

UNIVERSIDADE DE TAUBATÉ – UNITAU
ALICE REIS DE SOUZA

**PWM DISCRETO PARA CONTROLE DE
VELOCIDADE COM TABELAS PRÉ-
PROGRAMADAS REDUZIDAS**

TAUBATÉ – SP

2011

Souza, Alice Reis

PWM discreto para controle de velocidade com tabelas pré-programadas reduzidas / Alice Reis de Souza. – 2011.

64f. : il.

Dissertação (mestrado) – Universidade de Taubaté, Departamento de Engenharia Mecânica, 2011.

Orientação: Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino, Departamento de Engenharia Mecânica.

1. Microcontrolador. 2. Geração de PWM. 3. Motor de Indução Trifásico. I. Título.

ALICE REIS DE SOUZA

**PWM DISCRETO PARA CONTROLE DE
VELOCIDADE COM TABELAS PRÉ-
PROGRAMADAS REDUZIDAS**

Dissertação apresentada para obtenção do
Título de Mestre pelo Curso de Pós-
Graduação do Departamento de Engenharia
Mecânica da Universidade de Taubaté.

Área de Concentração: Automação Industrial.
Orientador: Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino

TAUBATÉ – SP

2011

ALICE REIS DE SOUZA

PWM DISCRETO PARA CONTROLE DE VELOCIDADE COM TABELAS PRÉ-PROGRAMADAS REDUZIDAS

Dissertação apresentada para obtenção do Título de Mestre pelo Curso de Pós-Graduação do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Taubaté.

Área de Concentração: Automação Industrial.
Orientador: Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino

Data: 17/12/2011

Resultado: Aprovada

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino

UNITAU/UNESP

Assinatura: _____

Prof. Dr. Francisco José Grandinetti

UNITAU

Assinatura: _____

Prof. Dr. José Feliciano Adami

UNESP

Assinatura: _____

Dedico este trabalho ao meu esposo Ricardo,
aos meus filhos Priscila e Fabrício
e aos meus pais Antonio e Diolinda que
muito contribuíram para eu ter chegado até aqui.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a DEUS que tem me proporcionado vida, saúde e oportunidade.

Ao meu orientador Dr. Márcio Abud Marcelino que com dedicação e paciência me tem orientado de forma sábia.

Aos amigos docentes e funcionários do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo *campus* São Paulo e da Escola Técnica Getúlio Vargas que colaboraram de forma direta ou indireta, em particular aos Professores Dimas Ramalho, Milton Barreiro Junior e Nelson Roberto Lona que muito contribuíram para realização e conclusão deste trabalho.

À minha querida família que compreendeu a necessidade de minha dedicação nas pesquisas, aceitou a minha ausência e me apoiou em todos os momentos.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Recarga da bateria de um carro elétrico	17
Figura 2.1 – Rotor gaiola de esquilo	21
Figura 2.2 – Bobinas a, b e c defasadas entre si de 120° de um MIT	22
Figura 2.3 – Representação do torque	24
Figura 2.4 – Circuito equivalente de um motor de indução	24
Figura 2.5 – Curvas torque x frequência, mantendo fluxo constante	26
Figura 2.6 – Características torque x velocidade para V/f constante	27
Figura 2.7 – Característica V/f constante com compensação para baixas frequências	27
Figura 3.1 – Etapas dos inversores de frequência	28
Figura 4.1 – Pedal de aceleração utilizado no veículo elétrico	30
Figura 4.2 – Esquema elétrico de alimentação dos ports, conforme variação do pedal de aceleração	31
Figura 4.3 – Esquema elétrico resumido do circuito de variação do pedal de aceleração	32
Figura 4.4 – Defasagem zero na mudança de fase	35
Figura 4.5 – Defasagem zero na mudança de fase e amplitude	35
Figura 4.6 – Comparação da amplitude do sinal senoidal em frequências diferentes	36
Figura 4.7 – Onda portadora, $f_{tr}[i]$ e as três fases a, b e c	38
Figura 4.8 – Sinais PWM de cada fase a,b e c	38
Figura 5.1 – Fluxograma do programa gerador do sinal PWM discreto	43
Figura 6.1 – Diagrama de blocos do circuito de controle	46

Figura 6.2 – Circuito gerador de PWM proposto, simulado no Proteus 7.4	47
Figura 6.3 – Circuito gerador de PWM com a DIP switch	47
Figura 6.4 – Circuito de disparo do motor	48
Figura 6.5 – Circuito de disparo individual por fase	49
Figura 6.6 – Placa de controle de velocidade do MIT	50
Figura 7.1 – Simulação do sinal PWM para 60Hz	52
Figura 7.2 – Simulação do sinal PWM para 45Hz	53
Figura 7.3 – Amplificador diferencial para medir a forma de onda em cada fase	54
Figura 7.4 – Formas de onda das fases <i>a</i> , <i>b</i> e <i>c</i>	55
Figura 7.5 – Forma de onda obtida na fase <i>a</i> do MIT com <i>n</i> igual a 21	55
Figura 7.6 – Forma de onda obtida na fase <i>a</i> do MIT com <i>n</i> igual a 9	56
Figura 7.7 – Espectro de Frequência obtido com <i>n</i> igual a 9	57
Figura 7.8 – Espectro de Frequência obtido com <i>n</i> igual a 12	57
Figura 7.9 – Espectro de Frequência obtido com <i>n</i> igual a 18	58
Figura 7.10 – Espectro de Frequência obtido com <i>n</i> igual a 21	58

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

μs	– Microsegundos (10^{-6} s)
A/D	– Analógico/Digital
AC	– Alternate Current ou Corrente Alternada
Ba	– Bário
Bytes	– Conjunto de 8 Bits
C	– Conjugado
DC	– Direct Current ou Corrente Contínua
EPROM	– Erasable Programmable Read Only Memory ou Memória Apenas de Leitura Programável e Apagável
f	– Frequência de Alimentação
fa	– Frequência Alvo do Controle
fc	– Frequência da Portadora
fmm	– Força Magnetomotriz
fmmi	– Força Magnetomotriz Induzida
fr	– Frequência Real
F_T	– Força Tangencial
fttr[i]	– Onda Triangular
Hf	– Háfnio
Hz	– Hertz
Ir	– Corrente no Rotor
Is	– Corrente no Estator
KBytes	– KiloBytes (10^3 Bytes)
Lm	– Indutância de Magnetização
Lr	– Indutância de Dispersão do Rotor
Ls	– Indutância de Dispersão do Estator
m	– Metro
m.c.i	– Motor à Combustão Interna
Md	– Torque
MHz	– MegaHertz (10^6 Hz)
MIT	– Motor de Indução Trifásico

ms	– Milisegundos (10^{-3} s)
N	– Newton
n	– Relação entre Frequências Portadora e Real
N	– Amostra por Período da Portadora
N.m	– Newton x Metro
Nesc	– Velocidade de Escorregamento
Nr	– Velocidade de Giro do Rotor
Ns	– Velocidade Síncrona
p	– Número de Polos do Motor
PIC	– Programmable Interface Controller ou Controlador de Interface Programável
PWM	– Pulse Width Modulation ou Modulação por Largura de Pulso
r	– Raio
Rm	– Resistência de Perdas no Núcleo
rpm	– Rotações por Minuto
Rr	– Resistência do Rotor
Rs	– Resistência do Enrolamento do Estator
Rs/s	– Resistência do Rotor Refletida para o Estator
s	– Escorregamento
T	– Torque
ts	– Período de Amostragem
Vm	– Força Eletromotriz Induzida no Entreferro
Vs	– Tensão no Estator
ω_r	– Velocidade Angular do Rotor
ω_s	– Velocidade Angular Síncrona

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Frequência do sinal PWM, referente à alimentação dos ports	33
Tabela 4.2 – Condução dos diodos para cada frequência desejada	33
Tabela 4.3 – Comparação das amplitudes da onda triangular e das fases	39
Tabela 4.4 – Valor correspondente de cada fase às variações de 120°	41
Tabela 6.1 – Frequências com espaçamento de 2.5Hz e 5Hz	45
Tabela 6.2 – Características do AT89S4051 e 80C31	51

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	14
1.1 Objetivo	14
1.2 Motivação	14
1.3 Discussão do Problema	15
1.4 Abordagem Utilizada e Descrição dos Capítulos	18
2 MOTORES ELÉTRICOS	20
2.1 Tipos de Motores	20
2.2 Parâmetros Importantes dos Motores Elétricos	22
2.2.1 Velocidade Síncrona (Ns)	22
2.2.2 Escorregamento (s)	23
2.2.3 Torque	23
3 INVERSOR DE FREQUÊNCIA	28
4 O SISTEMA DE CONTROLE EM MALHA ABERTA	29
4.1 Pedal de Aceleração	29
4.2 Sinais PWM de Saída	34
5 DESENVOLVIMENTO DO PROGRAMA EM ASSEMBLY	42
5.1 Diagrama de Fluxos	43
6 CIRCUITO PROPOSTO	44
6.1 Comparativo entre o 80C31 e o AT89S4051	50
7 SINAIS PWM OBTIDOS NO SIMULADOR	52
8 CONCLUSÃO	59
REFERÊNCIAS	60
Anexo I – Programa para Minimizar as Tabelas Pré-programadas para Geração de PWM	62
Anexo II – Programa que Gera um Sinal PWM Discreto e Sincronizado	67
Anexo III – Circuito Gerador PWM Implementado com 80C31	77

