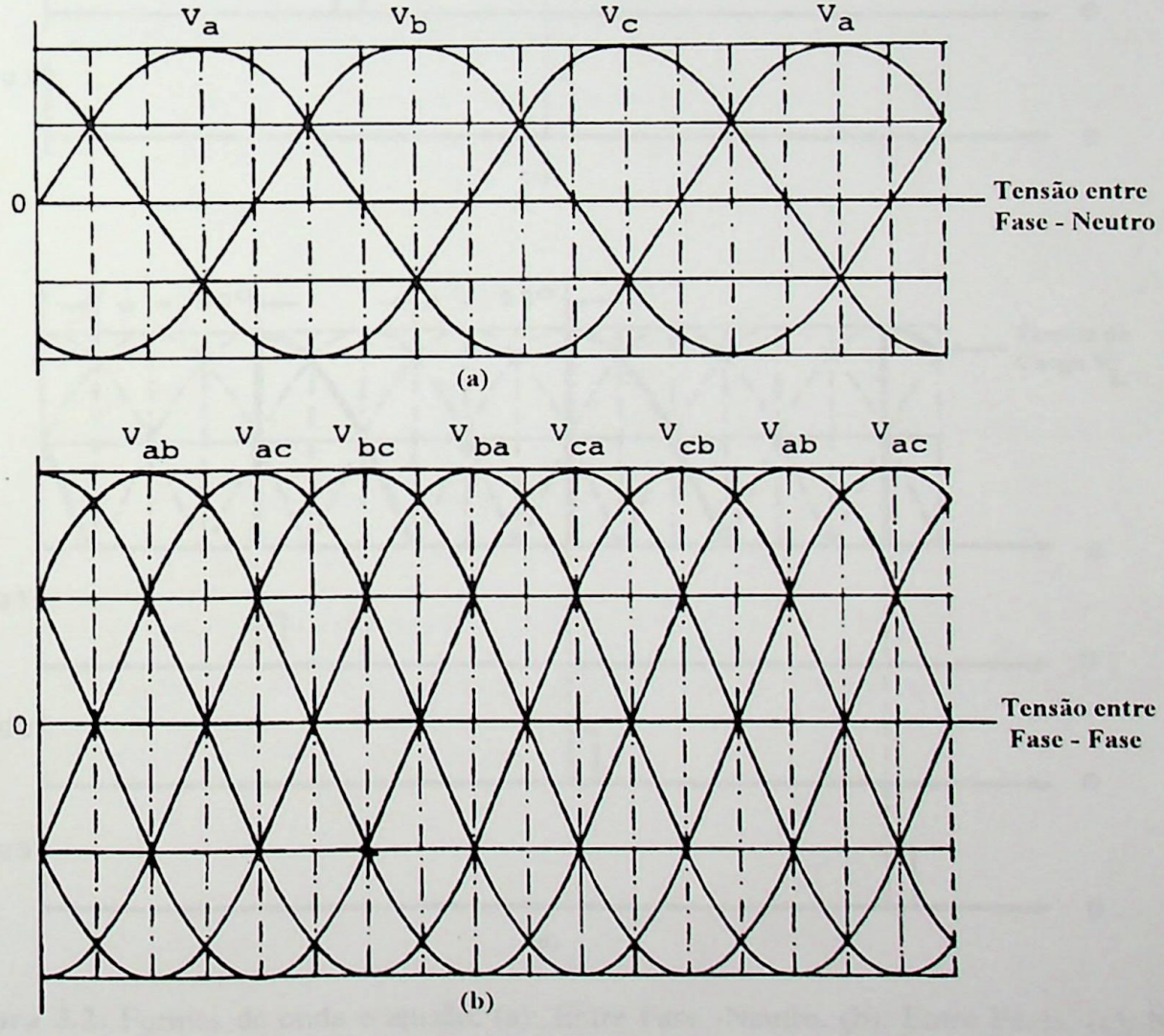
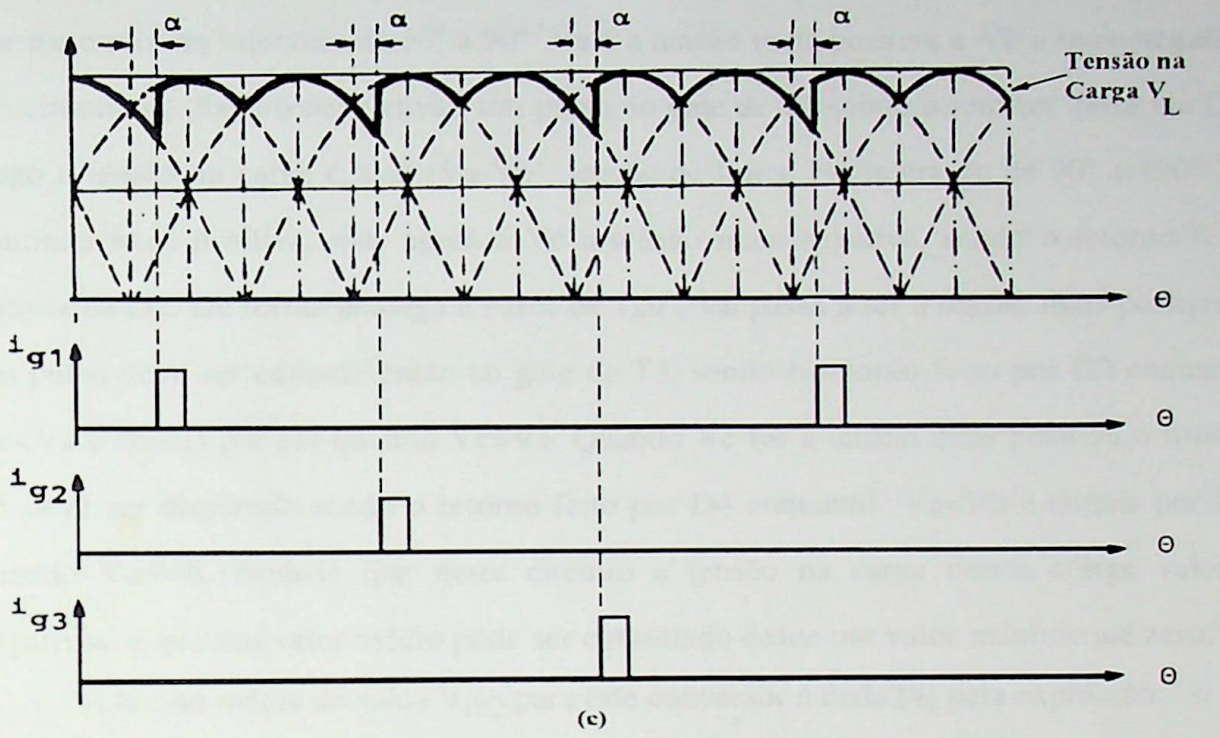


Figura 3.1: Retificador trifásico onda completa semicontrolado

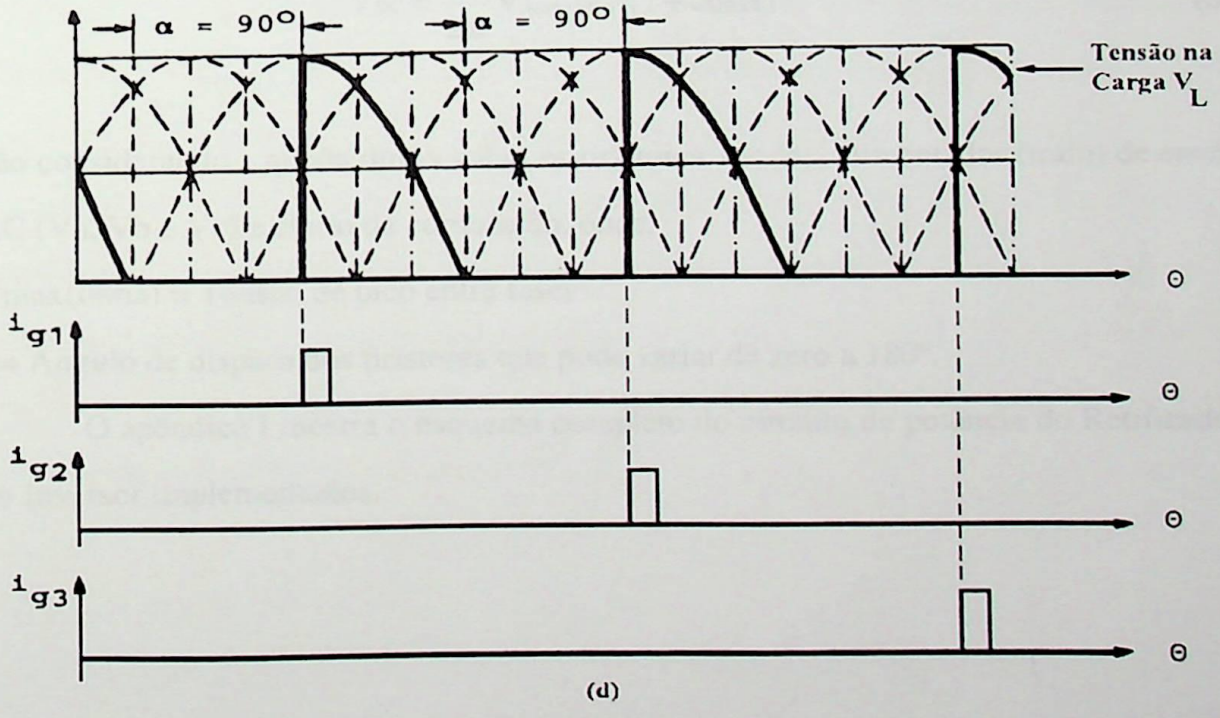
3.1.1 - PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO

As figuras 3.2a e 3.2b ilustram as formas de onda de tensões entre fase e neutro e entre fases (tensão de linha) respectivamente. Para tornar mais fácil entender o princípio de funcionamento, além das figuras 3.2a e 3.2b, vamos analisar a figura 3.2c que mostra a forma de onda de tensão na carga para um ângulo de disparo pequeno, enquanto a figura 3.2d ilustra para um ângulo de disparo de 90°.





(c)



(d)

Figura 3.2: Formas de onda e tensão. (a): Entre Fase -Neutro. (b): Entre Fases. (c): Na carga para ângulo de disparo pequeno. (d): Na carga para ângulo de disparo de 90^0.

Por exemplo, no intervalo de 30° a 90° Va é a tensão mais positiva e Vb a mais negativa e o circuito de disparo deve enviar um pulso no gate de T1 sendo o retorno feito via D6. Logo a tensão na carga é Vab (Va-Vb), tensão de linha. No intervalo de 90° a 120° Va continua mais positiva, mas agora é Vc a tensão mais negativa, sendo o retorno feito através de D2. De forma análoga a partir de 120°, Vb passa a ser a tensão mais positiva e um pulso deve ser enviado então ao gate de T3, sendo o retorno feito por D2 enquanto Vc<Va e depois por D4 quando Vc>Va. Quando Vc for a tensão mais positiva o tiristor T5 deve ser disparado sendo o retorno feito por D4 enquanto Va<Vb e depois por D6 quando Va>Vb. Nota-se que neste circuito a tensão na carga nunca atinge valores negativos, e que seu valor médio pode ser controlado desde um valor máximo até zero.

A tensão média de saída V_{DC} para este conversor é dada [4] pela expressão:

$$V_{DC} = \frac{3}{2\pi} V_{max(linha)} (1 + \cos\alpha) \qquad (3.1)$$

não considerando a queda direta sobre os tiristores, diodos, alimentador (trafo) de entrada AC (Va, Vb e Vc) e efeito de comutação, onde:

Vmax(linha) = Tensão de pico entre fases

α= Ângulo de disparo dos tiristores que pode variar de zero a 180°.

O apêndice I mostra o esquema completo do circuito de potência do Retificador e do Inversor implementados.

3.2- CIRCUITO DE DISPARO DO RETIFICADOR

O circuito de disparo do retificador tem como objetivo gerar os pulsos que irão ativar os gates dos SCRs. Como mostrado no item anterior (3.1.1), os pulsos deverão ocorrer em sincronismo com o sinal trifásico da rede, isto é, eles não poderão ocorrer de forma aleatória. Além de saber qual tiristor deverá ser disparado, o circuito de disparo deverá saber também em que instante (ângulo) deverá disparar o tiristor. Para isto o circuito de disparo irá receber um sinal de controle, que é uma tensão DC que pode ser ajustada de zero a 5(v), indicando quando disparar os tiristores. Desta forma a tensão DC na saída do conversor poderá variar de zero até um valor máximo.

A lógica de disparo escolhida foi a cossenoidal, pois permite que a tensão na saída do retificador varie linearmente com o sinal de referência. Portanto, se o sinal de referência (controle) variar de zero a 5(v) o sinal na saída do conversor irá variar de zero ao valor máximo. Para que isto aconteça, o sinal de controle será comparado com um cosseno, e todas as vezes que ele for maior do que o cosseno deverá ser fornecido um pulso no gate do tiristor. Esta lógica foi implementada com amplificadores operacionais, havendo necessidade de utilizar configurações de integrador, amplificador inversor e somador. Um transformador é utilizado para fornecer o sincronismo da rede, e este sinal senoidal é integrado para virar cosseno e então somado à um nível DC para poder variar de zero a 5(v). A seguir são apresentadas as configurações básicas [7] com amplificadores operacionais utilizadas na implementação.

AMPLIFICADOR INVERSOR

As figuras 3.3a e 3.3b mostram, respectivamente, um amplificador inversor básico com amplificador operacional e as formas de onda de entrada e saída. Para este circuito tem-se que:

$$e_0 = -\frac{R_2}{R_1} e_i \qquad (3.2)$$

onde:

$e_0 \Rightarrow$ Tensão na saída do amplificador

$e_i \Rightarrow$ Tensão na entrada do amplificador

Nota-se pela presença do sinal menos (-) que o sinal de saída é defasado de 180° em relação ao sinal de entrada

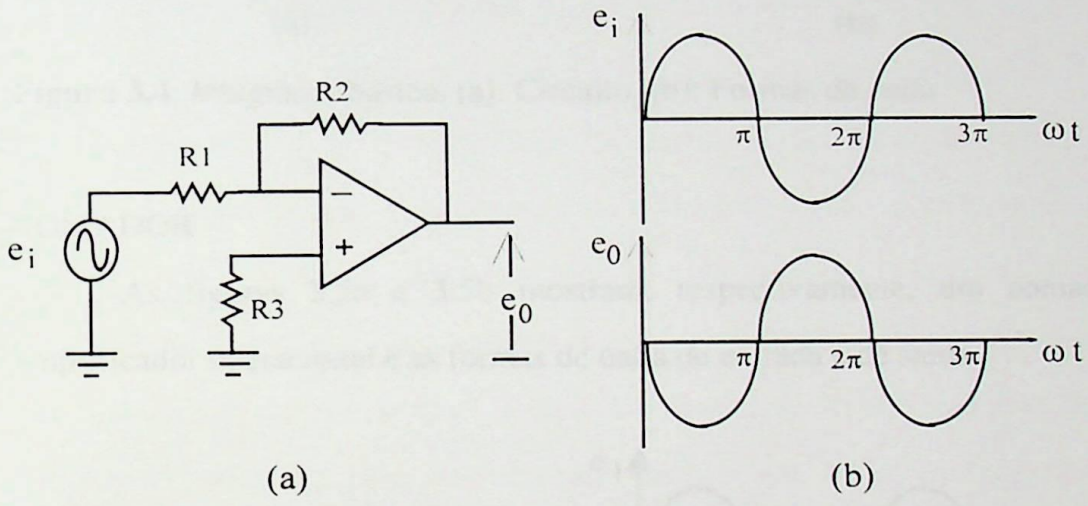


Figura 3.3: Amplificador inversor. (a): Circuito. (b): Formas de onda

INTEGRADOR/DEFASADOR

As figuras 3.4a e 3.4b mostram, respectivamente, um integrador básico com amplificador operacional e as formas de onda de entrada e saída. Para este circuito tem-se, aproximadamente, que:

$$e0(t) = -\frac{1}{R1C1}\int ei(t)dt \qquad (3.3)$$

portanto se o sinal de entrada for $e_i(t)$=sent, o de saída será $e_0(t)$=-cost, pois o integrador é inversor. Por outro lado, se o sinal de entrada for um sinal DC a saída do amplificador operacional tende a saturar, uma vez que o ganho tende para o infinito. Por isto, a colocação do resistor R2 em paralelo com o capacitor, limitando o ganho máximo.

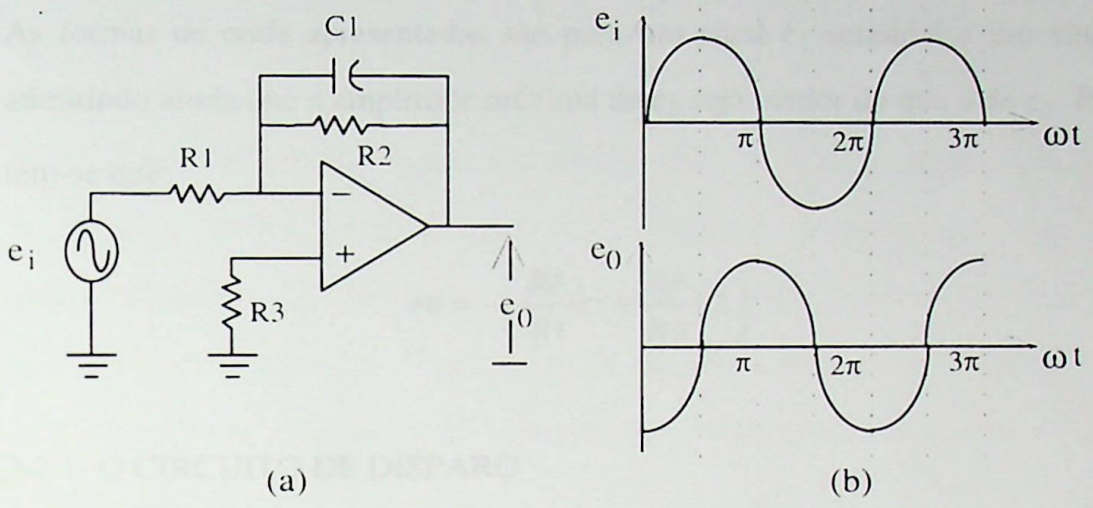


Figura 3.4: Integrador básico. (a): Circuito. (b): Formas de onda

SOMADOR

As figuras 3.5a e 3.5b mostram, respectivamente, um somador básico com amplificador operacional e as formas de onda de entrada e de saída.

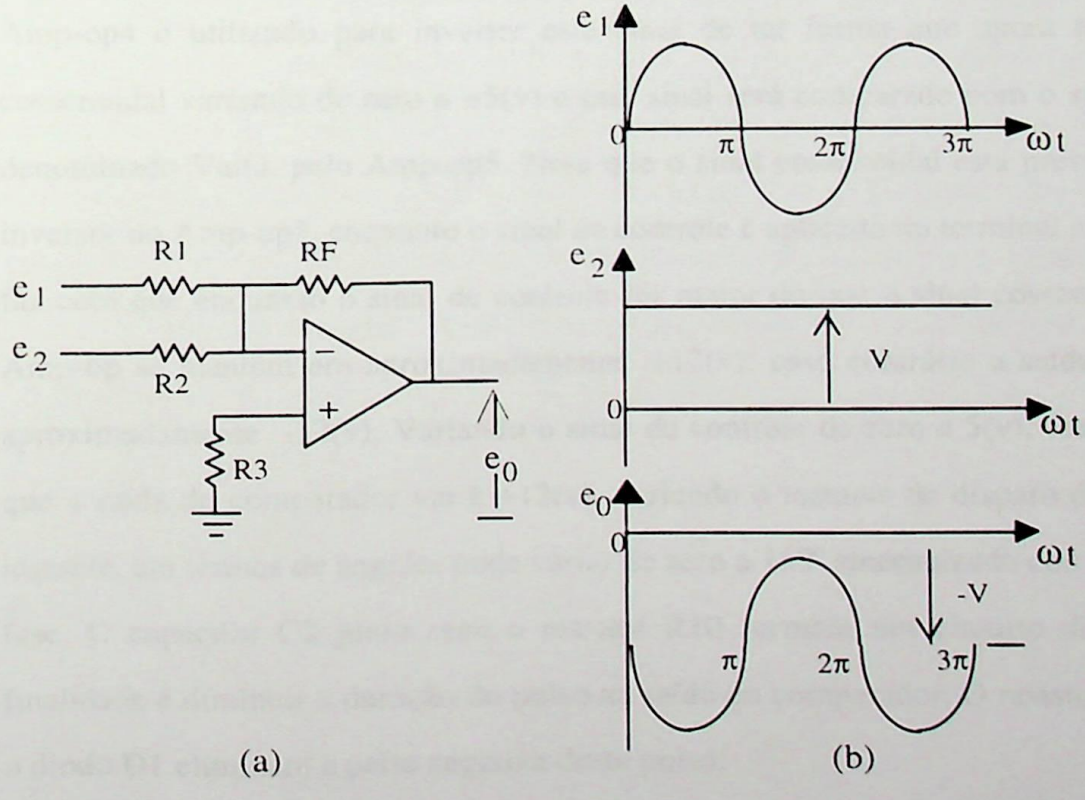


Figura 3.5: Somador básico. (a): Circuito. (b): Formas de onda considerando R1=R2=RF

As formas de onda apresentadas são para um sinal e_1 senoidal e um sinal e_2 constante, admitindo ainda que a amplitude máxima de e_1 seja menor do que a de e_2. Para este circuito tem-se que:

$$e0 = -\left(\frac{RF}{R1}e1 + \frac{RF}{R2}e2\right) \tag{3.4}$$

3.2.1- O CIRCUITO DE DISPARO

A figura 3.6 mostra o circuito de disparo completo para uma única fase, sendo portando necessário 03 circuitos iguais. O transformador T1 é utilizado para fornecer uma amostra do sinal da rede para sincronismo. O POT1 ajusta o nível deste sinal em 5(v) de pico a pico, que será integrado pelo Amp-op1. O Amp-op2 junto com o POT2 fornece um sinal DC de 2,5(v) que será somado ao sinal proveniente do integrador pelo Amp-op3. Portanto na saída deste Amp-op tem-se um sinal cossenoidal variando de zero a -5(v). O Amp-op4 é utilizado para inverter este sinal de tal forma que agora tem-se um sinal cossenoidal variando de zero a +5(v) e este sinal será comparado com o sinal de controle, denominado Valfa, pelo Amp-op5. Note que o sinal cossenoidal está presente no terminal inversor do Amp-op5, enquanto o sinal de controle é aplicado no terminal não-inversor. Isto faz com que enquanto o sinal de controle for maior do que o sinal cossenoidal a saída do Amp-op se mantém em aproximadamente +12(v); caso contrário a saída se mantém em aproximadamente -12(v). Variando o sinal de controle de zero a 5(v), varia o instante em que a saída do comparador vai à +12(v), variando o instante de disparo do tiristor. E este instante, em termos de ângulo, pode variar de zero a 180° sincronizado com a sua respectiva fase. O capacitor C2 junto com o resistor R10 formam um circuito diferenciador cuja finalidade é diminuir a duração do pulso na saída do comparador. O resistor R11 junto com o diodo D1 eliminam a parte negativa deste pulso.

O pulso de curta duração na saída do comparador irá habilitar uma porta AND de duas entradas, que recebe na outra entrada um "trem" de pulsos fornecido por um multivibrador astável (oscilador) baseado no LM555. A freqüência de oscilação pode variar de 1Khz a 10Khz, ajustada pelo POT9. Pode-se imaginar que uma série de pulsos fornecidos pelo oscilador serão "empacotados" na saída da porta NAND, e são estes pulsos que irão disparar o tiristor. O transistor Q1 amplifica estes pulsos enquanto o transformador de pulso TP1 faz o isolamento entre a parte eletrônica de baixa potência e a parte de alta potência (Retificador).

No circuito nota-se ainda a existência de duas chaves: CH1 e CH2. A chave CH2 possibilita fazer o bloqueio dos pulsos de disparo. Para bloquear os pulsos, basta que a entrada denominada "Bloqueio" seja colocada em nível lógico baixo. Isto pode ser feito manualmente através da chave CH2, ou por um circuito de controle externo. Com a entrada de "Bloqueio" em nível lógico baixo, as saídas das portas NAND vão para nível lógico baixo, desabilitando a passagem dos pulso de disparo. O sinal de controle, que pode variar de zero a 5(v) para fornecer a referência do ângulo de disparo, pode ser gerado manualmente através do POT8, ou externamente por um circuito de controle. A chave CH1 é que permite esta seleção. A figura 3.7 ilustra as formas de onda correspondente a cada ponto do circuto de disparo, para um determinado sinal de controle aplicado.

O esquema completo do circuito de disparo do retificador de potência, encontra-se no apêndice II.

