

Luiz Philippe Carneiro de Sá Wernz

Reynaldo Makoto Goto

Acionamento de Motor de Indução com controle escalar

Relatório Final de PMC580 / PMC581-
Projeto Mecânico I e II para Graduação
na Escola Politécnica da Universidade de
São Paulo

Prof. Orientador: Marcelo Godoy Simões

São Paulo

1997

Luiz Philippe Carneiro de Sá Wernz

Reynaldo Makoto Goto

Acionamento de Motor de Indução com controle escalar

Relatório Final de PMC580 / PMC581-
Projeto Mecânico I e II para Graduação
na Escola Politécnica da Universidade de
São Paulo

Prof. Orientador: Marcelo Godoy Simões

São Paulo

1997

“Dedicamos este trabalho aos nossos familiares que tanto fizeram para a nossa formação.”

Agradecimentos

Agradecemos ao nosso professor orientador Marcelo Godoy Simões e especialmente ao Técnico em Eletrônica Fernando e o Sr. Alceu da oficina que tanto nos ajudaram na viabilização deste Projeto.

SUMÁRIO

RESUMO	4
1. INTRODUÇÃO	5
2. O MOTOR DE INDUÇÃO	7
2.1. INTRODUÇÃO	7
2.2. FUNCIONAMENTO	8
2.2.1. Campo girante	9
2.2.2. Frequência de alimentação / Vel. síncrona	11
2.3. CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS	12
2.3.1. Estator e enrolamentos	12
2.3.2. Rotor	12
2.4. CARACTERÍSTICAS DE OPERAÇÃO	14
2.4.1. Ligação estrela-triângulo	14
2.4.2. Escorregamento	15
2.4.3. Torque	16
2.4.4. Operação em outras faixas de velocidade	18
2.4.5. Operação em baixas velocidades	19
2.5. INVERSORES PWM PARA O CONTROLE DA VELOCIDADE	21
2.6. CARACTERÍSTICAS DA MÁQUINA A SER UTILIZADA NO PROJETO	22
3. OS CIRCUITOS DO INVERSOR DE FREQUÊNCIA	23
3.1. O CIRCUITO DE POTÊNCIA	23
3.1.1. Elementos utilizados no sistema de potência do inversor	24
3.1.2. O circuito de frenagem dinâmica	27
3.2. CIRCUITOS DE CONTROLE E MONITORAÇÃO DO INVERSOR	28
3.2.1. Elementos utilizados nos sistemas de controle	29
3.2.2. O circuito de Gate-Drives	30
3.2.3. O circuito de Encoder	30
3.2.3. Placas de monitoração	32
3.2.4. O funcionamento do sistema	38
4. CONTROLE ESCALAR X VETORIAL	39
4.1. CONTROLE ESCALAR	39
4.2. CONTROLE VETORIAL	42
5. IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO PROJETO	43
5.1. FIXAÇÃO DO DISSIPADOR	43
5.2. FIXAÇÃO DOS ELEMENTOS: IGBTs, PONTE RETIFICADORA, PLACA DE BUS, VENTILADORES, INTERRUPTOR E LÂMPADA ON/OFF.	44
5.3. AQUISIÇÃO DE DADOS DO MICRO	44
5.4. FONTE ALIMENTADORA DE 15V.	45
5.5. PLACA DE COMPARADORES E FIXAÇÃO.	46
5.6. PLACA DOS GATE-DRIVES E FIXAÇÃO.	47
5.7. GABINETE E DISJUNTORES.	49
5.8. O PROGRAMA.	50
5.8.1. Cálculo das larguras de pulso	51
5.8.2. Geração da tabela	51
5.8.3. Cálculo dos valores de saída	52
5.8.4. Envio do PWM para a saída	55

6. O QUE FOI PROJETADO MAS NÃO FOI IMPLEMENTADO.....	56
6.1. O ADC201	56
6.1.1 Características Técnicas.....	57
6.1.2 Características Operacionais.....	58
6.1.3 Projeto para implementação	58
6.1.4 Ciclo de funcionamento do ADC.....	60
6.2. PLACA DE ENCODER.....	62
6.2.1. Definição do tempo do timer.....	62
6.2.2. Testes do circuito de Encoder	63
6.3. DESENHO DAS PLACAS DE BUS	64
7. METODOLOGIA DE TESTES E RESULTADOS	65
7.1 TESTE DO MÓDULO RETIFICADOR.....	65
7.2 TESTE DOS CAPACITORES E PLACAS DO LINK DC.....	65
7.3 TESTE DA FONTE DE 15V	65
7.4 TESTES DOS COMPARADORES.....	66
7.5 TESTES DOS GATE DRIVES.....	66
7.6 TESTES DOS MÓDULOS IGBTs.....	66
7.7 TESTES DA PORTA PARALELA.....	67
7.8 TESTES EM CONJUNTOS	67
8. ESTIMATIVAS DE CUSTOS	70
9. BIBLIOGRAFIA.....	70
10. ANEXOS.....	70
ANEXO A DIAGRAMA NASSI-SCHNEIDERMAN DO PROGRAMA PWM.PAS.....	70
ANEXO B : LISTAGEM DO PROGRAMA PWM.PAS	70
ANEXO C : PLACA DE BUS NEGATIVA.....	70
ANEXO D : PLACA DE BUS POSITIVA.....	70

As Tarefas foram divididas da seguinte forma:

Luiz Philippe Carneiro de Sá Wernz

Cap 1 : inteiro

Cap 2 : inteiro

Cap 3 : inteiro

Cap 5 : exceto item 5.4

Cap 6 : itens 6.2 e 6.3

Cap 10 : inteiro

Estudo do motor de indução e circuito de potência, implementação do programa de controle e testes no motor.

Reynaldo Makoto Goto

Resumo

Cap 5 : item 5.4

Cap 6: item 6.1

Cap 7: inteiro

Cap 8: inteiro

Estudo do sistema de controle Escalar x Vetorial e técnica PWM; implementação das placas de Gate Drive, comparadora e fonte de 15V; e testes dos circuitos.

Abreviaturas

CC : Corrente Contínua

AC : Corrente Alternada

HP : Horse Power

IGBP : Insulated Gate Bipolar Transistor

PWM : Pulse Width Modulated

PC : Personal Computer

Resumo

Neste Trabalho de Conclusão de Curso, será estudado um acionamento de Motores de Indução AC Trifásico.

A metodologia de controle adotada foi a de Controle Escalar.

Os equipamentos utilizados para implementações e testes foram os do Departamento de Engenharia Mecânica, bem como alguns materiais adquiridos pela dupla que serão posteriormente listados.

Como principal resultado obtido temos o protótipo em funcionamento bem como os testes realizados que serão posteriormente listados.

1. Introdução

O objetivo deste trabalho é o de projetar e implementar um inversor de frequência para o controle da velocidade de um motor trifásico assíncrono de indução. Um inversor deste tipo é um dispositivo que modifica a frequência de uma tensão alternada, produzindo na saída uma outra tensão alternada, com frequência diferente.

Existem várias formas de se conseguir este efeito, mas especificamente neste projeto a variação da frequência será feita através do método de PWM (*Pulse Width Modulated* - "Largura de pulso modulada"), no qual um trem de pulsos de amplitude constante e durações variáveis é gerado de forma a produzir uma nova onda com a forma e frequência desejada. Evidentemente esta nova onda gerada não é perfeitamente da forma que se deseja, mas apresenta-se com uma boa aproximação, principalmente em virtude da frequência do trem de pulsos ser muito maior do que a da onda produzida. Além disso, a máquina alimentada com esta onda apresenta uma resposta mecânica muito mais lenta do que a variação elétrica, não respondendo significativamente às variações de alta frequência na onda geradas por este método. Dessa forma, uma onda produzida com um PWM de frequência razoável consegue alimentar um motor de indução de modo a fazê-lo girar com boa uniformidade.

Alguns itens do projeto já estavam definidos antes do início da nossa participação. Justamente devido a este fato, o tempo no primeiro semestre foi utilizado principalmente no estudo das partes já pré-definidas do projeto, como os componentes do circuito de potência, a metodologia de controle PWM e etc.

Além disso, foi realizado um estudo relativamente aprofundado do motor de indução, de forma a conhecermos bem o que nos propomos a controlar, e um estudo sobre o micro-controlador adotado para o controle. Evidentemente também foram produzidas coisas novas, como definição do circuito de *timer*, definição do *lay-out* do sistema no gabinete e etc. A maior parte das atividades práticas ficaram para o segundo semestre, onde ocorreram a implementação do controle, a montagem dos circuitos, testes e introdução de algumas melhorias.

Como observação final, fica a ajuda prestada pelo técnico do laboratório Fernando, principalmente no esclarecimento dos sistemas já pré-definidos e de dúvidas que apareceram durante todo o projeto.

2. O Motor de Indução

2.1. Introdução

A utilização de motores de indução ocorre em inúmeras aplicações na indústria mundial, e as causas deste sucesso não são poucas.

Primeiramente, a tecnologia do motor de indução permite a fabricação de motores em uma faixa extremamente ampla de potências. São encontrados comercialmente desde motores de aproximadamente $\frac{1}{4}$ de HP para acionamento de pequenas máquinas até motores com centenas de HP, para acionamento de equipamentos na indústria pesada. Outra causa da popularidade deste tipo de motor é a pequena necessidade de manutenção, não apresentando escovas, como nos motores CC, o que evita fagulhamento e contatos físicos entre o rotor e o estator, a não ser nos mancais, que se bem dimensionados podem durar tanto quanto o próprio motor. Como resultado, em aplicações onde há dificuldades para realização de manutenção ou risco de explosão este motor sempre está presente. Outra vantagem é o menor custo em relação ao motor CC de potência similar. Em relação ao motor Brushless, por sua vez, tem a vantagem de não precisar do sistema de chaveamento de fases característico deste motor, o que barateia e simplifica sua fabricação. A facilidade de instalação também é uma característica do motor de indução.

Entretanto, o motor de indução apresenta algumas desvantagens. A principal delas é o fato da sua velocidade de rotação ser dependente da frequência da rede, o que faz com que a variação de velocidade neste motor seja mais difícil de ser realizada. Outra desvantagem é o torque de partida relativamente baixo, em relação a outros tipos de motores.

Para contornar a dificuldade no controle da velocidade deste motor, foram criados os Inversores de frequência, aparelhos que permitem um controle da velocidade do modo mais intuitivo, modificando a frequência da alimentação, sendo a implementação de um dispositivo deste tipo, conforme já citado, o objetivo deste projeto.

2.2.Funcionamento

Para entender o funcionamento de um motor de indução, vamos imaginar primeiramente um disco de metal (o qual não precisa ser um metal ferromagnético, necessariamente) que pode girar livremente, e também um ímã, posicionado de modo que seu campo magnético atravessasse o disco. Movimentando-se o ímã por sobre o disco em um sentido qualquer, ocorre a variação do fluxo do campo magnético através do disco, ocasionando o aparecimento de correntes parasitas no disco. A interação entre as cargas em movimento e o campo magnético faz com que apareça uma força. Pela lei de Lenz, o sentido destas forças será tal que fará o disco tender a acompanhar o movimento do ímã. Este é o princípio que faz o motor de indução funcionar. Neste tipo de motor, um campo magnético variável é gerado e, imerso neste campo, é colocado um rotor metálico. A variação do fluxo do campo magnético através do rotor faz com que apareçam neste correntes induzidas, e estas interagindo com o campo, fazem com que apareçam forças no rotor que, devido à sua geometria e à forma de variação do campo, fazem-no girar.

A peça móvel (disco ou rotor) nunca pode alcançar a velocidade do ímã (ou do campo magnético). Se isto acontecesse, deixaria de haver movimento relativo entre os dois, deixando também de haver variação de fluxo magnético na peça móvel e indução de correntes. Consequentemente as forças de movimentação não apareceriam e o rotor não giraria. Ou seja, deve haver sempre uma diferença de velocidade entre as duas peças, para que a força apareça.

Outro detalhe importante é que as correntes na peça móvel são geradas nela própria, pela variação do campo magnético, e não são produzidas diretamente por uma tensão aplicada, como no caso dos motores de corrente contínua, onde a corrente no rotor é fornecida por uma fonte de tensão externa.

2.2.1. Campo girante

Para que o motor de indução possa girar, é necessário que haja uma variação do fluxo do campo magnético no rotor. E a forma mais comum de se fazer o rotor girar é através da geração de um campo magnético rotativo, utilizando bobinas percorridas por uma corrente variável (senoidal).

Inicialmente, foram utilizados sistemas bifásicos de alimentação das bobinas, com duas correntes (alternadas) defasadas de 90 graus. Entretanto logo se percebeu que um sistema trifásico, com correntes defasadas de 120 graus era mais adequado, pois gerava um campo de intensidade constante (com valor de 1,5 vez o campo que seria gerado por uma única bobina isoladamente) fazendo com que o motor gire mais uniformemente.

Na figura mostrada na página a seguir estão ilustradas duas disposições das bobinas em um motor trifásico, sendo cada uma das três bobinas indicadas pelas letras A, B e C. Logo após são mostradas a tensão que passa por cada uma delas e a direção do campo magnético resultante. Observa-se que o campo muda de direção de acordo com a variação das correntes nas bobinas.

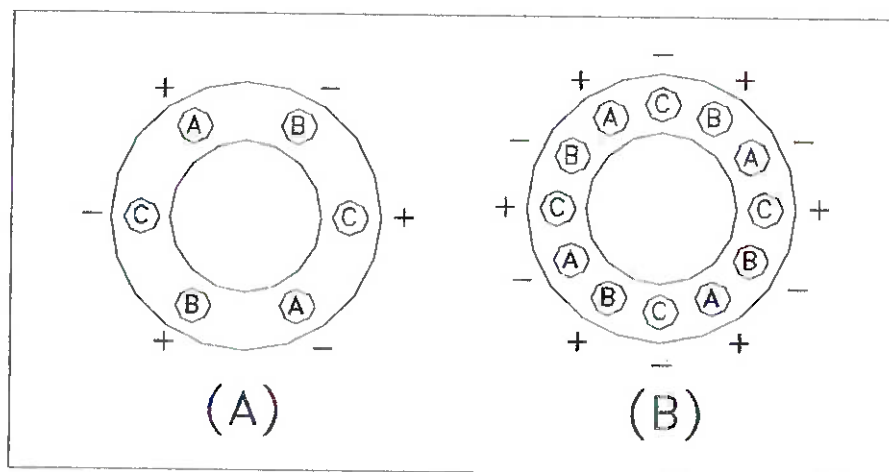


Figura 1.a.: Disposições das bobinas

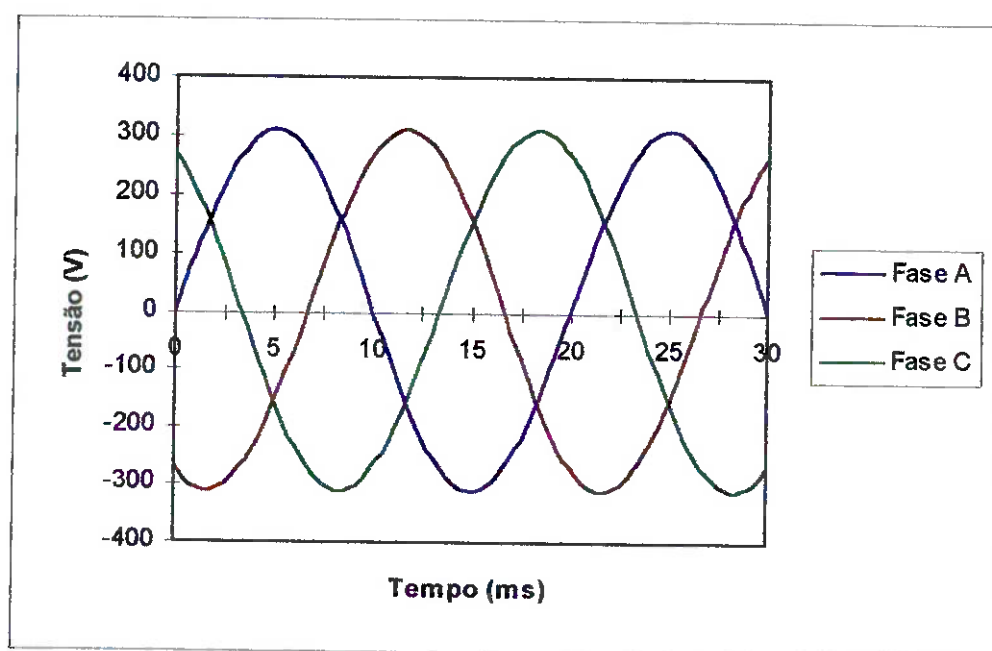


Figura 1.b. : Alimentação trifásica de 220V e 50Hz.