RESUMO

Devido à preocupação com a preservação do meio ambiente, estudos em várias áreas surgiram, inclusive no que diz respeito à qualidade do ar. Dentre as pesquisas encontram-se estudos para o desenvolvimento do veículo elétrico, uma fonte de energia limpa. Para controlar a velocidade, o freio e a reversão do movimento de um motor de indução trifásico utilizado neste tipo de veículo, foram desenvolvidos vários tipos de circuitos geradores de PWM com microcontroladores da família 8051 e PIC. Observando o avanço da tecnologia na fabricação de microcontroladores, o objetivo desta pesquisa foi o desenvolvimento de um circuito com um microcontrolador compatível com a família 8051 para implementação de um controlador de velocidade discreto para obter, além de um desempenho melhor que o alcançado com o circuito já desenvolvido com o microcontrolador 80C31, também minimizar tabelas pré-programadas utilizadas em estudos anteriores a fim de obter um circuito reduzido mantendo baixo custo. O microcontrolador escolhido foi o AT89S4051, que possui apenas 20 pinos, opera com frequências até 24MHz, por programação permite redução do tempo necessário para executar instruções enquanto que o 80C31 possui 40 pinos, opera com frequências até 16MHz e trabalha com tempo fixo para executar instruções. Foram desenvolvidos programas que permitiram a utilização de tabelas pré-programadas reduzidas e o acelerador foi implementado sem o uso de conversor A/D. A simulação permite verificar a reduzida geração de harmônicas da técnica, permitindo a utilização em eletrodomésticos, em que a alimentação é originada da rede pública.

Palavras-chave: Microcontrolador. Geração de PWM. Motor de Indução Trifásico.

ABSTRACT

PWM CONTROL FOR DISCRETE SPEED WITH PREPROGRAMMED TABLES REDUCED

Because of concern about preserving the environment, studies have emerged in several areas, including with regard to air quality. Among the studies are studies for the development of electric vehicle, a clean energy source. To control speed, brake and reverse the motion of a three phase induction motor used in this type of vehicle have been developed various types of circuits that generate PWM with 8051 family microcontrollers and PIC. Noting the advancement of technology in the manufacture of microcontrollers, the objective of this research was to develop a circuit with a microcontroller compatible with the 8051 to implement a speed controller for discrete, and a better performance than that achieved with the circuit already developed with the 80C31 microcontroller, also minimize pre-programmed tables used in previous studies to obtain a small circuit while maintaining low cost. The microcontroller chosen was the AT89S4051, which has only 20 pins, operates at frequencies up to 24MHz, programming allows reducing the time required to execute instructions while the 80C31 has 40 pins, operates at frequencies up to 16MHz and works with a fixed time to execute instructions. Programs were developed that allowed the use of tables and pre-programmed low throttle was implemented without the use of A/D converter the simulation allows to verify the reduced harmonic generation technique, allowing for use in electronics, where power is derived from the public network.

Key-words: *Microcontroller. Generation of PWM. Three phase induction motor.*

1 INTRODUÇÃO

1.1 OBJETIVO

Desenvolver um circuito com um microcontrolador compatível com a família 8051 para implementação de um controlador de velocidade discreto para obter, além de um desempenho melhor que o alcançado com o circuito já desenvolvido com o microcontrolador 80C31 da mesma família, também minimizar tabelas pré-programadas utilizadas em estudos anteriores a fim de obter um circuito reduzido mantendo o baixo custo.

1.2 MOTIVAÇÃO

O interesse no desenvolvimento do projeto, objeto deste estudo, foi uma forma de contribuir para o aprimoramento de veículos elétricos, bem como, de equipamentos que utilizam o motor de indução trifásico (MIT) e dependem do controle não exato de velocidade, como: esteiras, *freezer*, lavadora de roupas, etc.

Embora o microcontrolador PIC (*Programmable Interface Controller* ou Controlador de Interface Programável) seja de baixo custo e de programação simples como a tecnologia no desenvolvimento dos microcontroladores tem evoluído bastante, para este trabalho se buscou um microcontrolador da família 8051, também de baixo custo, sendo o escolhido o *AT89S4051* que, devido suas características, frequência de trabalho de até 24MHz, possibilidade do tempo de ciclo de máquina ser reduzido por software, possuir apenas 20 pinos, garantiu um melhor desempenho e otimização substancial ao circuito desenvolvido por Marcelino (1998).

1.3 DISCUSSÃO DO PROBLEMA

A evolução tecnológica traz muitos benefícios, porém junto a estes surgem alguns problemas, dentre estes podem ser destacados a poluição do meio ambiente, a escassez de algumas matérias-primas e o risco de falta de água potável. A preservação do meio ambiente é um problema que causa muitas discussões, isto é demonstrado observando as campanhas a nível mundial em prol da reciclagem, do não desmatamento das florestas, do uso racional da água potável e da energia elétrica. Existem várias pesquisas que buscam soluções para reduzir a poluição e a deterioração do planeta.

A poluição do meio ambiente pode ser causada por várias fontes, dentre essas se destacam as indústrias e os veículos automotores.

As indústrias emitem poluentes no ar através de suas chaminés, poluem os rios com produtos químicos, liberam muitos resíduos sólidos no ambiente e, em muitos casos, causam poluição sonora.

Os veículos automotores de motor à combustão, que são os mais utilizados, além de emitir poluentes no ar, também causam poluição sonora, contudo são necessários ao transporte de objetos e pessoas, portanto devem ser tratados com atenção.

Uma opção para substituir os veículos automotores de motor à combustão são os que utilizam MIT ou, simplesmente, veículos elétricos. São encontrados vários estudos com relação ao desenvolvimento deste tipo de veículo, pois além de não emitir poluentes no ar é silencioso, porém limitações como o custo e peso das baterias por unidade de energia armazenada e autonomia das baterias deste motor ainda dificultam sua utilização em larga escala, embora já sejam comercializados, mesmo que timidamente (LUCENA, 2007).

Um dos problemas encontrados no projeto do veículo elétrico é o controle de sua velocidade, pois a cada variação de posição do pedal de aceleração a tensão é alterada e para manter um torque constante é necessário que esta alteração seja proporcional à variação de frequência. Como o pedal possui infinitas variações de posição isto resulta em infinitas possibilidades de amplitude de tensão e frequência, o que inviabiliza qualquer projeto que objetiva custo reduzido.

Marcelino (1998) desenvolveu um projeto intitulado Controle de Velocidade de Motor de Indução Trifásico Usando Geração PWM Discreta, Otimizada e Sincronizada, no qual utilizou uma técnica com tabelas pré-programadas para doze frequências pré-definidas a fim de controlar as variações do pedal de aceleração do veículo elétrico de forma satisfatória, mantendo a relação tensão por frequência constante, com o microcontrolador 80C31, da família 8051. O motivo da escolha de apenas doze frequências foi a limitação do microcontrolador utilizado.

Salerno e Camacho (2003) desenvolveram o projeto intitulado Controle de Velocidade do Motor de Indução Trifásico utilizando Microcontroladores para Aplicações em Baixa Potência, que foi uma nova técnica de controle de velocidade do MIT por meio de um inversor PWM (Pulse Width Modulation ou Modulação por Largura de Pulso) utilizando um microcontrolador de baixo custo, o PIC.

Marcelino (2009) desenvolveu o projeto intitulado Controle de Velocidade de Motor de Indução Trifásico usando PIC, que é o controle de velocidade de MIT à PWM em malha aberta, mantendo a relação tensão por frequência constante, com o microcontrolador PIC, otimizando seu projeto com o microcontrolador 80C31 de 1998.

Caruso (2007) desenvolveu um circuito para converter o sinais analógicos de controle para o acionamento de um módulo de PWM que controlava a velocidade de MIT em sinais digitais, ou seja, um conversor Analógico/Digital com o microcontrolador *ATtiny13* de 8 pinos.

Os estudos envolvendo veículo elétrico não param. Em entrevista, Erber (2010) afirmou que em meados de 2012, o carro híbrido estaria à disposição em revendedoras do país. Embora o carro híbrido seja uma mistura de carro com motor a combustão interna (m.c.i.) e com motor elétrico, já seria um avanço no que diz respeito à redução de poluentes emitidos no ar.

Segundo Poggetto (2011) o Brasil possui 72 veículos elétricos emplacados em quatro anos e a maioria pertence a frotas de empresas, sobretudo as de energia. A comercialização deste tipo de veículo no Brasil teve início em 2007 com o início da produção do Fiat Palio Weekend Elétrico.