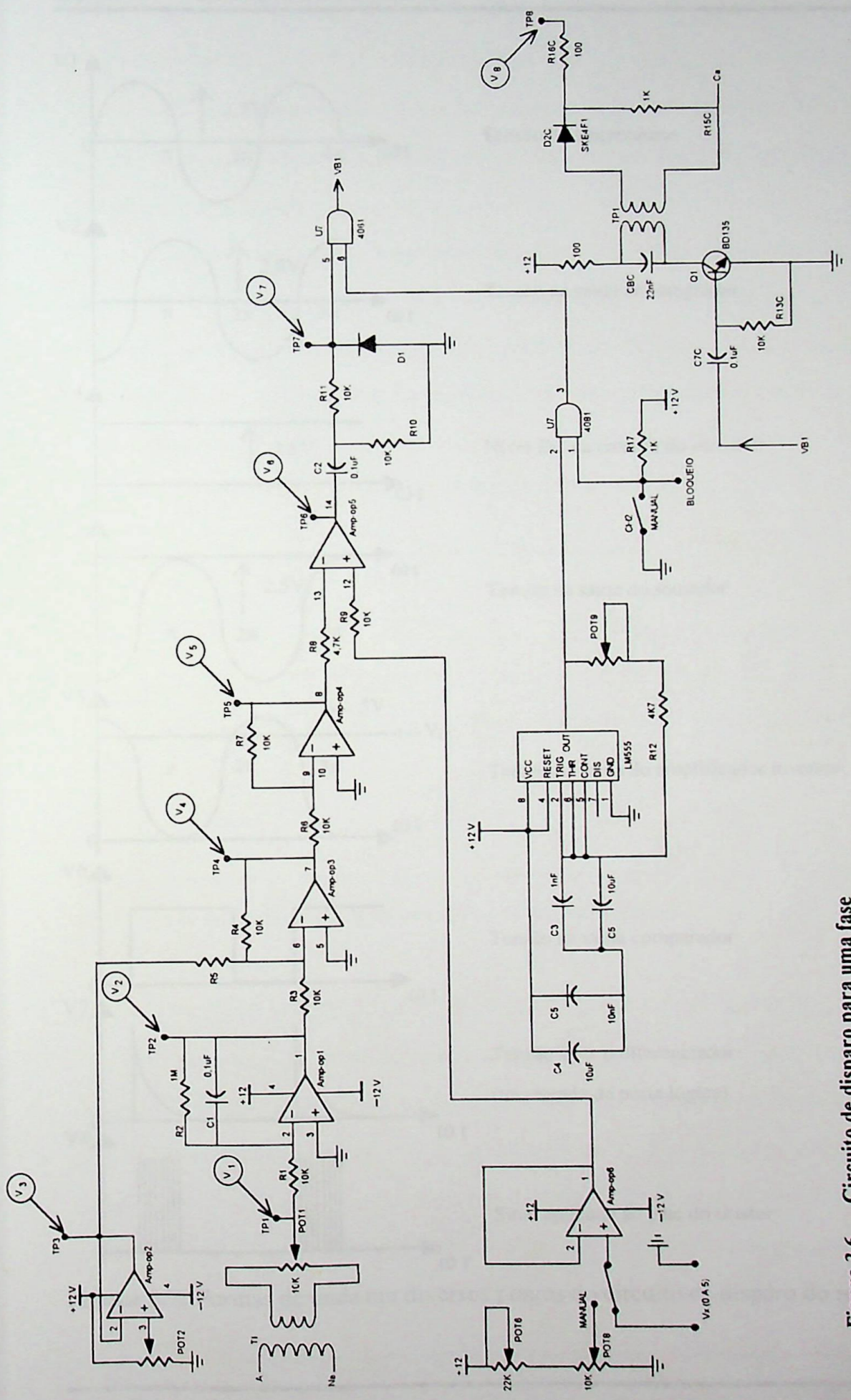


Figura 3.6 Circuito de disparo para uma fase

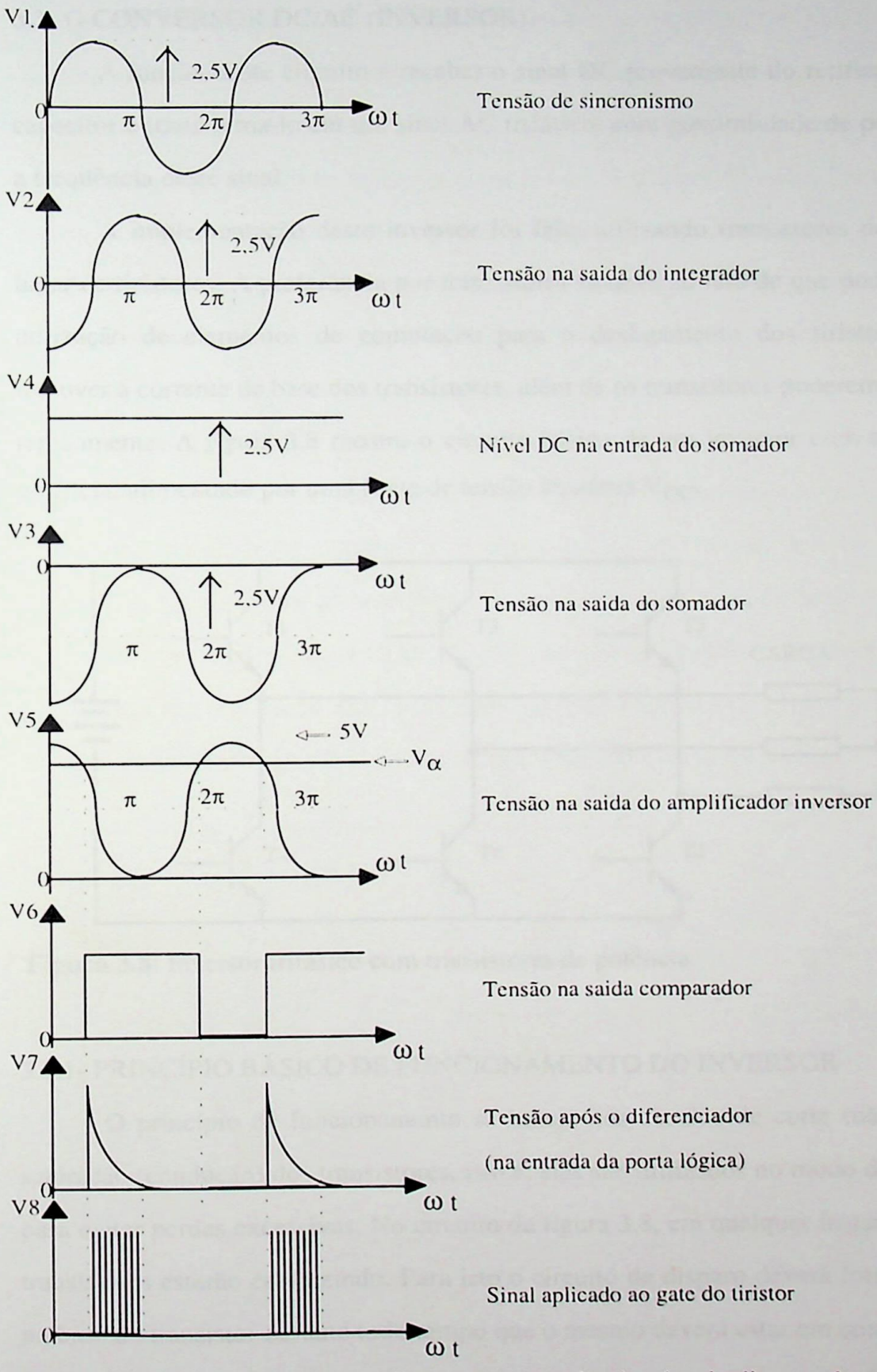


Figura 3.7: Formas de onda em diversos pontos do circuito de disparo do retificador

3.3- O CONVERSOR DC/AC (INVERSOR)

A função deste circuito é receber o sinal DC proveniente do retificador e filtro a capacitor e transforma-lo em um sinal AC trifásico, com possibilidade de poder controlar a freqüência deste sinal.

A implementação deste inversor foi feita utilizando transistores de potência no lugar de tiristores. A preferência por transistores se deve ao fato de que podemos evitar a utilização de elementos de comutação para o desligamento dos tiristores, bastando remover a corrente de base dos transistores, além de os transistores poderem chavear mais rapidamente. A figura 3.8 mostra o circuito básico de um inversor com transistores de potência, alimentado por uma fonte de tensão contínua V_{CC}.

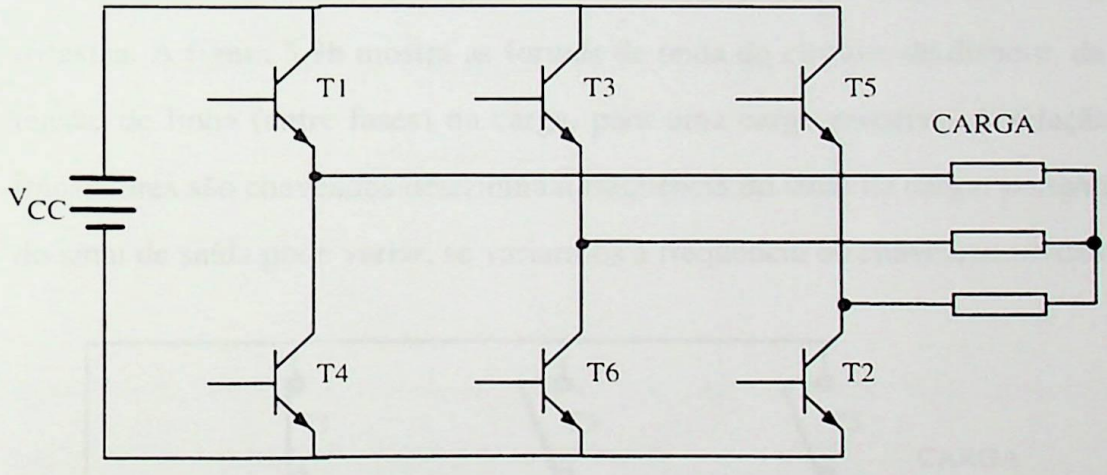


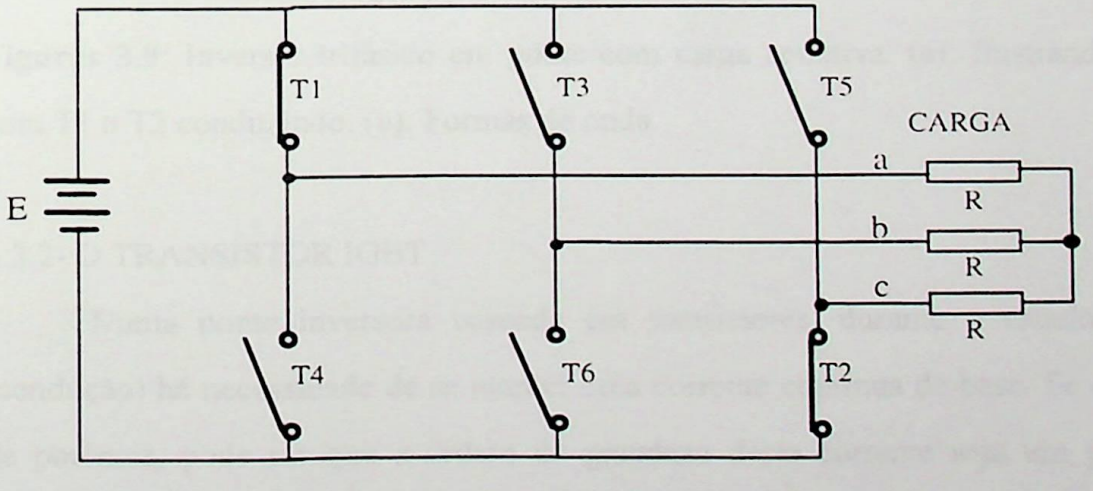
Figura 3.8: Inversor trifásico com transistores de potência.

3.3.1- PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR

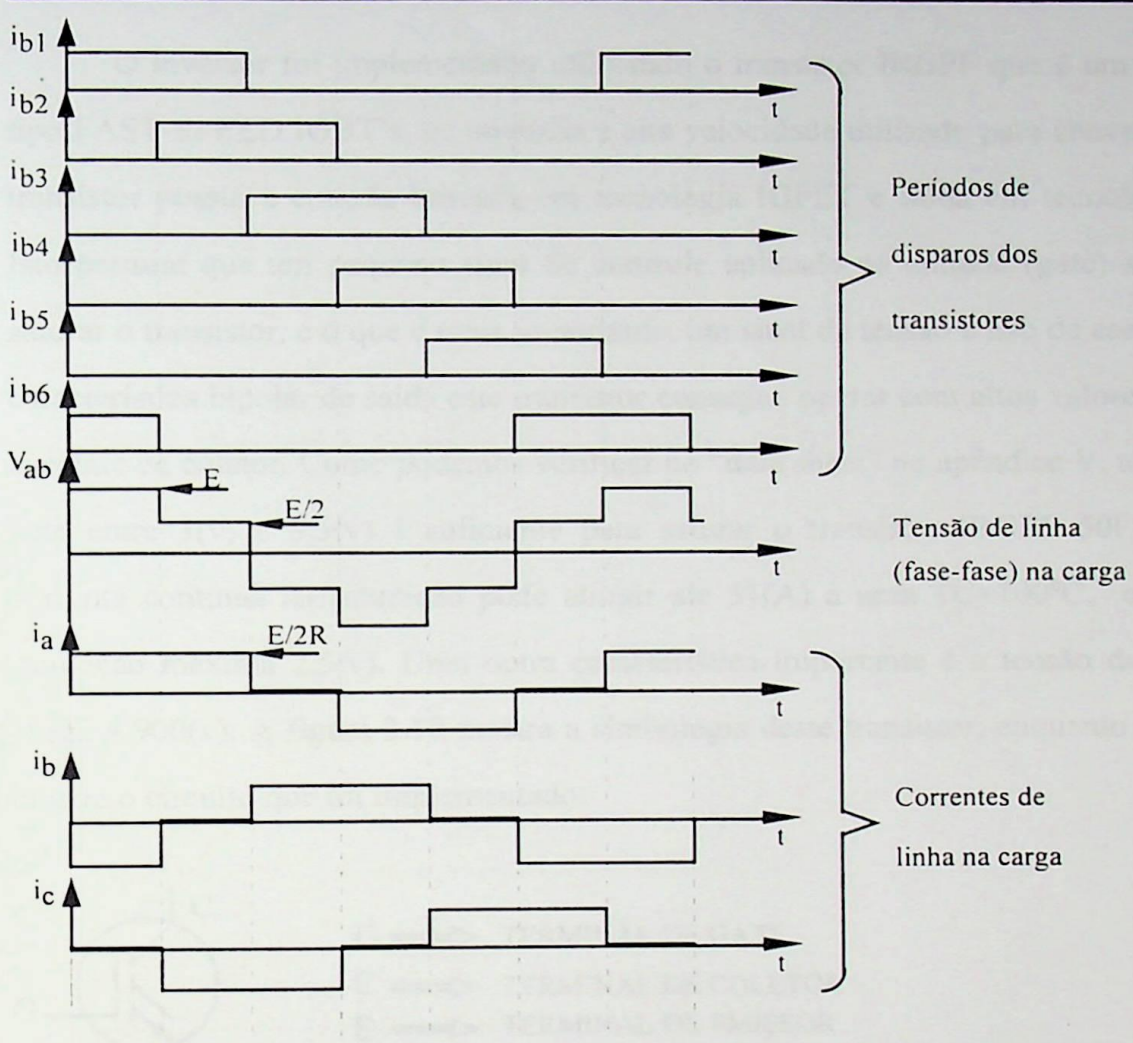
O princípio de funcionamento se baseia nos estados de corte (não condução) e saturação (condução) dos transistores, isto é, eles são utilizados no modo de chaveamento para evitar perdas excessivas. No circuito da figura 3.8, em qualquer instante apenas dois transistores estarão conduzindo. Para isto o circuito de disparo deverá fornecer um pulso na base do transistor durante todo tempo que o mesmo deverá estar em condução. Quando o transistor T1 for disparado o transistor T4 deve estar bloqueado e vice-versa. Quando o

transistor T3 for disparado o transistor T6 deve estar bloqueado e vice-versa, o mesmo acontecendo com T5 e T2. A operação do inversor pode ser controlada de tal maneira que os transistores conduzem 120° do ciclo de saída. A fonte DC deve ser conectada à carga por um transistor de um barramento e por dois transistores de outro barramento. Desta forma, quando o transistor T1 for disparado, devemos também disparar o transistor T6 e 60° depois o transistor T2. Quando for disparado o transistor T3, o retorno deverá ser por T2 e 60° depois por T4. O raciocínio análogo pode ser feito para o transitores T5, T4 e T6.

O princípio básico de funcionamento pode ser melhor acompanhado, analisando as figuras 3.9a e 3.9b. A figura 3.9a ilustra o inversor considerando o transistor operando como uma chave, onde a fonte DC é chaveada em seis etapas para sintetizar a saída trifásica. A figura 3.9b mostra as formas de onda do circuito de disparo, da corrente e da tensão de linha (entre fases) na carga, para uma carga resistiva. A relação pela qual os transistores são chaveados determina a freqüência do sinal na carga; portanto a freqüência do sinal de saída pode variar, se variarmos a freqüência de chaveamento dos transistores.



(a)



(b)

Figuras 3.9: Inversor trifásico em ponte com carga resistiva. (a): Ilustrando a seqüência com T1 e T2 conduzindo. (b): Formas de onda.

3.3.2- O TRANSISTOR IGBT

Numa ponte inversora baseada em transistores, durante o estado de saturação (condução) há necessidade de se manter uma corrente contínua de base. Se o transistor for de potência, pode ser que a ordem de grandeza desta corrente seja um pouco elevada, dificultando um pouco o circuito de disparo. Uma solução é utilizar um tipo de transistor que praticamente não precisa de corrente de base, mas sim de uma pequena tensão para poder entrar em condução, além de poder operar com uma elevada corrente na saída. O transistor IGBT apresenta este tipo de comportamento.

O inversor foi implementado utilizando o transistor IRGPF que é um transistor do tipo FAST-SPEED IGBT's, de potência e alta velocidade utilizado para chaveamento. Este transistor possui a entrada baseada em tecnologia IGFET e saída em tecnologia Bipolar. Isto permite que um pequeno sinal de controle aplicado na entrada (gate) seja capaz de saturar o transistor, e o que é mais importante, um sinal de tensão e não de corrente. Com a característica bipolar de saída este transistor consegue operar com altos valores de tensão e corrente de coletor. Como podemos verificar no "data sheet" no apêndice V, uma tensão de gate entre 3(v) e 5.5(v) é suficiente para saturar o transistor IRGPF 50F, enquanto a corrente contínua na saturação pode atingir até 31(A) à uma TC=100°C, e a tensão de saturação máxima 2.5(v). Uma outra característica importante é a tensão de ruptura que chega a 900(v). A figura 3.10 mostra a simbologia deste transistor, enquanto a figura 3.11 mostra o circuito que foi implementado.

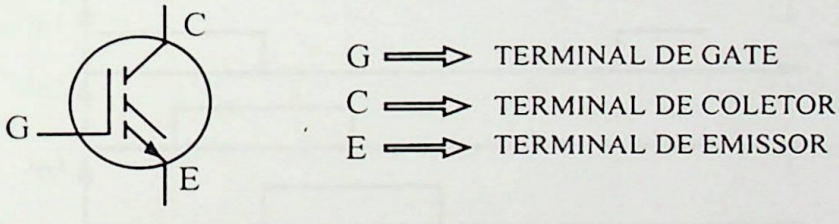


Figura 3.10: Símbolo e terminais do transistor IGBT

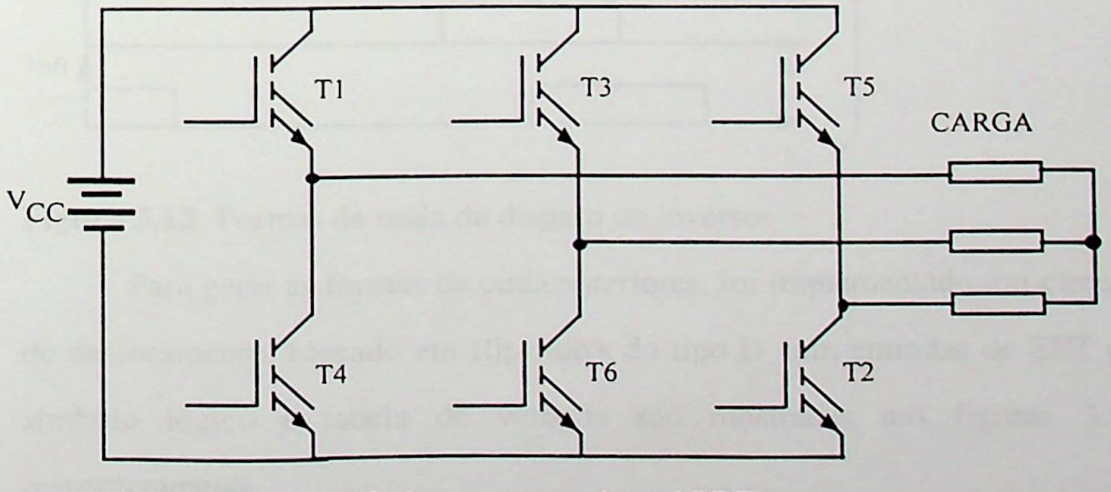
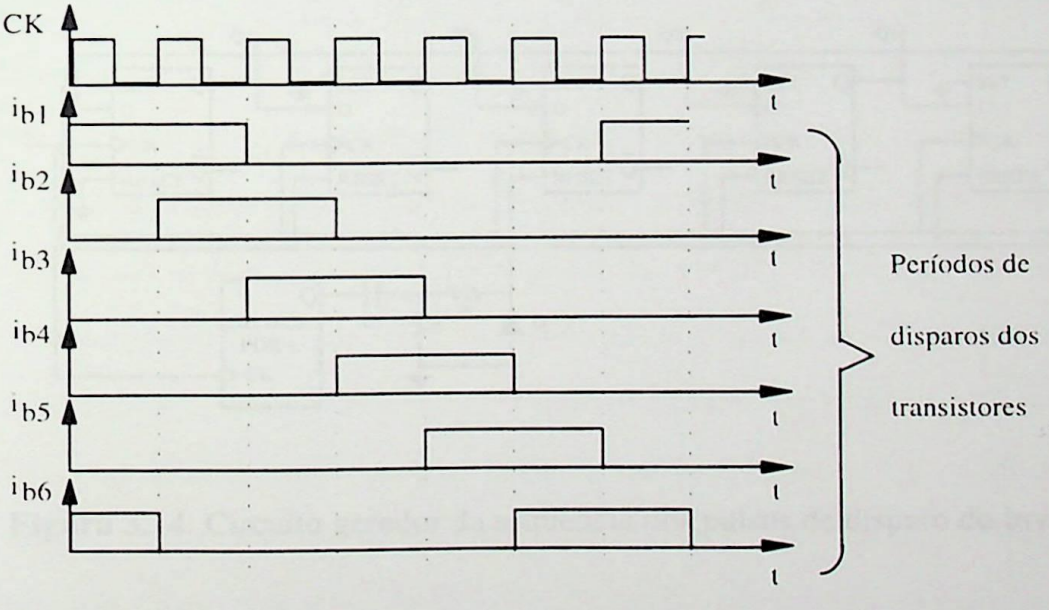


Figura 3.11: Inversor trifásico com transistor IGBT

3.4- O CIRCUITO DE DISPARO DO INVERSOR

Para sintetizar o sinal trifásico na saída do inversor, é necessário que a tensão DC na sua entrada seja chaveada em seis etapas. A freqüência de chaveamento dos transistores irá determinar a freqüência do sinal na carga. O circuito de disparo do inversor deverá então, fornecer uma seqüência de pulsos na base dos transistores para sintetizar a tensão trifásica na saída. A freqüência da seqüência de pulsos fornecida pelo circuito de disparo deverá ser variável, em função de um sinal de referência.

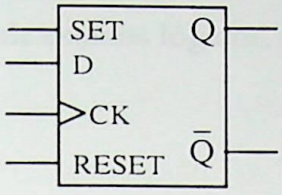
As formas de ondas a serem geradas pelo circuito de disparo, tomando como base o circuito inversor a transistor da figura 3.8 no item anterior (3.3), estão mostradas na figura 3.12.



Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

Figura 3.12: Formas de onda de disparo do inversor

Para gerar as formas de onda anteriores, foi implementado um circuito registrador de deslocamento, baseado em flip-flop's do tipo D com entradas de SET e RESET cujo símbolo lógico e tabela de verdade são mostradas nas figuras 3.13a e 3.13b, respectivamente.



(a)

TABELA VERDADE

CK	D	RES	SET	Q	$\bar{Q}$
↑	0	0	0	0	1
↑	1	0	0	1	0
↑	X	0	0	Q	$\bar{Q}$
X	X	1	0	0	1
X	X	0	1	1	0
X	X	1	1	1	1

(b)

Figura 3.13: Flip - flop tipo D. (a): Símbolo lógico. (b): Tabela verdade

O circuito escolhido para gerar a seqüência de pulsos necessária para disparar os transistores, foi um registrador de deslocamento síncrono, cujo princípio básico de funcionamento é descrito a seguir. O circuito implementado é ilustrado na figura 3.14.

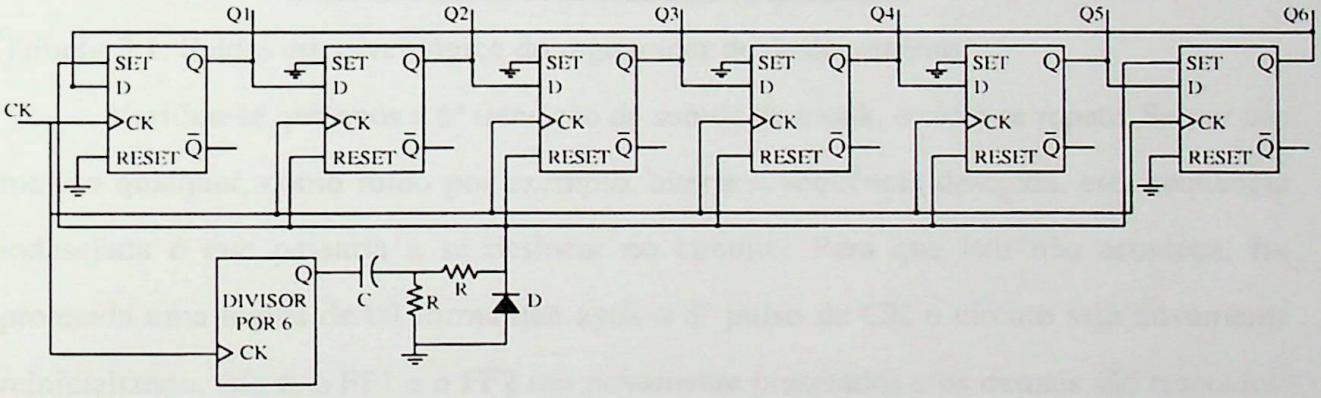


Figura 3.14: Circuito gerador da seqüência dos pulsos de disparo do inversor

3.4.1- PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO

Quando o circuito é energizado o flip-flop 1 (FF1) e o FF6 são presetados (saída Q=1) e os demais (FF2 ao FF4) são resetados (saída Q=0). Com a presença do sinal de clock (CK), as saídas são rotacionadas, isto é, para cada transição de subida do CK as saídas deslocam-se para a direita, portanto de Q1 para Q2, de Q2 para Q3, de Q3 para Q4,

de Q4 para Q5, de Q5 para Q6 e de Q6 para Q1. A tabela 3.1 mostra as saídas em termos de estados lógicos, em função do sinal de CK.