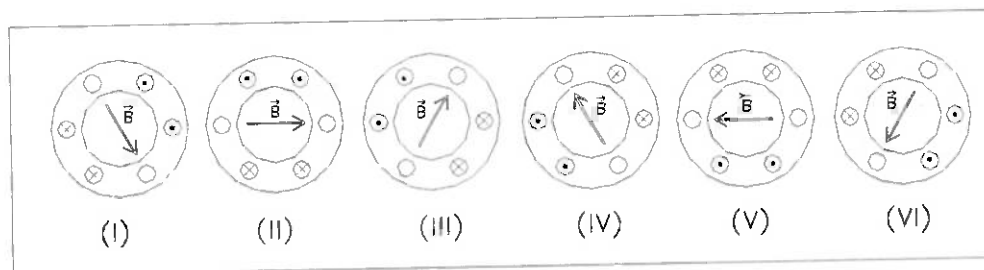


Figura 1.c. : Campo girante gerado por uma alimentação trifásica de 220V e 50Hz.

Conforme visto anteriormente, o rotor tende a seguir a variação do campo, girando no mesmo sentido.

2.2.2.Frequência de alimentação / Vel.síncrona

Alimentando-se as bobinas com uma corrente alternada, o campo girante produzido terá uma frequência de rotação igual à frequência de alimentação. Entretanto, pode-se dispor as bobinas de modo a que o campo gire mais lentamente, com a adição de mais pares de pólos magnéticos. Assim, um motor com 4 pólos terá um campo que gira com metade da frequência da alimentação, um com 6 pólos girará com um terço desta frequência e etc. , Em qualquer caso, esta seria a velocidade máxima que o rotor poderia alcançar. Chama-se esta velocidade de *velocidade síncrona* do motor, sendo esta, portanto, dependente da frequência de alimentação e do número de pólos. A velocidade síncrona pode ser determinada por :

$$Vel.sincr.=\frac{60.f}{p} \quad \text{sendo:}$$

- f a frequência da rede
- p o número de pares de pólos do motor.

O funcionamento dos inversores de frequência é baseado justamente na modificação da velocidade síncrona do motor.

2.3. Características construtivas

Em todos os tipos de motores é comum haver uma parte fixa, uma parte móvel e enrolamentos que conduzem uma corrente. Assim, no motor de indução, os principais componentes são: o estator, o rotor e os enrolamentos.

2.3.1. Estator e enrolamentos

O estator é a parte fixa do motor, e na máquina de indução é a parte que contém os enrolamentos que conduzem a corrente alternada que gera o campo magnético. Esta parte, além de conter as bobinas, também dá a estrutura e define o aspecto externo do motor, não apresentando muitas variações.

2.3.2. Rotor

O rotor é a parte girante do motor, sendo o torque e eficiência diretamente dependentes do tipo de rotor, apesar de a maioria dos rotores não ser nada muito além de um eixo com um núcleo diferenciado. Os principais tipos de rotores são listados a seguir:

- rotor sólido - Este rotor nada mais é do que um cilindro de aço acoplado ao eixo principal. A relação entre o torque e a velocidade é bastante linear (o

torque é diretamente proporcional ao escorregamento), decrescendo com a velocidade, sendo alto na partida (rotor bloqueado).

- rotor gaiola-de-esquilo (*squirrel-cage*) - Este rotor é um dos mais simples e de uso mais difundido. Feito de aço ranhurado, apresenta-se bastante parecido com o rotor do motor de corrente contínua. A armadura é feita de barras de cobre unidas por anéis condutores, ou então fundidas juntamente com o rotor, formando uma peça única que, neste caso, é produzida em alumínio. Não é comum ser utilizado em unidades de grandes dimensões.
- rotor de ímã permanente - A utilização deste tipo de rotor faz com que o motor apresente um alto torque, em relação ao seu tamanho. Entretanto, este motor não consegue partir sozinho quando alimentado com 50 ou 60 Hz, pois nestes casos o campo girante é rápido demais, o que faz necessária a partida com uma frequência mais baixa e aumentá-la em seguida. Outra desvantagem deste rotor é a flutuação irregular de velocidade durante operação normal, tornando sua utilização em motores de indução restrita.
- rotor bobinado - Utilizado mais comumente em grandes motores, apresenta três enrolamentos ligados ao exterior através de três anéis de deslizamento. Ligados a eles existem externamente três reostatos, e variando-se a resistência dos enrolamentos a curva de torque x velocidade pode ser modificada, adequando-se às mais variadas aplicações, notadamente as que requerem um alto torque de partida.
- rotor bobinado com comutador - O motor que utiliza este tipo de rotor é conhecido como motor AC em série (ou motor universal), uma vez que os

enrolamentos do rotor são ligados em série com os enrolamentos do estator, apresentando características muito mais próximas de um motor CC.

Além das características eletromecânicas listadas, os rotores também têm uma importância primordial pelo fato de ser a parte onde a carga é aplicada, diferenciando-se pelos diâmetros, tipos de ponta de eixo, acoplamentos que podem ser feitos e etc.

2.4. Características de operação

2.4.1. Ligação estrela-triângulo

Na partida de motores de indução, como o rotor está parado, a reatância dos enrolamentos é muito baixa, o que faz com que a corrente que os percorre seja bastante alta. Assim, a partida de motores mais potentes pode ser crítica devida aos valores que a corrente pode atingir. Um dos métodos mais utilizados para minimizar este inconveniente é a chamada partida com ligação estrela-triângulo.

As duas formas de ligação das bobinas de um motor trifásico são mostradas a seguir (figura 2). Ligando-se o motor na configuração em estrela, nota-se que a corrente tem de passar por duas bobinas qualquer que seja a direção que ela seguir. Desta forma, cada bobina terá aplicada apenas $(1/\sqrt{3})$ da tensão normal, reduzindo a corrente de entrada a apenas um terço do normal. Quando o motor atinge uma velocidade satisfatória, a sua ligação passa a ser feita com a configuração em triângulo. Nesta situação, a corrente

passa por apenas uma bobina, apresentando assim uma corrente mais alta, podendo então atingir sua potência normal de trabalho.

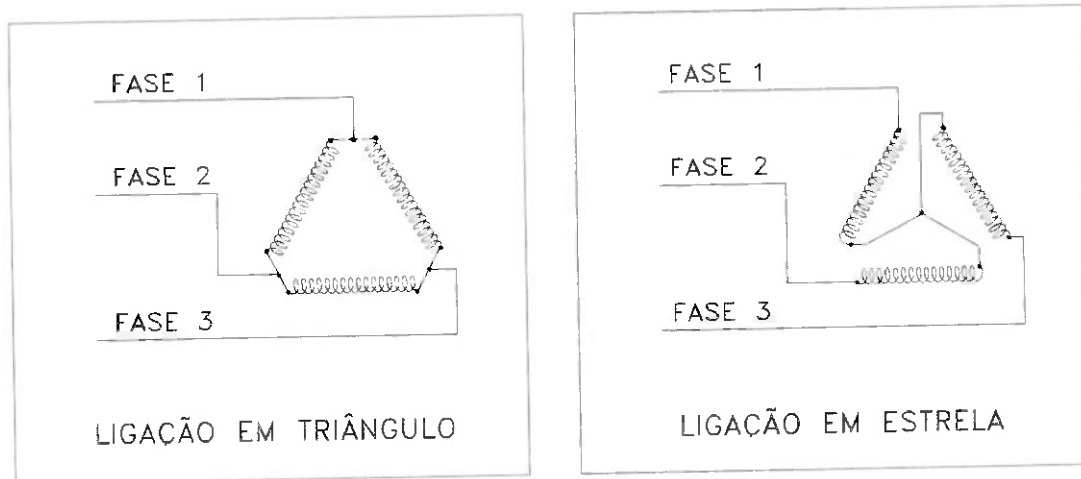


Figura 2 - As duas formas de ligação dos enrolamentos de um motor trifásico.

2.4.2. Escorregamento

Já foi visto que deve haver uma diferença de velocidade entre as peças fixa e móvel. Esta diferença de velocidades é chamada de *escorregamento*. Teoricamente, quanto maior o escorregamento, maior a variação do campo no rotor, e maior a força gerada no rotor. Entretanto no motor de indução esta relação só é verificada em uma faixa de rotação, por motivos diversos. Verifica-se assim que o escorregamento é variável, de acordo com as condições de funcionamento e de carga do motor. Se o motor está girando livremente, o torque de saída é pequeno, e o escorregamento também é pequeno. Já se o motor está carregado, o torque de saída é bem maior,

exigindo um escorregamento também maior. O escorregamento também é influenciado por variações na tensão de alimentação, uma vez que estas alteram a curva de torque, conforme será mostrado no item a seguir. Tipicamente, o escorregamento é da ordem de 2 a 4 por cento da velocidade síncrona do motor, quando com carga.

2.4.3. Torque

A velocidade de rotação de um motor de indução é dependente apenas de sua geometria de construção e da frequência de alimentação. Entretanto, a tensão de entrada pode ter vários valores, o que significa que o motor pode funcionar com potências diferentes. Como a velocidade praticamente não muda e a potência mecânica é dada pelo produto velocidade x torque, conclui-se que a grandeza influenciada diretamente pela tensão de entrada é o torque de saída. O gráfico a seguir mostra aproximadamente um exemplo de curva de torque para três tensões diferentes, sendo $V1 > V2 > V3$.

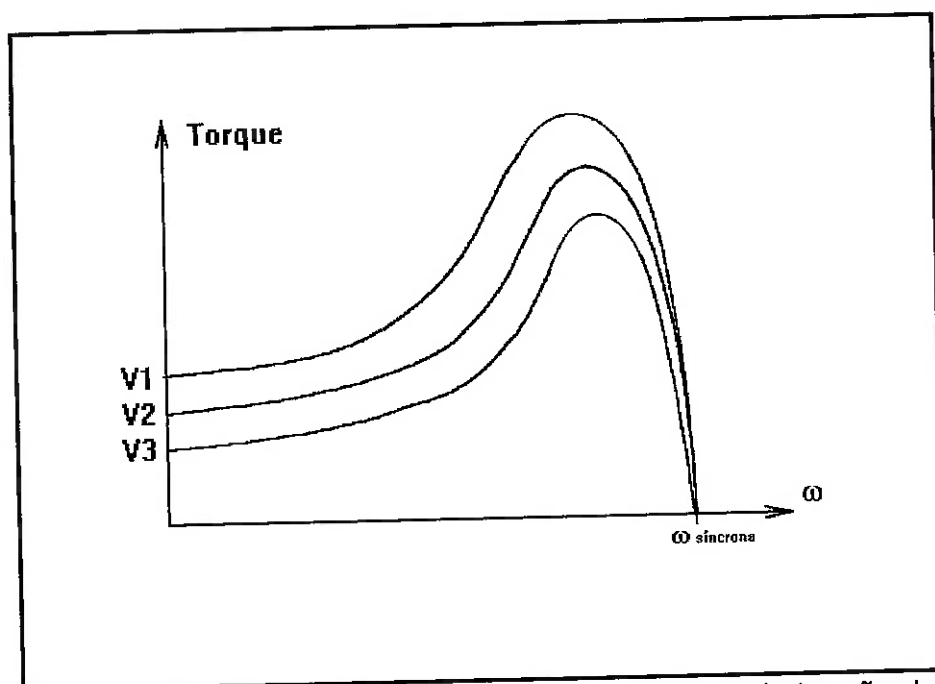


Figura 3: Variação do torque do motor em função da tensão de entrada

Deve-se observar que se o motor estiver ligado à mesma carga, a alimentação com tensões diferentes fará com que o escorregamento (e consequentemente a velocidade real de rotação) varie. Entretanto esta variação é muito pequena, não influenciando significativamente na rotação final.

O torque máximo ocorre no ponto onde o escorregamento vale:

$$Sb = \pm \frac{Rr}{\sqrt{[Rs^2 + \omega e^2 \cdot (Ls + Lr)^2]}} \quad \text{sendo:}$$

ωe - rotação síncrona

Lr, Rr - indutância e resistência do enrolamento do rotor

Ls, Rs - indutância e resistência do enrolamento do estator

Observa-se que a fórmula fornece dois pontos de ocorrência de torque máximo, sendo um positivo e outro negativo. Entretanto, este segundo ponto de torque máximo só pode ser visualizado se for considerada a operação do

motor em outras faixas de rotação que não a compreendida entre a rotação nula e a rotação síncrona. Este aspecto será discutido a seguir.

2.4.4. Operação em outras faixas de velocidade

O gráfico a seguir mostra as três regiões onde o motor de indução pode trabalhar.