Segundo Mercadante (2011), a presidente Dilma Rousseff após reunião realizada em outubro com o presidente mundial da *Renault-Nissan*, o brasileiro Carlos Ghosn, solicitou um estudo sobre a viabilidade de incluir automóveis elétricos na matriz de transportes do Brasil.

A Prefeitura de Paris lançou em outubro de 2011 para teste por dois meses o serviço de aluguel de veículos elétricos que, se aprovado, será oficializado a partir de dezembro. Inicialmente estarão disponíveis 66 veículos em 33 estações da capital francesa, com objetivo de chegar a três mil e quinhentos veículos e mais de mil estações até 2014. Os veículos são compactos, conforme pode ser observado na figura 1.1, movidos a bateria de lítio-metal-polímero e têm autonomia de 250 km. A recarga deste tipo de bateria está em torno de 4 horas e é efetuada em postos especiais (EBERSPACHER,2011).



Figura 1.1 – Recarga da bateria de um carro elétrico
(Foto retirada do site: <http://atitudesustentavel.uol.com.br/blog/2011/10/24/paris-tera-servico-de-aluguel-de-carros-eletricos-de-maneira-rapida/>). Acesso em: 20 nov. 2011

Com a evolução dos poderosos ímãs de terras raras, outros motores mais eficientes que o MIT, estão sendo estudados para veículos elétricos, no entanto, considerando vida útil, robustez e custo, o MIT é ainda um boa opção para este tipo de veículo.

Esses ímãs são fabricados por elementos denominados metais das terras raras que são dezessete elementos quimicamente parecidos, mas que diferem no número de elétrons e na Tabela Periódica ocupam a mesma posição entre o Bário (Ba) e o Háfênio (Hf) (SIMÕES, 2011).

A busca em desenvolver um controlador de baixo custo para o veículo elétrico vai ao encontro da possibilidade de se fazer um controle de malha aberta, com número reduzido de velocidades, permitindo que a realimentação do sistema seja efetuada pelo motorista, aplicação que se encaixa muito bem o MIT.

1.4 ABORDAGENS UTILIZADAS E DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

A técnica proposta neste trabalho foi obter a minimização de tabelas pré-programadas para gerar um sinal PWM, mantendo relação V/f constante com velocidades discretas e transições sincronizadas, buscando um bom desempenho com reduzida geração de harmônicas.

Também buscou o desenvolvimento de um circuito de controle para o pedal de aceleração que dispensasse o uso de conversores A/D, permitindo o uso de microcontrolador sem esta interface.

As propostas teóricas foram simuladas no Proteus versão 7.4 e comprovadas em laboratório e estão descritas neste trabalho.

Além do capítulo 1, o trabalho foi descrito da seguinte forma:

O capítulo 2, “Motores Elétricos”, apresenta os tipos de motores, análise do motor de indução, estudo do torque no MIT mantendo a relação V/f constante e o efeito das harmônicas no torque.

O capítulo 3, “Inversor de Frequência”, apresenta o que é e qual a necessidade do inversor de frequência em um MIT

O capítulo 4, “O Sistema de Controle em Malha Aberta”, apresenta o funcionamento do circuito desenvolvido para receber o sinal do pedal de aceleração do veículo, o procedimento para geração do sinal PWM que controlará o MIT, bem como a obtenção das tabelas pré-programadas reduzidas.

O capítulo 5, “Desenvolvimento do Programa em Assembly”, apresenta a análise do programa que gera as tabelas pré-programadas e do que gera PWM, também apresenta os respectivos diagramas de blocos.

O capítulo 6, “Circuito Proposto” será apresenta o funcionamento do circuito implementado, o comparativo entre os microcontroladores *AT89S4051* e *80C31*, o comparativo dos circuitos anterior e atual.

O capítulo 7, “Simulação da Geração PWM e Resultados”, apresenta os resultados para algumas frequências obtidas no simulador Proteus.

O capítulo 8, “Conclusão”, apresenta a conclusão e comentários dos resultados obtidos.

2 MOTORES ELÉTRICOS

Os motores elétricos são dispositivos que convertem energia elétrica em mecânica, ou seja, são equipamentos que quando alimentados com energia elétrica fornecem em sua saída um movimento mecânico que pode ser circular ou linear.

Em sua maioria os motores elétricos trabalham por meio dos fenômenos eletromagnéticos. Estes fenômenos foram estudados por vários cientistas dentre os quais destacam-se Oersted, Faraday, Neumann e Lenz. Estes cientistas elaboraram leis que juntas formam a base do eletromagnetismo. Oersted estudou a influência da corrente no campo magnético; Faraday, Neumann e Lenz descobriram que um condutor imerso em um campo magnético, quando percorrido por uma corrente elétrica, apresenta uma força magnética, cujo sentido depende da corrente e do campo – o princípio de funcionamento dos motores elétricos se baseia nestes estudos.

Os motores circulares são divididos em duas partes, uma denominada rotor e outra denominada estator. O estator é a parte fixa do motor e o rotor é sua parte móvel.

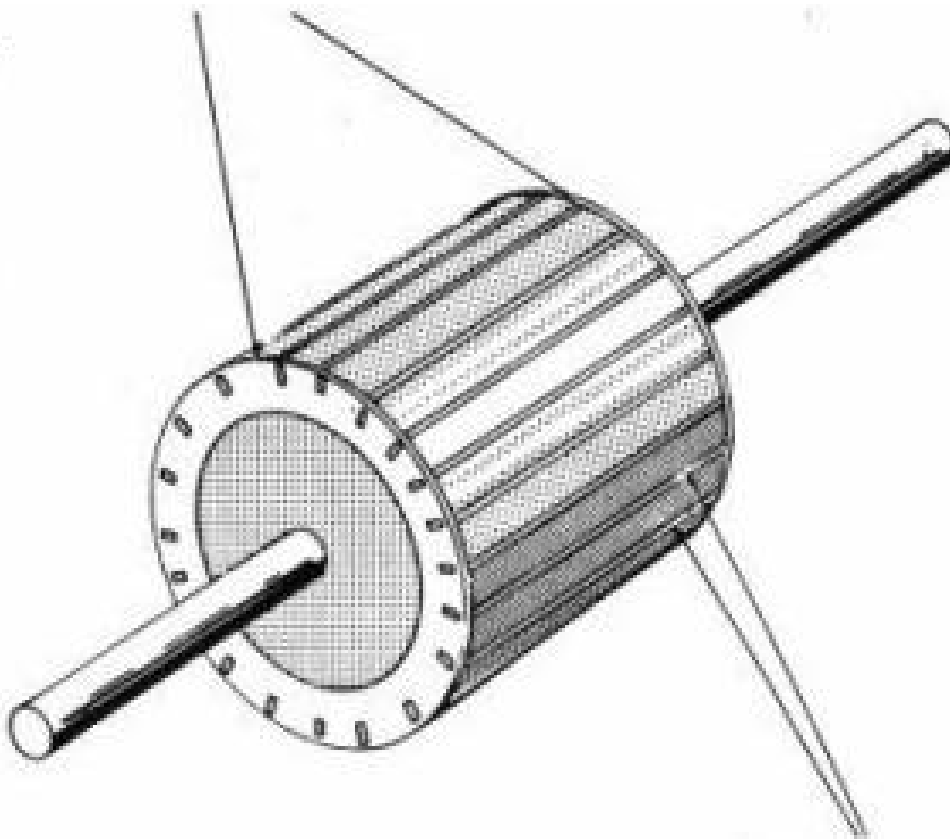
2.1 TIPOS DE MOTORES

Existem dois tipos de motores elétricos, os alimentados por corrente direta, denominados motores de Corrente Contínua, ou simplesmente motores DC e os alimentados por corrente alternada, denominados motores de Corrente Alternada, ou simplesmente motores AC. Os principais tipos de motores AC são os motores síncronos e os motores de indução (ou assíncronos). Os motores AC de indução possuem inúmeras vantagens em relação aos motores DC. Dentre estas vantagens Franchi (2010, p. 19) destacou: para seu funcionamento, os motores DC necessitam de um circuito para converter a corrente alternada da rede elétrica em corrente contínua, o que aumenta seu custo; os motores AC de indução possuem melhor rendimento, menor custo de manutenção, tamanho reduzido mantendo a mesma potência de um motor DC equivalente e juntamente com um inversor de frequência, economiza energia e pode trabalhar com sobrevelocidade de 20% mantendo o

torque necessário ao acionamento da máquina através de programação do inversor. Essas e outras vantagens fazem com que, atualmente, os motores AC de indução sejam amplamente utilizados nas indústrias, enquanto os motores DC são utilizados em casos específicos.

Os motores de indução podem ser monofásicos ou trifásicos. Neste trabalho o motor de interesse é o motor de indução trifásico (MIT), cujo rotor pode ser do tipo bobinado ou gaiola de esquilo, este último, por ser o mais utilizado, é apresentado na figura 2.1.

ANÉIS CONDUTORES



BARRAS DE COBRE

Figura 2.1 - Rotor Gaiola de Esquilo
Fonte: SOUZA J.A. (2001)

O motivo do interesse no MIT em relação ao motor de indução monofásico que necessita de comutadores e escovas, é que além de ser muito menor que o monofásico de mesma potência, é o utilizado na maioria dos veículos elétricos.