CK	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	
0	1	0	0	0	0	1	⇐ Inicio
1	1	1	0	0	0	0	
2	0	1	1	0	0	0	
3	0	0	1	1	0	0	
4	0	0	0	1	1	0	
5	0	0	0	0	1	1	
6	1	0	0	0	0	1	⇐ Repete

Tabela 3.1: Saídas em nível lógico do registrador de deslocamento

Verifica-se que após a 6ª transição de subida do clock, o ciclo se repete. Se por um motivo qualquer, como ruído por exemplo, alterar a seqüência desejada, esta seqüência indesejada é que passaria a se deslocar no circuito. Para que isto não aconteça, foi projetada uma lógica de tal forma que após o 6º pulso de CK o circuto seja novamente reinicializado, isto é, o FF1 e o FF2 são novamente presetados e os demais são resetados. Esta lógica foi implementada da seguinte forma: O sinal de CK é aplicado ao registrador de deslocamento e simultaneamente a um divisor por 6. Este divisor fornece em sua saída um pulso para cada 6 pulsos de CK aplicados à sua entrada. O pulso na saída do divisor passa por um diferenciador, diminuindo a sua largura e é então aplicado as entradas de SET dos FF1 e FF6, e as entradas de RESET dos demais FF's, reinicializando o processo. Na implementação do divisor foi utilizado o CI 4018, que é um contador / divisor por N.

Para que a freqüência do sinal sintetizado na saída do inversor varie, é necessário que o sinal de CK aplicado ao circuito de disparo também varie. A freqüência irá variar em função de um sinal de referência DC que pode variar de zero a 5(v). Como

transformar este sinal DC variável em um sinal de freqüência variável? A solução foi utilizar um VCO (Voltage Controled Oscilator), um oscilador controlado por tensão. Este tipo de circuito gera um sinal digital de CK cuja freqüência de saída varia com a variação de uma tensão DC na sua entrada. Na implementação do VCO utilizou-se o CI 4046. Este CI é um PLL e possui internamente um VCO. A figura 3.15a mostra a configuração básica, enquanto a figura 3.15b mostra graficamente a função de transferência típica com histerese.

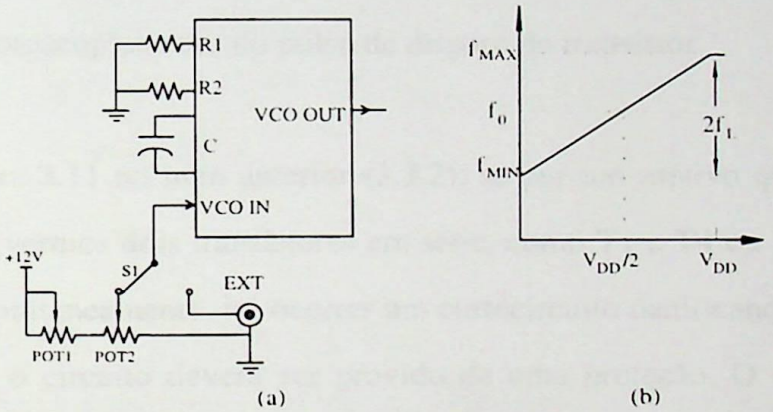


Figura 3.15: VCO. (a): Configuração básica. (b): Curva característica típica

O circuito foi projetado para gerar um sinal com freqüência mínima igual a 120Hz e freqüência máxima de 480Hz. Como a freqüência na carga é seis vezes menor, ela irá variar de 20Hz a 80Hz, aproximadamente.

O sinal de referência poderá ser aplicado manualmente, através do POT2, ou fornecido por um outro circuito externo. A opção é selecionada através da chave S1.

Por medida de segurança, a seqüência de pulsos gerada para disparar os transistores será isolada do circuito de potência. Esta isolação será feita por fotoisoladores. Portanto cada saída do circuito de disparo irá passar por um foto acoplador do tipo 4N25. O sinal na saída do fotoisolador será "regulado" por um zener antes de ser aplicado no Gate-Emissor do transistor correspondente. A figura 3.16 ilustra o circuito utilizado para um transistor apenas.

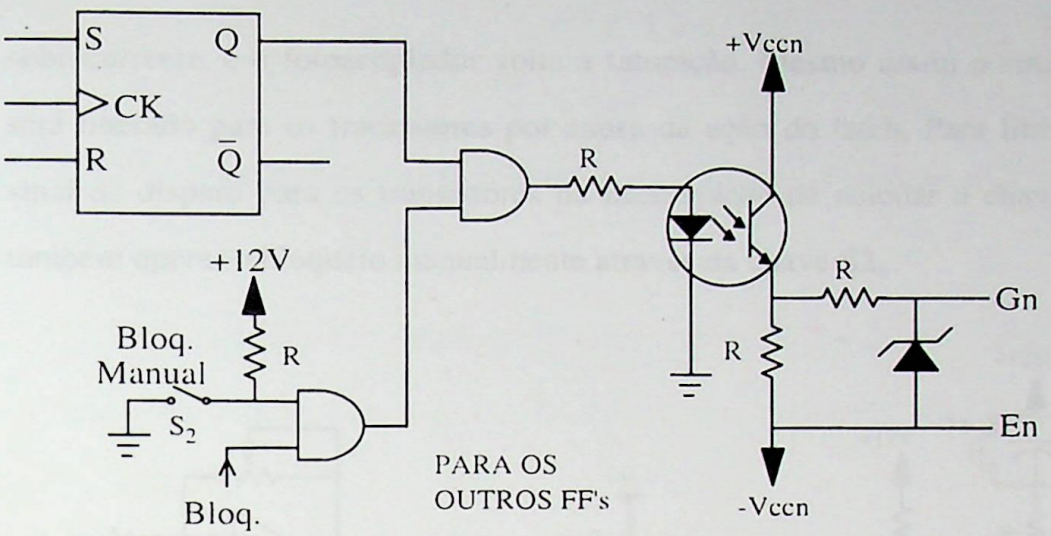


Figura 3.16: Fotoacoplamento do pulso de disparo do transistor

Na figura 3.11 no item anterior (3.3.2), se por um motivo qualquer, como ruído por exemplo, tivermos dois transistores em série, como T1 e T4 ou T3 e T6 ou T5 e T2 conduzindo simultaneamente, irá ocorrer um curtocircuito danificando os transistores em série. Portanto o circuito deverá ser provido de uma proteção. O resistor denominado R_{PROT}, de valor muito baixo para que não haja perda de potência, na figura 3.11 será utilizado para fornecer uma amostra da tensão do circuito. O circuito implementado funciona da seguinte forma: O sinal de tensão amostrado será amplificado por um amplificador diferencial, Amp-op1 na figura 3.17, e comparado com um sinal de referência, Amp-op2. Em operação normal o sinal de referência é maior do que o sinal na saída do amplificador diferencial, fazendo com que o sinal na saída do comparador seja positivo, saturando o fotoisolador. Se ocorrer um curto ou uma sobrecorrente, a tensão na saída do amplificador diferencial passa a ser maior do que a tensão de referência. Com isto a saída do comparador fica negativa, levando o fotoisolador ao corte.

Note que a saída do fotoisolador está conectada a uma das entradas de um latch implementado com portas NOR. Se o fotoisolador estiver cortado, indicação de sobrecorrente, a saída do latch conectada à entrada de bloqueio vai a zero, inibindo a passagem do sinal de disparo dos transistores. Com a inibição deste sinal, deixa de haver

sobrecorrente, e o fotoacoplador volta a saturação. Mesmo assim o sinal de disparo não será liberado para os transistores por causa da ação do latch. Para liberar novamente o sinal de disparo para os transistores há necessidade de acionar a chave S3. É possível também operar o bloqueio manualmente através da chave S2.

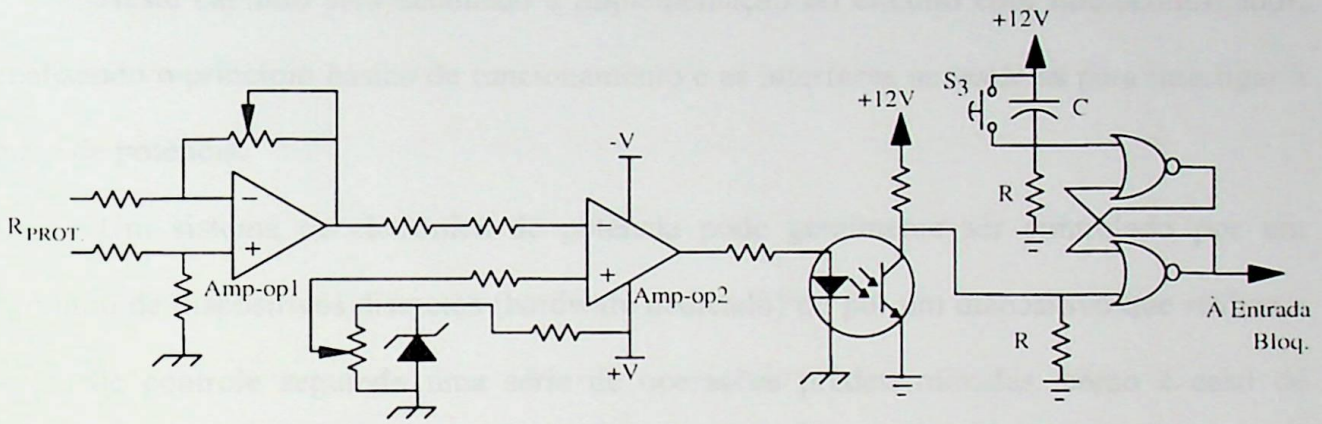


Figura 3.17: Circuito de proteção

O esquema completo utilizado na implementação do circuito de disparo do inversor de potência encontra-se no apêndice III.

CAPÍTULO IV

DESCRIÇÃO DO SISTEMA COM MICROCONTROLADOR

4.1- CONSIDERAÇÕES

Neste capítulo será detalhado a implementação do circuito com microcontrolador, analisando o princípio básico de funcionamento e as interfaces necessárias para interligar a parte de potência.

Um sistema de eletrônica de potência pode geralmente ser controlado por um conjunto de dispositivos discretos (hardware dedicado) ou por um dispositivo que realiza a tarefa de controle seguindo uma série de operações predeterminadas, como é caso de circuitos com microcontroladores.

De acordo com o tipo de sinal empregado, um hardware dedicado pode ser classificado como analógico, digital ou híbrido.

O analógico é feito usando apenas sinais analógicos e contínuos, que são sinais comuns de sistemas físicos.

No caso de sistemas digitais, os sinais que entram são transformados em sinais digitais, por meio de conversores analógico/digitais. Estes sinais são processados e depois transformados, se necessário, em analógicos por meio de conversores digital/analógicos, para serem fornecidos a saída.

No controle híbrido, alguns sinais são tratados diretamente na forma analógica, enquanto outros são transformados em digitais para serem processados.

O emprego de microcontrolador tem algumas vantagens sobre elementos discretos, as quais podem ser resumidas em[8]:

- O projeto correto de um sistema de controle com microcontolador reduz significativamente o custo do hardware. Esta vantagem tem se revelado cada vez mais significativa, na medida em que os microcontroladores evoluem, com uma integração cada vez maior de uma grande quantidade de funções. Alia-se a isto, um menor volume e peso e o reduzido consumo de energia.
- A confiabilidade pode ser melhorada significativamente com o uso do microcontrolador. O tempo médio entre falhas de um componente LSI ou VLSI é muito maior do que o de um circuito eletrônico de múltiplos componentes interconectados. Experiências práticas têm mostrado que a confiabilidade do microcontrolador é superior à dos outros componentes de um sistema eletrônico de potência.
- Como o circuito opera sob um programa armazenado, o sistema fica muito mais flexível. Módulos de software podem ser acrescentados, melhorados, anulados ou alterados segundo alterações que se queira.
- O microcontrolador pode realizar algoritmos sofisticados, difíceis de serem feitos com hardware dedicado discreto.
- Um sistema com microcontrolador permite funções de monitoração, aquisição de dados, alarmes e diagnóstico.

4.2- SISTEMA DE COMANDO COM MICROCONTOLADOR

A figura 4.1, mostra na forma de diagrama em blocos um sistema de comando que usa na sua estrutura um microcontrolador. Nela tem-se os seguintes blocos:

- Um conversor AC/DC (retificador) com o seu respectivo circuito de disparo
- Um filtro DC

- Um conversor DC/AC (inversor) com o seu circuito de disparo
- Malhas de realimentação de tensão e freqüência
- O sistema baseado no microcontrolador

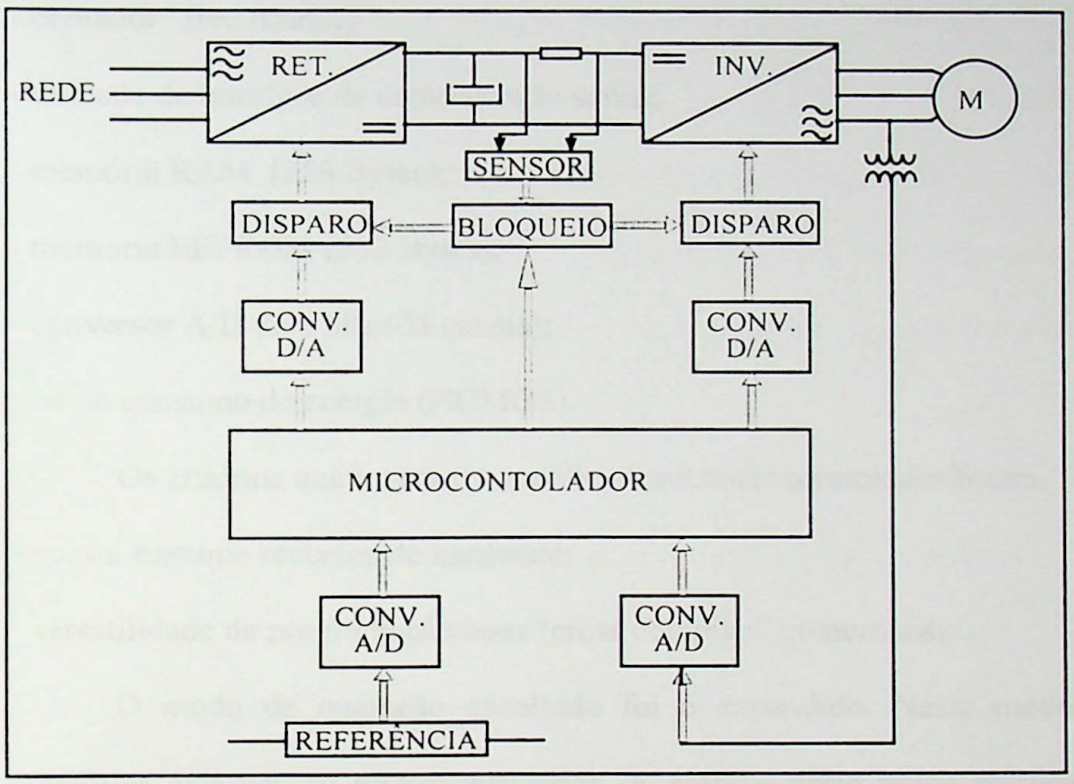


Figura 4.1 - Sistema de Acionamento Baseado em um Microcontrolador

O sistema microcontrolado interage com o resto dos circuitos, através das interfaces compostas pelos conversores A/D, D/A e I/O's. Os sinais de tensão e freqüência são processados, e em função da referência fornecida o microcontrolador atua nos circuitos de disparo.

4.3 - CARACTERÍSTICAS DO MICROCONTROLADOR

O microcontrolador escolhido para implementação do sistema de comandos foi o MC68HC11A1, com as seguintes características[9]:

- via de dados de 8 bits;
- via multiplexada de dados e endereços;

- 04 portas programáveis;
- 04 modos de operação;
- linhas de interrupções programáveis;
- contador "free running";
- unidade de interface de comunicação serial;
- memória RAM (256 Bytes);
- memória EEPROM (512 Bytes);
- conversor A/D de 8 bits (04 canais);
- baixo consumo de energia (HCMOS).

Os critérios que levaram a escolha deste microcontrolador foram:

- possui bastante recursos de hardware;
- versatilidade de programação com "cross compiler" comerciais;

O modo de operação escolhido foi o expandido. Neste modo pode-se utilizar memórias externas ao microcontrolador. A escolha deste modo se deveu em função da versão disponível (68HC11A1) não possuir memória EPROM interna. Para selecionar este modo basta conectar os pinos MODA/LIR e MODB/VSTBY para VDD através de um resistor, como ilustra a figura 4.2.

Neste modo a PORTA B fornece os 08 bits mais significativos do barramento de endereços (A8 - A15).

A PORTA C fornece os 08 bits menos significativos do barramento de endereços multiplexados com os 08 bits do barramento de dados (AD0 - AD7). O CI74LS373, que é um "latch" de 08 bits demultiplexa estes bits, através do pino de controle AS (Address Strobe) fornecido pelo microcontrolador. Isto pode ser observado na figura 4.2.

Da PORTA A serão utilizados os bits PA0 e PA1 para conectar 02 chaves liga/desliga normalmente abertas, cujas funções serão detalhadas no próximo capítulo e o bit PA7 que será programada como uma entrada contadora de pulsos, com a finalidade de verificar a freqüência do sinal na saída do inversor.

Da PORTA D serão utilizados os pinos PD0 e PD1 que são RX e TX, respectivamente, utilizados como interface de comunicação serial. Estes pinos poderão ser utilizados em uma comunicação via RS232 com um microcomputador padrão IBM ou compatível, com finalidade de visualizar formas de onda, programar o microcontrolador via PC ou outros tipos de facilidades.

As entradas analógicas para o conversor A/D estão na PORTA E, nos bits PE0 e PE1. A entrada PE0 irá receber o sinal de referência de velocidade, fornecida por um potenciômetro, enquanto a entrada PE1 receberá uma amostra do sinal de tensão proveniente da saída do inversor.

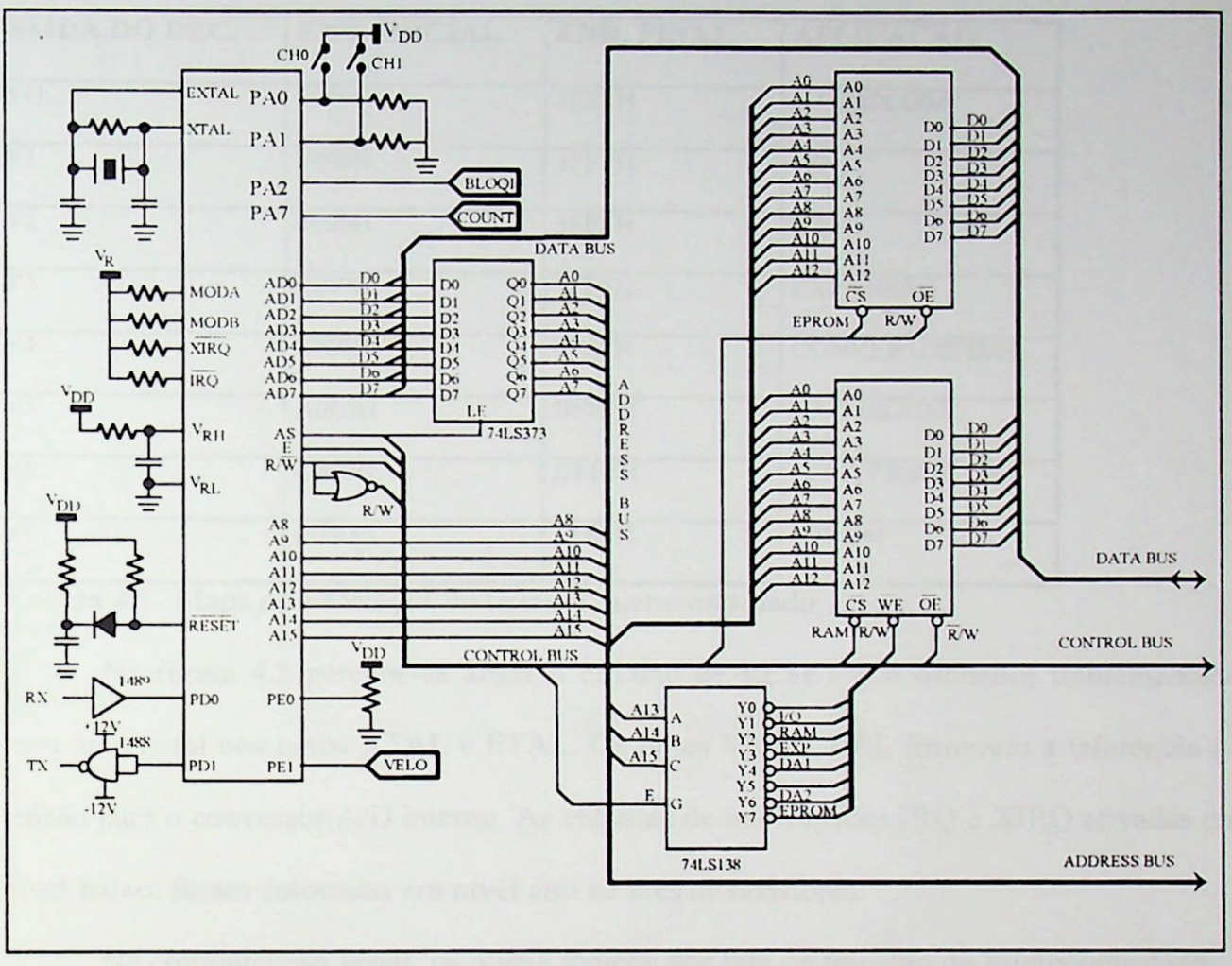


Figura 4.2 - Sistema Básico com o Microcontrolador

O CI 74LS138, que é um decodificador de 03 entradas para 08 saídas irá fornecer os sinais de habilitação (seleção) para os 8KBytes de EPROM, 8KBytes de RAM estática e 03 dispositivos periféricos que são os latches CI 74LS273. Nota-se ainda que uma saída do decodificador (EXP) poderá ser utilizada como uma expansão futura de EPROM, RAM ou de dispositivos de entrada I/O. Devido ao mapeamento de memória interna, as saídas Y0 e Y5 do decodificador não poderão ser usadas. A tabela 4.1 mostra o mapa de endereços, em hexadecimal (H), para cada uma das saídas, e suas utilizações.

SAÍDA DO DEC.	END. INICIAL	END. FINAL	APLICAÇÃO
YO	0000H	1FFFH	NÃO USADA
Y1	2000H	3FFFH	I/O
Y2	4000H	5FFFH	RAM
Y3	6000H	7FFFH	EXPANSÃO
Y4	8000H	9FFFH	CONVERSOR DA1
Y5	A000H	BFFFH	NÃO USADA
Y6	C000H	DFFFH	CONVERSOR DA2
Y7	E000H	FFFFH	EPROM

Tabela 4.1- Mapa de endereços do sistema microcontrolado

Na figura 4.2 percebe-se ainda o circuito de RESET e o oscilador implementado com um cristal nos pinos XTAL e ETAL. Os pinos VRH e VRL fornecem a referência de tensão para o conversor A/D interno. As entradas de interrupções IRQ e XIRQ ativadas em nível baixo, foram colocadas em nível alto através de resistores.

Na comunicação serial, os níveis lógicos dos bits de trabalho do microcontrolador é compatível com TTL. O CI 1488 tem a finalidade de converter o nível TTL para RS232, enquanto o CI 1489 converte de RS232 para TTL.

Na figura 4.3 têm-se as interfaces de entrada e saída. Nela percebe-se que dois "latches" são conectados aos conversores D/A (DA1 e DA2) e o terceiro "latch" a um conjunto de 04 LED's e 04 drivers formados por transistores. Os conversores DA1 e DA2 irão fornecer o sinal analógico para os circuitos de disparo do retificador e do inversor, respectivamente. Os "led's" serão utilizados para sinalização como partida, sistema operando, sobrecorrente, atuação de proteção, etc. Os drivers formados por transistores terão as suas funções detalhadas posteriormente.

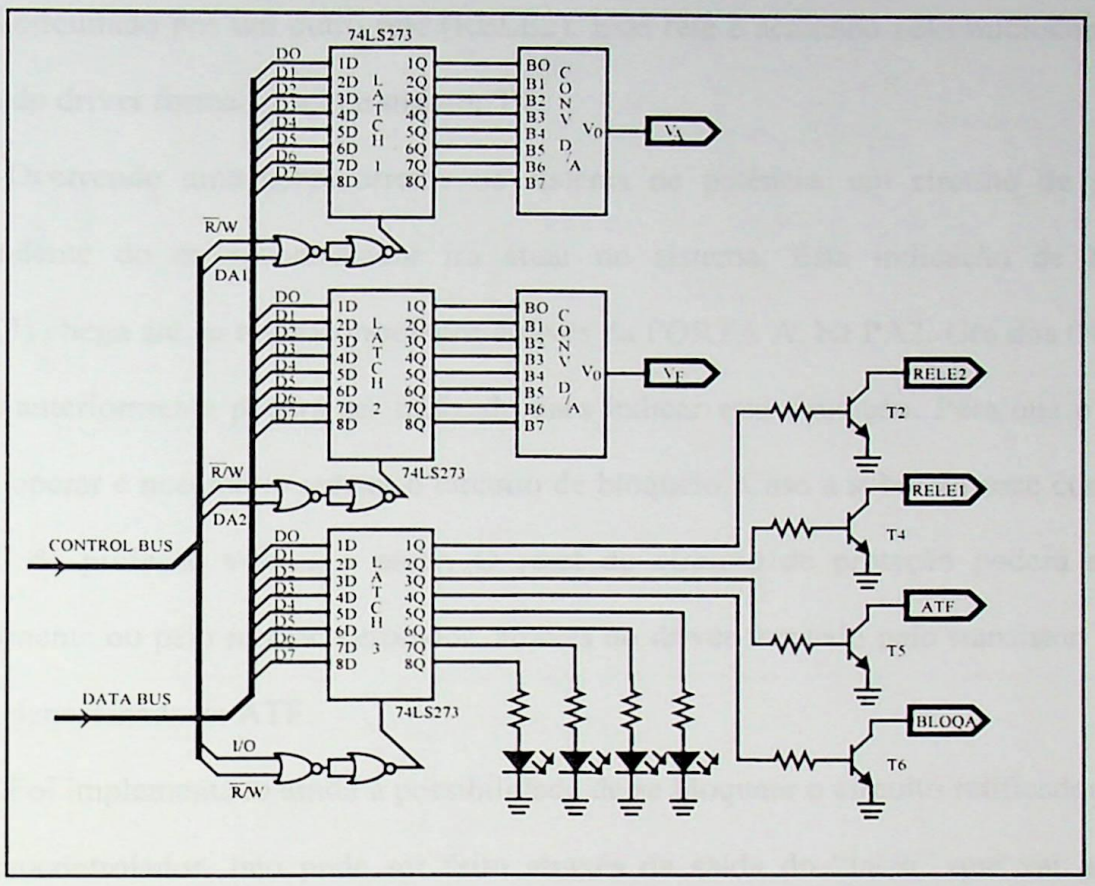


Figura 4.3 - Interfaces de Entrada e Saída

Ainda na figura 4.3, verifica-se que o sinal de W (write) também foi utilizado na lógica de seleção dos "latches", uma vez que todos eles são dispositivos de saída. Nesta lógica foi utilizado CI's 74LS02, formados por portas NOR.