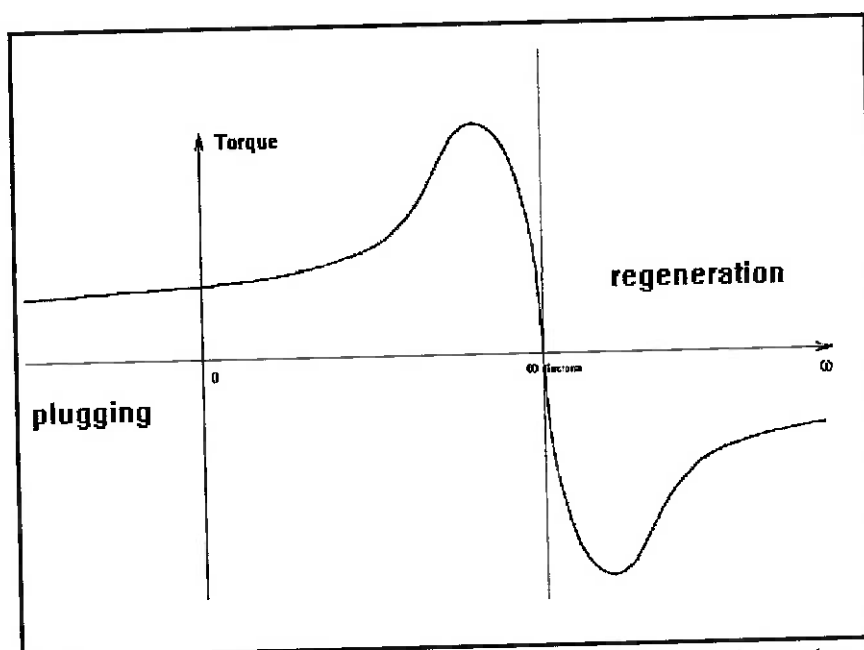


Figura 4: Torque em várias faixas de velocidade do motor

Na região de *plugging*, o rotor gira no sentido oposto ao do campo. O torque gerado age como um torque de frenagem (pois o torque tem o mesmo sentido do campo), sendo a energia resultante dissipada no próprio motor, em forma de calor. Assim sendo, se o motor operar constantemente nesta região (invertendo-se de uma vez o sentido de rotação repetidas vezes, por exemplo), o motor tende a superaquecer, devendo-se portanto evitar a operação nestas condições. Observe-se que o torque continua tendo sinal positivo, pois ainda tem o mesmo sentido do campo.

Na região regenerativa, o rotor gira a uma velocidade superior à rotação síncrona, no mesmo sentido do fluxo magnético, o que resulta num escorregamento negativo. Desta forma pode-se considerar que há geração de energia resultando num torque de frenagem regenerativo. Observando-se o gráfico anterior, verificamos que o outro ponto de torque máximo (negativo) ocorre nesta região, pois aqui o torque tem sentido oposto ao do campo. Como a energia retorna à fonte, o motor pode operar nesta região continuamente. Assim, o motor pode agir efetivamente como um gerador, desde que haja um dispositivo externo que mantenha a rotação do rotor acima de velocidade síncrona, vencendo o torque regenerativo.

Para operação do motor em velocidades muito mais altas do que sua rotação nominal, devem ser consideradas com mais cuidado (além das características elétricas e magnéticas, que podem alcançar valores indesejados), as características mecânicas e térmicas de construção do motor, que por não ser projetado para operar nesta faixa de velocidade, pode apresentar problemas como diminuição da vida útil, falhas constantes, superaquecimento, vibrações indesejadas e etc...

2.4.5. Operação em baixas velocidades

Quando a frequência de alimentação aplicada no motor diminui, começam a ocorrer problemas, principalmente em relação a superaquecimento.

Primeiramente, o estator possui características indutivas, o que o torna seu comportamento dependente da frequência de alimentação. A impedância

dos enrolamentos decresce com a diminuição da frequência de alimentação, devido à redução da resistência indutiva. Isto pode ser entendido lembrando-se que a impedância de um indutor é proporcional à variação da corrente que o atravessa, ou seja, se a corrente varia muito (alta frequência), a resistência indutiva é grande e vice-versa. Este efeito faz com que a corrente no estator aumente. Como a perda por efeito Joule no estator é dada por $P = R \cdot I^2$, temos que a temperatura do motor aumentaria nesta situação. Por outro lado, a velocidade decresce sem aumento proporcional no torque, ou seja, o motor está produzindo menos potência mecânica. Assim, a potência dissipada aumenta bastante, sendo dissipada no próprio motor, na forma de calor, aquecendo-o. Por fim, a velocidade do eixo é menor, e o fluxo de ar gerado pelo ventilador acoplado ao eixo diminui, reduzindo a refrigeração.

Desta forma, para se evitar este superaquecimento, normalmente a tensão da alimentação do motor também é diminuída, de modo a amenizar o aumento de corrente no estator. Normalmente este controle de tensão é feito de modo a que a relação entre a frequência e a tensão de alimentação (f/V) mantenha-se constante. No caso de um retificador controlado, a tensão pode ser controlada unicamente pelo próprio retificador. Entretanto em um inversor de frequência baseado em PWM, a fonte de tensão DC é geralmente fornecida por um retificador não controlado, e tanto a tensão de alimentação do motor quanto a frequência desta alimentação são determinadas pelo formato de modulação de onda gerada no circuito inversor, com o aumento ou diminuição de todos os pulsos ao mesmo tempo, o que faz com que a tensão média no motor aumente ou diminua.

2.5. Inversores PWM para o Controle da velocidade

Este tipo de controle é de uma época bem mais recente que a dos inversores de frequência baseados em tiristores. Isto porque utiliza-se, tanto para a realização do controle quanto para a parte de potência, de dispositivos eletrônicos mais atuais, como os *power-MOSFETs* e *Gate-Drives*.

A idéia básica deste controle, ao invés da modificação da frequência de um sinal analógico, consiste na geração de um trem de pulsos com amplitude constante, duração variável (daí o nome *width-modulated*) e com uma frequência bem maior do que a frequência da onda que se quer gerar. Esta largura de pulso é denominada *duty cycle*.

Evidentemente não está sendo gerada uma onda senoidal. O que acontece, entretanto, é que como a constante de tempo deste sistema elétrico é bem menor que a constante de tempo mecânica do motor, este se comporta como se estivesse submetido a uma tensão praticamente contínua, tensão esta definida de acordo com a relação entre os tempos em que os pulsos estão em *high* ou *low*. O que se faz é gerar o trem de pulsos devidamente modulado de modo a se gerar uma onda que o motor "enxergue" o mais parecida possível com uma senoidal, com a frequência que se desejar. Além disso, a amplitude da tensão também pode ser controlada, conforme visto anteriormente, aumentando-se ou diminuindo o *duty cycle* de todos os pulsos de uma constante, sendo esta tensão limitada por um valor próximo da própria

amplitude do pulso. A implementação de um dispositivo de controle de um motor de indução usando esta técnica é o objetivo principal deste trabalho.

2.6. Características da máquina a ser utilizada no projeto

Finalizando a parte sobre a máquina de indução, estão listadas abaixo as características principais da máquina que será controlada pelo nosso inversor.

- Potência nominal : 3 CV.
- Rotação nominal : 1710 rpm.
- Alimentação : 220 / 380 V.
- Rendimento : 79,3 %
- Fator de potência : $\cos \varphi = 0,85$

3. Os Circuitos do Inversor de Frequência

3.1. O Circuito de potência

O circuito de potência é o circuito onde efetivamente é gerada a alimentação na frequência desejada para o motor de indução. Além dessa função básica, no nosso projeto este circuito também é responsável pela retificação das tensões de entrada, além de englobar um circuito responsável pela frenagem dinâmica do motor.

O circuito de potência trabalha com tensões e correntes muito mais altas do que as suportadas pelos elementos de eletrônica “comum”, utilizados nos circuitos de controle, sendo por essa razão implementado em separado.

Nosso circuito tem em sua arquitetura básica os seguintes blocos funcionais:

- Circuito Retificador : transforma as tensões alternadas (trifásicas) em tensões contínuas, para utilização na geração dos pulsos.
- Circuito Inversor de Frequência: circuito onde as tensões retificadas são convertidas em pulsos de largura controlada, permitindo o controle do motor. É dividido em duas partes: uma de controle, que será mostrada na próxima seção, que recebe e envia sinais e a potência, que controla diretamente o motor. É o circuito principal do nosso projeto.

3.1.1. Elementos utilizados no sistema de potência do inversor

A seguir são apresentados em detalhes os principais componentes:

a. IGBTs

Os IGBTs são transistores de potência, utilizados na alimentação do motor. A sigla IGBT é a abreviação do termo em inglês "*Insulated Gate Bipolar Transistor*" - "Transistor bipolar de *gate* isolado". São dispositivos controlados por tensão que têm características intermediárias entre transistores bipolares e "MOSFET's". O tempo de condução, por exemplo, está em torno de 400 μ seg., sendo mais rápidos que os BJT's, mas mais lentos que os MOSFET's. As perdas de condução e chaveamento também são significativamente menores que nestes últimos.

A tabela abaixo mostra algumas características dos IGBTs em relação aos BJT's e MOSFET's:

Característica	BJT	IGBT	MOSFET
Queda de tensão média (V)	1.2	3.0	3.2
Tempo de condução (ms)	1.8	0.35	0.09
Tempo de corte (ms)	5.0	0.55	0.14
Máxima frequência (kHz)	10	50	100
Controle	corrente	tensão	tensão

Especificamente para o nosso circuito de potência são utilizados dispositivos que apresentam, num só bloco, dois transistores IGBT ligados em cascata, bloco este que contém também os diodos de *free-wheel* (necessários

para evitar que tensões reversas danifiquem o IGBT). Estes blocos apresentam também todas as conexões necessárias já indicadas, tanto para os circuitos de controle (*gate-drives*) quanto para as ligações entre coletor, emissor e o resto do circuito.

A simbologia utilizada para o IGBT em diagramas elétricos, assim como o esquema do bloco de IGBTs utilizado no circuito são mostrados abaixo:

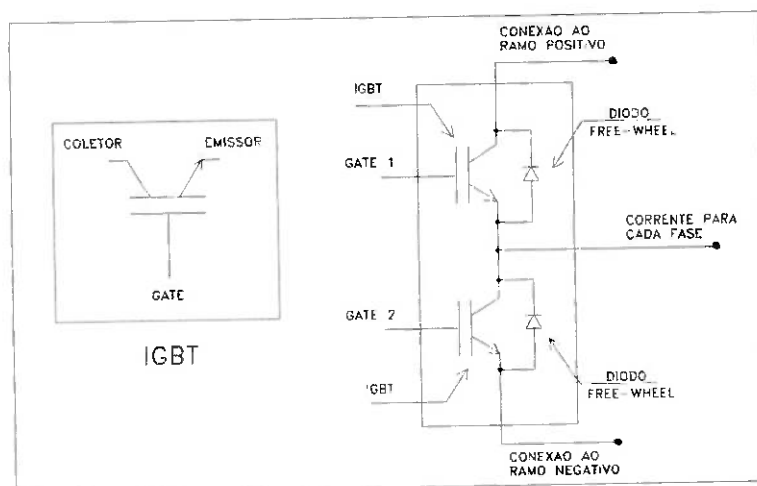


Figura 5: IGBT e bloco com dois IGBTs

No nosso circuito estão sendo utilizados IGBTs com corrente nominal de 50 A, apresentando uma queda de tensão de aproximadamente 2 V.

b. Diodos de free-wheel

O estator de um motor de indução é composto basicamente de fios enrolados em bobinas, apresentando assim características indutivas. Quando se aplica uma corrente em um indutor, aparece uma tensão de modo que haja maior resistência à passagem de corrente. Por outro lado, quando cessa a passagem de corrente no indutor, aparece uma tensão que se opõe ao fim da passagem de corrente e acaba por gerar uma corrente no sentido oposto.

Dependendo da magnitude desta corrente a tensão reversa que será aplicada no IGBT que acabou de ser desligado pode ser muito alta, danificando o componente.

Para que isso não ocorra, é colocado um diodo, o chamado diodo de *free-wheel*, nos terminais do coletor e do emissor do IGBT, fazendo com que a corrente induzida no motor seja desviada do IGBT. Quando este está conduzindo normalmente, o diodo está cortado, não influenciando na condução para o restante do sistema. Este diodo tem este nome por entrar em funcionamento quando a corrente no estator é desligada, ou seja, quando o rotor está girando livremente.

c. O Dissipador de calor

Os IGBTs, por trabalharem com tensões e correntes elevadas, apresentam uma dissipação de potência também elevadas, o que faz com que esquentem muito, sendo necessária a utilização de um dissipador de calor aletado, para evitar a queima destes dispositivos.

O dissipador de calor a ser utilizado no inversor já estava pré-definido, sendo o mesmo utilizado no projeto do carro solar. A escolha por este dissipador, entretanto, ocorreu empiricamente, uma vez que este já havia funcionado bem no circuito do carro solar, que tinha especificações parecidas com o nosso circuito.

Para melhor desempenho, foram instaladas também duas ventoinhas, proporcionando uma melhor refrigeração. O dissipador, por estar rebitado ao

gabinete do inversor, também tem uma função estrutural, servindo de ponto de fixação para os IGBTs, placa de *bus* e filtros capacitivos.

d. Capacitores e a placa de bus

Os capacitores têm importância na construção de filtros, principalmente para a absorção de ruídos e oscilações de tensão.

As placas de *bus* são duas placas de cobre que realizam a conexão entre os terminais positivo e negativo da saída do Link-DC e os terminais dos IGBTs. Além disso servem de suporte para os capacitores, que por serem grandes devem ser conectados com firmeza. São separadas por uma camada de material isolante (fenolite), apresentando furos para a conexão dos vários componentes.

3.1.2. O circuito de frenagem dinâmica

A frenagem de um motor de indução pode ser feita simplesmente deixando-se de alimentá-lo e esperar o eixo parar, sendo este tipo de frenagem a mais lenta. Outra forma é colocar um freio mecânico no eixo. Assim, além de se cortar a alimentação do motor aplica-se um atrito no eixo, e o motor pára mais rapidamente.

A forma de frenagem a ser utilizada no projeto, entretanto, difere das formas apresentadas acima, sendo baseada no efeito gerador do motor de indução enquanto ele continua girando (por inércia) após a sua alimentação ser cortada. Nessa situação, se for ligada uma resistência ao motor, a

potência gerada será consumida nesta, e a rotação do eixo diminui mais rapidamente.

3.2. Circuitos de Controle e Monitoração do Inversor

Conforme mostrado acima, as tensões e correntes do circuito de acionamento do motor são muito mais altas que as tensões dos circuitos de controle e monitoração, que geralmente operam com tensões TTL ou CMOS. Desta forma, estes circuitos de envio e captação de dados para o inversor são implementados em separado.

Os principais circuitos desta parte do sistema são:

- Controle Central : PC do tipo 486, com programa específico para a geração das larguras de pulso.
- Circuito de *Gate-Drives* : Sistema de três placas contendo os *Gate-Drives*.
- Circuito de comparadores: Placa que adequa os sinais TTL vindos do Controle para sinais CMOS utilizados pelos *Gate-Drives*.
- Circuito de Encoder : circuito que monitora o comportamento do motor, recebendo dados de um Encoder ligado diretamente no eixo do motor e transformando-os em informações como sentido de giro e velocidade.
- Circuitos de Monitoração : circuitos que realizam a monitoração de grandezas como tensões e correntes presentes na alimentação do motor (saída do inversor).

A implementação e os testes destes circuitos foram as atividades que mais consumiram o tempo de implementação do projeto.

3.2.1. Elementos utilizados nos sistemas de controle

a. Gate - Drives

São dispositivos dedicados que recebem os sinais do controle e aplicam as tensões nas entradas dos IGBTs, gerando os pulsos de controle do motor. Além disso fornecem o *dead-time* necessário após o desligamento dos transistores de cada fase do motor, evitando-se curto-circuito.

b. Comparadores LM339

Foram utilizadas os amplificadores operacionais LM339 para implementação de comparadores, uma vez que o sinal proveniente do computador é de nível TTL (0 à +5V) com possíveis ruídos.

Porém os níveis lógicos do Gate Drive são 0 e 15V. Portanto, com a implementação do circuito comparador, foi possível a partir de sinais de nível TTL com ruídos, ter-se sinais com níveis entre 0 e 15V sem o risco de ruídos.