Basicamente, o MIT é constituído por três bobinas (a, b e c) defasadas, construtivamente, de 120° entre si, conforme pode ser observado na figura 2.2. Cada bobina é alimentada por uma fase diferente na rede trifásica.

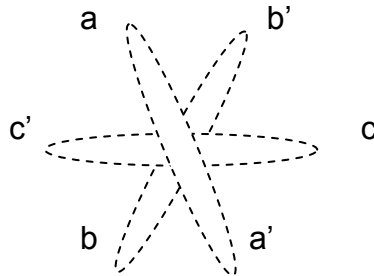


Figura 2.2 - Bobinas a, b e c defasadas entre si de 120° de um MIT

As bobinas trifásicas contidas no estator do MIT, quando percorridas por corrente elétrica ocasionam forças eletromagnéticas, definindo um campo girante que interagindo com as forças eletromagnéticas, que também estão presentes no rotor fazem este girar.

2.2 PARÂMETROS IMPORTANTES DOS MOTORES ELÉTRICOS

2.2.1 Velocidade Síncrona (N_s)

As bobinas dispostas no estator de um motor de indução trifásico, defasadas entre si de 120° , quando alimentadas com sistema trifásico geram um campo magnético também defasado entre si de 120° . Os campos magnéticos das bobinas do estator criam um campo girante ou força magneto-motriz (*fmm*) ao redor do rotor. A velocidade da *fmm* depende da frequência da rede elétrica e do número de pólos do motor de indução trifásico e é denominada velocidade síncrona.

A equação (2.1) mostra a relação entre a rotação, a frequência de alimentação e o número de pólos de um motor de indução (SOUZA J.L., 2011):

$$N_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (2.1)$$

onde:

N_s : velocidade síncrona [rpm];

f_s : frequência de alimentação [Hz];

p : número de pólos do motor.

Analisando a equação (2.1) observa-se que para um mesmo motor, se for alterada a frequência de alimentação, proporcionalmente será alterada sua velocidade (rpm).

2.2.2 Escorregamento (s)

Nos motores de indução trifásicos a velocidade de giro do rotor (N_r) é um pouco menor que a velocidade síncrona (N_s), daí serem chamados de motores assíncronos. A diferença entre as velocidades, denominada velocidade de escorregamento (N_{esc}), é necessária para que exista corrente induzida, conseqüentemente fluxo magnético e torque, calculada por meio da equação (2.2).

$$N_{esc} = N_s - N_r \quad [rpm] \quad (2.2)$$

Define-se escorregamento do motor a relação expressa pela equação (2.3).

$$s = (N_s - N_r) / N_s \quad (2.3)$$

O escorregamento também pode ser expresso em velocidade angular (ω) utilizando a equação (2.4).

$$s = (\omega_s - \omega_r) / \omega_s \quad (2.4)$$

2.2.3 Torque

Outro parâmetro do motor a ser analisado é o torque (T) também denominado conjugado (C), que é o produto da Força Tangencial (F_T) de um objeto circular e seu

raio (r). Trata-se da força que capacita o giro de objetos, conforme é apresentado na figura 2.3:

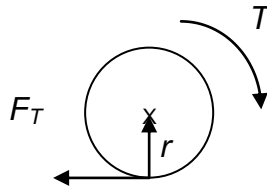


Figura 2.3 - Representação do torque

A equação (2.5) apresenta o cálculo do torque:

$$T = F_T \cdot r \quad (2.5)$$

Onde:

T : torque ou conjugado [N.m]

F_T : força tangencial [N]

r : raio [m]

O cálculo do torque nos motores de indução é efetuado levando em consideração alguns fatores que são elencados a seguir.

O motor de indução quando alimentado por tensão se comporta como um transformador, pois seu funcionamento se baseia no fato das correntes do estator serem induzidas no rotor por meio da força magnetomotriz induzida ($fmmi$). Portanto o circuito equivalente é semelhante à de um transformador, conforme apresentado na figura 2.4.

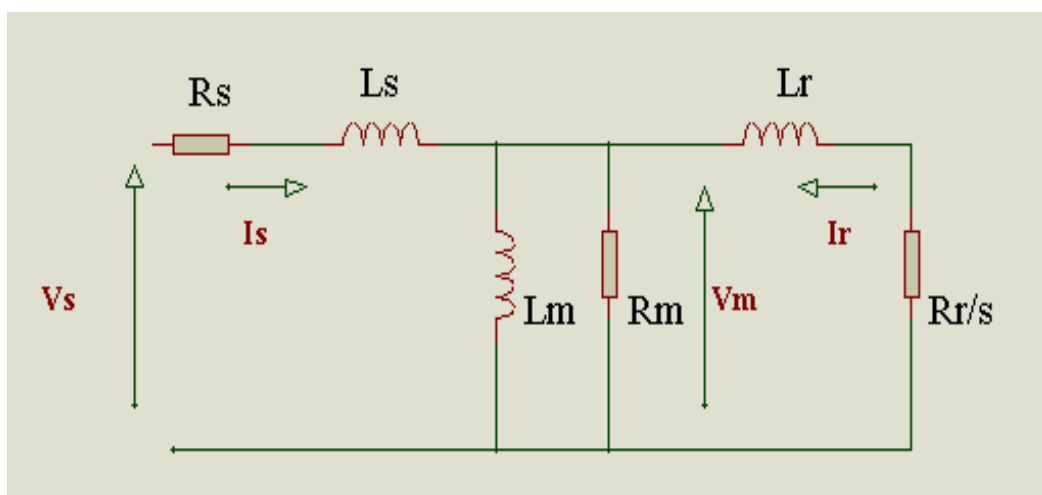


Figura 2.4 – Circuito equivalente de um motor de indução

Onde:

R_s : resistência do enrolamento do estator

L_s : indutância de dispersão do estator

R_m : resistência de perdas no núcleo

L_m : indutância de magnetização

R_r/s : resistência do rotor refletida para o estator

L_r : indutância de dispersão do rotor

V_s : tensão no estator

I_s : corrente no estator

V_m : força eletro-motriz induzida (f.e.m.i.) no entreferro

I_r : corrente no rotor

Em estudos do comportamento do motor conclui-se que o torque para este tipo de equipamento é calculado utilizando a equação (2.6) (ANALOG DEVICES, 1994):

$$M_d = (3 \cdot (p / 2) \cdot (V_m / \omega_s)^2 \cdot R_r \cdot \omega_r) / [R_r^2 + (\omega_r \cdot L_r)^2] \quad (2.6)$$

Onde:

M_d : torque

R_r : resistência do rotor

ω_r : frequência angular no rotor

p : número de pólos do motor

Por meio da equação (2.6) percebe-se que se for mantida constante a relação V_m / ω_s o torque dependerá apenas de ω_r .

A relação V_m / ω_s é a amplitude do fluxo no entreferro, que permanecendo constante e ω_r variando permite a obtenção de curvas do torque em função da Frequência ($M_d \times f$), que podem ser vistas na figura 2.5, ou seja, mantendo fluxo constante, podem ser adquiridas curvas do torque em função da velocidade.

Na figura 2.5, observa-se uma região denominada Região de Campo Enfraquecido, nesta região o motor não responde adequadamente às excitações recebidas, se for aumentada a frequência a tensão não aumentará

proporcionalmente, portanto acima desta região o torque de pico do motor será decrescente.

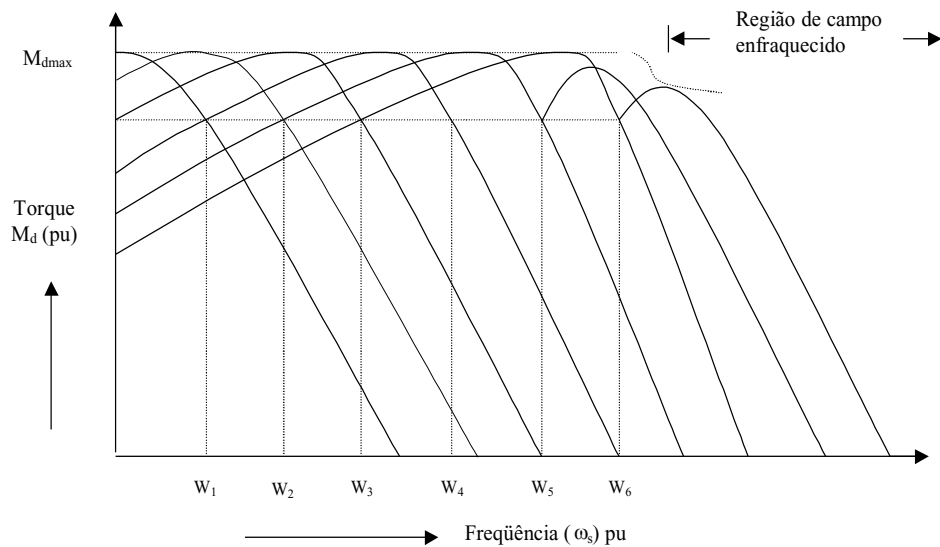


Figura 2.5 – Curvas torque x frequência, mantendo fluxo constante (Analog Devices, 1994)

Não é possível medir a tensão do entreferro (V_m) diretamente, o que se faz são medidas de corrente e tensão nos terminais do motor, porém isto gera circuitos complexos. Na prática, utiliza-se aproximação de dados, faz-se a relação de V_s / ω_s constante nos terminais do motor, porém para baixas frequências manter esta relação constante não garante fluxo também constante, pois as características do circuito equivalente do motor tem seus valores alterados. Neste caso a capacidade de torque do motor é reduzida, a figura 2.6 apresenta esta condição, considerando a relação V_s / ω_s constante.