A figura 4.4 mostra como os sinais de controle são condicionados no sistema de potência, isto é, como os sinais proveniente da placa do microcontrolador atuam no sistema ou como o sistema fornece informações à placa. Observa-se a existência de um relé (RELÉ1) usado para energizar o retificador, isto é, aplicar o sinal da rede ao retificador. O acionamento deste relé é feito pelo microcontrolador através do driver formado pelo transistor T2.

Em série com o capacitor de filtro, existe um resistor com a finalidade de limitar o surto de corrente no instante que o sistema é energizado. Após alguns segundos este resistor

é curto-circuitado por um outro relé (RELÉ2). Este relé é acionado pelo microcontrolador através do driver formado pelo transistor T4.

Ocorrendo uma sobrecorrente no sistema de potência, um circuito de proteção independente do microcontrolador irá atuar no sistema. Esta indicação de bloqueio (BLOQI) chega até ao microcontrolador através da PORTA A, bit PA2. Um dos 04 "led's" citados anteriormente poderá ser utilizado para indicar esta condição. Para que o sistema volte a operar é necessário resetar o circuito de bloqueio. Caso a sobrecorrente continue, o circuito de proteção voltará a atuar. O reset do circuito de proteção poderá ser feito manualmente ou pelo microcontrolador, através do driver formado pelo transistor T5, com a saída denominada de ATF.

Foi implementado ainda a possibilidade de se bloquear o circuito retificador a partir do microcontrolador. Isto pode ser feito através da saída do "latch" que vai ao driver formado pelo transistor T6.

O apêndice IV mostra o esquema elétrico completo da placa do sistema baseado no microcontrolador.

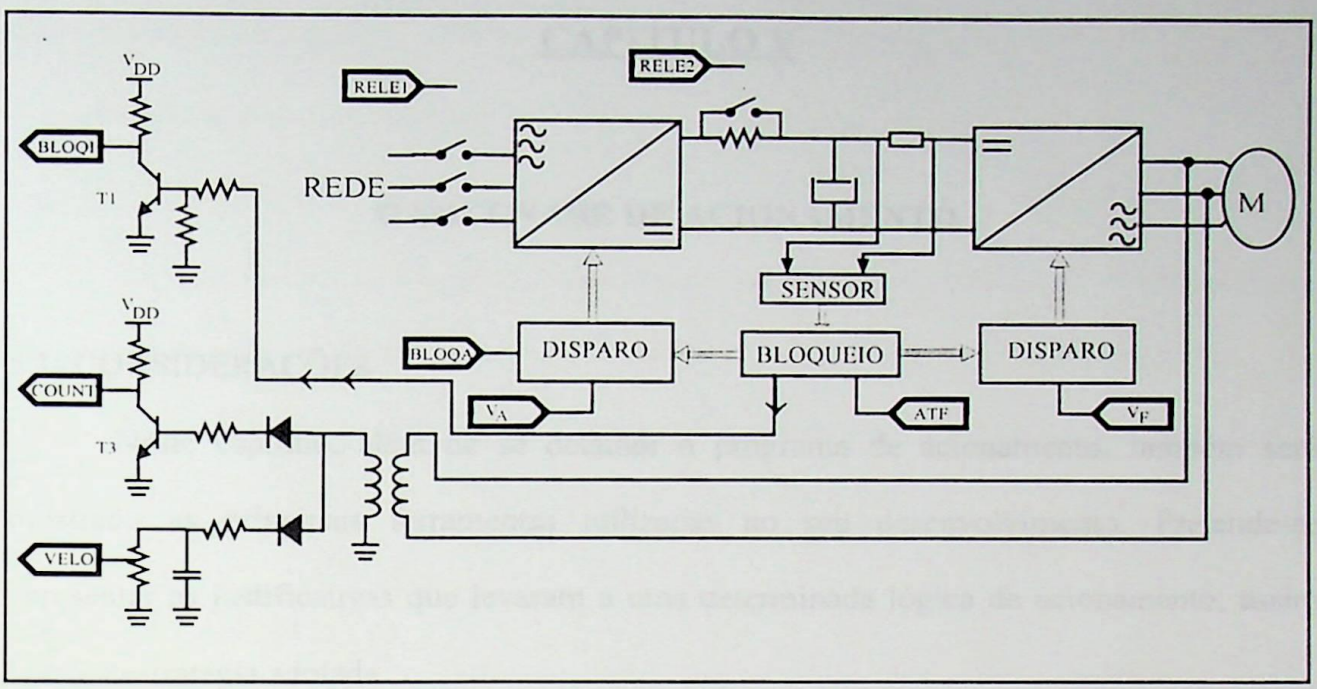


Figura 4.4 - Interface com o Sistema de Potência

CAPÍTULO V

O SOFTWARE DE ACIONAMENTO

5.1- CONSIDERAÇÕES

Neste capítulo, além de se detalhar o programa de acionamento, também será mostrado as principais ferramentas utilizadas no seu desenvolvimento. Pretende-se apresentar as justificativas que levaram a uma determinada lógica de acionamento, assim como a estratégia adotada.

5.2- ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO

O elemento a ser controlado será um Motor de Indução Trifásico. Neste tipo de motor, as equações para a velocidade síncrona e para o torque são descritas por:[4]

$$N_{sinc} = \frac{f}{p}(rps) \qquad \text{ou} \qquad N_{sinc} = \frac{60f}{p}(rpm) \tag{5-1}$$

$$T = \frac{s\, V_1^2 R_2}{\omega_{sinc}[(2\,\pi s\, f\, L_2)^2 + R_2^2]}(N\,m) \quad \text{por fase} \tag{5-2}$$

onde:

p → número de pares de polo

s → escorregamento

V_1 → tensão no estator

R_2 → resistência do rotor

$L_2 \rightarrow$ indutância no rotor

f $\rightarrow$ freqüência no rotor (Herts)

$\omega_{sinc} \rightarrow$ velocidade síncrona (rad/s)

Se examinarmos a característica torque x velocidade de um motor de indução para diferentes freqüências fixas, deveremos observar efeitos diferentes em cada uma delas.

Em qualquer circuito magnético a tensão induzida é proporcional ao nível de fluxo e de freqüência $(v = \frac{d\Phi}{dt})$; logo, para se manter o nível de fluxo da máquina deve ser respeitada a condição:

$$\frac{\text{Tensão}}{\text{Freqüência}} = \text{constante}$$

Portanto, se tivermos uma tensão V_1 com freqüência f, para outra freqüência kf deveremos ter a tensão kV_1 a uma velocidade síncrona $k\omega_{sinc}$. A equação de torque para qualquer freqüência será então:

$$T = \frac{s\,kV_1^2 R_2}{\omega_{sinc}[(2\,\pi sk\,f\,L_2)^2 + R_2^2]} \qquad (5\text{-}3)$$

A figura 5.1 ilustra as curvas típicas de torque x velocidade para algumas relações (k=1,3; 1,0; 0,7; 0,4) onde as formas são semelhantes, com o torque máximo independente das freqüências.

Podemos observar que um eficiente ajuste de velocidade para motores de indução é feito por meio da variação de sua freqüência de alimentação, mantendo-se a relação tensão x freqüência constante.

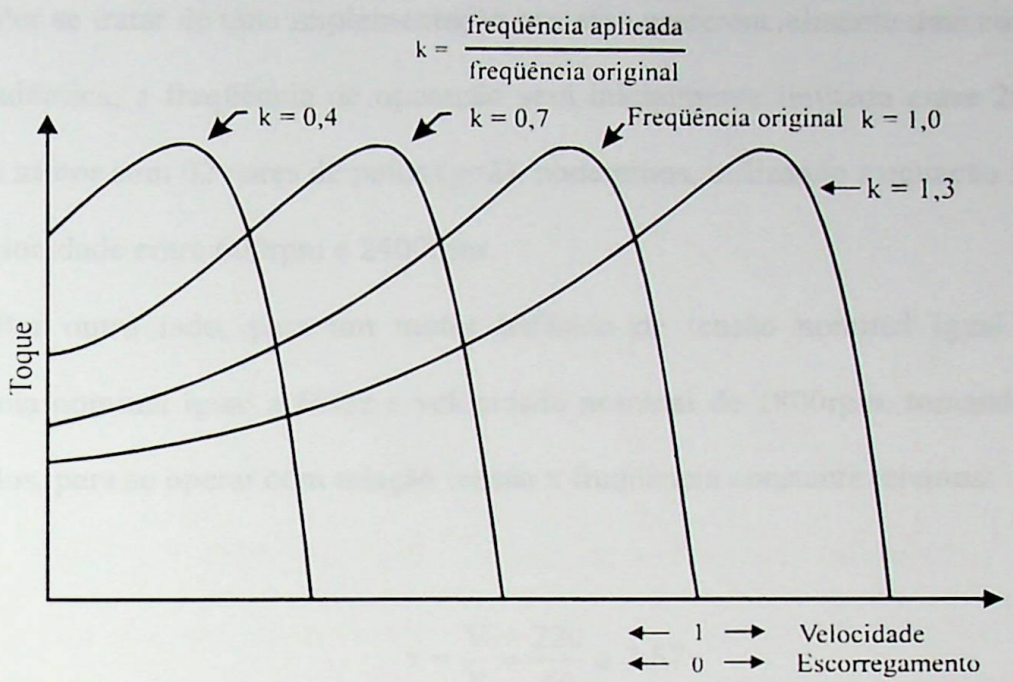


Figura 5.1: Curvas de torque x velocidade para o motor de indução com diversas freqüências diferentes

A corrente de partida para um motor de indução é da ordem de duas à seis vezes a corrente em regime permanente. Com uma rede de freqüência fixa, a corrente de partida pode ser diminuída reduzindo-se a tensão no estator. Por outro lado, usando-se inversores, é possível a partida em baixa freqüência e, em seguida, aumentando essa freqüência para acelerar o motor.

A estratégia de acionamento a ser implementada será então a de manter a relação tensão x freqüência constante. Deste modo o objetivo principal é manter o fluxo no entre ferro constante, assegurando um torque constante ao longo da operação. Esta estratégia é a mais simples e conhecida, sendo a mais empregada pelos fabricantes de conversores industriais.

Por se tratar de uma implementação que visa preferencialmente uma contribuição na área acadêmica, a freqüência de operação será inicialmente limitada entre 20Hz e 80Hz. Para um motor com 02 pares de polos (p=2), poderemos, utilizando a equação 5.1, controlar a sua velocidade entre 600rpm e 2400rpm.

Por outro lado, para um motor trifásico de tensão nominal igual a 220(Vef), freqüência nominal igual a 60Hz e velocidade nominal de 1800rpm, tomando como base este dados, para se operar com relação tensão x freqüência constante teremos:

$$x = \frac{V}{F} = \frac{220}{60} \cong 3,67$$

Se deseja operar com velocidades acima da nominal, isto é, com freqüências acima de 60Hz, para manter o torque constante é necessário ter uma tensão acima da nominal, o que não é aconselhável por motivos de isolação. Por exemplo, para operar com uma velocidade de 2100rpm, pela equação 5.1 devemos ter uma freqüência de 70Hz o que corresponderá uma tensão de 256,9Vef. Neste caso a estratégia não deverá ser mais por torque constante.

No circuito de comando de freqüência implementado, mostrado no item 3.4, para que a freqüência na saída do VCO varie de 20Hz à 80Hz, é necessário que a tensão de entrada varie de 0,93V à 5V. Para qualquer valor de tensão abaixo de 0,93V a freqüência permanece fixa em 20Hz, assim como qualquer valor acima de 5V fixa a freqüência em 80Hz.

No circuito de comando da tensão implementado, mostrado no item 3.3.1, para que a tensão na saída do retificador possa variar de 0V a um valor máximo, isto é, para que o ângulo de disparo do retificador possa variar de 180° a 0°, a tensão na entrada do circuito de comando deverá variar de 0V a 5V.

Um potenciômetro conectado a uma entrada do conversor analógico/digital (A/D) fornecerá, através de uma tensão de 0V a 5V, a velocidade de referência para o sistema microprocessado. Este potenciômetro foi graduado com velocidades a partir de 600rpm, de 50 em 50rpm até 1800rpm. Com o valor da velocidade, utilizando a equação 5.1, determinou-se os valores necessários de freqüência na carga. Com estes valores de freqüências, utilizando o valor de x (x≅3,67) foram obtidos os valores necessários de tensão no motor para que o torque fosse mantido constante.

Tem-se 26 valores possíveis de velocidade, de 600rpm à 1800rpm com passo de 50rpm mais o motor parado (0 rpm). Como a tensão máxima de referência de velocidade é 5V podemos obter a resolução tensão/velocidade dividindo esta tensão máxima pelo quantidade de velocidades desejadas, isto é, 5V/27≅0,192V. Tomando como base esta resolução, foi feita a seguinte consideração com relação a tensão de referência (Vref):

se $0V \leq Vref \leq 0,1V \Rightarrow n=0rpm$

se $0,1V < Vref \leq 0,2V \Rightarrow n=600rpm$

se $0,2V < Vref \leq 0,4V \Rightarrow n=650rpm.$

Para cada 0,2V de incremento a velocidade será incrementada de 50rpm.

A tabela 5.1 mostra os valores obtidos da tensão de referência (Vref), de freqüência (f) e de tensão no motor (Vmotor), assim como os valores de tensão de comando medidos necessários para freqüência (Vf) e tensão (Vα).

Vref(V)	n (rpm)	f (Hz)	Vf (V)	Vmotor(V)	Vα(V)
0,1	0	20,0	0,00	0,00	0,000
0,2	600	20,0	0,93	73,4	0,365
0,4	650	21,7	1,04	79,6	0,396
0,6	700	23,3	1,15	85,6	0,427
0,8	750	25,0	1,26	91,8	0,453
1,0	800	26,7	1,38	98,0	0,490
1,2	850	28,3	1,52	103,8	0,526
1,4	900	30,0	1,63	110,1	0,563
1,6	950	31,7	1,75	116,3	0,593
1,8	1000	33,3	1,86	122,3	0,627
2,0	1050	35,0	1,96	128,4	0,667
2,2	1100	36,7	2,07	134,7	0,712
2,4	1150	38,3	2,18	140,6	0,754
2,6	1200	40,0	2,29	146,8	0,806
2,8	1250	41,7	2,40	153,0	0,873
3,0	1300	43,3	2,50	159,0	0,928
3,2	1350	45,0	2,62	165,2	0,988
3,4	1400	46,7	2,72	171,4	1,053
3,6	1450	48,3	2,84	177,3	1,126
3,8	1500	50,0	2,95	183,5	1,204
4,0	1550	51,7	3,05	189,7	1,283
4,2	1600	53,3	3,15	195,6	1,387
4,4	1650	55,0	3,26	201,8	1,466
4,6	1700	56,7	3,37	208,1	1,596
4,8	1750	58,3	3,47	214,0	1,700
5,0	1800	60,0	3,60	220,0	1,840

Tabela 5.1: Valores das tensões de referência, controles de freqüência e tensão.

Os valores de tensão de 0V a 5V nas entradas dos circuitos de controles de tensão (Vα) e freqüência (Vf), serão gerados pelos 02 conversores digitais/analógicos (D/A) na placa do sistema microprocessado. Os valores das tensões de referência, de controles de

freqüência e tensão da tabela 5.1, foram então convertidos em valores Hexadecimais, em função da resolução dos conversores D/A`s, gerando a tabela 5.2.

n (rpm)	Vref (V)	Vref HEXA	Vf (V) (V)	Vf HEXA	Vα(V) (V)	Vα(V) HEXA
0	0,1	05H	0,93	00H	0,000	00H
600	0,2	0AH	0,93	2FH	0,365	13H
650	0,4	14H	1,04	35H	0,396	14H
700	0,6	1FH	1,15	3BH	0,427	16H
750	0,8	29H	1,26	40H	0,453	17H
800	1,0	33H	1,38	46H	0,490	19H
850	1,2	3DH	1,52	4EH	0,526	1BH
900	1,4	47H	1,63	53H	0,563	1DH
950	1,6	52H	1,75	59H	0,593	1EH
1000	1,8	5CH	1,86	5FH	0,627	20H
1050	2,0	66H	2,96	64H	0,667	22H
1100	2,2	70H	2,07	6AH	0,712	24H
1150	2,4	7AH	2,18	6FH	0,754	26H
1200	2,6	85H	2,29	75H	0,806	29H
1250	2,8	8FH	2,40	7AH	0,873	2DH
1300	3,0	99H	2,50	80H	0,928	2FH
1350	3,2	A3H	2,62	86H	0,988	32H
1400	3,4	ADH	2,72	8BH	1,053	36H
1450	3,6	B8H	2,84	91H	1,126	39H
1500	3,8	C2H	2,95	96H	1,204	3DH
1550	4,0	CCH	3,05	9CH	1,283	41H
1600	4,2	D6H	3,15	A1H	1,387	47H
1650	4,4	E0H	3,26	A6H	1,466	4BH
1700	4,6	EBH	3,37	ACH	1,596	51H
1750	4,8	F5H	3,47	B1H	1,700	57H
1800	5,0	FFH	3,60	B8H	1,840	5EH

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM

Tabela 5.2: Valores em Hexadecimal das tensões de referência e controles de freqüência e tensão.

As tabelas 5.1 e 5.2 foram levantadas para serem utilizadas em um acionamento de malha aberta. Neste caso, após ser lido o valor de referência de velocidade (Vref) faz-se uma pesquisa na tabela para verificar em que faixa de tensão este valor se encontra. Através de um indexador busca os valores relativos à freqüência e a tensão.

O tempo de aceleração no acionamento do inversor, foi fixado por uma rampa de aceleração em torno de 15 segundos. Isto equivale aproximadamente 50rpm a cada 0,5 segundos. Esta rampa poderá ser modificada em função das características do acionamento.

Apesar de se utilizar um acionamento de malha aberta, que pode apresentar precisões na rotação na faixa de 1%, o circuito, isto é, o hardware foi desenvolvido para também aceitar um acionamento com malha fechada como ilustra a figura 4.4. Neste caso é feita uma realimentação da tensão e da freqüência aplicadas a um motor. Em geral este tipo de controle é utilizado em aplicações muito precisas, onde a precisão da rotação deverá estar na faixa de 0,1%.

5.3 - DESENVOLVIMENTO DO SOFTWARE DE ACIONAMENTO

Para desenvolver o programa de acionamento a ser gravado na memória EPROM do sistema microcontrolado, foi utilizado o HI-TECH C cross-compiler da AVOCET SYSTEMS, INC.

Um Cross Compiler é um programa que gera código para um processador, a partir de um arquivo fonte em linguagem de alto nível, compilado em outro processador. Neste caso, o programa será desenvolvido em linguagem C, utilizando um PC.

A linguagem HI-TECH C é uma implementação completa do "standart" "C" da ANSI. Além das características do "C" "standard", este compilador suporta aplicações específicas de vários microprocessadores e microcontroladores, entre eles o da família M-68. Por exemplo, ele permite o acesso aos espaços de memória do 68HC11, como RAM interna de dados, RAM externa de dados e ROM interna/externa de programa.

Após escrever o programa em um editor de texto, que poderá ser o do próprio HI-TEC C, o programa poderá ser compilado e/ou ligado (link).

Na opção de compilar, a compilação poderá ser feita para um programa objeto (.OBJ) ou para um programa em linguagem assembly (.AS). No primeiro caso um assembler gera um programa (arquivo) objeto relocável com o código de máquina do microcontrolador. No segundo caso, é gerado apenas um programa fonte em linguagem assembly do microcontrolador.

Um "linker" é um programa que lê, como entrada, um ou mais arquivos objetos no formato relocável, e os converte em um arquivo objeto executável em formato compatível com a maioria dos emuladores, simuladores e programadores de EPROM existentes. Ele estabelece o endereço base dos diferentes segmentos para concordarem com os mapas de memória RAM e ROM do sistema alvo.

Quando se usa a opção compilar e linkar, será gerado um programa executável com o código de máquina na linguagem do microcontrolador, pronto para ser gravado em uma memória EPROM.

5.4 - DESCRIÇÃO GERAL DO PROGRAMA

Nesta seção, descreve-se a forma como será implementada, no microcontrolador, a lógica de acionamento.

Para uma melhor compreensão do programa de acionamento, torna-se necessário descrever o princípio de funcionamento de alguns registradores e portas de interface do microcontrolador 68HC11, utilizados na implementação.

Como mostrado na figura 4.2, têm-se 02 chaves (CH0 e CH1) conectadas às entradas PA0 e PA1 respectivamente. A chave PA0 será utilizada para ligar/desligar o sistema enquanto a chave PA1 poderá ser utilizada para, por exemplo, inversão do sentido de rotação do motor. Esta porta A possui o endereço 1000H. Na linguagem C as instruções:

PORTAA @0x1000; define a variável PORTAA como sendo o endereço 1000H;

pa=PORTAA; lê o conteúdo da porta A e coloca-o na variável pa.

O 68HC11 versão A1 possue 04 entradas analógicas multiplexadas para conversão em digital (8 bits), com uma linearidade de ±1/2 LSB e sample e hold para minimizar erros de conversão causados por variações na tensão de entrada. Existem 02 modos de operação que são selecionados em um registro interno denominado de ADCTL (A/D CONTROL/STATUS REGISTER) cujo endereço é 1030H. A figura 5.2 ilustra os bits de controle do registro ADCTL.

B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
CCF	-	SCAN	MULT	CD	CC	CB	CA

Figura 5.2: O registro ADCTL

OPERAÇÃO EM CANAL ÚNICO: Há 02 variações neste modo de operação. No primeiro caso (SCAN=0) a entrada selecionada é convertida 04 vezes consecutivas, sendo o primeiro resultado armazenado no registro ADR1 e o quarto resultado armazenado no registro ADR4. Após a quarta conversão o processo é suspendido até que um novo comando de conversão seja escrito no registro ADCTL. Isto é feito setando o bit B4 (MULT=1). No segundo caso (SCAN=1) a conversão continua sendo feita no canal selecionado, com a quinta conversão sendo armazenada no registro ADR1, substituindo o resultado da primeira conversão, a sexta conversão substituindo o resultado no registro ADR2, continuamente.

OPERAÇÃO EM QUATRO CANAIS: Também neste modo existem 02 variações. Na primeira variação (SCAN=0), o grupo selecionado de 04 canais são convertidos, um por vez, com o primeiro resultado sendo armazenado no registro ADR1, o segundo no registro ADR2, e o quarto resultado armazenado no registro ADR4. Após completar a quarta conversão o processo é suspendido até que um novo comando de conversão seja escrito no registro ADCTL. Na segunda variação (SCAN=1) a conversão continua sendo feita no

grupo de canais selecionados, com a quinta conversão sendo armazenada no registro ADR1, substituindo o resultado da primeira conversão do primeiro canal do grupo, a sexta conversão substituindo o resultado no registro ADR2, continuamente.

Nota-se que existem 04 registros denominados de A/D RESULT REGISTERS 1, 2, 3 e 4 (ADR1, ADR2, ADR3 e ADR4) que são utilizados para armazenar os resultados das conversões. Os endereços destes registros são:

ADR1⇒1031H, ADR2⇒1032H, ADR3⇒1033H, ADR4⇒1034H.

Os outros bits do registro ADCTL são utilizados com as seguintes finalidades:

Bit 7, CCF Conversions Complete Flag - Bit de status somente de leitura. Este bit é setado pelo microcontrolador quando os quatro registros de resultados (ADR) possuem um valor válido de conversão, isto é, este bit indica fim de conversão. Cada vez que o registro ADCTL sofre uma escrita este bit é automaticamente resetado e uma nova seqüência de conversão é inicializada. No modo contínuo este bit permanece setado.

Bit 4, MULT Multiple-Channel/Single Channel Control - Quando este bit é resetado, o sistema A/D é configurado para operar no modo de 04 conversões consecutivas no único canal selecionado pelos 04 bits de seleção de canal CD à CA (bits 3 à 0 do ADCTL). Quando este bit é setado, o sistema A/D é configurado para fazer a conversão em cada um dos 04 canais e cada registro de resultado (ADR) corresponde a um canal.

Bit 3, CD Channel Select D

Bit 2, CC Channel Select C

Bit 1, CB Channel Select B

Bit 0, CA Channel Select A - Este 04 bits são utilizados para selecionar um dos 16 canais (entradas) de conversão A/D, como mostra a tabela 5.3. Quando o modo multi-canal é selecionado (MULT=1), os 02 bits de seleção de canais (CB e CA) não têm significado e os bits CD e CC especifica qual grupo de 04 canais deverá ser convertido.

CD	CC	CB	CA	Chanel Signal	Result in ADRx if MULT=1
0	0	0	0	AN0	ADR1
0	0	0	1	AN1	ADR2
0	0	1	0	AN2	ADR3
0	0	1	1	AN3	ADR4
0	1	0	0	AN4*	ADR1
0	1	0	1	AN5*	ADR2
0	1	1	0	AN6*	ADR3
0	1	1	1	AN7*	ADR4
1	0	0	0	Reserved	ADR1
1	0	0	1	Reserved	ADR2
1	0	1	0	Reserved	ADR3
1	0	1	1	Reserved	ADR4
1	1	0	0	VRH Pin	ADR1
1	1	0	1	VRL Pin	ADR2
1	1	1	0	(VRH/2)	ADR3
1	1	1	1	Reserved	ADR4

Tabela 5.3: Seleção dos canais de conversão

Obs: 1- Na tabela 5.3 as entradas AN4* à AN7* só estão disponíveis no 68HC11A8;

2- 03 canais são para pontos de referência interno,

3- 05 canais são reservados para uso futuro.

Um outro registro que também deverá ser inicializado para que o sistema de conversão A/D possa operar é o registro OPTION (CONFIGURATION OPTIONS REGISTER). O OPTION é um registro especial usado, opcionalmente, durante a inicialização para configurar internamente o sistema. A figura 5.3 mostra os bits de controle deste registro.

B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
ADPU	CSEL	IRQE	DLY	CME	-	CR1	CR0

Figura 5.3: O registro de configuração OPTION

Na implementação do software de acionamento apenas o bit B7 será utilizado.

Bit 7. ADPU - A/D PowerUp. Este bit é utilizado para controlar a operação do conversor A/D. Se o bit B7 estiver resetado o sistema de conversão é desligado. Para usar o conversor A/D, este bit deverá ser setado (ADPU=1).

5.4.1- IMPLEMENTAÇÃO DO FLUXOGRAMA DE ACIONAMENTO

Na figura 5.4 tem-se o fluxograma utilizado para realizar o acionamento em forma seqüencial. Observa-se que o fluxograma de acionamento poderá ser dividido nas seguintes rotinas:

- rotina de inicialização;
- rotina de aquisição da referência de velocidade;
- rotina de comando propriamente dita.