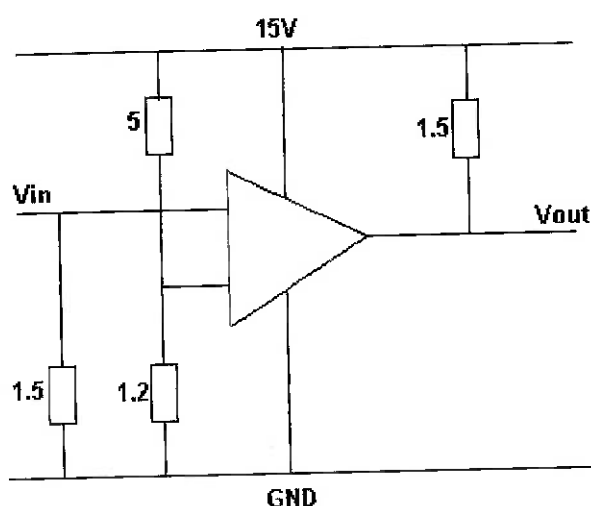


Figura 6 : Circuito comparador

Como pode ser observado no circuito, dada uma tensão de entrada V_{in} entre 0 e 5V, tem-se uma tensão de saída V_{out} entre 0 e 15V, para minimizar o

acionamento dos Gate Drives por ruídos, implementou-se um divisor de tensão na entrada do comparador.

3.2.2. O circuito de Gate-Drives

Os *Gate-Drives* são circuitos dedicados, projetados especificamente para o controle do chaveamento do *gate* de cada transistor IGBT. No nosso caso, os *Gate-Drives* estão encapsulados em blocos contendo dois circuitos, especialmente feitos para o controle dos nossos IGBTs, que também estão agrupados de dois em dois. Os circuitos de cada bloco *Gate-Drive* funcionam independentemente, e se um está ligado, o outro está necessariamente desligado, para evitar o curto-circuito.

Estes circuitos já têm implementados internamente o fornecimento de um *dead-time*, tempo necessário entre o desligamento de um transistor e o ligamento do outro do mesmo ramo da ponte (uma vez que o chaveamento do transistor não é instantâneo), garantindo a proteção contra curto-circuitos. Mesmo assim, para o caso de ocorrência de curto-circuito, o *Gate-Drives* têm ainda uma proteção que faz com que ele se desligue automaticamente (cortando os dois transistores), enviando ainda um sinal de erro para o controle.

3.2.3. O circuito de Encoder

O circuito de Encoder recebe os dados do Encoder acoplado ao eixo do motor e os transforma em informações úteis para o controle.

Nosso Encoder é do tipo óptico e uma volta completa do seu disco gera 3600 pulsos. Este Encoder foi acoplado à parte de trás do eixo do motor. O

encoder envia ao circuito dois sinais na forma de pulsos defasados entre si de 90 graus, além de um terceiro sinal de referência para cada volta completada. Os dois sinais de pulsos serão utilizados para o cálculo de velocidade e verificação do sentido de rotação.

O circuito de velocidade é composto de dois contadores LS193 de quatro bits ligados em cascata, gerando um número binário de oito bits. Também fazem parte do circuito um *timer* do tipo 555, um flip-flop tipo D e um chip de portas NAND, estes dois últimos utilizados na lógica para definição do sentido de rotação.

O *timer* 555 é utilizado para gerar um sinal de controle durante um certo tempo. A ligação utilizada no circuito é mostrada abaixo:

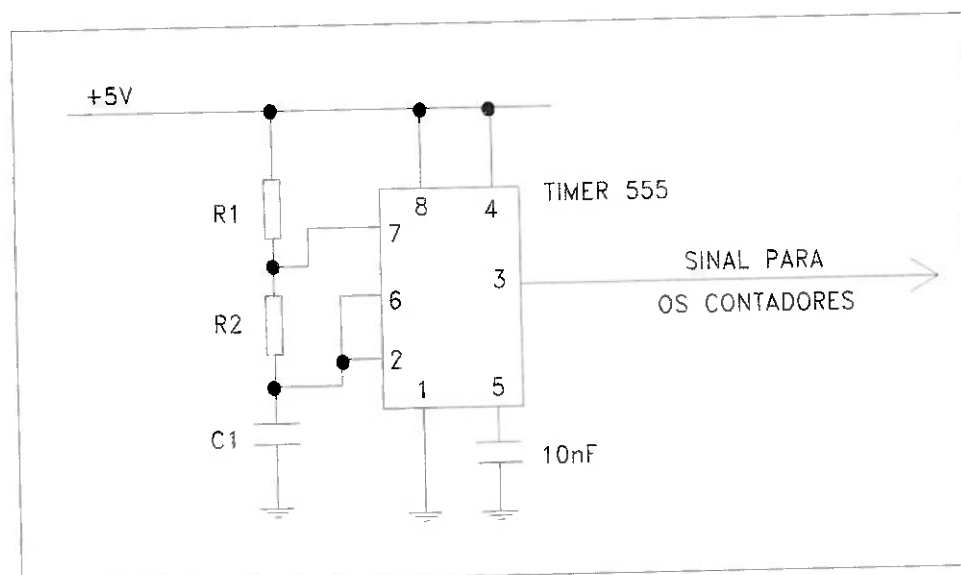


Figura 7: Esquema de conexão do timer.

Para a definição dos tempos de duração dos sinais “ligado” e “desligado”, são utilizadas as seguintes fórmulas:

$$T_{HIGH} = 0.693 \times (R_1 + R_2) \times C_1$$

$$T_{LOW} = 0.693 \times R_2 \times C_1$$

sendo que o capacitor de controle e uma resistência são escolhidos primeiramente, sendo definida então a outra resistência. Deve-se observar a existência de um outro capacitor para filtragem de ruídos, com valor fixo (predeterminado pelo fabricante do *timer*) de 10nF.

O funcionamento do circuito é bastante simples: o *timer* vai gerar o sinal de “ligado” durante o tempo determinado e, durante este tempo, os pulsos do Encoder vão sendo contados. Ao final do sinal “ligado”, a contagem é enviada para um flip-flop, ficando à disposição do controle, e os contadores são zerados. O controle divide o valor contado pelo tempo de contagem e obtém o valor de velocidade. Já para saber o sentido de rotação, o circuito é implementado de forma a se a defasagem entre os dois sinais do Encoder for positiva ou negativa, então a contagem é incrementada ou decrementada.

3.2.3. Placas de monitoração

Existem no sistema circuitos especialmente desenvolvidos para a monitoração de parâmetros elétricos do inversor e do motor durante o seu funcionamento: a placa monitoradora de tensão e a placa monitoradora de corrente. Apesar de serem identificadas em separado, a idéia é se implementar estes dois circuitos em um só conjunto, visando redução de custo, racionalização de espaço e organização. Neste conjunto seria incluído também os circuitos que recebem e enviam ao controle os dados vindos do Encoder acoplado ao eixo do motor.

A placa monitoradora de tensão

A placa monitoradora de tensão é a placa que tem a responsabilidade de verificar, a cada instante, a tensão que está sendo aplicada nas fases do motor. Seu funcionamento é baseado em sensores que funcionam como pequenos transformadores, amplificando a tensão aplicada na sua entrada produzindo na saída uma tensão maior, proporcional à de entrada, e que depois de convertida em um valor digital pode ser processada pelo controle central.

Para o nosso projeto está sendo utilizado um sensor da marca LEM, modelo LV-25-P. Este modelo foi escolhido pela sua faixa de medida ser adequada às tensões existentes no circuito. O desenho do sensor é mostrado abaixo:

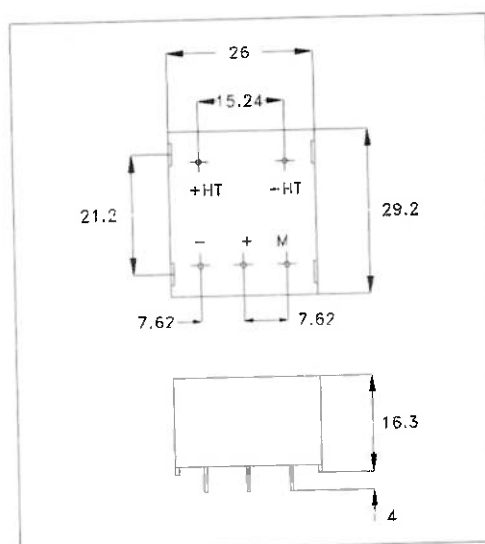


Figura 8: sensor de tensão LEM LV-25-P.

As entradas do sensor são duas tensões, sendo medida a diferença de potencial entre elas. Já a saída é apenas um sinal de tensão, medido em referência ao terra do circuito. Uma vez que existe um circuito de amplificação, o sensor precisa também ser alimentado por uma tensão externa, no caso sendo de $\pm 15V$. Dessa forma, o sensor tem no total cinco conexões: duas para a alimentação de $\pm 15V$, duas para a ligação com a tensão a qual vai ser medida e mais uma para a saída. Na verdade a saída do sensor não é um sinal de tensão e sim de corrente. Entretanto a saída do sensor é ligada a um resistor ligado ao terra. A medida da queda de tensão entre os terminais deste resistor é que resulta no sinal de tensão de saída. A conexão do sensor pode ser vista na figura abaixo.

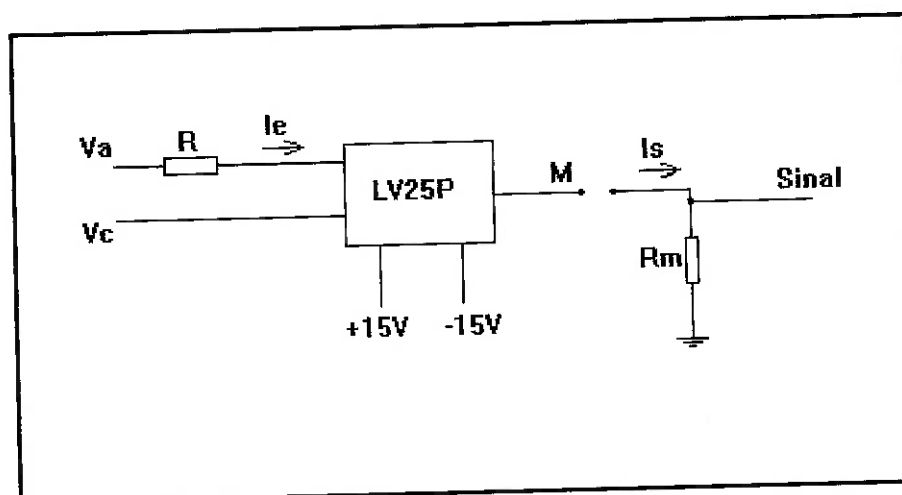


Figura 9: Conexão dos sensores de tensão.

Os sensores utilizados nesta placa são compostos basicamente de um núcleo metálico com dois enrolamentos, um que é ligado à tensão que se quer medir e outro que é ligado ao circuito de amplificação. No enrolamento primário existe uma resistência (R), que é dimensionada de modo a se ter uma

corrente na entrada (I_e) do sensor de em média 10mA. A corrente circula por este enrolamento, induz um campo no núcleo e este gera uma nova corrente na saída. Esta passa pelo amplificador, onde é multiplicada de 2,5 vezes e segue para a saída onde encontra-se a resistência de medida (R_m), ligada ao terra. O valor de tensão desejado é então medido entre os terminais deste resistor, cujo valor está entre 100 e 190 ohms.

Outra característica interessante é que este monitorador tem uma isolamento física entre a entrada e saída, o que impede, na maioria dos casos, a ocorrência de danos ao sensor devido a problemas de sobretensão de entrada.

São dispositivos bem compactos, e bem mais leves que os dispositivos do circuito de potência, como os elementos do inversor, por exemplo (pesam apenas 22g. cada um). No nosso circuito, devido ao fato de estar sendo utilizado um controle digital, este valor deve ainda passar por um conversor A/D e ser transformado em um número digital, de modo a poder ser tratado pelo controle. Estes sensores não são muito baratos, principalmente pelo fato de serem importados. Seu custo gira em torno de 60 dólares o que, devido ao fato de serem utilizados no total três destes sensores, faz com que o custo total com estes fique em torno de 180 dólares.

A placa monitoradora de corrente

Esta placa monitoradora de corrente tem a função de, analogamente à placa mostrada acima, verificar as correntes que estão passando pelos cabos

que alimentam cada fase do motor. Seu funcionamento também ocorre com a utilização de sensores especiais, estes baseados no efeito HALL, por indução de corrente em um núcleo metálico, o que os diferencia dos sensores de tensão, nos quais a corrente na entrada é gerada por uma tensão aplicada diretamente. Também possuem uma amplificação, produzindo na saída uma corrente proporcional à de entrada, com maior intensidade.

O circuito também utiliza sensores da marca LEM, com o modelo LA-55-P, que tem uma faixa de medida de até 70 A. O desenho do componente é mostrado abaixo:

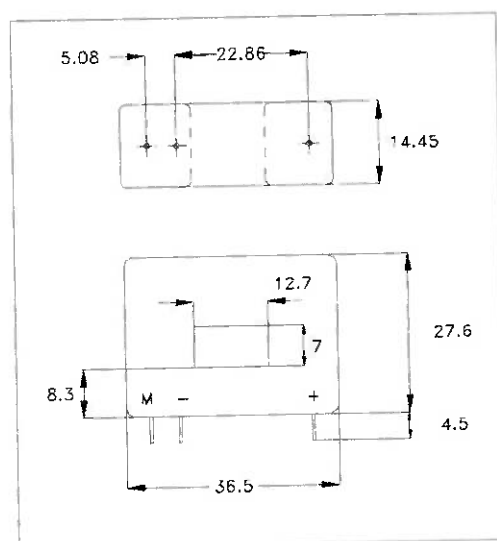


Figura 10: sensor de corrente LEM LA-55-P.

Como a corrente de entrada é fornecida pelo campo magnético gerado pelo fio monitorado, o sensor tem apenas três conexões: duas para a alimentação do circuito amplificador (± 15 V) e mais uma para a conexão ao resistor de saída (R_m). O sinal de tensão também é obtido indiretamente através da queda de tensão do resistor R_m . A conexão geral pode ser vista a seguir, com o fio monitorado (percorrido por I_e) mostrado em corte.

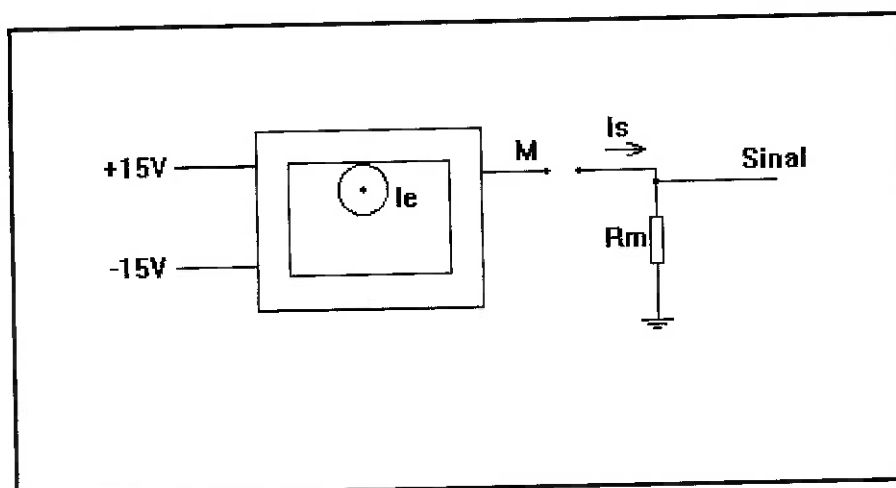


Figura 11: Conexão dos sensores de corrente.