Observando a figura 2.6, percebe-se que para baixas frequências como ω_{s0} , ω_{s1} e ω_{s2} o torque é reduzido, mas isto pode ser compensado com a técnica *Boost* de tensão, que é o aumento na relação V/f , aumentando a tensão no estator para essas frequências.

A figura 2.7 apresenta duas regiões distintas de operação do motor. Nesta figura é verificado que para baixas frequências mantêm-se valores fixos para V_s e f_s , com a finalidade de compensar a redução do torque.

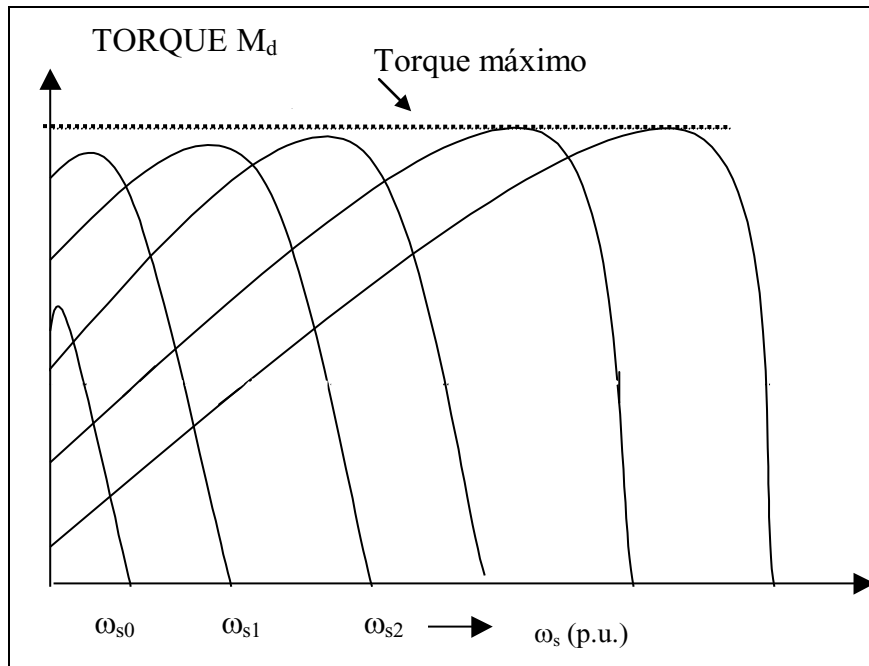


Figura 2.6 - Características torque x velocidade para V/f constante (Analog Devices, 1994)

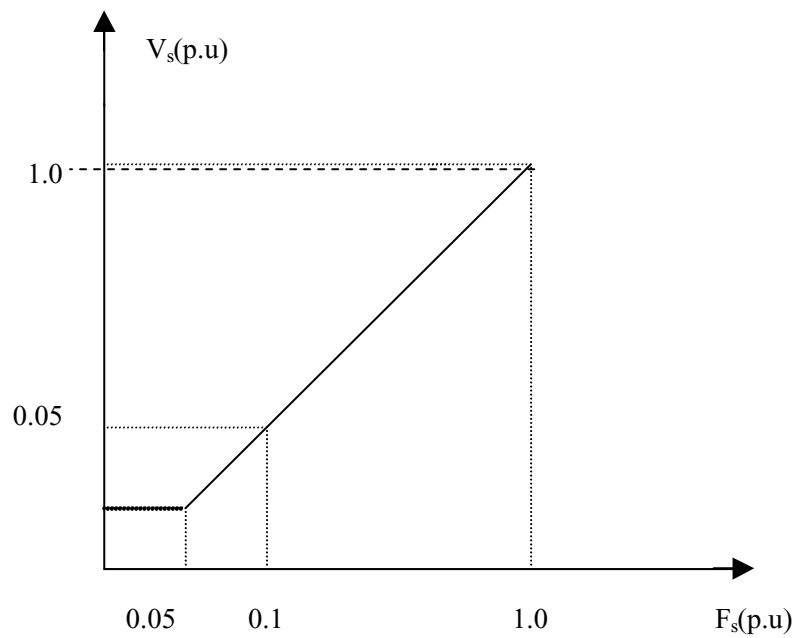


Figura 2.7 - Característica V/f constante com compensação para baixas freqüências

3 INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Conforme pode ser observado na figura 3.1 os inversores de frequência são dispositivos eletrônicos comercialmente conhecidos por converterem a tensão da rede elétrica AC fixa, em uma tensão de amplitude e frequência variáveis AC.

Normalmente, estes dispositivos são utilizados para controle de velocidade de MIT.

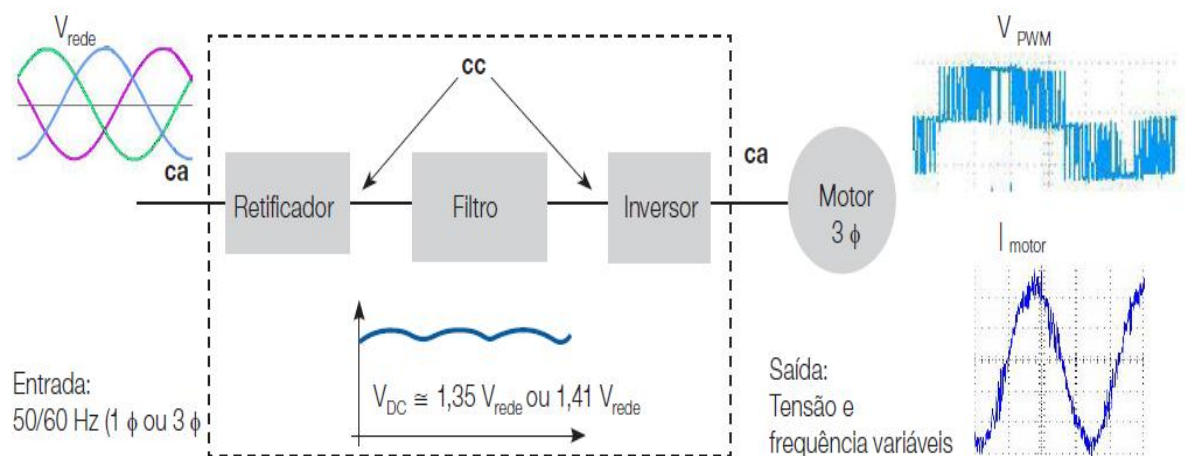


Figura 3.1 – Etapas dos Inversores de Frequência

Fonte: Catálogo WEG: Motores de Indução Alimentados por Inversores de Frequência PWM

A geração PWM discreta, otimizada e sincronizada é usada para controle de velocidade de motores AC, em malha aberta, para a geração de correntes quase senoidais no motor. A geração de corrente senoidal pelo uso da modulação PWM, em cargas indutivas, é bastante difundida (ANALOG DEVICES, 1994).

A técnica PWM utilizada no controle de velocidade consiste em produzir a amplitude e frequência de uma onda fundamental determinada, mantendo a energia das harmônicas na mais alta faixa do espectro de frequências. Nestas altas frequências, a indutância do motor apresenta apreciável reatância, limitando desse modo as correntes harmônicas geradas pelo chaveamento (GOTTLIEB, 1994).

No veículo elétrico a alimentação da bateria, que já é DC, dispensa o uso do retificador e como o valor da tensão depende do estado de carga da bateria, é necessário um circuito de proteção de sub-tensão.

4 O SISTEMA DE CONTROLE EM MALHA ABERTA

Neste capítulo é apresentado o funcionamento do circuito desenvolvido para receber o sinal do pedal de aceleração do veículo, o procedimento para geração do sinal PWM que controla o MIT, bem como a obtenção das tabelas pré-programadas reduzidas.

4.1 PEDAL DE ACELERAÇÃO

No circuito desenvolvido o microcontrolador recebe o sinal a ser controlado por meio de uma DIP switch que simula o sinal recebido de uma chave seletora acionada por campo magnético ou de um potenciômetro, ambos ligados ao pedal mecânico de aceleração do veículo elétrico. A utilização de um potenciômetro neste circuito faz com que seja necessária a inclusão de um circuito conversor analógico-digital (A/D), pois o microcontrolador utilizado necessita de um sinal digital para seu funcionamento, e o sinal oriundo do potenciômetro é analógico, pois à medida que há movimentação do pedal para baixo (aceleração) ou para cima (desaceleração), o potenciômetro altera sua posição, gerando em sua saída uma tensão com variação linear em função dessa alteração, portanto sinal analógico.