O apêndice VI mostra a listagem do programa de acionamento, cujo funcionamento geral pode ser descrito da seguinte maneira:

A execução do programa começa pela rotina de inicialização, na qual alguns registros e variáveis recebem um valor inicial conveniente. Nesta inicialização é também montada a tabela com os valores de Vref relativos a cada velocidade, além dos valores das tensões de comando de freqüência e tensão necessários para produzir o torque constante. Em seguida o programa espera que a chave CH0, utilizada para ligar e desligar o sistema, seja colocada na posição "on". Detectado a chave CH0 na posição "on", é gerado um comando que faz com que o sistema de conversão A/D inicialize a conversão da tensão de referência de velocidade. Após o final de conversão, o valor resultante presente em ADR1 é

comparado com os valores da tabela 5.2. Encontrado o valor de velocidade, o programa incrementa gradativamente a tensão e a freqüência até atingir a velocidade de referência.

Na seqüência, o programa verifica se houve uma indicação de bloqueio, isto é, se o sistema de proteção não atuou, por exemplo por causa de uma sobrecorrente. Se isto acontecer, o programa tenta restabelecer gradualmente o sistema por três vezes. Não conseguindo, é acionado um "led" vermelho para indicar o problema e o programa por segurança entra em "loop", só voltando a operar se o microcontrolador for "resetado". Para verificar esta indicação foi desenvolvida um subrotina ou, como é denominada na linguagem C, uma função denominada BLOQ.

Se não houver indicação de bloqueio, o programa verifica a chave CH0. Se ela estiver em off, o programa decrementa a velocidade gradativamente, com torque constante, até zero e então desliga o sistema. Se a chave CH0 continuar em "on" o programa inicia novamente o conversor A/D para uma nova conversão. O valor lido em ADR1 é pesquisado na tabela até encontrar o novo valor de velocidade. Se este valor for diferente do valor lido anteriormente, o programa incrementa ou decrementa a velocidade gradativamente com torque constante até atingir a nova velocidade de referência. Novamente, o programa verifica por uma indicação de bloqueio e o ciclo se repete.

A seguir tem-se o fluxograma que mostra as operações definidas na lógica de acionamento proposta.

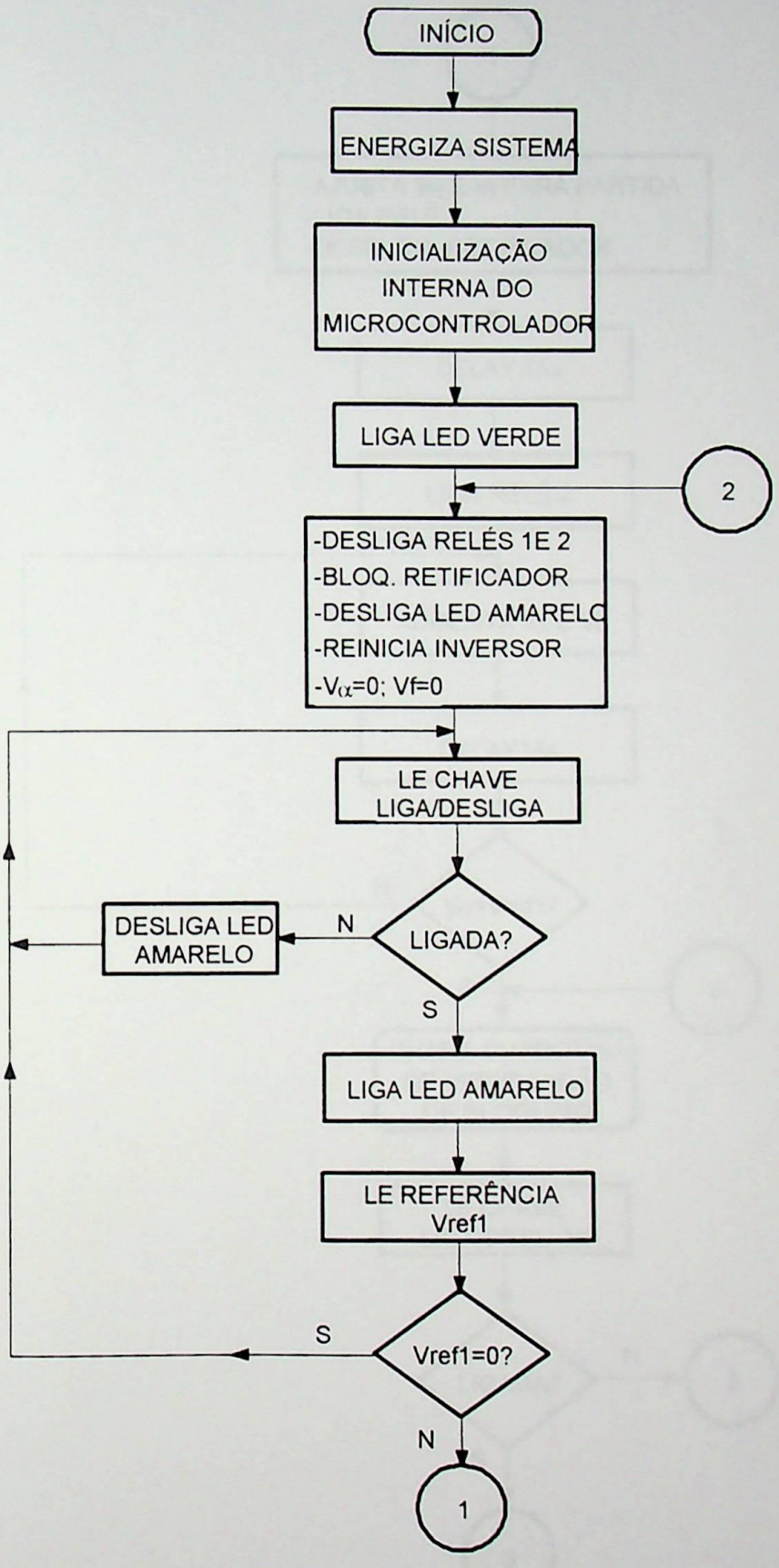
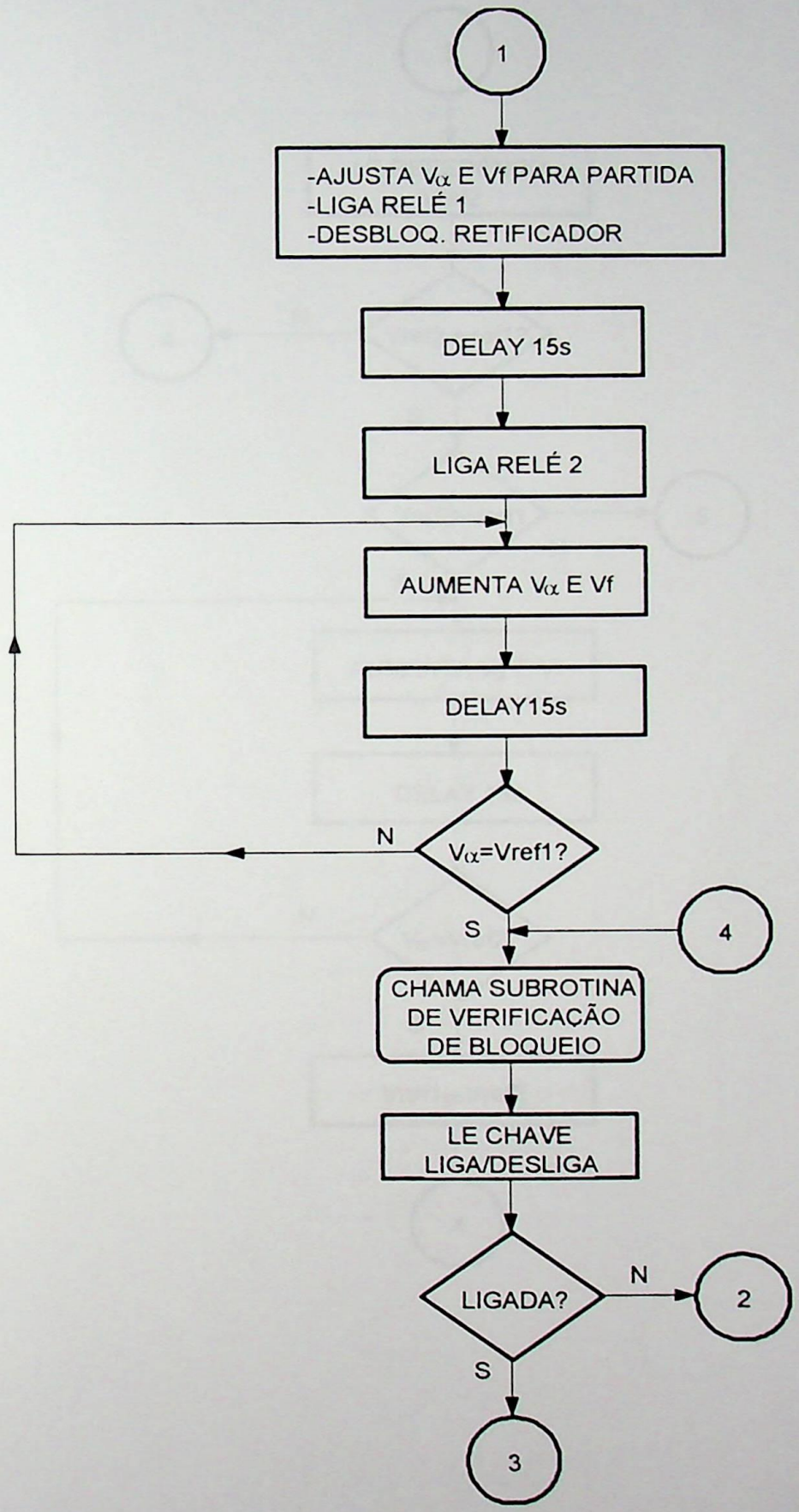
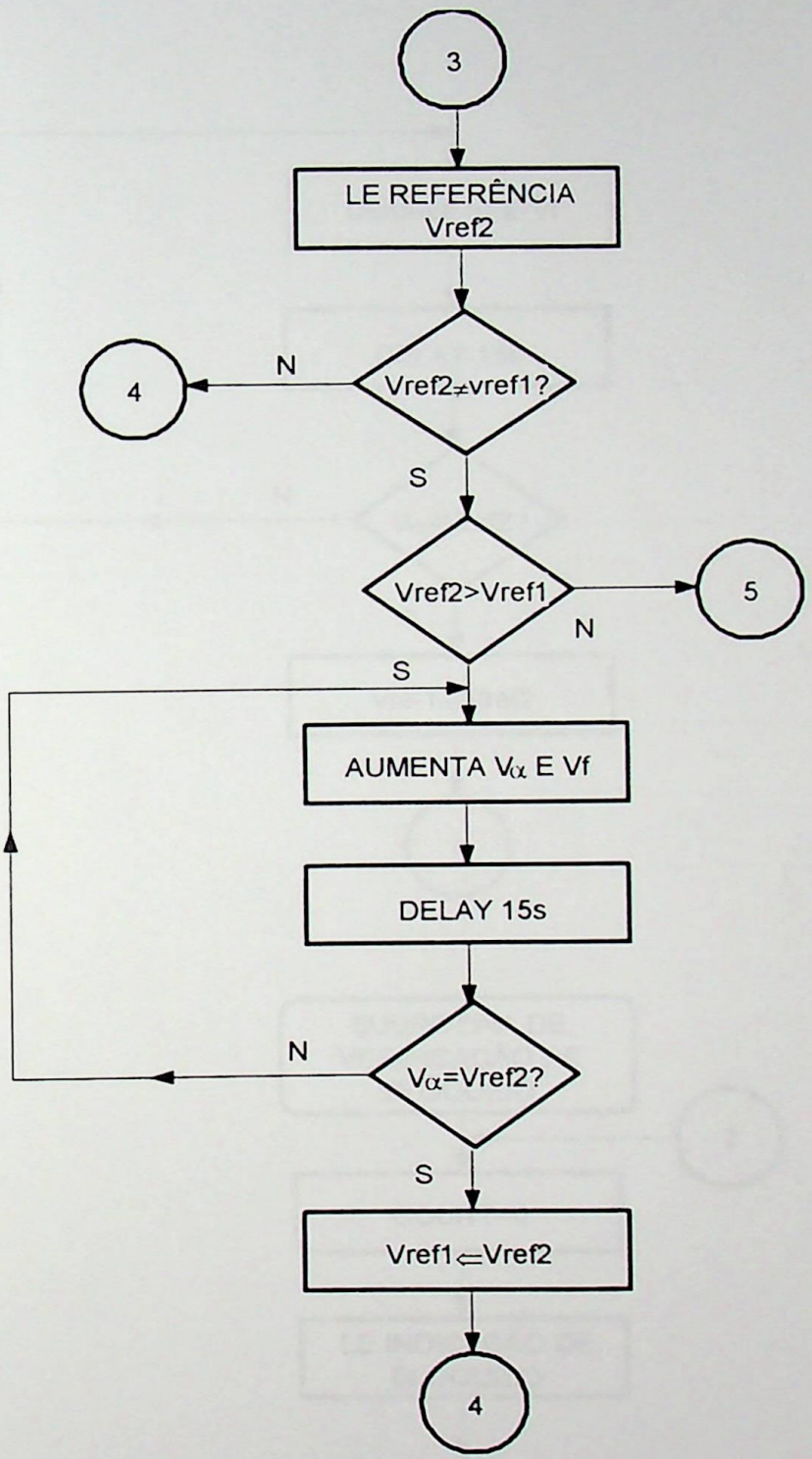
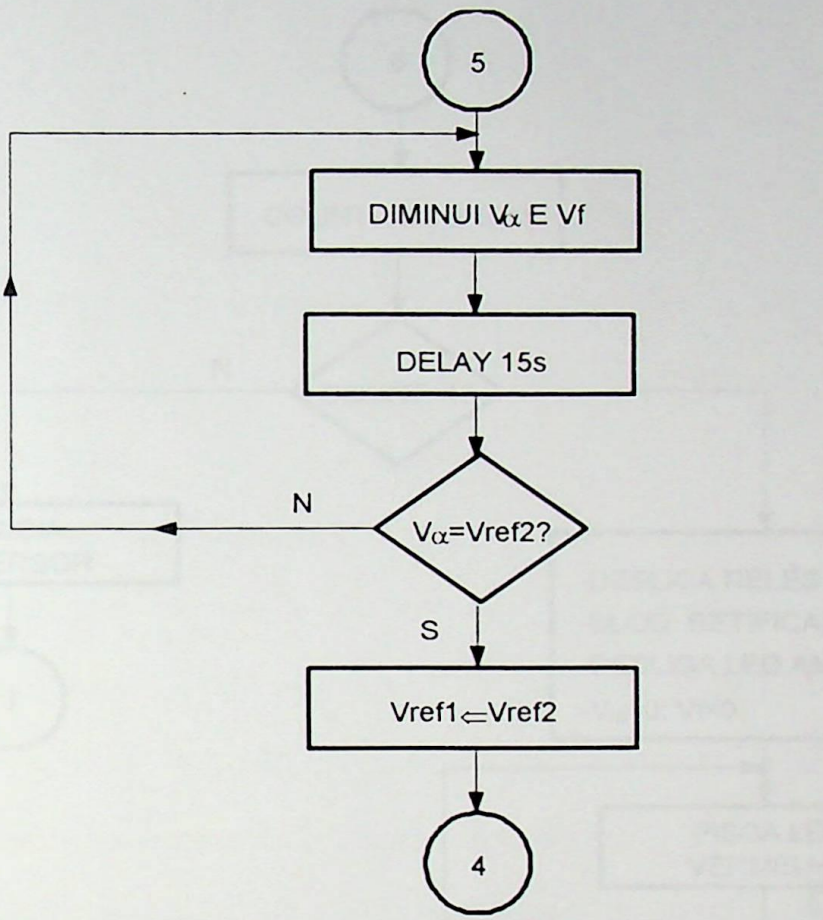
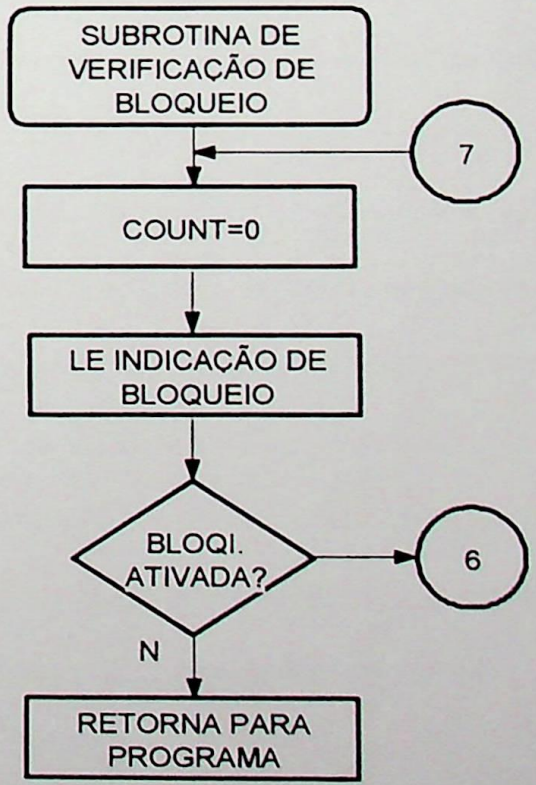


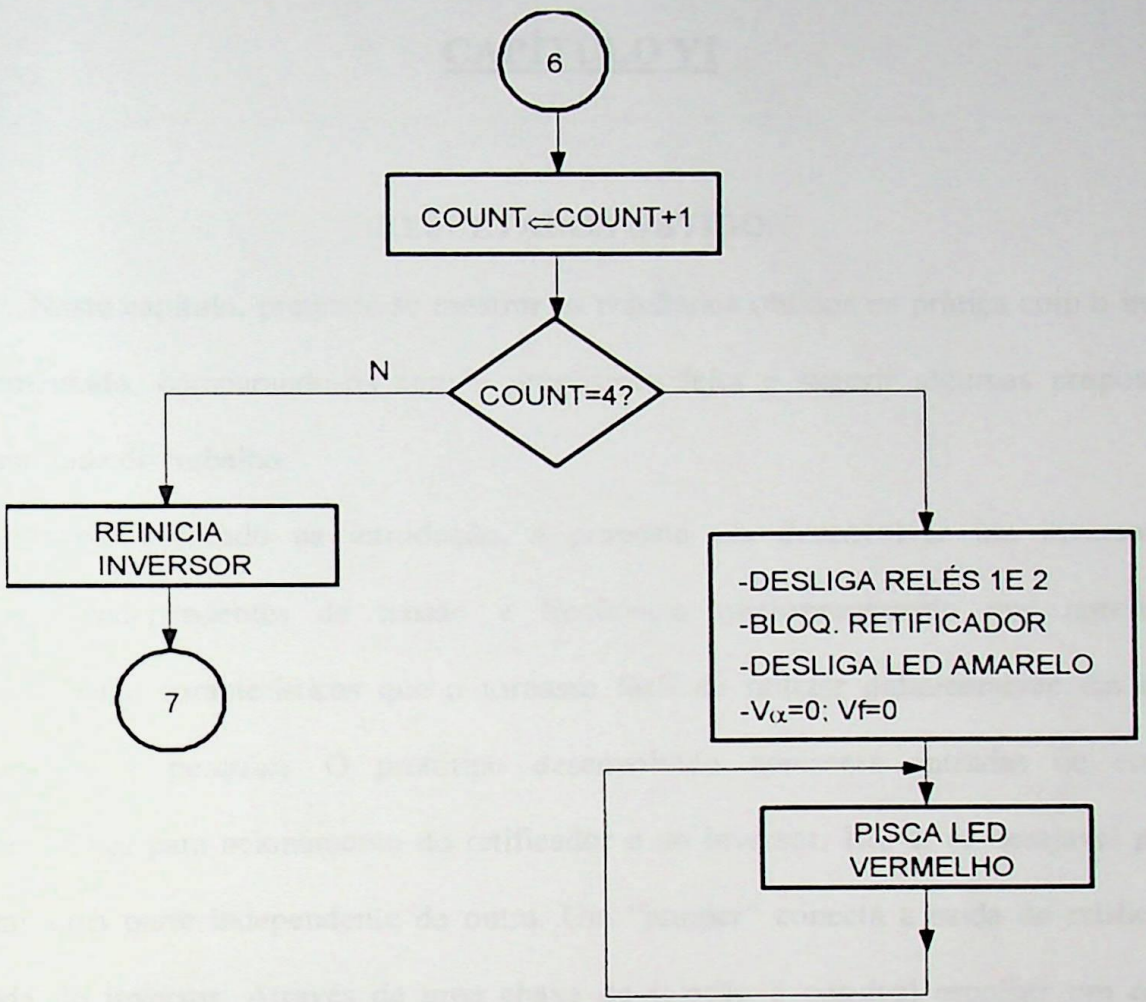
Figura 5.4: Fluxograma do Programa de Acionamento


1
-AJUSTA Vα E Vf PARA PARTIDA
-LIGA RELÉ 1
-DESBLOQ. RETIFICADOR
DELAY 15s
LIGA RELÉ 2
AUMENTA Vα E Vf
DELAY15s
Vα=Vref1?
N
S
4
CHAMA SUBROTINA DE VERIFICAÇÃO DE BLOQUEIO
LE CHAVE LIGA/DESLIGA
LIGADA?
N
2
S
3


3
LE REFERÊNCIA
Vref2
Vref2≠vref1?
N
4
S
Vref2>Vref1
5
N
S
AUMENTA Vα E Vf
DELAY 15s
Vα=Vref2?
N
S
Vref1⇐Vref2
4


5
DIMINUI Vα E Vf
DELAY 15s
Vα=Vref2?
N
S
Vref1⇐Vref2
4


SUBROTINA DE VERIFICAÇÃO DE BLOQUEIO
7
COUNT=0
LE INDICAÇÃO DE BLOQUEIO
BLOQI. ATIVADA?
6
N
RETORNA PARA PROGRAMA


6
COUNT⇐COUNT+1
COUNT=4?
N
REINICIA
INVERSOR
7
-DESLIGA RELÉS 1E 2
-BLOQ. RETIFICADOR
-DESLIGA LED AMARELO
-Vα=0; Vf=0
PISCA LED
VERMELHO

CAPÍTULO VI

RESULTADOS OBTIDOS

Neste capítulo, pretende-se mostrar os resultados obtidos na prática com o inversor implementado, comparando-os com a proposição feita e sugerir algumas propostas de continuidade do trabalho.

Como colocado na introdução, a proposta era desenvolver um inversor com controles independentes de tensão e freqüência microprocessado que apresentasse principalmente características que o tornasse fácil de utilizar didaticamente em ensino, treinamento e pesquisa. O protótipo desenvolvido apresenta entradas de comando independentes para acionamento do retificador e do inversor, isto é, se desejável pode-se utilizar uma parte independente da outra. Um "jumper" conecta a saída do retificador à entrada do inversor. Através de uma chave de seleção é possível escolher um controle manual ou externo. No controle manual dois potenciômetros fornecem as tensões de controle, enquanto que no modo externo as tensões de controle deverão ser geradas externamente. No protótipo desenvolvido utilizou-se um microcontrolador, mas se desejável pode-se utilizar um outro tipo de controle, digital ou analógico.

As figuras 6.1, 6.2 e 6.3 mostram aspectos gerais do protótipo desenvolvido. Na figura 6.1a. aparece a placa do retificador onde se nota os tiristores e diodos de potência com os seus respectivos dissipadores e circuitos de "snubber". Na figura 6.1b. é destacado a placa do inversor propriamente dita. Nesta placa tem-se os transistores IGBT's de potência também com os seus respectivos dissipadores e circuitos de "snubber".