Conforme já visto, estes sensores tem semelhanças em relação aos sensores de tensão, com a diferença que o núcleo metálico tem apenas um enrolamento, ligado à saída e ao circuito de amplificação. A corrente na entrada do sensor (I_e) é fornecida pelo campo magnético do fio cuja corrente está sendo medida, sendo este colocado de forma a atravessar o sensor, que é "vazado". A corrente induzida circula pelo enrolamento, passa pelo amplificador, que na verdade a reduz para 1/1000 do valor da corrente I_e e depois passa pela resistência de medida, ligada ao terra, que aqui tem o valor de 50 a 90 ohms. Neste sensor também está presente a característica de isolamento física entre a entrada e saída, impedindo a ocorrência de danos ao sensor devido a sobrecorrentes e curto-circuito.

Também são dispositivos compactos, com medidas semelhantes aos sensores de tensão e pesando apenas 18g. cada um. A saída dos sensores também é analógica e precisa ser convertida em um valor digital, passando por um conversor A/D.

Estes sensores também não são muito baratos, custando entretanto um pouco menos que os sensores de tensão, sendo seu custo de aproximadamente 40 dólares. O fato de serem utilizados apenas dois destes sensores reduz um pouco mais o custo total com estes equipamentos, que fica em torno de 80 dólares.

Para ambas as placas também será necessária a colocação de filtros, com o intuito de se reduzir ruídos elétricos que possam interferir na conversão e leitura de dados pelo controle.

3.2.4.O funcionamento do sistema

Para finalizar, será demonstrado agora um resumo do projeto de funcionamento do circuito do inversor como um todo.

Primeiramente a tensão alternada trifásica da rede (220VAC) é retificada pelo Link-DC, de forma a se conseguir uma tensão de corrente contínua de 400V, aproximadamente. Foi escolhida uma alimentação trifásica porque ela permite uma menor oscilação (*ripple*) na saída e uma maior potência, em relação a uma rede monofásica. Além disso, supõe-se que o motor pudesse ser ligado diretamente à rede no lugar onde o inversor for instalado, o que leva à suposição que já existe uma rede trifásica neste lugar. Esta tensão DC é fornecida aos três IGBTs, com a conexão feita pela placa de *bus*.

O Controle central recebe a requisição de rotação via teclado e, através do seu gerador de PWM (gerado por um software), envia os sinais para o circuito com os LM339 que compara os níveis de tensão TTL e acionam os três *Gate-Drives*. Estes realizam então o chaveamento dos IGBTs, chaveamento este que gera o trem de pulsos DC, característico do método PWM. A saída de cada IGBT é conectada diretamente a cada fase do motor, que começa então a girar, de acordo com o campo gerado no seu estator pelos pulsos do PWM.

Neste ponto, o Encoder ligado ao eixo do motor começa a enviar os sinais para o seu circuito de controle, que envia para o Controle central informações sobre a posição do eixo, rotação e sentido de giro. Simultaneamente, o Controle central recebe também os sinais vindos das placas monitoradoras de tensão e de corrente, informando sobre as condições de funcionamento do motor. Deve-se observar, entretanto, que estas informações não são utilizadas para um controle em malha fechada.

4. Controle Escalar x Vetorial

4.1 Controle Escalar

A técnica de controle escalar sobre um motor de indução pode se dar de três formas distintas a saber: controle de tensão de alimentação, controle de corrente e controle de escorregamento, todavia tendo-se em vista as aplicações onde são empregados tais tipos de controle há uma predominância da utilização de um controle de tensão e corrente de alimentação.

O controle de tensão de alimentação pode ser descrito como um controle de Tensão / Frequência cuja implementação consiste em um retificador com controle de fase alimentado por uma tensão de rede monofásica ou trifásica, um filtro LC e um inversor com 6 transistores.

Para uma melhor explicação sobre tal tipo de controle serão aqui exemplificados três possíveis implementações baseadas no princípio de controle escalar.

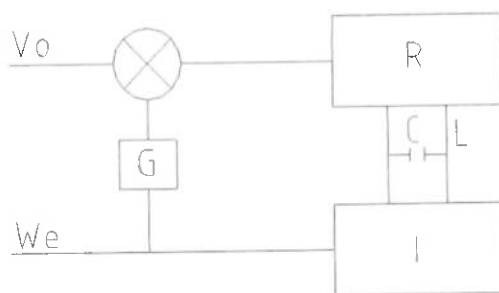


Figura 12: Controle Escalar em malha aberta Tensão / Frequência

A variável de comando neste exemplo é a frequência w_e , e considerando-se desprezível o escorregamento, esta variável está diretamente ligada à velocidade do motor. Este controle também é chamado de controle Tensão / Frequência pois como o valor de tensão é gerado pela própria referência de frequência, tem-se a relação mantida constante. Para uma dada velocidade fixa. Um dos problemas deste tipo de relação é que ao passo em que a frequência aproxima-se de zero, a tensão do estator também tende a zero, não dissipando a potência que implicará no aumento da corrente do estator podendo ocasionar um sobreaquecimento do motor, para evitar-se tais problemas, soma-se ao valor a tensão calculada através da frequência uma tensão V_0 . Uma das limitações deste controle em malha aberta é que com o aumento do torque sobre a ponta do motor, aumentará também o escorregamento, perdendo-se assim a relação entre a frequência induzida e a velocidade angular do eixo do motor. Outro problema é que para um sinal de comando acima da frequência nominal do motor, o retificador tenderá a saturar e o motor tenderá a trabalhar de forma a reduzir o torque gerado para determinados valores de correntes.

Outro modo de realizar-se o controle de Tensão / Frequência, evitando-se alguns dos problemas acima citados é através do esquema a seguir.

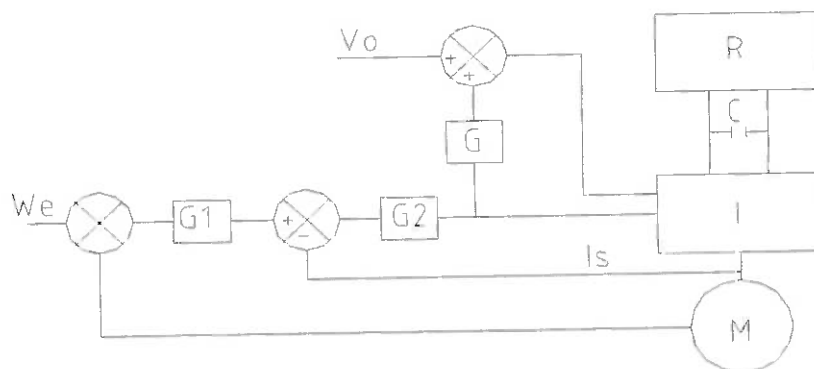


Figura 13 : Controle Escalar Malha Fechada com controle de velocidade

Para aplicações onde as variações acima descritas não são permitidas ou desejadas, pode-se implantar um controle escalar de Tensão / Frequência em malha fechada de modo que a realimentação proveniente do erro de velocidade real medido gera os sinais PWM para o chaveamento do inversor

Um terceiro controlador baseado na relação entre Tensão / Frequência, pode ser observado na figura a seguir:

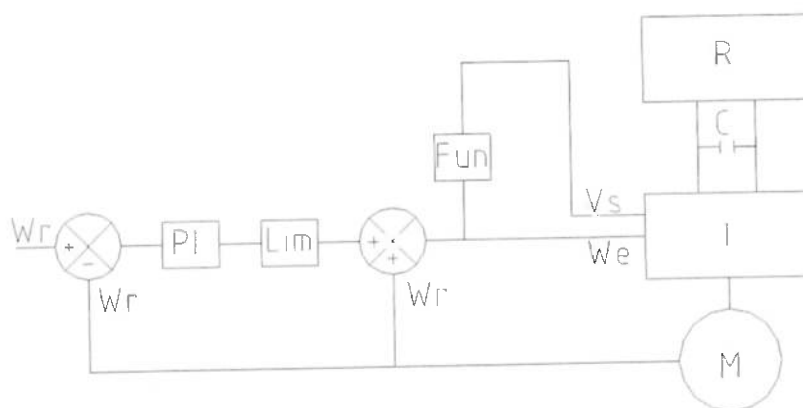


Figura 14 : Controle Escalar em malha fechada com controle de torque

Neste tipo de controle de velocidade real alimenta o sistema como sendo uma referência para o escorregamento w_s por meio de um regulador PI seguido por um limitador. Este escorregamento é adicionado à própria referência de velocidade gerando desta forma a frequência de comando.

Pelas características físicas, como o escorregamento esta diretamente relacionado ao torque gerado, pode-se considerar o controle acima descrito como um controle do torque do motor, que é diferente do controle anteriormente mencionados onde o torque é controlado pela referência de corrente induzida no motor. Além do controle do torque, este tipo de controle tem a vantagem de utilizar um mesmo sinal para as duas realimentações, economizando assim um dos sensores.

Outros modelamentos de controle podem ser feitos baseados no controle escalar, todavia não serão de fundamental importância para o trabalho.

4.2 Controle Vetorial

No controle escalar tanto por tensão induzida como por corrente induzida, eram alteradas a tensão ou corrente afim de alterar a variável de controle que seria a frequência do sinal gerado sobre o motor. Para todos os controle descritos eram propostos um acoplamento (relação proporcional) entre as variáveis como torque, corrente e frequência por exemplo. Todavia este acoplamento entre as variáveis gera um tempo de resposta do motor muito lenta quando comparado com os tempos de resposta para os controladores de corrente contínua.

Este tempo de resposta pode ser "melhorado" através de um controle vetorial ou também chamado de controle de campo orientado. Este tipo de controle pode ser empregado tanto em máquinas de indução como em máquinas síncronas. Basicamente neste tipo de controle as fases de um motor de indução são controlados como máquinas de excitação DC. Nas máquinas DC existe uma relação dada por:

$$T_e = K_t I_a I_f$$

onde: T_e = Torque do motor;

- I_a = corrente de armadura “ou corrente de torque”;
 I_f = corrente de campo ou corrente de fluxo
 K_t = constante de torque

Num motor DC, as variáveis de controle I_a e I_f podem ser consideradas como vetores linearmente independentes. Em um modo de operação normal I_f é ajustada de modo a regular o fluxo de corrente e I_a é ajustado de modo a regular a corrente de armadura. Este conceito de controle pode ser estendido a um motor de indução, se o mesmo for considerado em funcionamento em velocidade síncrona.

5. Implementação prática do projeto

Conforme citado anteriormente, a implementação prática do projeto foi a atividade que mais dispendeu tempo para ser executada. Assim como os testes realizados como descrito posteriormente.

5.1. Fixação do dissipador.

A fixação do Dissipador de Calor ao Gabinete do Inversor foi feita com a utilização de duas cantoneiras, uma de cada lado do dissipador, presas neste componente com quatro parafusos e presas ao gabinete com mais quatro parafusos. Esta solução foi adotada pelo fato do dissipador ter também uma função estrutural, necessitando assim de uma fixação firme, além do fato desta disposição permitir que este seja facilmente desmontado se preciso, ao contrário de uma fixação com rebites, soldas ou adesivos.

5.2. Fixação dos elementos: IGBTs, ponte retificadora, placa de bus, ventiladores, interruptor e lâmpada on/off.

De modo a permitir a melhor troca de calor possível, a fixação dos três IGBTs e da Ponte Retificadora foi feita diretamente no dissipador de calor. Para isso foram feitos no dissipador oito furos roscados (pois cada um destes elementos possui dois furos para fixação), bastando em seguida apenas parafusá-los. Deve-se observar também que na superfície de contato entre cada componente e o dissipador foi passada uma camada de pasta térmica, de modo a garantir a perfeita transmissão do calor produzido.

A placa de bus também foi parafusada nos terminais dos IGBTs utilizando-se, entretanto, espaçadores de cobre para distanciá-la dos terminais. Isto foi necessário para evitar que os parafusos dos terminais de saída para o motor encostassem na placa e causassem um curto-circuito.

Devido às dimensões do dissipador, decidiu-se por utilizar duas ventoinhas colocadas lado a lado, de forma a haver um bom fluxo de ar por todas as aletas. Estas estão presas uma a outra por uma chapinha parafusada e uma das ventoinhas está presa ao dissipador por dois pequenos parafusos, que se mostraram suficientes devido à quase ausência de esforços mecânicos nestes componentes, que se limitam a seus pesos próprios, que são bem baixos.

5.3. Aquisição de dados do micro.

Para a aquisição de dados para o chaveamento dos *Gate-Drives* foi utilizada a própria porta paralela do micro. Esta foi escolhida pelo fato de

serem utilizados apenas seis bits de dados (dois para cada IGBT), além do fato desta já estar implementada no *hardware* do micro e de ter uma velocidade compatível com a necessidade de envio de dados.

O cabo utilizado tem em um de seus extremos um conector DB25, para ligação à porta paralela, e no outro extremo um conector DB9, que se mostrou suficiente pois temos que ter apenas seis pinos para os seis bits de dados mais um de alimentação (5V) e um GND.

5.4. Fonte Alimentadora de 15V.

Os circuitos *Gate-Drives* são componentes que utilizam tecnologia CMOS, exigindo desta forma que a sua alimentação seja feita com +15V. Entretanto, não foi encontrado um retificador comercial que fornecesse esta tensão. Desta forma a solução foi projetar e construir um retificador específico. O circuito compõe-se de um transformador 110 (ou 220) V / 18+18 V, com corrente máxima de 1 A, um par de diodos retificadores, um capacitor de 2200 μ F e de um CI regulador de tensão série 7815. Este circuito (que segue o padrão de circuitos retificadores de onda completa) foi inicialmente montado e testado em Proto-board, sendo em seguida montado definitivamente em uma placa universal perfurada. Devido ao tamanho do transformador, este teve de ser fixado diretamente ao gabinete, em separado.

Este retificador também é utilizado para alimentar as ventoinhas, uma vez que a tensão de saída antes do regulador 7815 é de 22,4 V, e a tensão nominal das ventoinhas é de 12V, podendo-se desta forma ligá-las em série à saída do retificador antes do regulador, ficando cada uma desta forma

alimentada com 11,7 V. Esta segunda utilização do retificador fez com que sua colocação no gabinete fosse feita de modo a ficar perto também das ventoinhas, o que traz a vantagem adicional do transformador também se aproveitar de parte do fluxo de ar gerado por estas.

Denota-se ainda que para implementação, utilizou-se a mesma placa padrão para esta fonte de 15V quanto para os comparadores com LM339.