Caruso (2007) utilizou um potenciômetro ligado ao pedal de aceleração para desenvolver um circuito conversor A/D, para facilitar o controle de velocidade. A figura 4.1 apresenta o pedal utilizado no projeto de Caruso.

O circuito desenvolvido para controle do pedal é observado na figura 4.2. Este circuito é composto por dois blocos: o primeiro é constituído por uma bobina L acoplada ao pedal de aceleração alimentada por um sinal AC, o segundo é constituído por bobinas L_x ($x = 1,2,3,\dots$) que se encontram fixadas na placa do microcontrolador, separadas convenientemente uma das outras, que alimenta o circuito de acionamento dos *ports*.

Analisando a figura 4.2, observa-se que a bobina L do pedal de aceleração alimentada por um sinal AC, é percorrida por um fluxo magnético variável, e à medida que na aceleração ou desaceleração do veículo as bobinas L e L_x se aproximam, a bobina L induzirá um fluxo magnético variável em L_x que recebendo

este fluxo também fica energizada, fazendo conduzir os diodos que ativam os *ports* correspondentes.



Figura 4.1 – Pedal de aceleração utilizado no veículo elétrico

Fonte: Caruso (2009)

As bobinas Lx da figura 4.2 não estão na posição real do circuito, na prática ficam dispostas uma após outra, distanciadas entre si para que não sofram interferência na passagem da bobina presa ao pedal, “percebendo” a presença da bobina L, apenas a bobina Lx de interesse. A figura 4.3 é uma simplificação da figura 4.2, para melhorar a visualização.

O microcontrolador foi programado de modo que o sinal PWM na saída varie sua frequência segundo a alimentação dos *ports*, conforme pode ser visto na tabela 4.1. O “1” na tabela indica nível lógico alto, ou seja, Vcc e o “0” indica nível lógico baixo, 0V.

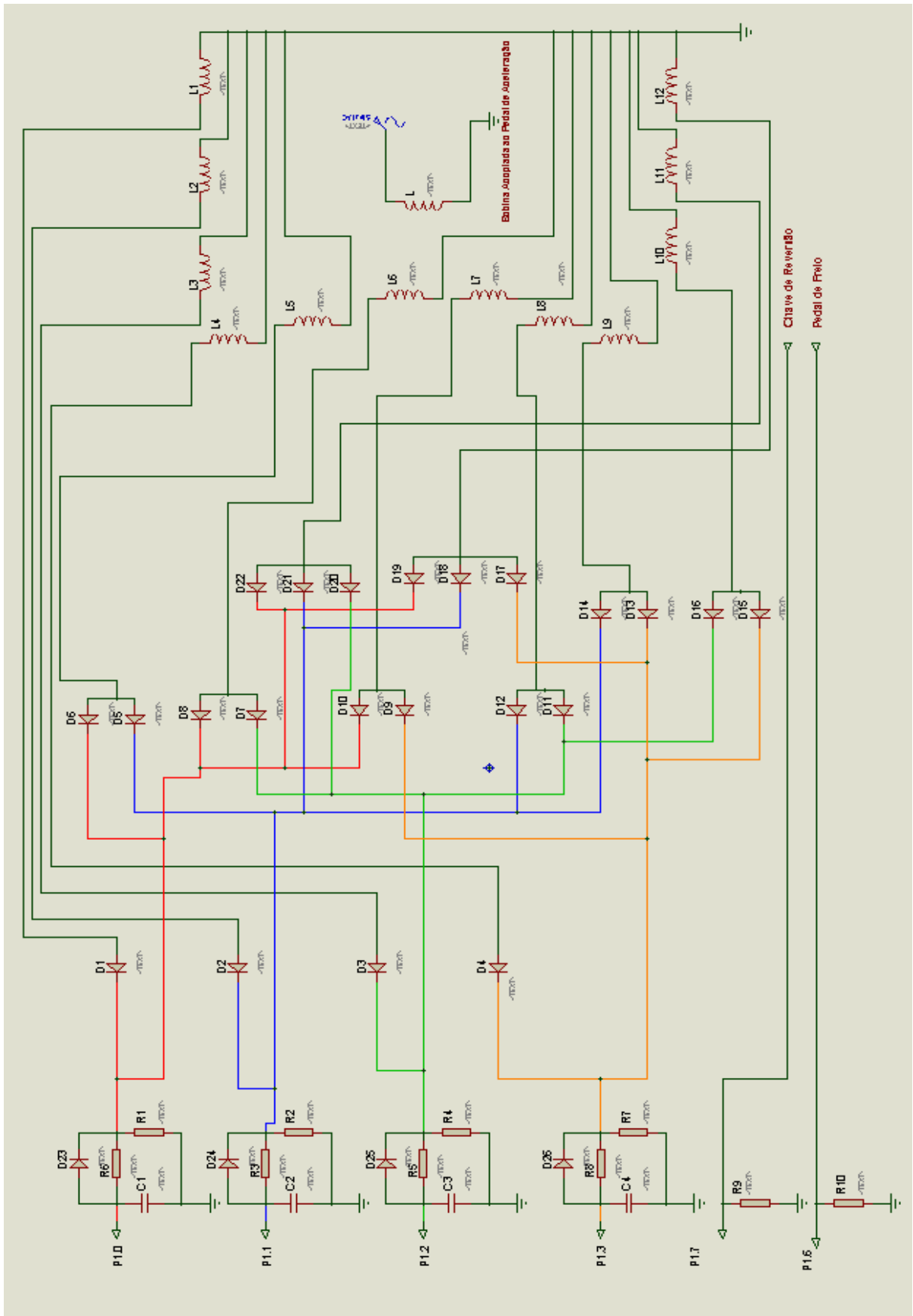


Figura 4.2 – Esquema elétrico de alimentação dos *ports*, conforme variação do pedal de aceleração

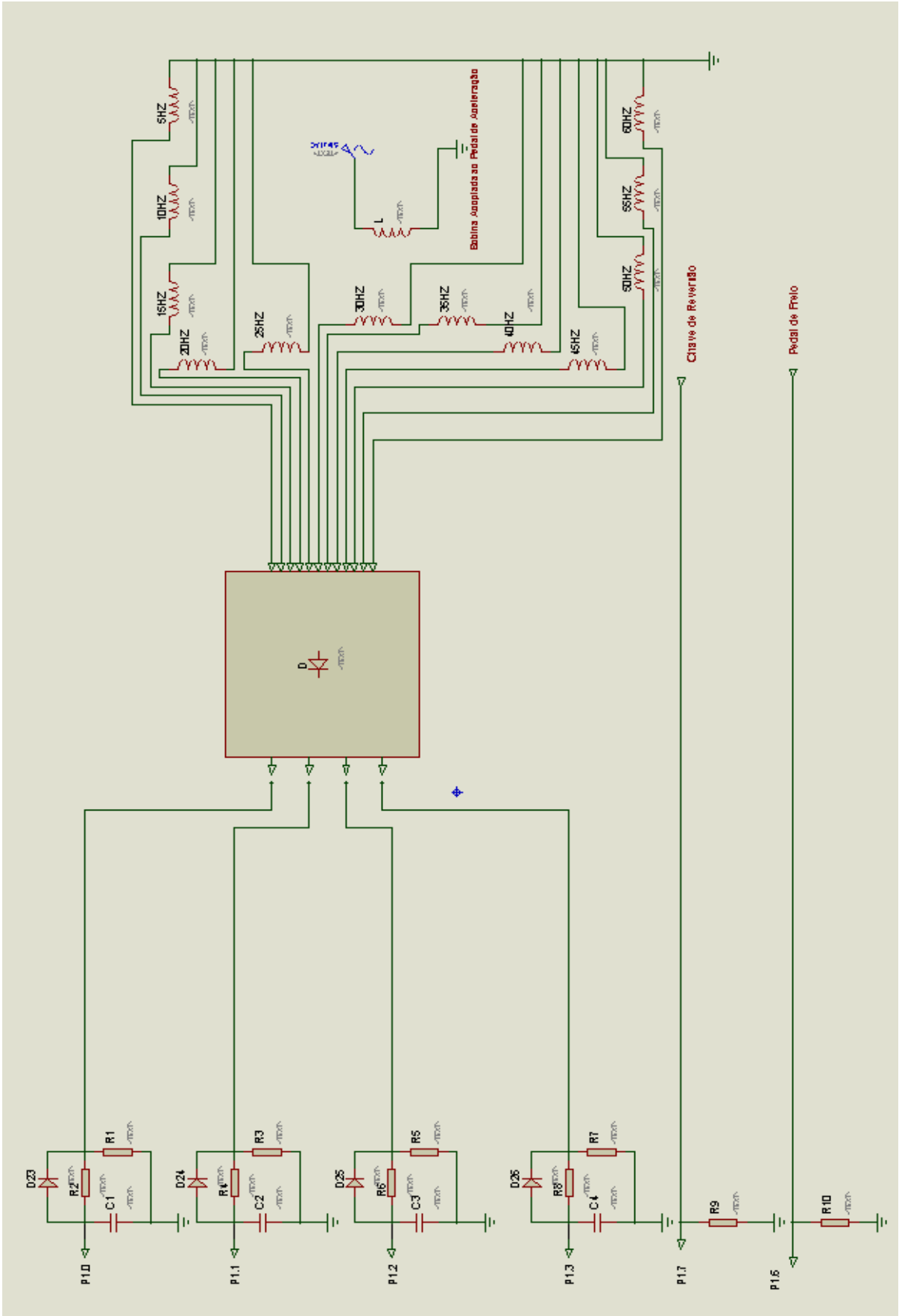


Figura 4.3 - Esquema elétrico resumido do circuito de variação do pedal de aceleração