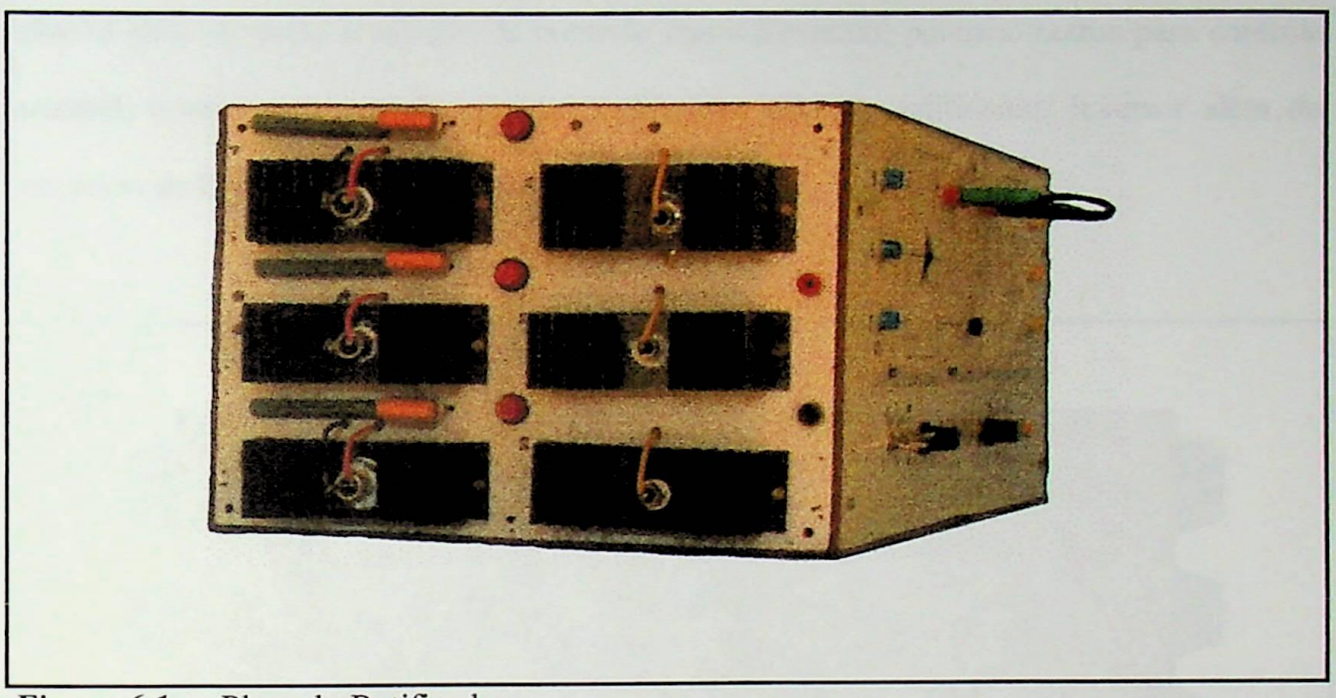


Figura 6.1a.: Placa do Retificador

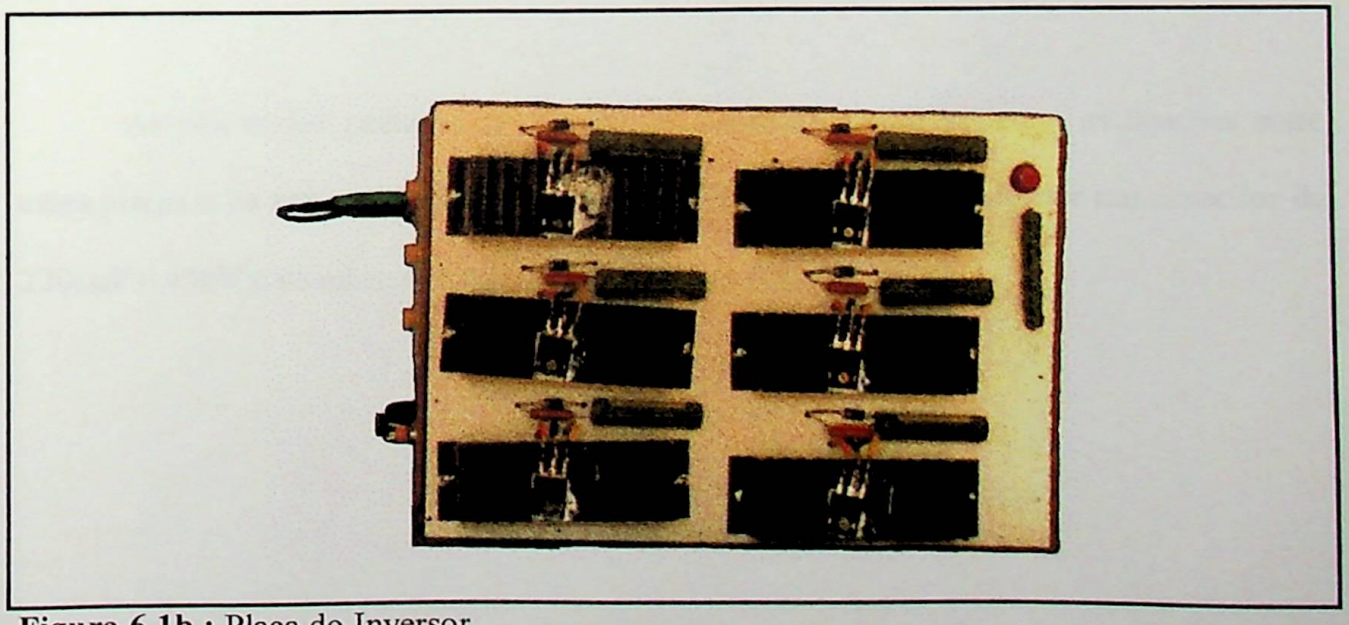


Figura 6.1b.: Placa do Inversor

A figura 6.1c. mostra a parte frontal da caixa do protótipo. Nela podemos observar chaves para bloqueio e seleção de controle manual/externo, potenciômetros para controle manual, bornes para entrada e saída de tensão e conexão retificador/ inversor além do esquema de ligação e indicação de bloqueio.

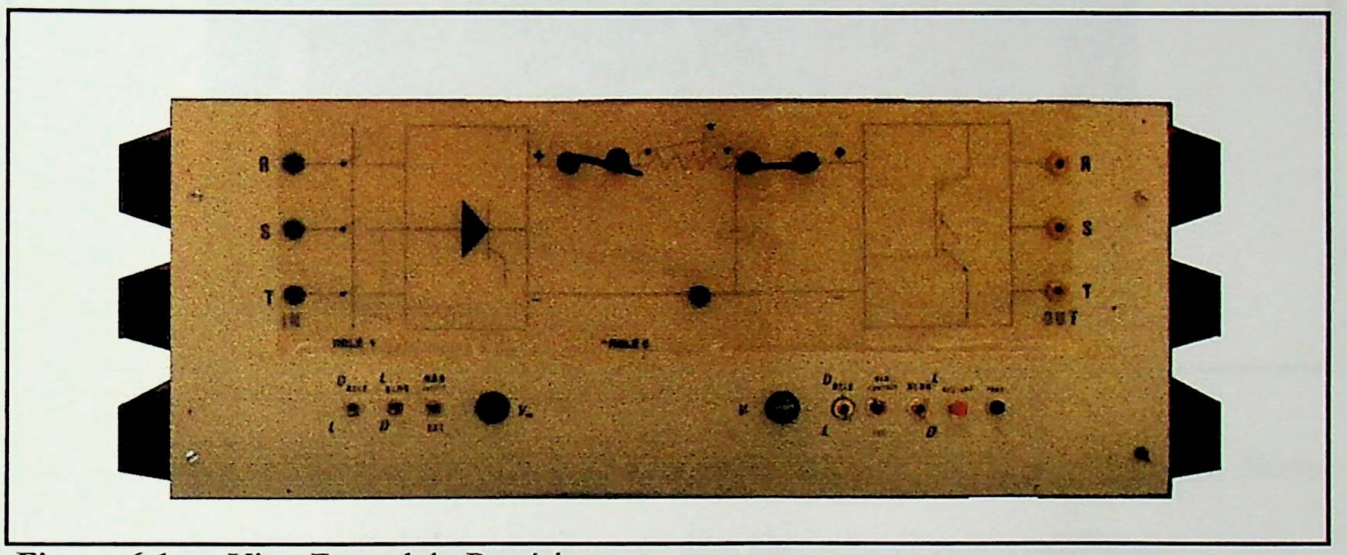


Figura 6.1.c.: Vista Frontal do Protótipo.

As placas dos circuitos de disparo do retificador e do inversor, as ligações entre estas placas e as partes de potência, o circuito intermediário formado por um capacitor de 2200μF e 450V e os relés, são mostrados na figura 6.2.

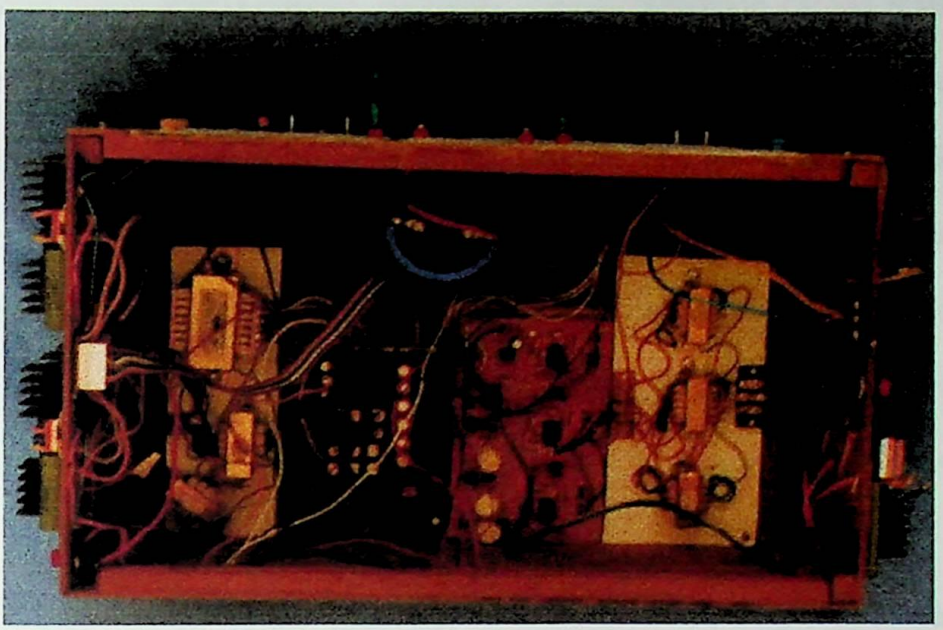


Figura 6.2: Interligação Entre as Placas de Disparo e a Parte de Potência

A placa do sistema baseado no microcontrolador é mostrado na figura 6.3. Nesta placa além do microcontrolador propriamente dito, têm-se os circuitos auxiliares.

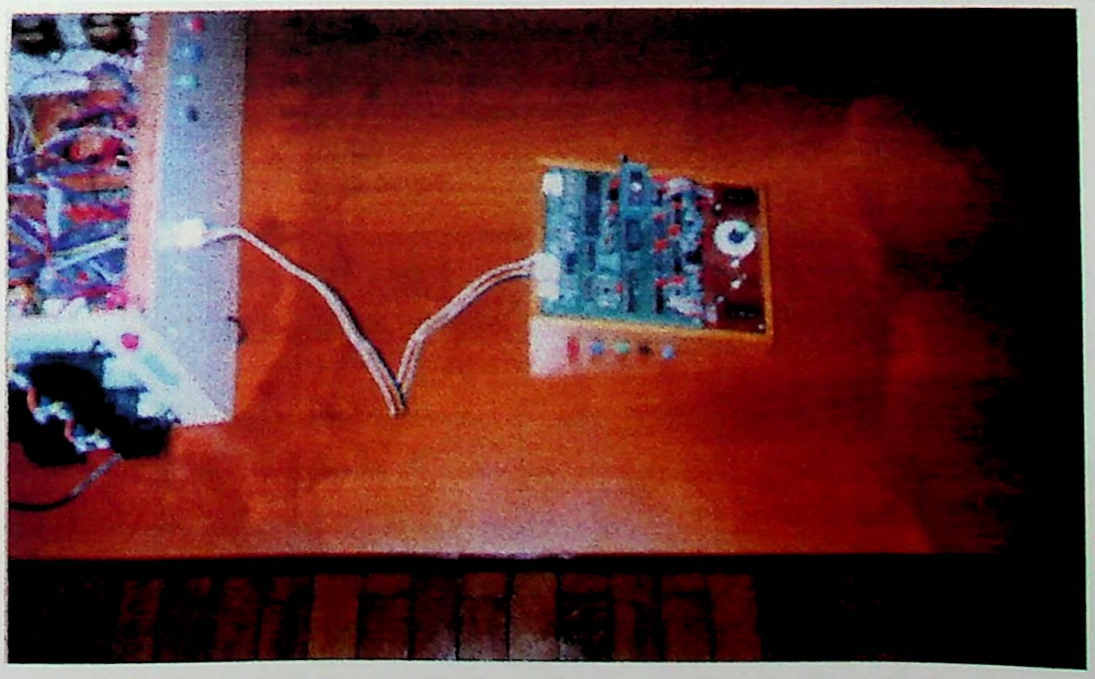
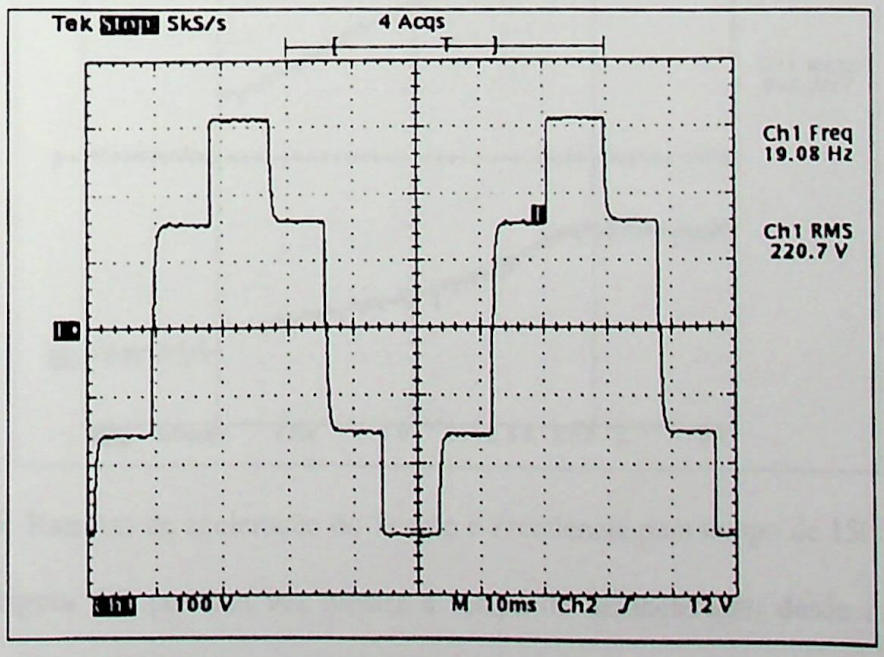


Figura 6.3: Placa do Sistema Microcontrolado.

Para verificar o funcionamento e a faixa de operação de tensão e freqüência do inversor, foram feitos alguns ensaios no modo manual utilizando cargas resistivas e uma tensão de entrada de 220Vef. As figuras 6.4 e 6.5 mostram as formas de onda de tensão na saída do inversor ilustrando a variação conseguida na freqüência de operação, mantendo a tensão de saída constante. Observa-se nas figuras que a freqüência mínima de operação ficou em torno de 19Hz enquanto a máxima ficou em torno de 73Hz.

Os ensaios para verificar a parte de controle com o microcontrolador, foram feitos modificando a velocidade de operação de um motor de indução trifásico. A forma de onda na figura 6.6 mostra as rampas de aceleração do retificador (canal 1 do osciloscópio) e do inversor (canal 2) geradas pelo sistema microcontrolado para uma operação de partida até a velocidade nominal, com torque constante. Observa-se que neste processo o motor leva 14,6 segundos, bem próximo dos 15 segundos previsto no software de controle.



Escola Politécnica de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca
MAUÁ
BIM

Figura 6.4: Freqüência Mínima na Saída do Inversor, Tensão Fase-Fase

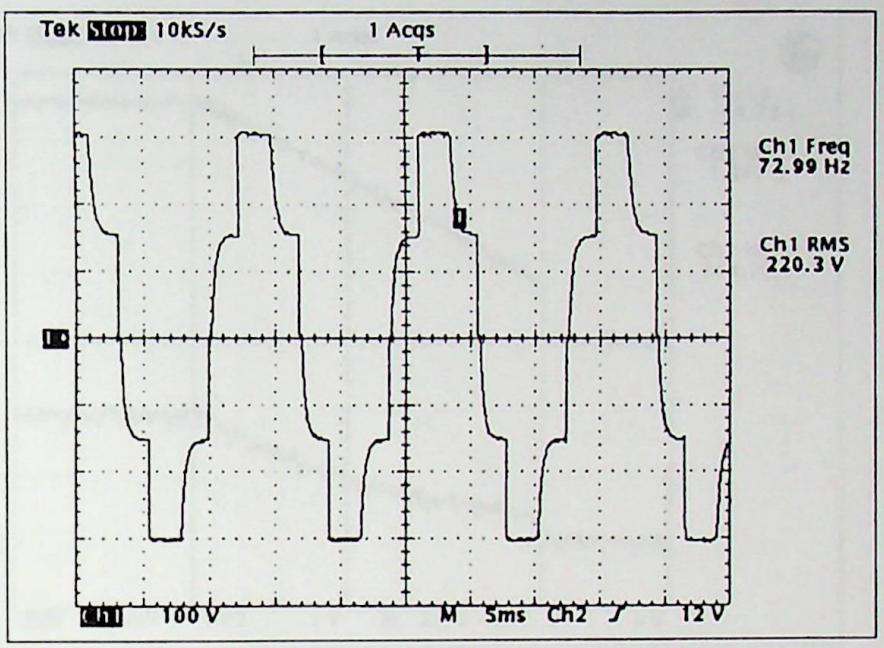


Figura 6.5: Freqüência Máxima na saída do Inversor. Tensão Fase-Fase

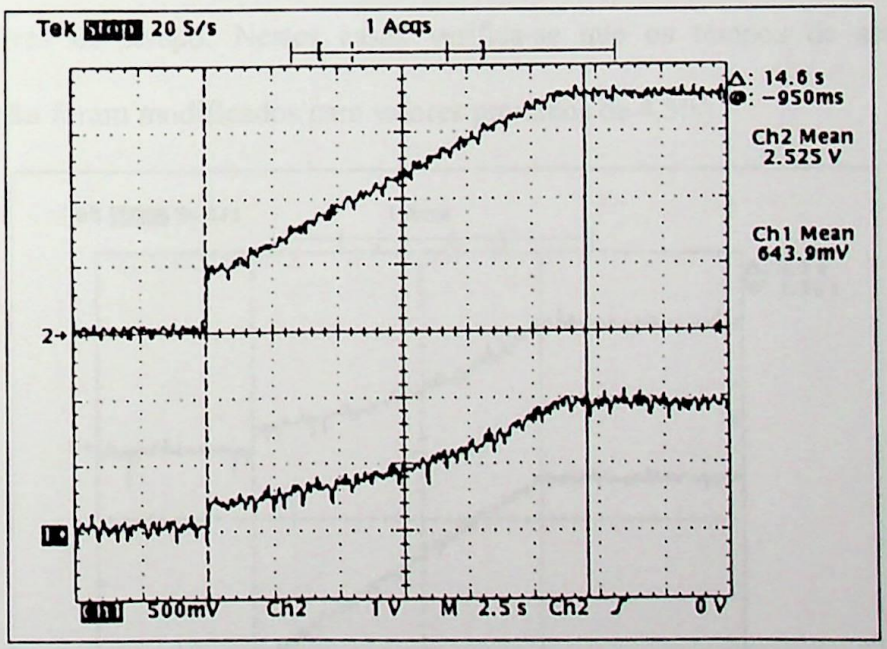


Figura 6.6: Rampas de aceleração de Tensão e Freqüência para tempo de 15(s)

A figura 6.7 por sua vez mostra a rampa de desaceleração desde a velocidade nominal até a parada.

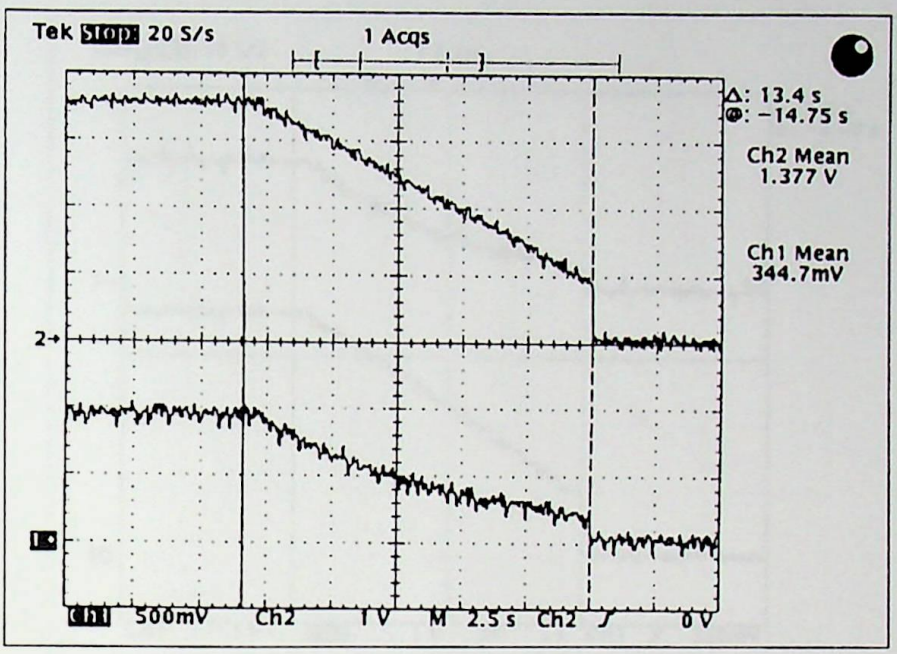


Figura 6.7: Rampas de Desaceleração para tempo de 15(s)

As figuras 6.8 e 6.9 mostram as rampas de aceleração e de desaceleração com novos valores de tempo. Nestes casos verifica-se que os tempos de aceleração e desaceleração foram modificados para valores próximos de 4,5(s).

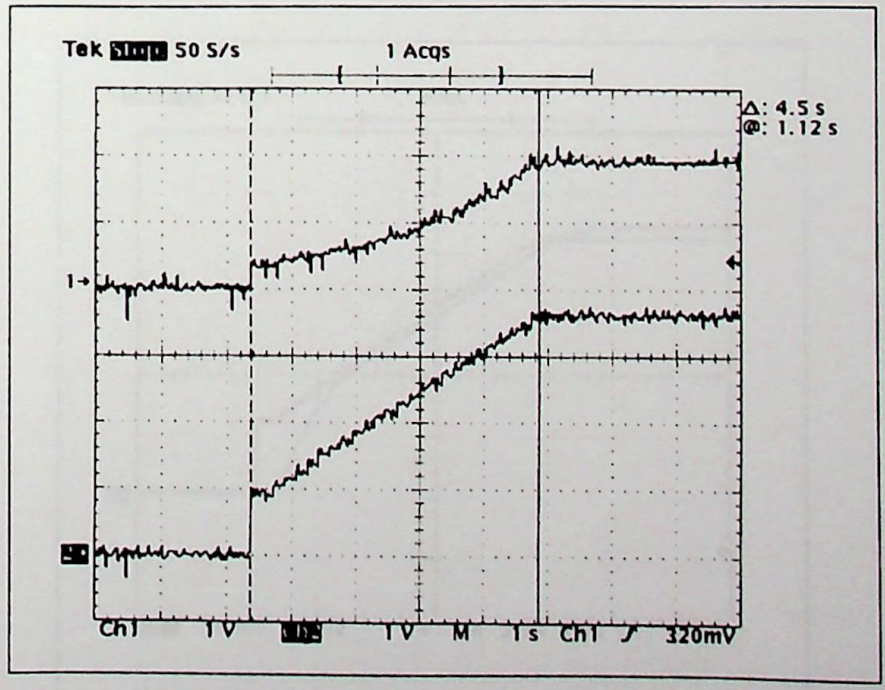


Figura 6.8: Rampas de Aceleração de Tensão e Freqüência para tempo de 4,5(s)

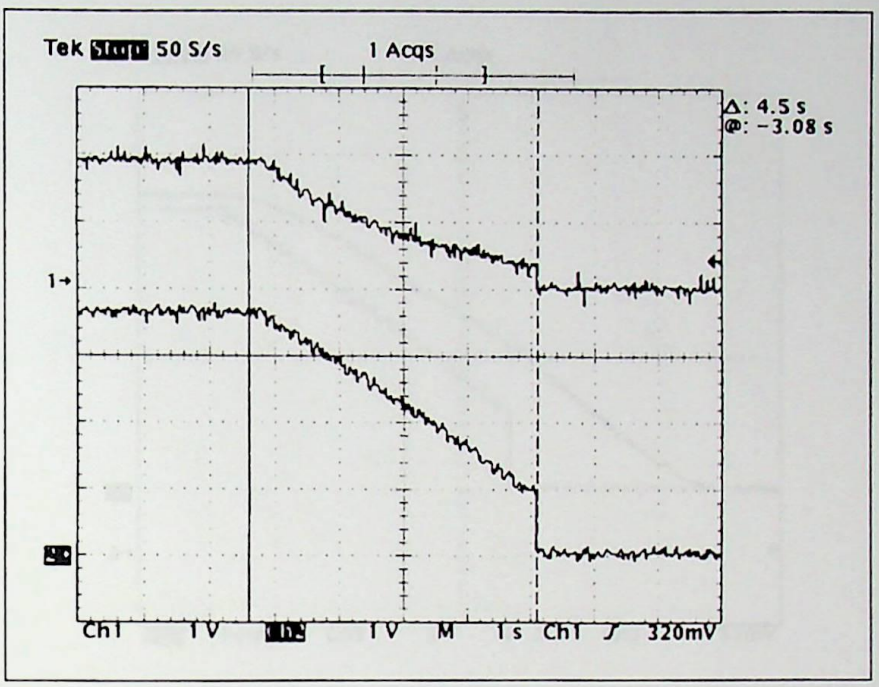


Figura 6.9: Rampas de Desaceleração de Tensão e Freqüência para tempo de 4,5(s)

As formas de onda mostradas nas figuras 6.10 e 6.11 ilustram o comportamento da velocidade na saída do inversor durante a aceleração e desaceleração, respectivamente, fornecidas por um tacômetro analógico (tacogerador), junto com a rampa de controle.

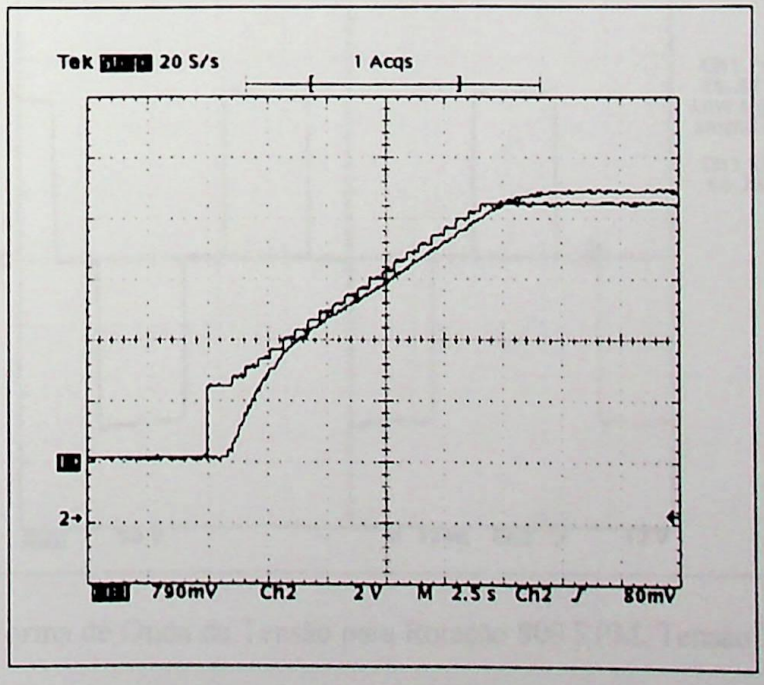


Figura 6.10: Comportamento da Velocidade durante a Aceleração

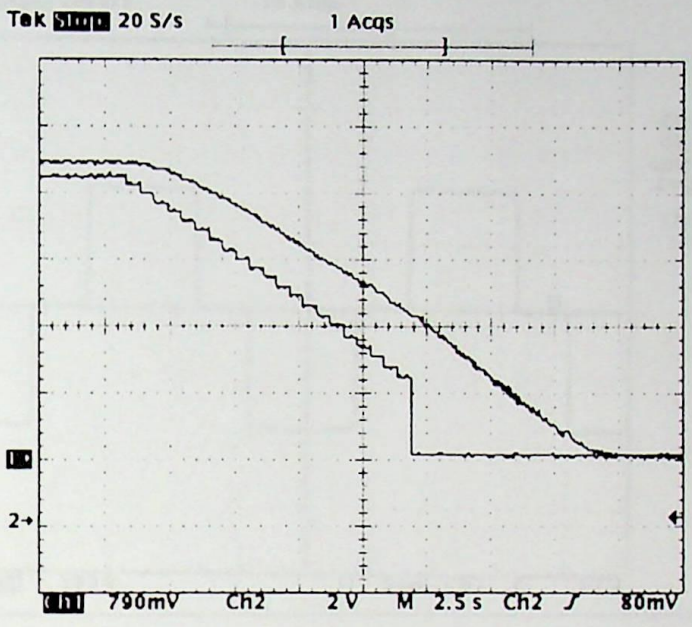


Figura 6.11: Comportamento da Velocidade durante a Desaceleração

As figuras 6.12, 6.13 e 6.14 ilustram as formas de onda de tensão obtidas na saida do inversor, em três instantes diferentes de operação em regime permanente.