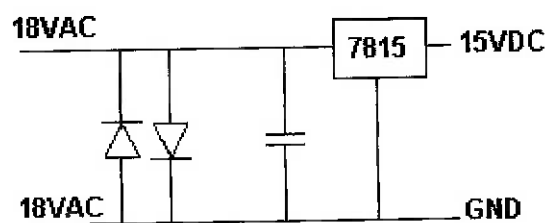


Figura 15: Fonte de 15V Implementada

5.5. Placa de comparadores e fixação.

Conforme visto anteriormente, os *Gate-Drives* são componentes que utilizam tecnologia CMOS, e sendo assim os sinais de entrada para o chaveamento são feitos com +15V (HIGH) e 0V (LOW). Entretanto, os sinais de chaveamento vêm do barramento do computador, através da porta paralela, que trabalha com tensões TTL, de +5V e 0V. Desta forma, estes sinais devem ter seus níveis de tensão modificados, para que os *Gate-Drives* possam ser acionados, e esta modificação foi feita com o uso de comparadores, da série 339.

Basicamente o sinal TTL entra no componente e é comparado a uma tensão de referência de valor intermediário entre 0 e 5 V. No caso do sinal ser maior que esta tensão de referência, o amplificador operacional interno do componente satura e a saída torna-se igual à tensão de alimentação, que é +15V (também vinda do retificador). Desta forma, os sinais podem ser detectados pelos *Gate-Drives*, executando o chaveamento desejado dos IGBTs.

O circuito com os comparadores também foi inicialmente testado em *Proto-board* e em seguida implementado em uma placa universal perfurada. Para a aquisição dos dados foi colocada em sua extremidade um conector DB9 fêmea, que traz seis pinos de sinais mais um pino de terra. A saída do circuito para os *Gate-Drives* é feita com um conector de encaixe de 8 pinos, sendo seis de dados, um terra e um de alimentação para os *Gate-Drives*.

A fixação da placa no gabinete foi realizada com o uso de duas patolas plásticas, presas ao gabinete com parafusos e uma chapa de alumínio. Esta configuração foi escolhida por sua eficiência, simplicidade e baixo custo. Além disto, com esta fixação, a colocação e retirada da placa tornou-se muito fácil, bastando deslizá-la lateralmente.

5.6. Placa dos Gate-Drives e fixação.

Os *Gate-Drives*, apesar de extremamente funcionais, necessitam para o seu funcionamento de outros componentes, como por exemplo a entrada de alimentação e as resistências para ajuste do *dead-time*. Além disso não é fácil

conectar seus terminais a estes componentes, fazendo-se necessária assim a utilização de uma placa de circuito impresso.

A placa para este componente é bastante devido ao fato de uma placa com esta finalidade já ter sido utilizada no projeto do carro solar, o desempenho desta pode ser verificado diretamente, e no projeto final foram recalculadas as resistências e capacitores para o fornecimento do *dead-time*. A montagem física foi realizada com o uso de placas universais perfuradas, pois as conexões eram relativamente simples, e desta forma o custo seria muito mais baixo do que se fosse feita em uma firma especializada, principalmente levando-se em conta que são necessárias três placas, uma para cada *Gate-Drive*.

As conexões entre a placa de comparadores e cada placa de *Gate-Drives* também é feita através de conectores de encaixe, de 5 pinos, sendo dois de sinal, um de alimentação e um de terra, ficando um destes não-conectado, podendo futuramente ser utilizado para a monitoração de sobrecorrente nos IGBTs, através do pino de sinal de erro do *Gate-Drive*. A ligação de cada par de pinos de sinal com a placa de comparadores é independente, ao passo que as ligações de alimentação e de terra são comuns às três placas.

Da mesma forma que foi realizada no caso da placa de comparadores, a fixação das placas dos *Gate-Drives* no gabinete foi realizada com o uso de patolas plásticas, presas ao gabinete com parafusos e uma chapa de alumínio. Para estas, no entanto, foram colocadas duas patolas na parte superior e duas na parte inferior, uma atrás da outra, devido ao fato de se ter três placas. O

comprimento das patolas permitiu que as três placas ficassem acomodadas lado a lado, sendo que a central acomoda-se na junção das duas patolas, o que não causa nenhum esforço mecânico significativo sobre esta placa, pois conseguiu-se um bom alinhamento das patolas. Da mesma forma, esta fixação permitiu que a colocação e retirada das placas tornasse-se muito simples.

5.7. Gabinete e disjuntores.

O Gabinete serve como proteção e como estrutura para os principais componentes do sistema. O Gabinete utilizado foi na verdade um Gabinete que seria utilizado anteriormente no projeto do carro solar, mas foi descartado. Como este funcionaria bem para o nosso inversor, ele foi utilizado, sendo feitas pequenas adaptações, como furações para a fixação dos vários componentes e o fechamento de algumas entradas e saídas de fios. Para a fixação das patolas de apoio das placas de GD e de comparadores, foram feitos furos no Gabinete de modo que pudessem ser presas, por parafusos, duas chapas de alumínio, que por sua vez seriam presas nas patolas também por parafusos. Já para a fixação do dissipador apenas foram feitos quatro furos, de modo a ser feita a fixação com quatro parafusos.

O Gabinete é uma caixa em formato de “U”, feito de alumínio, e a disposição dos elementos no seu interior pode ser vista a seguir.

Os circuitos dos gate-drives ocupam o lado direito, com os fios de dados do controle entrando por uma abertura neste lado. Os IGBTs e placas de *bus* a parte central e à direita seriam colocados os sensores de tensão e corrente, sendo os fios de alimentação das três fases do motor saindo por este lado. No

canto inferior direito foi colocado o retificador monofásico para gerar a tensão de 15V para o circuito de Gate-Drives. Observa-se entretanto que o transformador para esta parte do circuito está colocado em separado, na parte central do Gabinete. Já o retificador trifásico ocupa a parte inferior do dissipador, com os fios entrando também pela direita, permitindo a colocação de disjuntores antes do link-DC.

5.8. O Programa.

O programa é a parte fundamental do controle, uma vez que ele tem a função de calcular as larguras de pulso adequadas para o chaveamento dos IGBTs, a partir do valor de frequência de rotação desejada pelo usuário. A implementação do programa foi feita em Pascal, utilizando o compilador Turbo Pascal, da Borland.

O fluxograma de funcionamento do programa está mostrado nos anexos.

Inicialmente, o programa é inicializado com as declarações de variáveis e os valores das constantes. Em seguida ele entra no loop principal, que inicia-se perguntando ao usuário qual a frequência desejada para a alimentação do motor, aceitando valores entre 20Hz. e 80Hz. Esta faixa foi escolhida porque a utilização do motor em frequências muito altas ou muito baixas em relação à frequência para a qual ele foi projetado (no caso 60 Hz.) é prejudicial à sua estrutura mecânica e elétrica.

De posse do valor de frequência, o programa calcula a tensão de alimentação correspondente, de modo a deixar a relação V/f constante. A partir destes dois dados, o programa começa a calcular as larguras de pulso.

5.8.1. Cálculo das larguras de pulso.

Para este cálculo, o programa gera em uma matriz uma onda triangular de amplitude máxima (400 V) e uma onda senoidal de amplitude proporcional ao valor encontrado para a tensão de alimentação.

Cada pulso completo da onda triangular é gerado com 40 pontos, da mesma forma que a parte da senoidal equivalente a este pulso. Nestes 40 pontos, então, as duas ondas são comparadas de forma a se obter a largura de pulso relativa aquele ciclo, numa graduação de 0 a 40 (ver seção XXXX-teoria).

Entretanto, devido ao método de cálculo e ao fato da senoidal variar muito mais lentamente que a triangular, acaba-se gerando apenas larguras de valor ímpar. Assim, para melhorar a precisão, estas larguras são então divididas por dois, resultando na largura de pulso definitiva, variando de 1 a 20. A geração e comparação de ondas é feita em partes porque a quantidade de dados é muito grande, o que tornaria as matrizes excessivamente grandes.

5.8.2. Geração da tabela

De posse das larguras de pulso, o programa inicia a geração da tabela de PWM. Primeiramente todos os pulsos são diminuídos de forma a se adequarem à tensão relativa à sua frequência. Isto é necessário pelo seguinte

fato: a amplitude de variação da largura de pulso depende da frequência, para manter a relação V/f constante. Entretanto, os pulsos gerados variam sempre ao redor do valor médio, que é 10. Desta forma, as larguras de pulso para uma frequência baixa variam, por exemplo, entre 7 e 13, sendo que estas devem variar na verdade entre 1 e 6. Assim a diminuição do valor dos pulsos é feita de modo a se alcançar os valores corretos.

Em seguida o programa começa a gerar a segunda parte da tabela, relativa às tensões negativas do ciclo, ou seja, aos 180 graus onde a tensão em cada fase é negativa. Isto é feito simplesmente copiando-se os valores novamente no final da tabela, com o sinal negativo. Deve-se observar que não trata-se de gerar larguras de pulso negativas. O sinal negativo é apenas um indicador para o programa de que as tensões naquela região são negativas, informação esta utilizada a seguir na parte de cálculo dos valores para a saída.

Apesar de termos três fases, é gerada apenas uma tabela, pois as três fases utilizam-se dos mesmos valores, apenas defasados de 120 graus.

5.8.3. Cálculo dos valores de saída

Nesta parte, os valores da tabela são convertidos de forma a produzirem o chaveamento dos IGBTs após serem enviados à saída.

Cada valor é transformado numa sequência de vinte números decimais equivalentes a vinte números binários de seis bits, indicando quais dos seis IGBTs devem estar ON ou OFF durante um pulso do PWM. Os bits são equivalentes aos IGBTs A, A inv. , B, B inv., C e C inv. (LSB → MSB).

Para isso, o programa processa primeiramente as fases que estão com tensão positiva naquele pulso. O programa recupera da tabela o dado de quantos dos 20 ciclos cada fase está ON. É executado então um loop de 20 ciclos, e neste se a fase A estiver com tensão positiva, é adicionado ao valor de saída (inicialmente zero) o valor '1' (ligando o IGBT A) nos n primeiros valores de saída (sendo n o número de ciclos ON para a fase A, tirado da tabela). Da mesma forma se as fases B ou C estiverem positivas são adicionados os valores '4' ou '16' respectivamente nos n' e n'' primeiros valores de saída.

Em seguida o programa processa as fases com tensão negativa (que ele reconhece pela presença do sinal negativo, citado anteriormente), procedendo do mesmo modo, mas adicionando valores de forma a ligar os IGBTs correspondentes às tensões negativas.

Por exemplo, se o programa obteve da tabela os seguintes dados:

Fase A: 15

Fase B: 3

Fase C: -12

Os 20 valores de saída correspondentes a este pulso de PWM serão:

ciclos \Rightarrow	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
A	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
A inv.	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
B	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
B inv.	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C inv.	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
decimal	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
equival.	7	7	7	3	3	3	3	3	3	3

ciclos \Rightarrow	1	1	1	1	1	1	1	1	1	2
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
A	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
A inv.	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
B	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
B inv.	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C inv.	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
decimal	3	3	1	1	1	0	0	0	0	0
equival.	3	3								

Ou seja, a fase A estará com tensão positiva durante 15 dos 20 ciclos, a fase B com tensão positiva em 3 dos 20 ciclos e a fase C com tensão negativa durante 5 dos 20 ciclos.

Deve-se notar que existe a possibilidade de uma das fases positivas ficar ON por mais tempo que a(s) fase(s) negativas naquele pulso de PWM, ficando ligada apenas uma fase durante parte do pulso. Da mesma forma,

pode ocorrer a situação inversa, ficando apenas uma fase negativa ligada. Em ambos os casos, não haverá corrente circulando nos enrolamentos, e consequentemente não haverá geração de campo nestes ciclos (no exemplo acima isso ocorre, como pode se observar nos ciclos 13 a 15). Devido a esse fato, o campo gerado no motor não será exatamente de acordo com o PWM lançado na saída, tendo uma pequena variação durante parte dos ciclos. Entretanto, essa deleção de pulsos não afeta significativamente o comportamento dinâmico do motor.

5.8.4. Envio do PWM para a saída

Finalizados todos os cálculos e conversões, o programa inicia o envio dos dados para os *Gate-Drives*, através da porta paralela do micro. Entretanto, este envio ocorre em duas partes.

Na primeira, o chaveamento é enviado mais lentamente, com a adição de pulsos nulos entre os pulsos válidos, de forma a se realizar um chaveamento mais lento, que aumenta progressivamente, de forma a seguir uma rampa de aceleração. Este procedimento é necessário pois existe a possibilidade da máquina se desestabilizar se o chaveamento for realizado desde o início na frequência desejada.

Na segunda parte ocorre o envio do chaveamento definitivo, na frequência desejada, repetindo-se indefinidamente a sequência de pulsos calculada. Essa segunda parte inicia-se aproximadamente após o motor ter atingido metade da rotação equivalente à frequência desejada.

O programa fica enviando o PWM até que uma tecla seja pressionada. No caso de ser pressionada a tecla "N", o programa reinicia o loop perguntando ao usuário a nova frequência desejada. No caso de ter sido apertada a tecla "P", o programa pára, suspendendo o envio do PWM. No caso de ter sido apertada a tecla "S", o loop é reiniciado, com uma frequência 1 Hz mais alta que a frequência anterior. Por fim, se houver sido apertada a tecla "D", o loop reinicia com uma frequência 1 Hz menor.

6. O que foi projetado mas não foi implementado

Devido a vários fatores, o projeto não pôde ser implementado fisicamente em sua totalidade. Dessa forma, será apresentada a seguir todas as coisas que foram feitas mas não foram implementadas, servindo como base de partida para uma posterior continuação do projeto.

6.1.O ADMC201

O ADMC201 é um coprocessador da Analog Devices® que pode ser utilizado com microprocessadores de sinais digitais, ou até microcontroladores dedicados. Seu funcionamento básicos consiste em a partir da geração dos sinais de referência como posição, velocidade, torque e fluxo de corrente, o ADM201 gera as funções necessárias para o controle do motor como aquisição de dados, "transformação vetorial" importante para o controle vetorial, entrada e saídas digitais e geração de sinais PWM (como modulação de largura de pulso controladas).

6.1.1 Características Técnicas

Dentre as suas especificações técnicas, pode-se enumerar:

Bloco de Entrada Analógicas

- Conversor A/D com resolução de 11 Bits

- 07 entradas analógicas SE (Single Ended)

- 04 entradas analógicas simultaneamente monitoradas

- Expansão com 04 entradas multiplexadas

- Tempo de Conversão = $3.2 \mu\text{s}$ / canal

- 0-5V Faixa de entrada

- Referência interna de 2.5V

- Capacidade de Monitoramento de Sincronismo de PWM

Bloco PWM (12Bits)

- PWM Trifásico

- Frequência de PWM entre 1.5kHz – 25 kHz

- Deadtime programável

- Saída para sincronização de PWM

- Desligamento externo do PWM

Bloco de Transformação Vetorial

- Transformação Vetorial de 12Bits

- Tempo de transformação de $2.9 \mu\text{s}$

Bloco de Entrada e Saídas programáveis

Entrada e Saída I/O digitais configuráveis de 6 Bits

Capacidade de mudança de interrupção

Interface com Microcontroladores

Registradores de 12Bits

02 Formatos complementares de dados

6.25MHz à 25MHz - faixa de frequência do clock

68 pinos PLCC

Tensão de Alimentação de 5V

Temperatura de operação industrial.