Tabela 4.1 – Frequência do sinal PWM, referente à alimentação dos ports

P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	P1.7	Frequência do PWM Gerado
0	0	0	0	Parado	0Hz
0	0	0	1	em 1 – Frente e em 0 - Ré	5Hz
0	0	1	0	em 1 – Frente e em 0 - Ré	10Hz
0	1	0	0	em 1 – Frente e em 0 - Ré	15Hz
1	0	0	0	em 1 – Frente e em 0 - Ré	20Hz
0	0	1	1	em 1 – Frente e em 0 - Ré	25Hz
0	1	0	1	em 1 – Frente e em 0 - Ré	30Hz
1	0	0	1	em 1 – Frente e em 0 - Ré	35Hz
0	1	1	0	em 1 – Frente e em 0 - Ré	40Hz
1	0	1	0	em 1 – Frente e em 0 - Ré	45Hz
1	1	0	0	em 1 – Frente e em 0 - Ré	50Hz
0	1	1	1	em 1 – Frente e em 0 - Ré	55Hz
1	0	1	1	em 1 – Frente e em 0 - Ré	60Hz

A tabela 4.2, apresenta os diodos que conduzem no circuito da figura 4.2 a cada frequência do sinal PWM, permitindo alimentação apenas dos *ports* desejados. Estes diodos são necessários, pois, se não existissem, os *ports* entrariam em curto, conforme pode ser observado no circuito da figura 4.2.

Tabela 4.2 – Condução dos diodos para cada frequência desejada

Diodos Conduzindo	Ports alimentados	Frequência do PWM Gerado
D1	P1.0	5Hz
D2	P1.1	10Hz
D3	P1,2	15Hz
D4	P1.3	20Hz
D5 E D6	P1.0 E P1.1	25Hz
D7 E D8	P1.0 E P1.2	30Hz
D9 E D10	P1.0 E P1.3	35Hz
D11 E D12	P1.1 E P1.2	40Hz
D13 E D14	P1.1 E P1.3	45Hz
D15 E D16	P1.2 E P1.3	50Hz
D17, D18 E D19	P1.0, P1.1 E P1.2	55Hz
D20, D21 E D22	P1.0, P1.1 E P1.3	60Hz

Por software, o microcontrolador recebendo os sinais da chave seletora fornece um sinal PWM para cada fase do motor, compatível com a solicitação, ou seja, para cada amplitude e frequência diferentes, tem-se um sinal PWM correspondente. Estes sinais ocasionam a cada posição da chave (ou pedal), a variação da corrente do motor, atuando no controle da aceleração do veículo.

Ao retirar o pé do acelerador, o sistema atua com o freio motor, em que uma mola acoplada ao acelerador faz este recuar lentamente passando por todas as posições anteriores, ativando as bobinas de frequências menores até 0Hz. Neste caso o freio motor é aproveitado ao máximo e a energia cinética do veículo é convertida em elétrica e neste momento o motor vira um gerador.

O pedal de freio aciona o sistema de frenagem de forma semelhante ao freio motor, porém com desaceleração mais rápida, respeitando os limites de resposta do sistema.

Outro sinal recebido é o de ativação de ré, que é ativado quando a chave ligada ao *port* P1.7 enviar nível lógico alto a este *port*. Nesta situação é invertida a rotação do motor por meio da mudança de posição entre duas fases por software.

4.2 SINAL PWM DA SAÍDA

Devido ao fato dos motores trifásicos serem alimentados por três fases, é grande a dificuldade em implementar um circuito de controle de velocidade às variações do pedal de aceleração, mantendo defasagem entre as fases. Controlar as fases para evitar problemas tais como, manter o sincronismo na inversão de período, eliminar ou reduzir o surgimento de harmônicas, entre outros, exige muita análise e estudo. O critério utilizado por Marcelino (1998) para minimizar estes problemas foi por meio de tabelas pré-programadas, com acionamento sincronizado nos pontos de origem dos períodos. Estas tabelas consistem em valores binários que são adquiridos por meio da comparação da amplitude do sinal triangular (portadora) com a amplitude do sinal senoidal de cada fase. Estes representam as amostras do sinal senoidal das três fases. Posteriormente, será explicado este processo. As figuras 4.4 e 4.5 apresentam os sinais sincronizados na mudança de fase e de amplitude

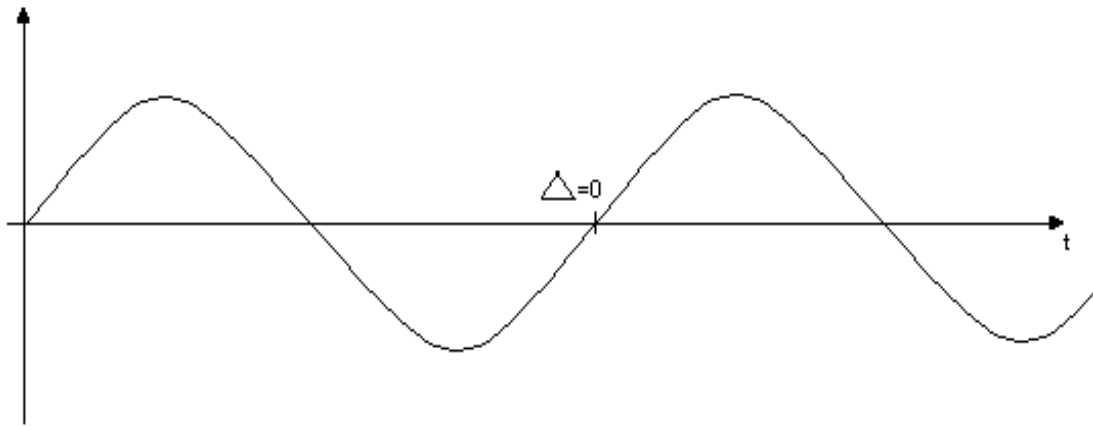


Figura 4.4 – Defasagem zero na mudança de fase

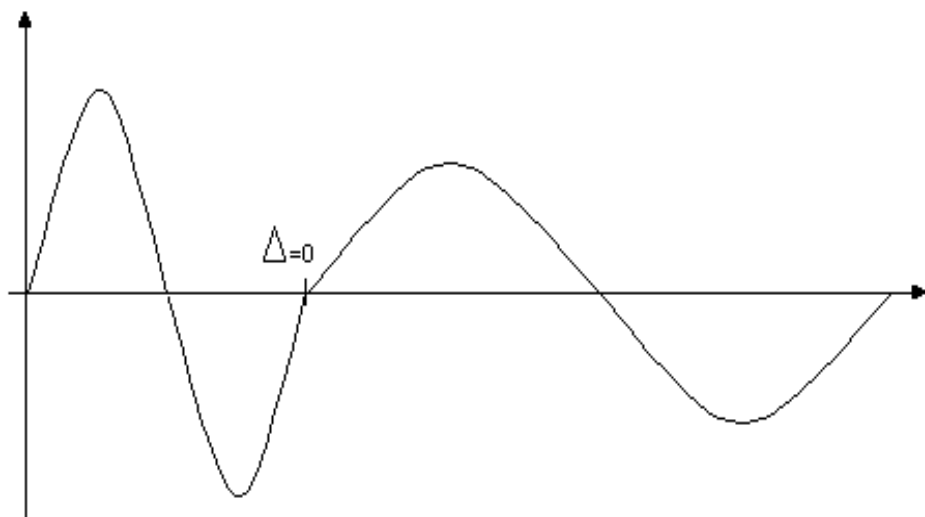


Figura 4.5 – Defasagem zero na mudança de fase e amplitude

Souza A.R. (2011) observou que para cada variação de frequência a amplitude máxima do sinal senoidal é diferente, este fato pode ser observado na figura 4.6, obtida por meio da expressão matemática da fase a em duas frequências diferentes, 15Hz e 60Hz. Como as tabelas pré-programadas foram adquiridas comparando a portadora e a onda senoidal, para um circuito com m variações de frequências são necessárias m quantidades de tabelas para geração PWM satisfatória. Esta infinidade de variações impediria o projeto utilizando um microcontrolador de baixo custo, caso não fosse limitada a quantidade de frequências para sua implementação.