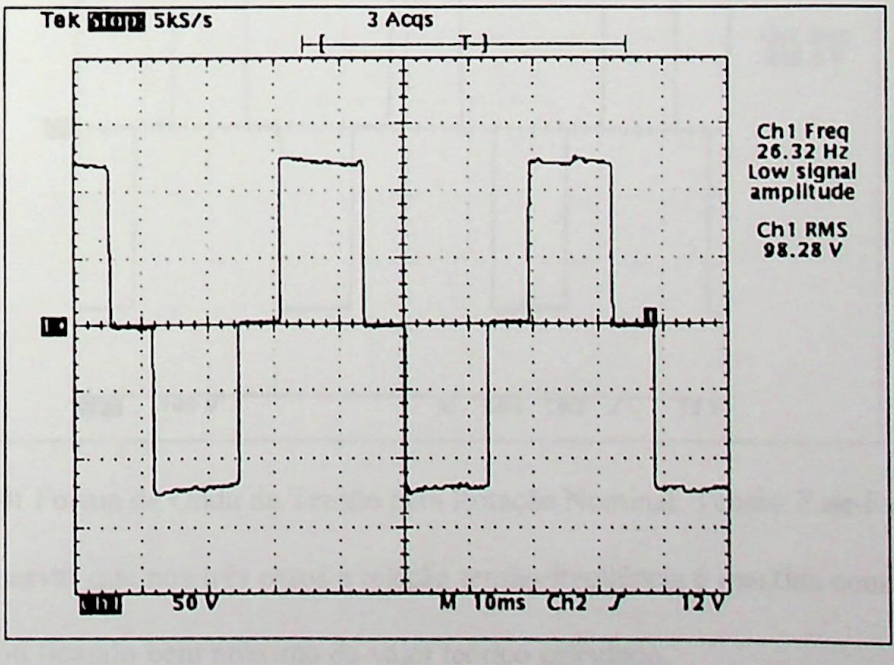


Figura 6.12: Forma de Onda da Tensão para Rotação 800 RPM, Tensão Fase-Fase

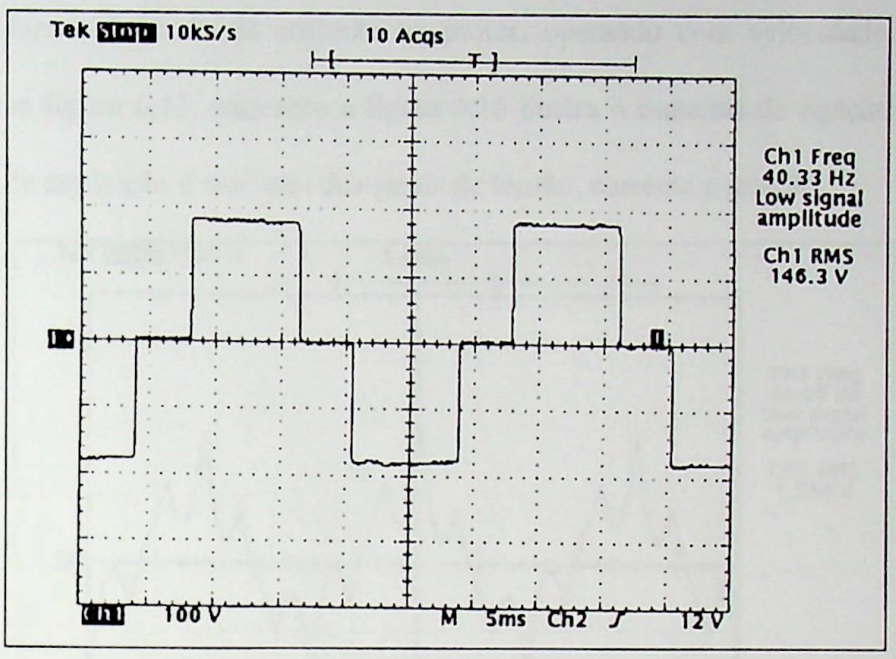


Figura 6.13: Forma de Onda da Tensão para Rotação de 1200 RPM. Tensão Fase-Fase

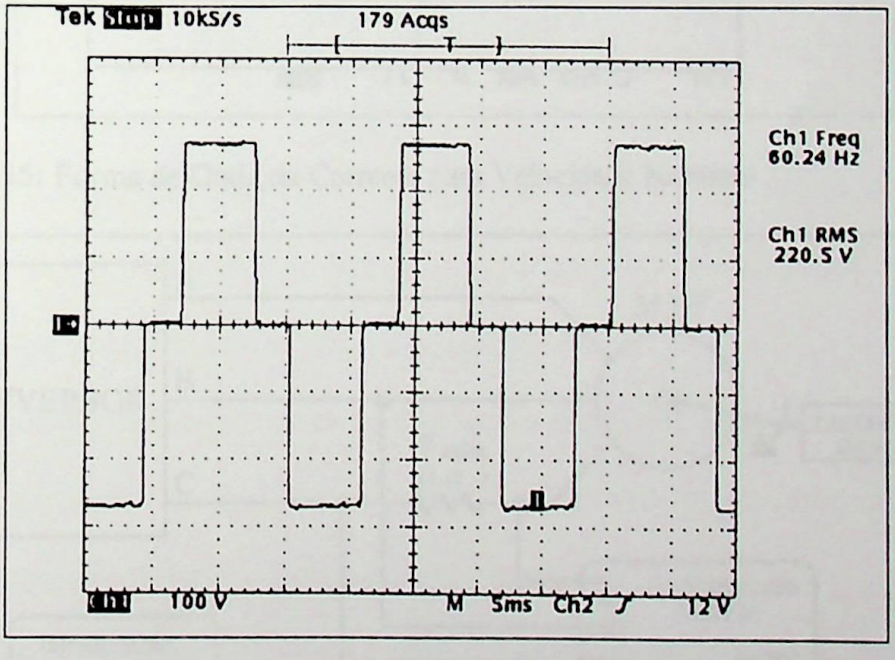


Figura 6.14: Forma de Onda da Tensão para Rotação Nominal. Tensão Fase-Fase

Pode-se observar que nos três casos a relação tensão/freqüência é mantida constante e em torno de 3,66 ficando bem próximo do valor teórico calculado.

A forma de onda da corrente no motor, operando com velocidade nominal é mostrada na figura 6.15, enquanto a figura 6.16 ilustra o esquema de ligação mostrando os pontos de aquisição e medição dos sinais de tensão, corrente e rotação.

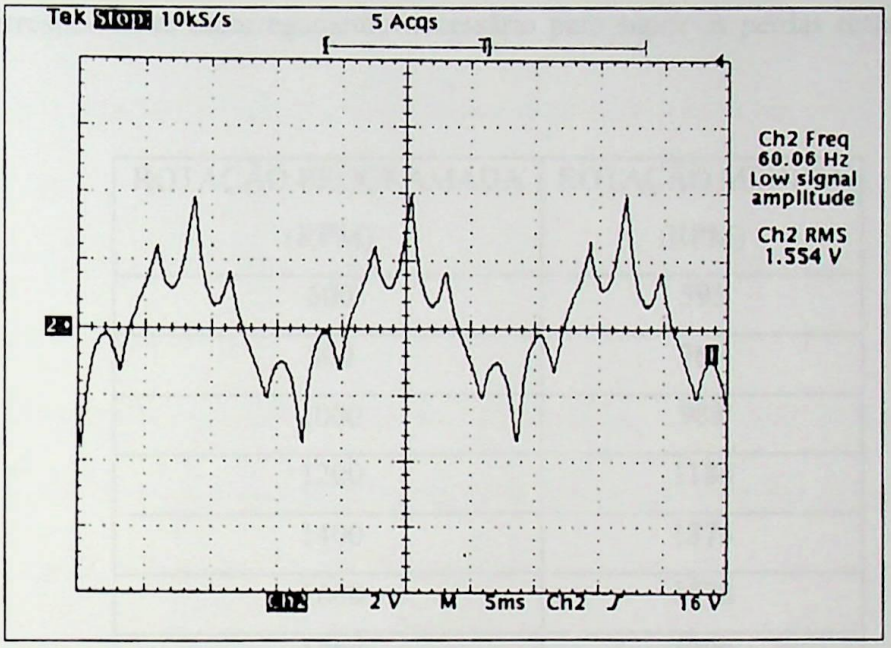


Figura 6.15: Forma de Onda da Corrente para Velocidade Nominal

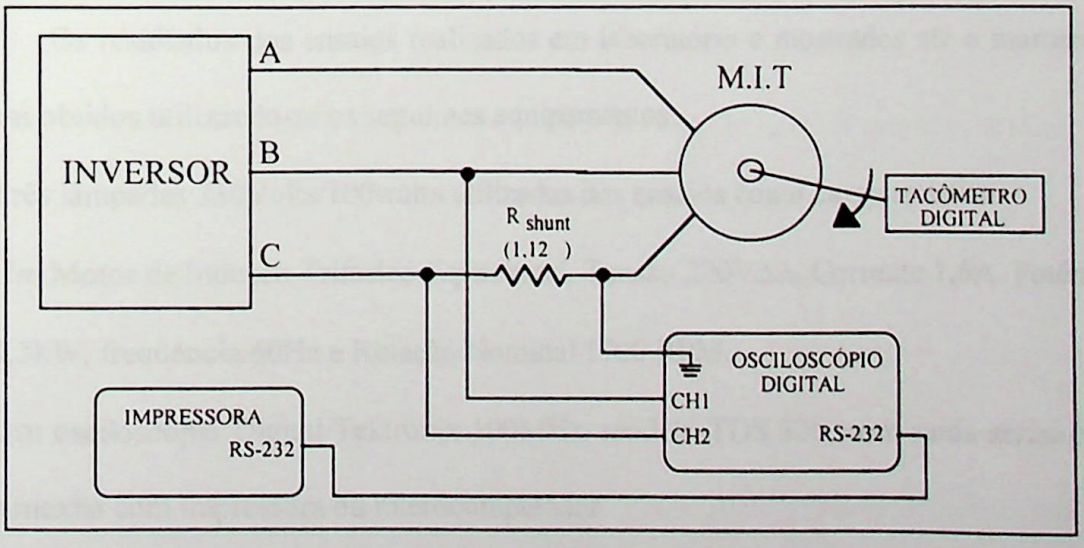


Figura 6.16: Esquema de Ligação para Ensaios com o Motor

A tabela 6.1 mostra alguns valores programados de velocidade e os valores medidos com um tacômetro baseado no esquema anterior. Vale ressaltar que a rotação

programada corresponde à velocidade síncrona, isto é, à velocidade mecânica correspondente à do campo girante do estator imposta pela freqüência programada pela tensão de controle. Isto justifica a diferença entre a rotação "programada" e a medida, que inclui o correspondente escorregamento necessário para suprir as perdas rotacionais do motor.

ROTAÇÃO PROGRAMADA (RPM)	ROTAÇÃO MEDIDA (RPM)
600	595
800	769
1000	988
1200	1184
1400	1375
1600	1578
1800	1790

Tabela 6.1: Comparação entre as Velocidades Programadas e as Obtidas no Ensaio.

Os resultados dos ensaios realizados em laboratório e mostrados até o momento, foram obtidos utilizando-se os seguintes equipamentos:

- Três lâmpadas 230Volts/100watts utilizadas nos ensaios como carga resistiva.
- Um Motor de Indução Trifásico Equacional, Tensão 220VΔΔ, Corrente 1,6A, Potência 0,3kW, freqüência 60Hz e Rotação Nominal 1700 RPM.
- Um osciloscópio Digital Tektronix 100MHz, modelo TDS 320, com saída serial para conexão com impressora ou microcomputador
- Uma impressora Jato de Tinta, modelo HP Deskjet 600
- Dois Multímetros Digital Minipa True RMS, modelo ET-2700, utilizados para conferir a tensão e a freqüência medidas pelo osciloscópio

- Um tacômetro Tako com display de 4 dígitos e memória, modelo TD-100
- Um tacômetro analógico Singer.

6.1 - PERSPECTIVAS DE CONTINUIDADE

Baseado no resultado da tabela e nas figuras mostradas anteriormente pode-se concluir que o trabalho atendeu todas as expectativas para o qual ele foi desenvolvido. Entretanto, como se trata de um primeiro protótipo, consideramos importante mencionar algumas mudanças e/ou simplificações que servem como sugestões para futura continuidade deste trabalho.

6.1.1- FECHAMENTO DA MALHA DE REALIMENTAÇÃO DE VELOCIDADE

Para que o controle ocorra de forma mais sofisticada, uma das implementações prevista é a realimentação da rotação do motor. Para isto basta amostrar a freqüência e a tensão do sinal de saída proporcional à rotação e de posse deste valor o software do sistema microprocessado agiria de modo a atingir a velocidade programada, aumentando ou diminuindo a freqüência de chaveamento e a tensão do retificador. Os circuitos de condicionamento da tensão e freqüência na saída do inversor já estão implementados.

6.1.2 - IMPLEMENTAÇÃO DE UMA INTERFACE MAIS AMIGÁVEL

No sistema desenvolvido a velocidade de referência é fornecida por um potenciômetro previamente graduado. Para tornar a interação com o usuário mais amigável poderia-se utilizar um display de cristal líquido, tipo de calculadora, com um pequeno teclado numérico. Através do teclado poder-se-ia fornecer a velocidade de referência e o display além de mostrar a velocidade programada poderia também mostrar parâmetros tipo velocidade, corrente, freqüência, tensão, etc.

Ainda no sistema desenvolvido encontra-se disponível uma interface RS232 para uma possível comunicação com um PC (Personal Computer). Isto traria algumas facilidades como por exemplo:

- desenvolvimento do programa de controle no ambiente PC e após compilado, transferí-lo para placa microprocessada diretamente para a memória RAM, evitando assim a etapa de gravar o programa em uma memória EPROM;
- através de amostras de tensão, corrente e freqüência feitas pelo sistema microprocessado, o PC poderia ser utilizado para realizar alguns cálculos visando a apresentação de relatórios e monitoração do sistema;

Em termos de hardware já foi implementado na placa do microcontrolador um circuito condicionador dos sinais da tensão e da freqüência. Entretanto existe a necessidade de acrescentar um condicionador para corrente. Na parte de software, haveria necessidade de se desenvolver o protocolo de comunicação entre o PC e o microcontrolador, além das rotinas de controle de velocidade e corrente.

6.1.3 - INVERSÃO DE ROTAÇÃO DO MOTOR

Para as finalidades didádicas propostas não foi implementado neste protótipo a inversão de rotação. Isto pode ser implementado de forma relativamente fácil, conforme os arranjos a seguir. Existe no sistema microcontrolado desenvolvido uma chave CH2 (vide apêndice IV) que poderá ser utilizada com a finalidade de se indicar uma inversão de rotação. Uma vez detectada uma mudança nesta chave, de liga para desliga ou vice-versa, o microcontrolador diminuiria gradativamente a tensão e a freqüência até o motor parar (processo de desaceleração), trocaria uma das fases da tensão aplicada ao motor, por exemplo fase B com fase C. As figuras 6.17 e 6.18 ilustram duas formas de se trocar as fases de alimentação do motor.

Na figura 6.17 utiliza-se um relé para trocar as fases B e C aplicadas ao motor, diretamente na saída do inversor.

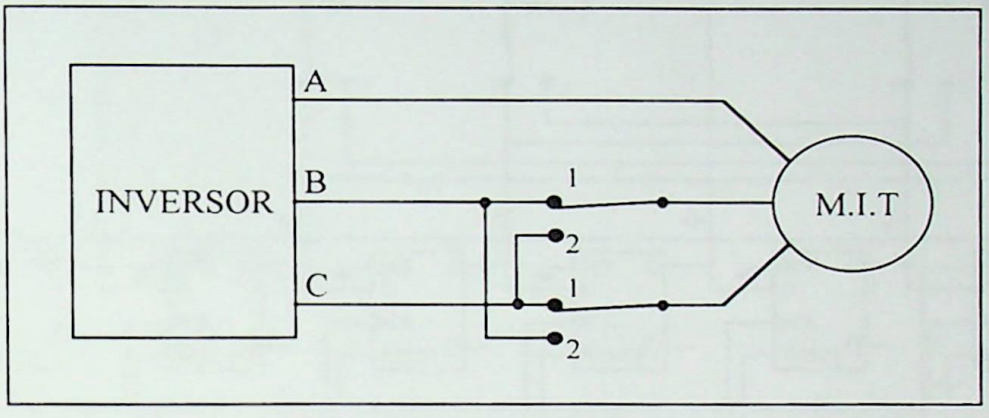


Figura 6.17: Inversão de Rotação através da troca de fases diretamente na saída do inversor.

Uma outra forma de se trocar as fases da tensão de alimentação aplicada ao motor é ilustrada na figura 6.18. Neste caso o circuito de disparo do inversor, cujo esquema elétrico é mostrado no apêndice III, deve sofrer algumas alterações mostradas no circuito a seguir. Verifica-se agora que as fases na saída do inversor serão feitas através da troca na seqüência de disparo dos transistores de potência. Através de uma chave eletrônica, como o CI 4066, ao invés de dispararmos T2 disparamos T6 e ao invés de T3 disparamos T5.

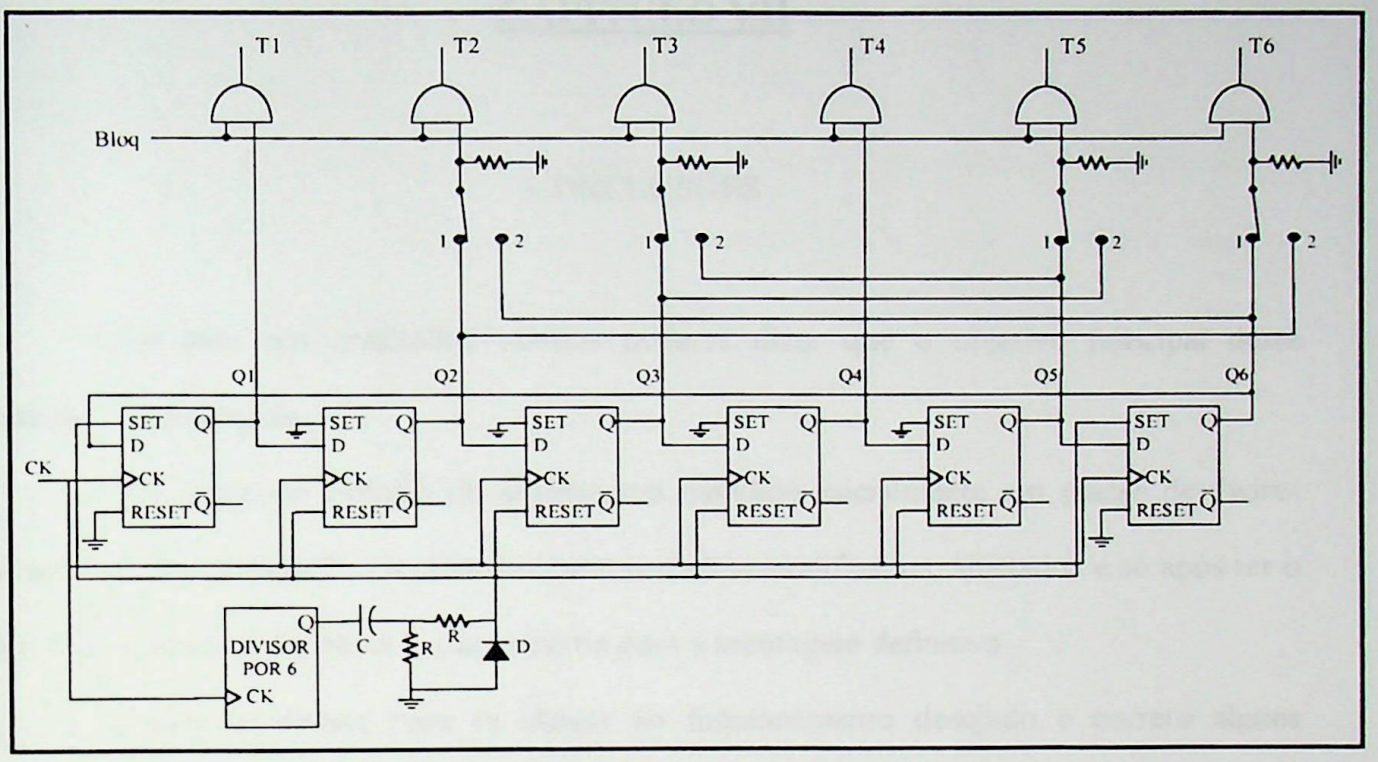


Figura 6.18: Inversão na Rotação do Motor pela Troca no Seqüênciamento do Circuito de Disparo.

CAPÍTULO VII

CONCLUSÕES

Com base nos resultados obtidos pode-se dizer que o objetivo principal deste trabalho foi alcançado.

Cada parte ou circuito do sistema era montado inicialmente em placas de "wire-wrap" ou "Prot-o-board". Os circuitos eram testados, modificados, ajustados e só após ter o seu funcionamento desejável é que se partia para a montagem definitiva.

Durante os testes, para se chegar ao funcionamento desejado e correto alguns transistores IGBT's foram danificados. A dificuldade na aquisição destes componentes, ou equivalentes, uma vez que eles são importados e é necessário uma quantidade mínima que justifique a importação, agravou os problemas enfrentados com a implementação do sistema.

Devido à característica multidisciplinar do trabalho, houve um conhecimento e aprendizado razoáveis em várias outras áreas que serviram de suporte para o seu desenvolvimento.

Não foi ambição deste trabalho implementar um sistema com todas as facilidades possíveis, nem utilizar as tecnologias de hardware e de software mais recentes. Ainda assim, dentro do possível, tentou-se utilizar componentes mais atualizados. Apesar de tudo, o inversor implementado possui características que torna adequada a sua utilização para o ensino e pesquisa. Com certeza, durante a sua utilização nas aulas práticas nos laboratórios,

principalmente da EFEI e do INATEL, aparecerão necessidades que irão servir de sugestões para otimizar o protótipo.

"Pela sua natureza, uma tese acadêmica deve conter informações que contextualizem a pesquisa realizada, permitindo ao consulente acesso direto a teorias, metodologias e resultados". Durante a realização deste trabalho sempre procurou-se pensar desta forma.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1]-RELATÓRIO DA CEMIG - *Consumo de Energia.*

[2]-Santana, Rodrigo Guaracy; *Análise da Utilização de Inversores Autocontrolados na Partida de Motores de Indução Trifásicos com Rotor Gaiola.* Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica, Escola Federal de Engenharia de Itajubá, 1994.

[3]-Domijan, Alexander and Embriz, Ernesto; *A Summary and Evaluation of Recent Developments on Harmonic Mitigation Techniques Useful to Adjustable Speed Drives.* IEEE Transactions on Energy Conversation, Vol. 7, N° 1, March 1992.

[4]-Lander, Cyril W.; *Eletrônica Industrial: Teoria e Aplicações.* McGraw-Hill, São Paulo, 1988.

[5]-Ueda, Akiteru; Ibamoto, Masahiko; Narita, Hiroshi; Hori, Takamasa; Tsuboi, Takashi and Yamada, Yukio; *GTO Inverter for AC Traction Drives.* IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-19, N° 3, May/June 1983.

[6]-Junior, Egon Luiz Müller; *Identificação da Resistência Rotórica e Estimação de Estados do Motor de Indução Alimentado por Inversor PWM, com Utilização de Filtros de Kalman.* Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica, Escola Federal de Engenharia de Itajubá, 1991.

[7]-Bell, David A.; *Operational Amplifiers: Applications, Troubleshooting and Design.* Prentice Hall, New Jersey, 1990.

[8]-Alesso, Gustavo Alejandro; *Aplicação de um Microcontrolador no Controle Vetorial de um Motor de Indução.* Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro-COPPE, 1991.

[9]-Manual; *M68HC11 - HCMOS Microcontroller Unit- Technical Data*. Motorola Incorporation, 1991.

BIBLIOGRAFIA AUXILIAR

[10]-Addoweesh, K.E.; Shepherd, W.; Hulley, L.N.; *Induction Motor Speed Control Using a Microprocessor-Based PWM Inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36, Nº 4, November, 1984.

[11]-Honsinger, V. B.; *Induction Motors Operating from Inverters*. IEEE Industry Applications Annual Meeting Conference Record, 1980, pp. 1276-1285.

[12]-Nakaharada; Celso Kazumi; *Um Sistema de Controle de Velocidade para Motor de Indução Trifásico*. Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 1995.

[13]-Peak, Steven C. and Plunkett, Allan B.; *Transistorized PWM Inverter-Induction Motor Drive System*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, Nº 3, May/June 1983.

[14]-Catálogo; AC-300 Adjustable Speed Drives 1 - 300 Hp. GE Drive Systems.

[15]-Catálogo; *Controle de Velocidade para Motores de Indução Trifásicos de 5,5 a 250 kW*. RELIANCE.

[16]-Catálogo; *Inversor de Freqüência PWM de 3,5 a 160 kVA - SIMOVERT P* -; SIEMENS.

[17]-Manual; *Freqüency Converters ACS 500 - 2.2 to 315 kW*; ABB.

[18]-Manual; *The TTL Data Book*, TEXAS INSTRUMENTS, 1991

[19]-Manual; *M68HC11 - HCMOS Microcontroller Reference Manual*. Motorola Incorporation; 1991.

[20]-Manual; *The CMOS Data Book*; National Semiconductor, 1991.

[21]-Manual; *Data Book Integrated Circuits: Analog-To-Digital Converters*; Analog Devices; 1984.