6.1.2 Características Operacionais

Dentre as características operacionais do ADM201 pode-se destacar:

Aquisição de 2,3 ou 4 canais analógicos por grupo. As conversões dos sinais são armazenadas em um registrador e seus “dados” podem ser lidos em qualquer ordem. O tempo de amostra e conversão dos dados é de 8 μ s para 02 canais, 11.2 μ s para 03 canais simultâneos ou 14.4 μ s para 04 canais. Estes tempos são baseados em um clock de entrada de 12.5MHz.

6.1.3 Projeto para implementação

Para implementação de um controle escalar com o ADMC201 deve-se:

a) Definição do clock do coprocessador.

O sinal de clock de entrada é pelo pino 21, a frequência do clock de entrada pode variar entre 2.5kHz e 20kHz. Seu dimensionamento esta diretamente ligado á frequência de modulação do PWM e à “resolução” de sua faixa de frequência, uma vez que os valores que poderão ser armazenados no registrador PWTM depende da razão ($f_{\text{modulação}}/f_{\text{clock}}$), em nosso caso específico, seria implementado um controle PWM com frequência de modulação de 15MHz com um sinal de clock de 10kHz tendo assim no registrador um valor de 1500 (15MHz/10kHz). Lembrando-se que o ADMC esta restrito à 11 (onze) bits de dados sendo restrito esta “resolução” á 2048.

b) Definição das interligações

Pode-se observar pela figura a seguir uma solução para implementação da placa do ADMC201 por meio de uma placa ligada ao barramento ISA de um PC.

Para o barramento do PC, os dados são adquiridos por meio de um comando tipo port(\$380) que é uma das “saídas” livres no padrão do PC, portanto o ADMC deveria estar habilitado para leitura após este sinal no barramento de endereços do PC. Esta habilitação é dada pelo pino 23 após uma codificação digital dos endereços da via (por meio de um demux 74LS138).

Uma vez habilitado para leitura, os dados na via não podem ser recebidos diretamente pelo ADMC, devendo inicialmente serem armazenados

em um buffer (74LS04). Este buffer irá gerar os dados que serão lidos entre os pino 60-68 e 1-3 (D0 – D11).

Para o endereçamento destes dados deverá ser utilizado os 74LS244 para a partir dos endereçamento estáveis na via, setar o endereço de leitura do ADCMC através dos pinos: 11-14.

6.1.4 Ciclo de funcionamento do ADCMC

O ciclo de funcionamento do ADCMC começa com seus sinais de Enable ligados e após sinal de PWMSYNC pino 48. Então dever ser lidos os valores para os registradores PWMCHA, PWMCHB e PWMCHC até 4 (quatro) ciclos antes do início do ciclo do PWM. Estes registradores devem ser endereçados por meio da via de dados (passando pelos 74LS244). Os valores a serem fornecidos à estes registradores são relativos à “posição” do ciclo PWM em que se esta operando. Por exemplo se a posição do ciclo for de Fase 1 (10%) Fase 2 (43%) e Fase 3 (76%) devidamente defasados de 180°, deve-se alimentar os registradores com os seguintes valores $PWMCHA = 1500 \cdot 0.1 = 150$, $PWMCHB = 1500 \cdot 0.43 = 645$ e $PWMCHC = 1500 \cdot 0.76 = 1140$. Lembrando que esta “resolução” é determinada pela frequência de modulação do PWM bem como pelo clock imposto ao coprocessador.

Uma vez acionados estes registradores corretamente, o ADCMC201 irá impor as à tensão de saída respectivamente aos canais

A (pino 55)

AP (pino 54)

B (pino 53)

BP (pino 51)

C (pino 50)

CP (pino 49)

Que são as fases que irão alimentar os Gate Drives.

6.1.5 Programação do DeadTime

A programação do Deadtime do ADMC201 pode ser feita através do registrador PWMDT de 7bits.

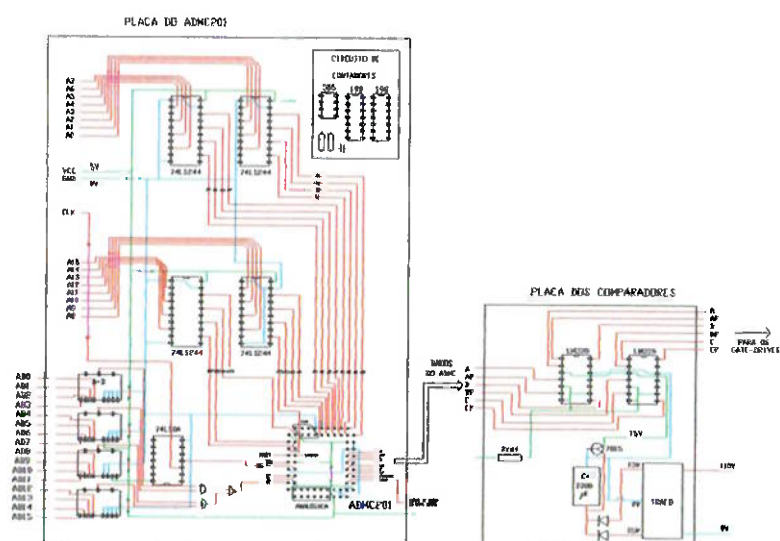


Figura 16 : Placa do ADMC201

6.2. Placa de Encoder

A placa do Encoder também não foi implementada por motivos diversos. Apesar disso, o seu projeto foi quase todo idealizado, sendo inclusive testadas em bancada algumas de suas partes. As principais atividades realizadas estão mostradas abaixo:

6.2.1. Definição do tempo do timer

O dimensionamento do timer para o circuito foi feito a partir da determinação em projeto de um tempo "bom" para a atualização do valor de velocidade, permitindo também que seja realizada uma contagem suficiente de pulsos em qualquer velocidade do motor. Este tempo foi estimado em no máximo 2 milissegundos. Foi escolhido, então, o tempo de 500 microssegundos para a leitura do sinal do Encoder.

Entretanto, por uma característica própria dos contadores utilizados, a contagem é feita enquanto o sinal de CLR do contador estiver em "LOW" (sensível a nível). Assim, bastou dimensionar o timer para gerar um sinal "LOW" durante os 500 microssegundos. Porém, o timer, devido ao seu modo de funcionamento, também tem que gerar um sinal "HIGH", por um tempo pelo menos igual ao tempo em "LOW". Durante este tempo "morto" o contador permanece zerado. Assim, o tempo total para atualização da velocidade está em torno de 1 milissegundo - 500 μ s HIGH (tempo morto) e 500 μ s LOW (contagem).

As equações para a duração dos tempos H e L são mostradas abaixo. Foi escolhido previamente o capacitor e a resistência R2 foi definida. Já para a definição do tempo H, foi escolhida uma resistência R1 pequena, de modo a que este tempo "morto" seja o menor possível. Chegou-se então aos seguintes valores:

- $C=100\ \mu\text{F}$
- $R2= 7,2\ \text{Kohm}$
- $R1= 390\ \text{ohm}$.

Com esta configuração verificou-se no osciloscópio os tempos reais de duração dos sinais, obtendo-se: $T_H=530\ \mu\text{seg}$. e $T_L=520\ \mu\text{seg}$. Corrigiu-se então R2 para 6,8 Kohm, e conseguiu-se o tempo LOW bem próximo de $500\ \mu\text{seg}$. Assim, considerando que a rotação máxima do motor está em torno de 2000 rpm , podemos considerar para esta rotação $2000 \cdot 3600 / 60 = 120000$ pulsos/seg., o que ainda nos garante certa folga, pois nesta rotação, o motor gera $120000 / 2000 = 60$ pulsos/ciclo de leitura. Eventuais discrepâncias poderiam ser corrigidas no software de controle, após aferição do sistema em funcionamento.

6.2.2. Testes do circuito de Encoder

O circuito de Encoder foi testado montando-se primeiramente a parte de contagem em Protoboard, sendo o sinal proveniente do encoder substituído por uma onda quadrada do gerador de funções. Neste teste foi implementado também uma interface para compensação de perdas de tensão no cabo que liga o encoder ao circuito, cabo este que é relativamente comprido. Verificou-

se então a oscilação de cada bit de saída dos contadores e o sinal nos flip-flops.

O teste para o circuito de verificação do sentido de rotação foi feito da mesma forma, inserindo-se agora dois sinais defasados de 90 graus.

Por fim, o teste do circuito de contagem foi testado também aplicando uma onda quadrada na entrada, com frequência baixa, e verificando-se na saída dos contadores a oscilação de cada bit, oscilação esta cuja frequência se reduzia à metade a cada bit que se avançava, o que era esperado.

6.3. *Desenho das placas de bus*

As placas de *bus* são as duas placas de cobre que realizam a ligação entre o retificador trifásico e os IGBTs, sendo que suas formas básicas já estavam previamente definidas no projeto do carro solar. Entretanto houve diversos problemas de alinhamento de furos entre as duas placas, problema crítico pelo risco de curto-circuito que pode acontecer neste caso. Dessa forma foi feito um desenho padrão, com todas as distâncias e diâmetros, de modo que a montagem do inversor fosse mais fácil e as placas apresentem menos risco de curto-circuito. Entretanto, não encontrou-se no mercado placas de cobre com um tamanho adequado, e acabou-se utilizando as placas anteriores.

7. Metodologia de testes e Resultados

Por se tratar de um projeto complexo, com vários módulos integrado, optou-se pelos testes modulares, ou seja, inicialmente o teste de cada um dos módulos implementados separadamente para depois realizar um teste com dois módulos em conjunto, um terceiro teste com todos os módulos juntos e finalmente um teste com o motor propriamente dito.

7.1 Teste do Módulo Retificador.

No módulo retificador (trifásico 220VAC) inicialmente foi testado o curto entre as fases de entrada, constatado que as entradas não estavam em curto, alimentou-se com uma tensão abaixo da nominal (monofásico 110VAC) e observou-se pelo osciloscópio a retificação do sinal, uma vez que a tensão de saída era de aproximadamente de 152VDC.

7.2 Teste dos Capacitores e Placas do Link DC

Para o teste dos capacitores, bem como para o Link também foi testada a condição de curto entre os terminais dos capacitores, uma vez constada o bom estado dos mesmo, foi alimentando-se paulatinamente os mesmos com tensões DC através de uma fonte de alimentação e observou-se por meio do osciloscópio a integridade dos mesmo.

7.3 Teste da Fonte de 15V

Para o teste desta fonte, inicialmente testou-se a transformador 110/220V – 18V/GND/18V adquirido, alimentando-se o transformador com um

tensão 110VAC e constatando-se os valores desejados de 18V. Interligou-se esta tensão à ponte de diodos, capacitor e módulo 7815 e constatou-se os seguintes valores: $V_{\text{capacitores}} = 21\text{VDC}$ e $V_{7815} = 15\text{VDC}$

7.4 Testes dos comparadores

Para testes dos comparadores, inicialmente foram alimentados os comparadores com a tensão de 15VDC requerida, por meio de “injeção” de sinal na entrada de cada um dos comparadores através de um gerador de sinal (onda quadrada 0-5VDC), observou-se com 02 sinais do osciloscópio a mudança simultânea entre os sinais de 0-5V de entrada e os sinais de 0-15V da saída.

7.5 Testes dos Gate Drives

Após a correta alimentação dos Gate Drives, observou-se o nível de tensão -15VDC em sua saída (condição de entrada em vazio), chaveou-se por meio de um gerador de funções (onda quadrada 0-15VDC) e observou-se a variação do sinal de saída entre os valores de -15VDC a +15VDC.

7.6 Testes dos Módulos IGBTs.

Estes módulos foram os mais cuidadosamente testados, inicialmente mediu-se por meio de um multímetro a condição entre os terminais do Gates, observando-se que os valores anotados eram iguais entre os Gates 0,94 (posição de medição de diodos).

Montou-se em uma protoboard um sistema semelhante à uma ligação triângulo de um motor apenas com cargas resistivas e após o chaveamento dos Gate Drives com tensões de $-15V$ e $+15V$ observou-se o chaveamento nas cargas com uma queda de tensão de aproximadamente $4V$.

7.7 Testes da porta paralela

Após a identificação dos pinos a serem conectados, monitorou-se por meio de um osciloscópio a mudança de sinais nos pino DB9 com o programa em funcionamento.

7.8 Testes em conjuntos

Os conjuntos testados simultaneamente foram:

1. Cabo paralelo e Comparadores

Através do funcionamento do programa e monitoração nas saídas dos comparadores.

2. Fonte de 15VDC, cabo paralelo e comparadores

Através da alimentação em 110V na entrada da Fonte e funcionamento do programa e monitoração nas saídas dos comparadores.

3. Comparadores e Gate Drives

Através do chaveamento nas entradas dos comparadores e monitoramento dos sinais nas saídas dos Gate Drives.

4. Gate Drive e Módulos IGBT

Através do chaveamento dos Gate Drives e monitoramento dos sinais na carga alimentada pelos IGBT

7.9 Testes com o Motor.

Foi utilizado para teste um motor trifásico (220V/380V), potência nominal 3cv, 1710rpm, rendimento 79,3% e $\cos \varphi = 0,85$. Para este motor foi imposta uma frequência de operação de 50Hz e 60Hz para definição de alguns parâmetros do programa como relação tensão/frequência, frequência de modulação do PWM e tempo de espera.

Relação V/f	Frequência de. PWM	Tempo de espera	Resultado
5	5000	50	Rampa de aceleração muito rápida, motor acelera e desacelera
5	5000	150	Rampa funciona porém o motor não atinge a rotação desejada
5	5000	100	Acelera conforme a rampa porém para quando entra em regime
6.5	5000	50	Rampa de subida inconsistente e rápida
6.5	3000	50	Para antes de chegar ao Regime Permanente
6.5	3000	100	Funcionamento OK
6	5000	50	Rotação do motor OK porém a rampa de subida muito rápida

Relação V/f	Frequência de. PWM	Tempo de espera	Resultado
6	5000	60	Rotação do motor OK porém a rampa de subida muito rápida
6	5000	70	Rotação do motor OK porém a rampa de subida muito rápida
6	5000	80	Rotação do motor OK porém a rampa de subida rápida
6	5000	90	Rotação do motor OK porém a rampa de subida irregular
6	5000	100	Rotação do motor OK porém a rampa de subida irregular
7	5000	90	Rotação do motor OK porém a rampa de subida irregular
7	5000	100	OK com algumas falhas
7	3000	122	OK
7	3000	162	OK – Melhor condição
4.5	3000	122	Rampa de subida não funciona

Após os testes realizados o resultado obtido foi que a melhor relação a ser utilizada seria : Frequência de PWM 3000 – tempo de espera 162 – relação Tensão/ Frequência 7 para um frequência de 60Hz.