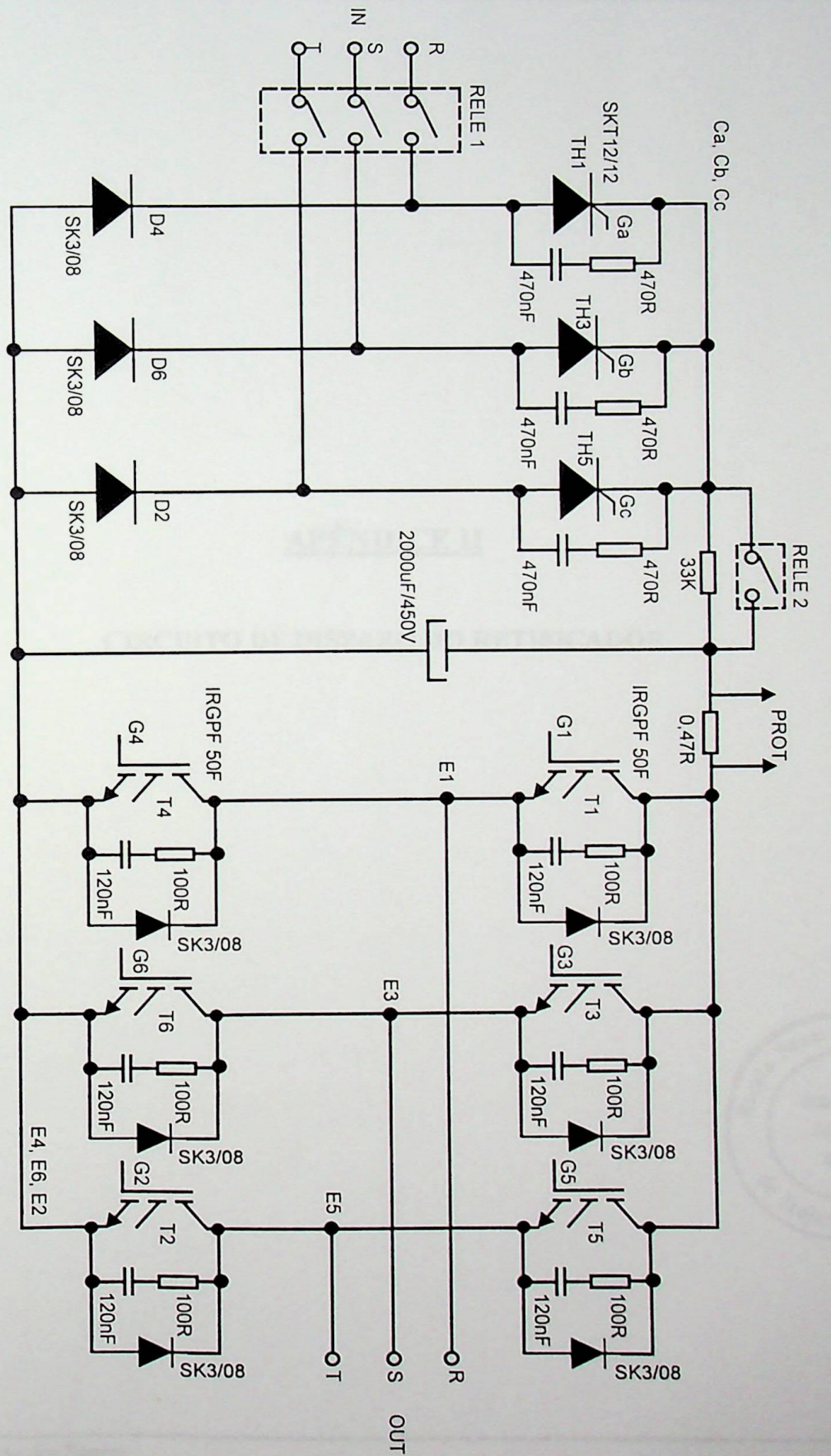
[22]-Manual; *Optoisoladores - Technical Data* -; Motorola Semiconductor, 1989.

[23]-Manual; *Insulated Gate Bipolar Transistor-IGBT*; International Rectifier, 1996.

[24]-Manual; *HI-TECH C Compiler User's Manual HTXC11*; Avocet Systems, Inc., 1992.

APÊNDICE I

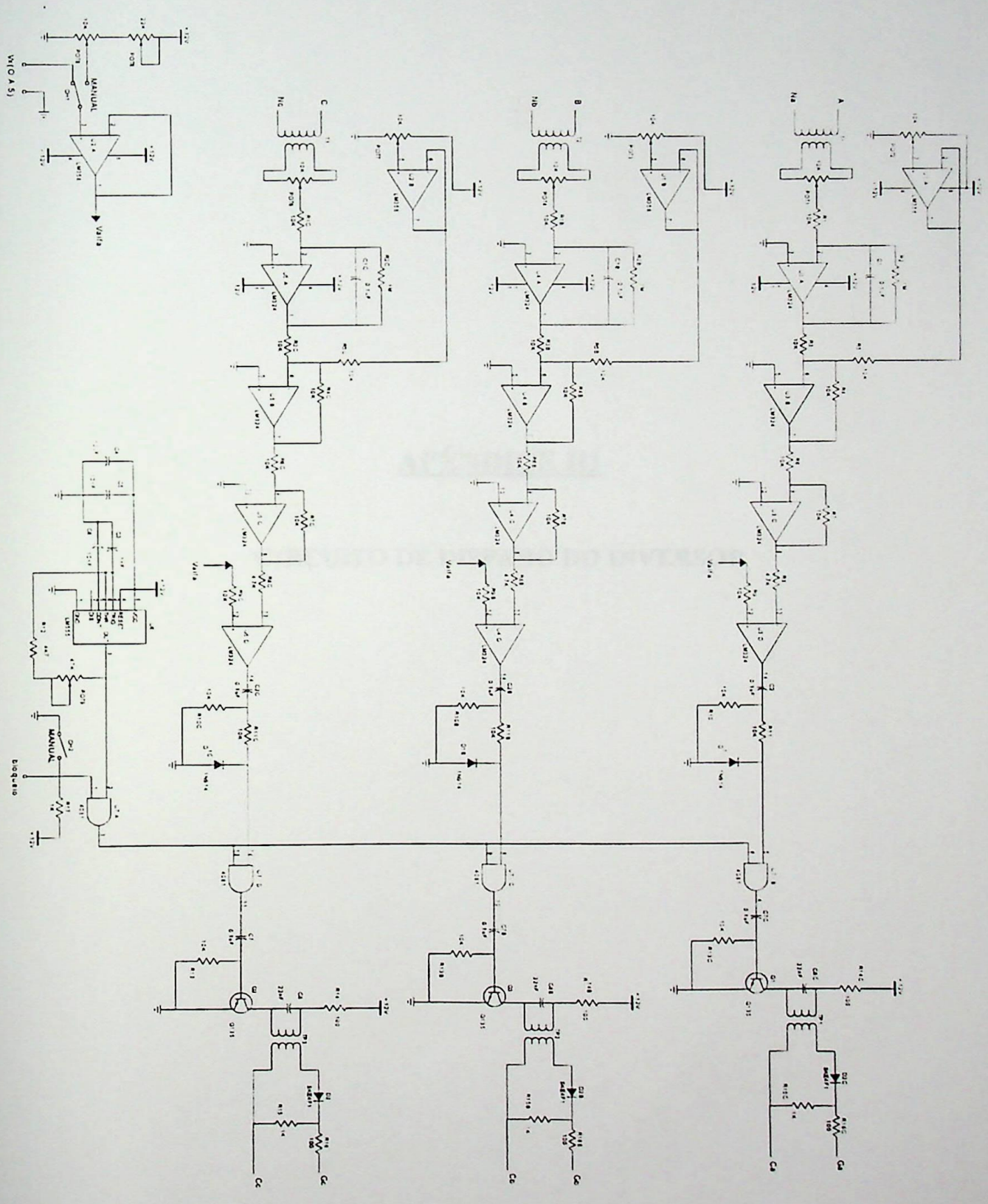
ESQUEMA ELÉTRICO DO SITEMA DE POTÊNCIA


IN
R
S
T
RELE 1
Ca, Cb, Cc
SKT12/12
TH1
Ga
470R
470nF
TH3
Gb
470R
470nF
TH5
Gc
470R
470nF
D4
SK3/08
D6
SK3/08
D2
SK3/08
2000uF/450V
33K
RELE 2
0,47R
PROT
IRGPF 50F
G1
T1
120nF
100R
SK3/08
E1
IRGPF 50F
G4
T4
120nF
100R
SK3/08
G3
T3
120nF
100R
SK3/08
E3
G6
T6
120nF
100R
SK3/08
G5
T5
120nF
100R
SK3/08
E4, E6, E2
G2
T2
120nF
100R
SK3/08
E5
R
S
T
OUT

APÊNDICE II

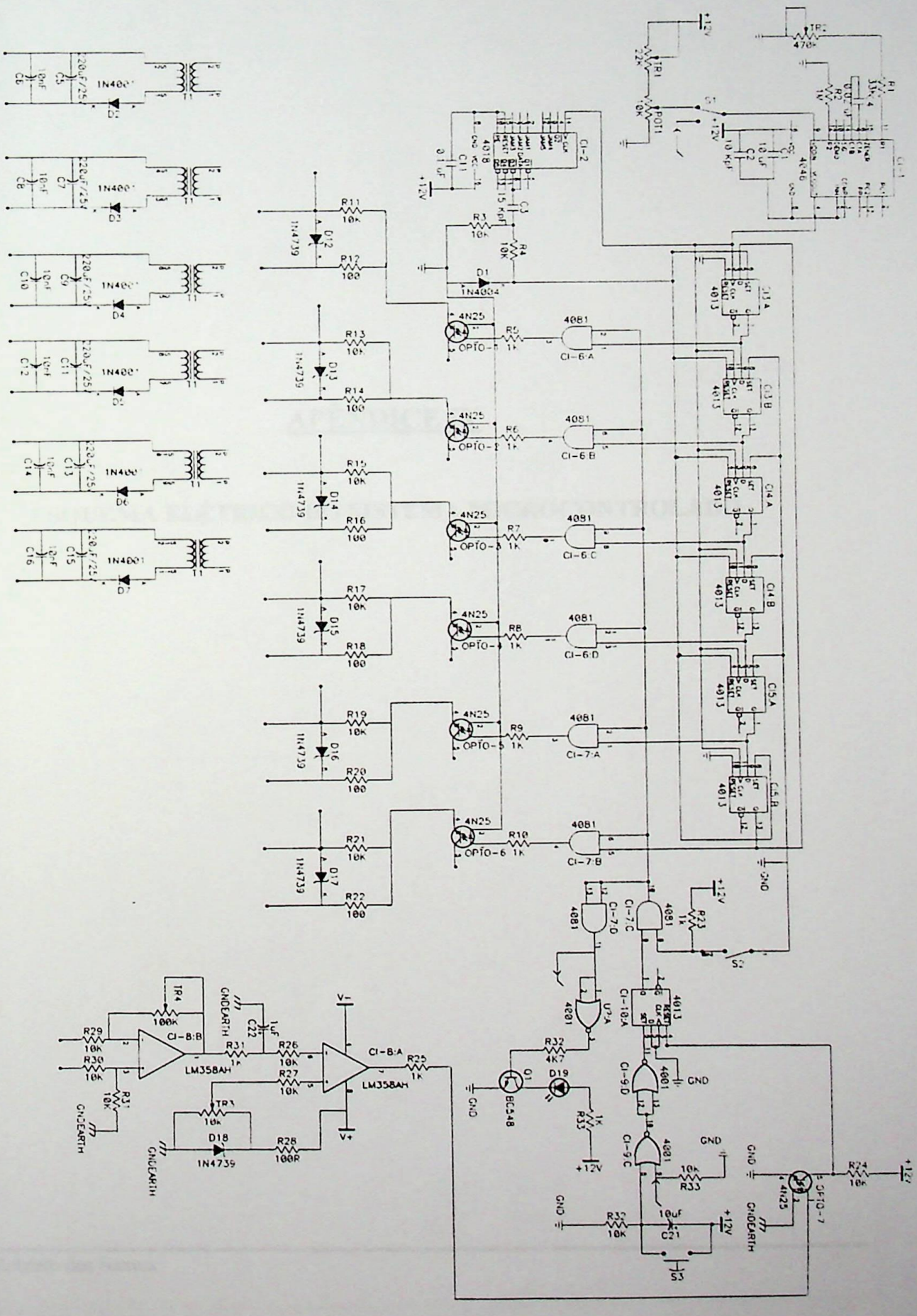
CIRCUITO DE DISPARO DO RETIFICADOR

Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI
Biblioteca MAUÁ BIM



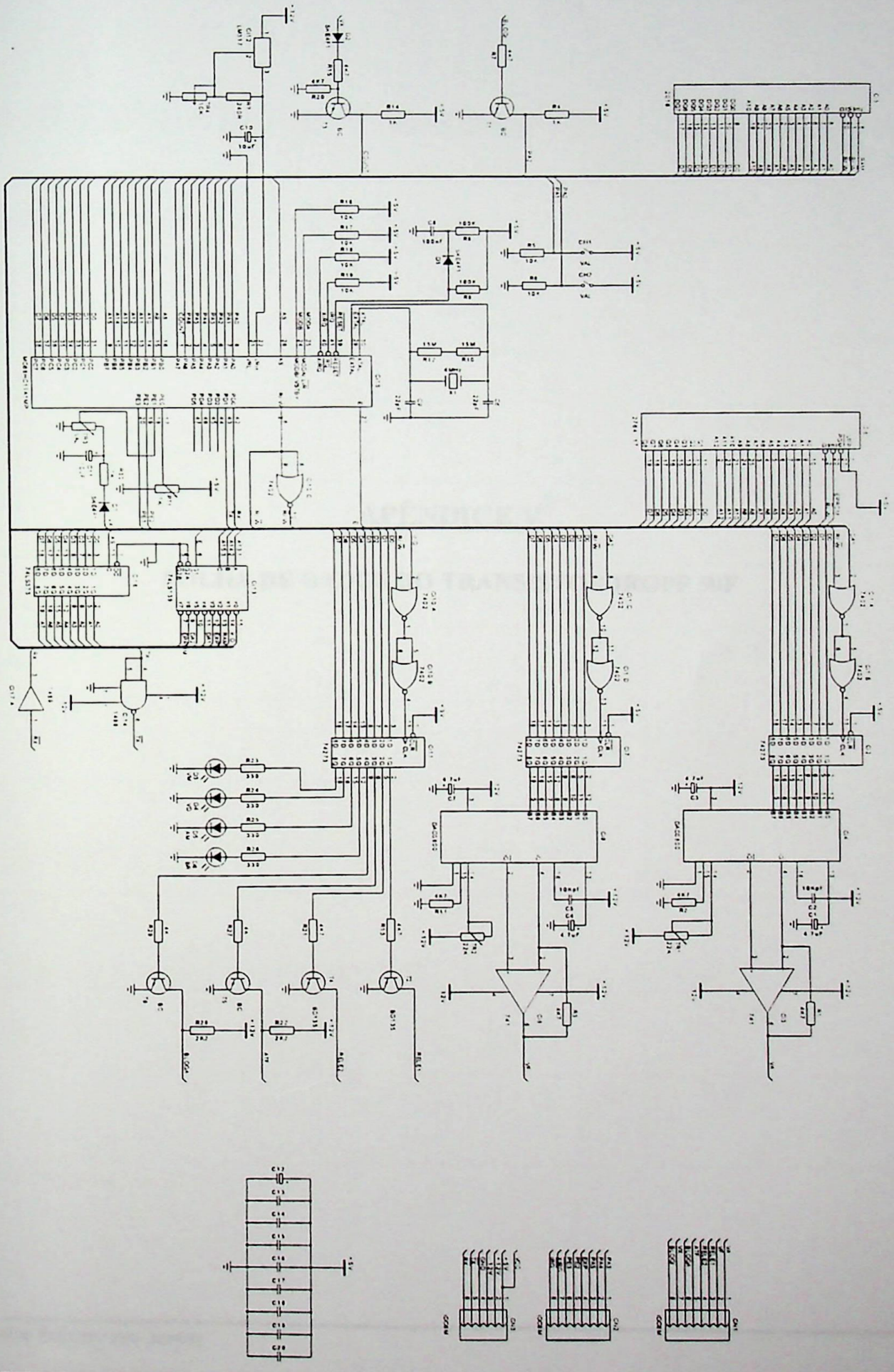
APÊNDICE III

CIRCUITO DE DISPARO DO INVERSOR


+12V
TR1
22k
POT1
10k
S1
C1
10 uF
C2
0,1 uF
CI-1
4046
CI-2
4018
C11
0,1 uF
C3
15 nF
R1
33k
R2
1k
TR2
470k
R3
10k
R4
10K
D1
1N4004
GND
R11
10k
R12
100
D12
1N4739
R13
10k
R14
100
D13
1N4739
R15
10k
R16
100
D14
1N4739
R17
10k
R18
100
D15
1N4739
R19
10k
R20
100
D16
1N4739
R21
10k
R22
100
D17
1N4739
4N25
OPTO-1
OPTO-2
OPTO-3
OPTO-4
OPTO-5
OPTO-6
R5
1k
R6
1k
R7
1k
R8
1k
R9
1k
R10
1k
4081
CI-6:A
CI-6:B
CI-6:C
CI-6:D
CI-7:A
CI-7:B
CI-7:C
CI-7:D
4013
CI-3:A
CI-3:B
CI-4:A
CI-4:B
CI-5:A
CI-5:B
C1N4001
D2
D3
D4
D5
D6
D7
220uF/25V
10nF
TR4
100k
GNDEARTH
C22
1uF
CI-8:B
LM358AH
R29
10k
R30
10k
R31
1k
R26
10k
R27
10k
CI-8:A
R25
1k
TR3
10k
D18
1N4739
R28
100R
V-
V+
R32
4K7
Q1
BC548
D19
R34
1k
CI-9:D
CI-9:C
R33
10k
C21
10uF
S3
R24
10k
OPTO-7
S2
R23
1k
U?:A

APÊNDICE IV

ESQUEMA ELÉTRICO DO SISTEMA MICROCONTROLADO



APÊNDICE V

FOLHA DE DADOS DO TRANSISTOR IRGPF 50F

Insulated Gate Bipolar Transistor

International
IOR Rectifier

Standard-Speed IGBTs Applications: High Voltage Motor Controls, UPS

Part Number	BV_{CES} Collector to Emitter Breakdown Voltage (V)	$V_{GE(th)}$ Gate to Emitter Threshold Voltage Min (V)	Max (V)	$V_{CE(on)}$ Collector to Emitter Saturation Voltage Max (V)	I_C Continuous Collector Current @ T_C = 25°C (A)	@ T_C = 100°C (A)	E_{ts} typ Total Switching Loss @ T_J = 150°C V_{CC} = 480V (mJ)	(A)	P_D Max. Power Dissip. (W)	Case Outline Number (1)	Notes	Case Style
IRGBC20S	600	3.0	5.5	2.0	19	10	4.1	10	60	IG1		TO-220AB
IRGBC30S				1.9	34	18	7.1	18	100			
IRGBC40S				1.8	50	31	13	31	160			
IRGPC40S				1.8	60	31	13	31	160	IG2		TO-247AC (TO-3P)
IRGPC50S				1.6	70	41	16	41	200			

Fast-Speed IGBTs Applications: High Voltage UPS's, Motor Control, Industrial

IRGBC20F	600	3.0	5.5	2.0	16	9	1.8	9	60	IG1		TO-220AB
IRGBC30F				2.1	31	17	2.5	17	100			
IRGBC40F				2.0	49	27	4.4	27	160			
IRGBF20F	900	3.5	5.5	2.5	12	7	1.5	6	—			
IRGPC40F	600	3.0	5.5	2.0	49	47	4.4	27	160	IG2		TO-247AC (TO-3P)
IRGPC50F				1.7	70	39	6.0	39	200			
IRGPF30F	900	3.5	5.5	2.5	24	13	3	12	--			
IRGPF40F				2.5	42	23	5	20	—			
IRGPF50F				2.5	56	31	10	40	—			
IRGPH40F	1200	3.5	5.5	2.2	40	22	5	10	—			
IRGPH50F				2.2	50	27	10	20	—			

UltraFast™ IGBTs Applications: High Voltage SMPS's, Motor Controls, Robotics

IRGBC20U	600	3.0	5.5	3.0	13	6.5	0.35	6.5	60	IG1		TO-220AB
IRGBC30U				3.0	23	12	0.59	12	100			
IRGBC40U				3.0	40	20	1.5	20	160			
IRGPC40U				3.0	40	20	1.5	20	160	IG2		TO-247AC (TO-3P)
IRGPC50U				3.0	55	27	1.7	27	200			

(1) For case outline drawing see page 149.

APÊNDICE VI

LISTAGEM DO PROGRAMA DE ACIONAMENTO

/*PROGRAMA DE ACIONAMENTO DO INVERSOR*/

```
/**** ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ ****/
/**** Programa Desenvolvido por: Carlos Roberto dos Santos ****/
/**** Curso de Pós Graduação - Mestrado ****/

/*DECLARACAO DAS VARIÁVEIS INTERNAS DO MICROCONTROLADOR*/
volatile unsigned char PORTAA @0x1000; /*Entrada das chaves*/
volatile unsigned char PORTAE @0x100A; /*Entrada conv. A/D*/
volatile unsigned char ADCTL @0x1030;  /*Start do conv. A/D*/
volatile unsigned char ADR1 @0x1031;   /*Resultado do A/D1*/
volatile unsigned char ADR2 @0x1032;   /*Resultado do A/D2*/
volatile unsigned char PORTAS @0x2000; /*Porta de saida*/
volatile unsigned char CONVVA @0x8000; /*Saida do conv. D/A1*/
volatile unsigned char CONVVF @0xC000; /*Saida do conv. D/A2*/
volatile unsigned char OPTION @0x1039; /*Ativa conv. A/D*/

/*CONSTRUCAO DA TABELA DE DADOS*/
/*TABELA DOS VALORES DE REFERÊNCIA*/
const unsigned vr[27]={
        0x05,0x0A,0x14,0x1F,0x29,0x33,0x3D,0x47,0x52,
        0x5C,0x66,0x70,0x7A,0x85,0x8F,0x99,0xA3,0xAD,
        0xB8,0xC2,0xCC,0xD6,0xE0,0xEB,0xF5,0xFF,0x00
        };
/*TABELA DOS VALORES DE CONTROLE DA TENSÃO*/
const unsigned va[27]={
        0x00,0x2F,0x35,0x3B,0x40,0x46,0x4E,0x53,0x59,
        0x5F,0x64,0x6A,0x6F,0x75,0x7A,0x80,0x86,0x8B,
        0x91,0x96,0x9C,0xA1,0xA6,0xAC,0xB1,0xB8,0x00
        };
```

```
/*TABELA DOS VALORES DE CONTROLE DA FREQÜÊNCIA*/
const unsigned vf[27]={
        0x00,0x13,0x14,0x16,0x17,0x19,0x1B,0x1D,0x1E,
        0x20,0x22,0x24,0x26,0x29,0x2D,0x2F,0x32,0x36,
        0x39,0x3D,0x41,0x47,0x4B,0x51,0x57,0x5E,0x00
        };

/*DECLARACAO DE VARIÁVEIS NA RAM INTERNA DO uC*/
near unsigned char ref, pa, i, n, n1, u;
unsigned int tp;

/*DECLARACAO DE FUNCOES*/
void bloq(void);

/*INICIO DO PROGRAMA PRINCIPAL*/
main()
{
 OPTION=0x80; /*Ativa o conversor A/D*/
 PORTAS=0x44; /*Liga led verde, bloqueia reles*/
 CONVVA=0, CONVVF=0; /*Reseta saidas dos conversores*/

 rep:
 ADCTL=0x10; /*Start no A/D*/
do{ pa=PORTAA; /*Le as chaves e Bloqi*/
 }while((pa&1)==0); /*Espera a chave LIGA*/

 PORTAS=0x6D; /*Liga led amarelo, rele1 e desbloqueia*/
 do{
 }while((ADCTL&0x80)==0); /*Verifica fim de conversao*/
```

```
ref=ADR1; /*Le a velocidade de referencia*/
n=0;
while(ref>vr[n])
        n++;
        if(n==0){
                CONVVA=va[n];
                CONVVF=vf[n];
        }
        else{
                CONVVA=va[1];
                CONVVF=vf[1];
                for(tp=0; tp<19500; tp++)
                PORTAS=0x6F; /*Liga rele2*/
                for(i=1; i<=n; i++){
                CONVVA=va[i];
                CONVVF=vf[i];
                for(tp=0; tp<19500; tp++);
                }
        }
rep1:
bloq();/*Chama rotina verificacao de Bloqueio*/
ADCTL=0X10;/*Start no A/D*/
pa=PORTAA;/*Le as Chaves e Bloqi*/
do{
}while((ADCTL&0x80)==0); /*Verifica fim de conversao*/
ref=ADR1; /*Le a velocidade de referencia*/
if((pa&1)==1){
        n1=0;
        while(ref>vr[n1])
        n1++;
```

```
        if(n1>n){
                for(i=n; i<=n1; i++){
                        CONVVA=va[i];
                        CONVVF=vf[i];
                        for(tp=0; tp<19500; tp++);
                }
                n=n1;
        }
        else{
                for(i=n; i>n1; i--){
                        CONVVA=va[i];
                        CONVVF=vf[i];
                        for(tp=0; tp<19500; tp++);
                }
                CONVVA=va[i];
                CONVVF=vf[i];
                n=n1;
        }
}
else{
        for(i=n; i>=1; i--){
                CONVVA=va[i];
                CONVVF=vf[i];
                for(tp=0; tp<19500; tp++);
        }
        CONVVA=0x0;
        CONVVF=0x0;
        PORTAS=0x44;
        goto rep;
}
```

```
goto rep1;
}

/*ROTINA QUE VERIFICA BLOQUEIO*/
void bloq(void)
{
 pa=PORTAA;/*Le Bloqueio*/
 u=0;
 while(((pa&4)==0)&&(u<3)){
        u++;
        CONVVA=va[1];
        CONVVF=vf[1];
        PORTAS=0x6B;/*Tenta o Restart 03 vezes*/
        for(tp=0; tp<19500; tp++);
        pa=PORTAA;/*Le bloqueio*/
 }
 while((pa&4)==0){
        CONVVA=0x0;
        CONVVF=0x0;
        PORTAS=0xC4;
 }
}

/**** FIM DO PROGRAMA DE ACIONAMENTO *****/
```

EFEI / BIBLIOTECA

ESTE LIVRO DEVE SER DEVOLVIDO NA ÚLTIMA DATA CARIMBADA.

08/08/06		
14/08/00		
23.3.2000		
31/08/2.000		
06.9.2000		
30/08/01		
04.12.04		
10/08/11		
21/08/19		

EFEI - BIBLIOTECA MAUÁ
8200940
NÃO DANIFIQUE ESTA ETIQUETA