8. Estimativas de Custos

Como já mencionado anteriormente, muitos dos equipamentos utilizados já pertenciam ao Departamento de Engenharia Mecânica. Para o estudo dos custos do projeto, foram utilizadas estimativas a seguir descritas para tais itens:

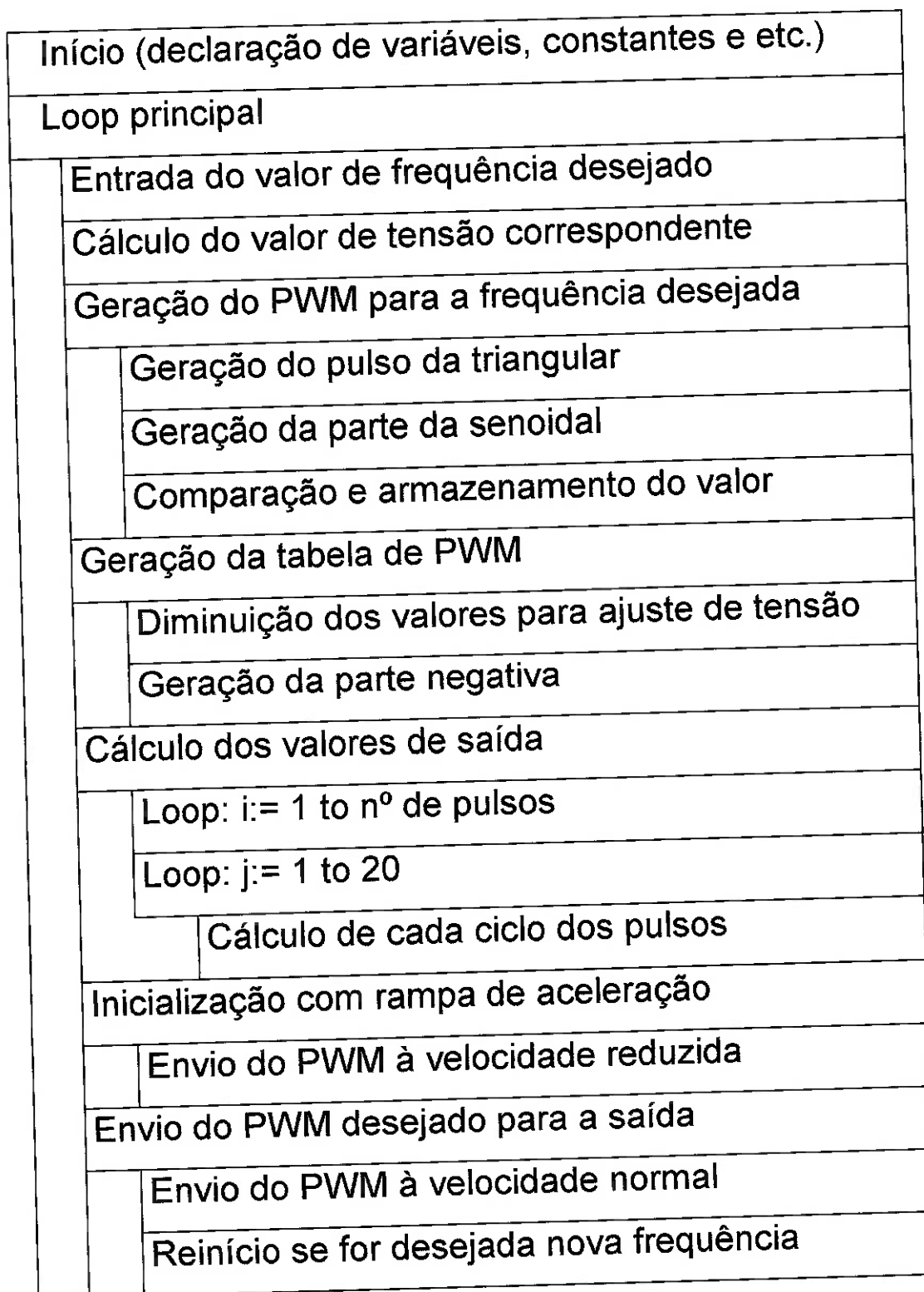
Item	Descrição	Qtde	Preço Unitário	Preço Total
1	Módulo de Retificação	01	R\$50,00	R\$50,00
2	Módulo IGBT	03	R\$250,00	R\$750,00
3	Dissipador	01	R\$ 75,00	R\$75,00
4	Chapa de Alumínio	01	R\$ 40,00	R\$ 40,00
5	Gate Drives	03	R\$ 250,00	R\$750,00
6	Placa padrão para circuitos	04	R\$ 6,50	R\$ 26,00
7	Capacitores Eletrolíticos	03	R\$ 20,00	R\$ 60,00
8	Transformador 110/220 18V	01	R\$ 5,60	R\$ 5,60
9	LM339	03	R\$ 0,50	R\$1,50
10	Resistências	45	R\$ 0,10	R\$4,50
11	Capacitores	7	R\$ 0,20	R\$1,40
12	Conectores e Cabos DB	01	R\$5,00	R\$5,00
	Total Aproximado			R\$ 1.769,00

9. Bibliografia

- Bose, Bimal K., **“Power Electronics and AC Drives”**, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1986.
- Dawes, Chester L., **“Curso de Eletrotécnica”**, tradução Eng. João P.P. da Costa, vol.II, 2ª.ed., 1955.
- Crowder, Richard M., **“Electric Drives and Their Controls”**, Oxford Science Publications, Oxford University Press Inc., New York, 1995.
- Incropera, Frank P., de Witt, David P., **“Fundamentos da Transferência de Calor e de Massa”**, Tradução: Horácio Macedo, 3ªed., Rio de Janeiro, 1992.
- Tak, Kenjoi **“Electric Motors and their controls”**, Oxford Science Publications, 1991.

10. Anexos

Anexo A Diagrama Nassi-Schneidermann do programa PWM.PAS



Anexo B : Listagem do Programa PWM.PAS

```
program PWM;

uses crt;

var sen,tri:array[1..40] of real;
    valor:array[1..20] of byte;
    pwm:array[1..1000] of integer;
    saida:array[1..3000] of byte;
    pi:real;
    c:char;
    ncalc:longint;
    i,j,k,l,freq,freqch,voltsen,npulsos,cs1,cs2,cs3,
    statusa,statusb,statusc,minpwm,nacel:integer;

{Inicio}

begin
    pi:=3.14159265;
    c:='n';
    freqch:=3000;

    while (c<>'p') and (c<>'P') do
        begin
            clrscr;

            {Entrada do valor da frequência e calculo da respectiva tensão}

            if (c='n') or (c='N') then
                begin
                    freq:=1;
                    writeln('Entre a frequência desejada em Hz');
                    while (freq<20) or (freq>80) do readln(freq);
                    end;

                    voltsen:=trunc(5*freq);
                    { 5 é a relação constante entre tensão e frequência }

                    nacel:=trunc(freq/5);
                    {constante para rampa de aceleração}

                    {Gerando as ondas e os valores do pwm}

                    writeln;
                    writeln('Gerando as ondas e os valores do pwm para ',freq,' Hz');
```

```
{zerando vetores}
```

```
for i:=1 to 1000 do pwm[i]:=0;  
for i:=1 to 3000 do saida[i]:=0;
```

```
{Gerando pulso triangular padrao}
```

```
for i:=1 to 20 do tri[i]:=440-i*40;  
for i:=21 to 40 do tri[i]:=-440+(i-20)*40;
```

```
{Calculo de constantes}
```

```
npulsos:=trunc(freqch/freq/2);      {freqch e a frequência do pwm}  
ncalc:=40*npulsos;
```

```
{Comparação e geração do pwm}
```

```
for k:=1 to npulsos do  
begin  
for i:=1 to 40 do  
begin
```

```
{Geração da senoidal para um pulso}  
sen[i]:=voltsen*sin((2*pi)*((k-1)*40+i)/ncalc-pi/2);
```

```
{Geração das larguras de pulso comparando a senoidal e a triangular}  
if (sen[i]>tri[i]) then pwm[k]:=pwm[k]+1;
```

```
end;  
pwm[k]:=trunc(pwm[k]/2);  
end;
```

```
{diminui todas as larguras de pulso adequando a tensão e a frequência}  
minpwm:=pwm[1]-1;
```

```
{produz a parte negativa da tabela}
```

```
for i:=1 to npulsos do  
begin  
pwm[i]:=pwm[i]-minpwm;  
pwm[npulsos+i]:=-pwm[i];  
end;
```

```
npulsos:=npulsos*2;  
ncalc:=20*npulsos;
```

```
{Inicio dos apontadores}
```

```
cs1:=0;  
cs2:=trunc(npulsos/3);  
cs3:=trunc(npulsos*2/3);
```

```
{Calculo das saídas}
```

```
writeln;  
writeln ('Calculando dados para a saída');
```

```
for k:=1 to npulsos do
```

```
begin
```

```
cs1:=cs1+1;
```

```
cs2:=cs2+1;
```

```
cs3:=cs3+1;
```

```
if cs1>npulsos then cs1:=1;
```

```
if cs2>npulsos then cs2:=1;
```

```
if cs3>npulsos then cs3:=1;
```

```
statusa:=pwm[cs1];
```

```
statusb:=pwm[cs2];
```

```
statusc:=pwm[cs3];
```

```
for j:=1 to 20 do
```

```
begin
```

```
valor[j]:=0;
```

```
if (statusa>0) then valor[j]:=valor[j]+1;
```

```
if (statusb>0) then valor[j]:=valor[j]+4;
```

```
if (statusc>0) then valor[j]:=valor[j]+16;
```

```
statusa:=statusa-1;
```

```
statusb:=statusb-1;
```

```
statusc:=statusc-1;
```

```
end; { primeiro loop de j }
```

```
statusa:=pwm[cs1];
```

```
statusb:=pwm[cs2];
```

```
statusc:=pwm[cs3];
```

```
for j:=1 to 20 do
```

```
begin
```

```
if (statusa<0) then valor[j]:=valor[j]+2;
```

```
if (statusb<0) then valor[j]:=valor[j]+8;
```

```
if (statusc<0) then valor[j]:=valor[j]+32;
```

```
statusa:=statusa+1;
```

```
statusb:=statusb+1;
```

```
statusc:=statusc+1;
```

```
saida[(k-1)*20+j]:=valor[j];
```

```
end; { segundo loop de j }
```

```
end; { loop de k }
```

```
{Envio de dados para a saída}
```

```
if (c='n') or (c='N') then
begin
  writeln;
  writeln ('Rampa de aceleração');
  while(nacel>0) do
  begin
    for j:=1 to freq do
      for i:=1 to ncalc do
        begin
          for k:=1 to nacel do port[$378]:=saida[i];
          port[$378]:=saida[i];
          for l:=1 to 135 do;
            end;
          nacel:=nacel-1;
        end; {while}
      end; {if}
    end;

  clrscr;

  writeln('Enviando os dados para a saída');
  writeln;
  writeln('  D -> Desce a frequência de 1 Hz');
  writeln;
  writeln('  S -> Sobe a frequência de 1 Hz');
  writeln;
  writeln('  P -> Para imediatamente o chaveamento');
  writeln;
  writeln('  N -> Nova frequência');
  gotoxy(20,12);
  writeln('      Frequência: ',freq,' Hz');

  while (not keypressed) do
    for i:=1 to ncalc do
      begin
        port[$378]:=saida[i];
        for k:=1 to 135 do;
          end;
        c:=readkey;

        if (c='s') or (c='S') then freq:=freq+1;
```



```
    if (c='d') or (c='D') then freq:=freq-1;

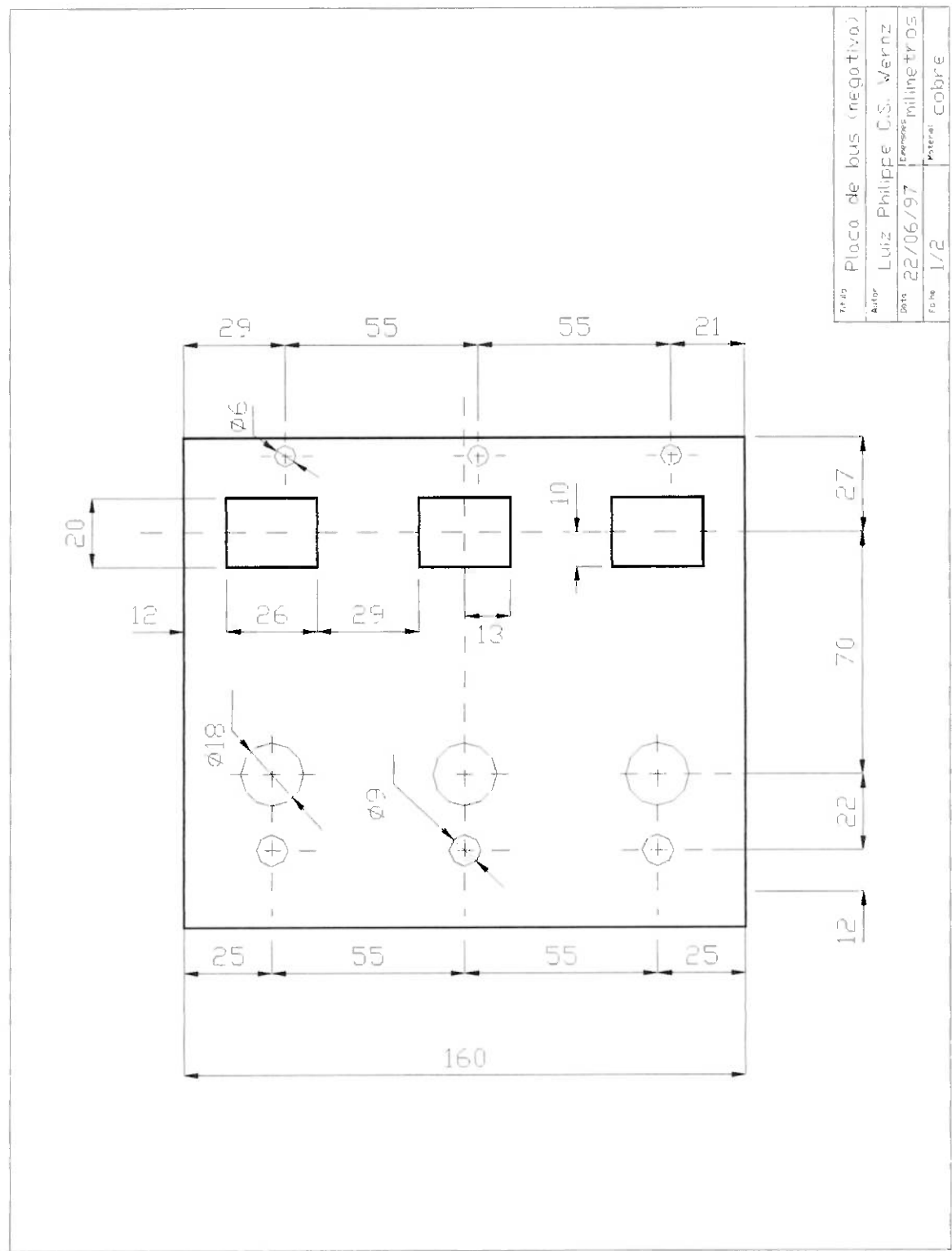
    if (freq<20) then freq:=20;
    if (freq>80) then freq:=80;

end; { while principal }

port[$378]:=0;
gotoxy(24,14);
writeln('Envio de dados interrompido');
gotoxy(26,16);
writeln('Aperte qualquer tecla...');
while (not keypressed) do;

end.
```

Anexo C : Placa de Bus Negativa



Anexo D : Placa de Bus Positiva