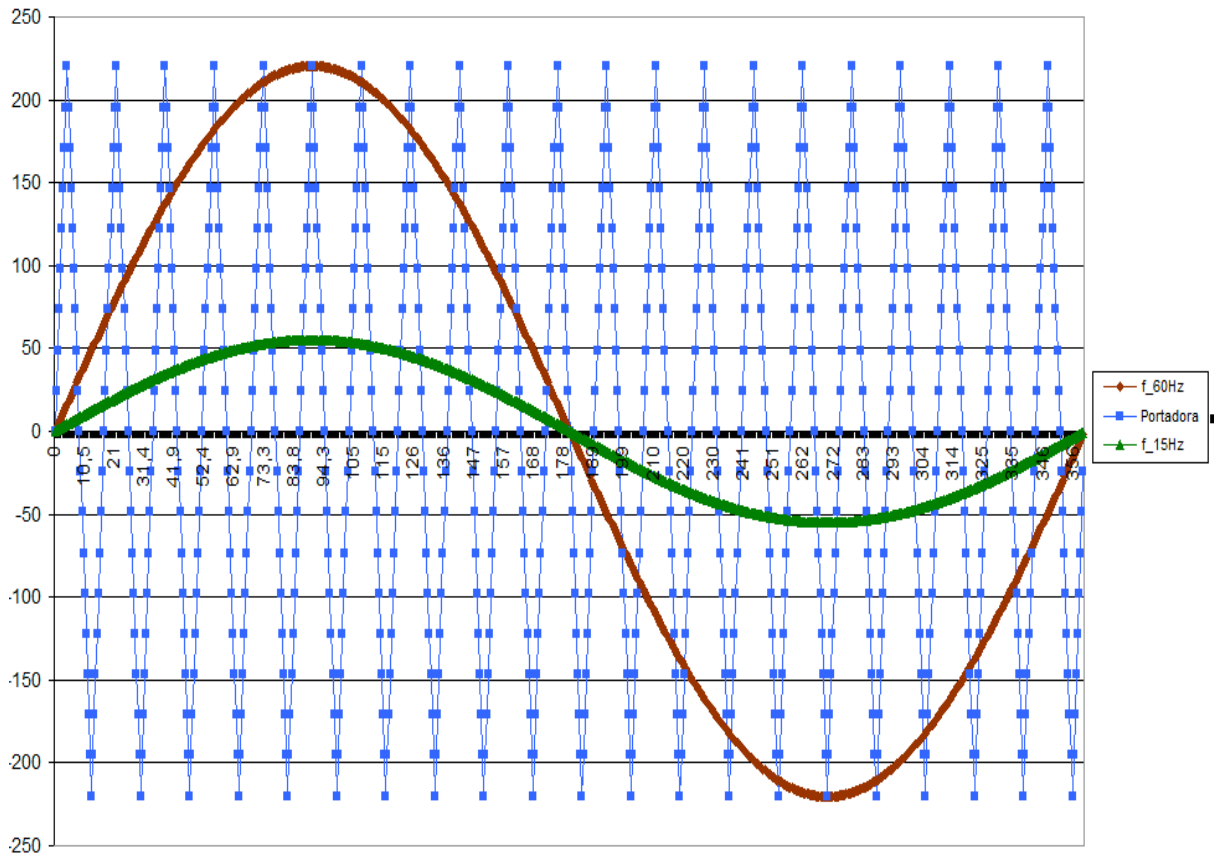


Figura 4.6 - Comparação da amplitude do sinal senoidal em frequências diferentes

Pode ser observado na figura 4.6 que para um período completo da onda senoidal a onda portadora possui 21 períodos, este valor foi escolhido por Marcelino (1998) com o objetivo de minimizar a distorção harmônica total. A relação da frequência da portadora e a frequência real de operação, é dada conforme a expressão (4.1):

$$n = fc / fr \quad (4.1)$$

Segundo Marcelino (1998), n é inteiro devido ao sincronismo; deve ser ímpar para eliminar harmônicas pares; maior que vinte para garantir um sinal demodulado praticamente senoidal, mínimo dez vezes para os dois semiciclos; múltiplo de três devido ao motor ser trifásico; menor possível para reduzir o tempo de processamento, de forma a permitir processadores de velocidade menor, e, com esta análise, utilizou o valor para n igual a 21.

A quantidade de amostras por período da portadora é dada pela expressão (4.2):

$$N = 1 / (fa \cdot n \cdot ts) \quad (4.2)$$

onde:

N : amostras por período da portadora

fa : frequência alvo do controle

ts : período de amostragem

Neste trabalho, manteve-se o período de amostragem que Marcelino (1998) utilizou, portanto ts é igual a $22\mu s$, fa igual a 60Hz e n igual a 21. Calculando N por meio da equação (4.2) foi obtido um resultado próximo de 36. Como N deve ser múltiplo de três e quatro, devido às três fases e aos quatro segmentos de reta da onda triangular, foi adotado o valor 36. Observando a figura 4.6, o valor 36 é verificado somando os pontos marcados em cada período da onda triangular.

A quantidade de amostras por período de onda senoidal é calculada efetuando-se o produto da constante n , neste caso 21 e da constante N , neste caso 36. O valor obtido foi 756 amostras por período, e para cada frequência em questão.

A figura 4.7 apresenta a onda triangular, $ft_r[i]$, e as ondas senoidais das três fases a , b e c a serem moduladas. Nesta figura pode ser observado que a onda portadora está sincronizada com as fases, ou seja, toda vez que uma das fases atinge a amplitude zero a onda triangular também atinge, o que era esperado devido aos valores de n e N que foram adotados.

Estes sinais são processados no tempo por software no microcontrolador, resultando em um sinal PWM para cada fase, o que pode ser visto na figura 4.8. Para melhor análise e visualização dos sinais PWM obtidos para cada fase, na simulação dos gráficos utilizou-se amplitudes diferentes, porém na prática esta diferença não existe.

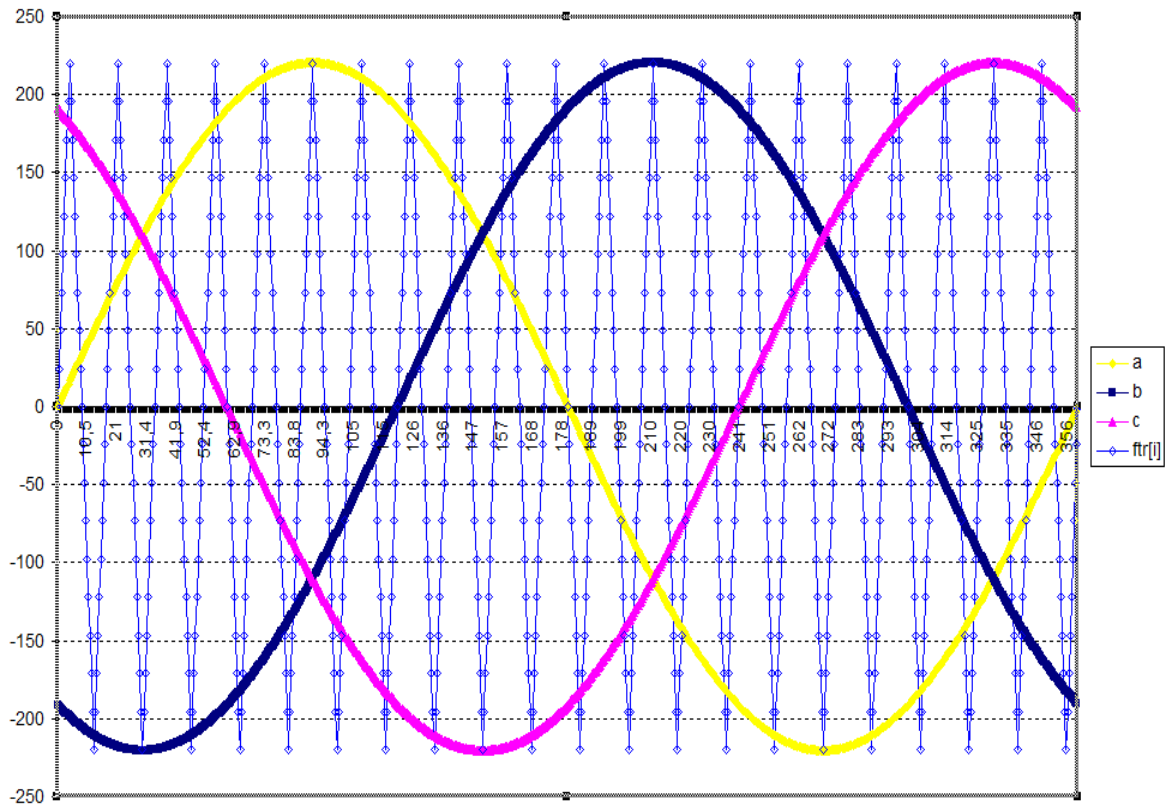


Figura 4.7 - Onda portadora, $ftr[i]$ e as três fases a, b e c

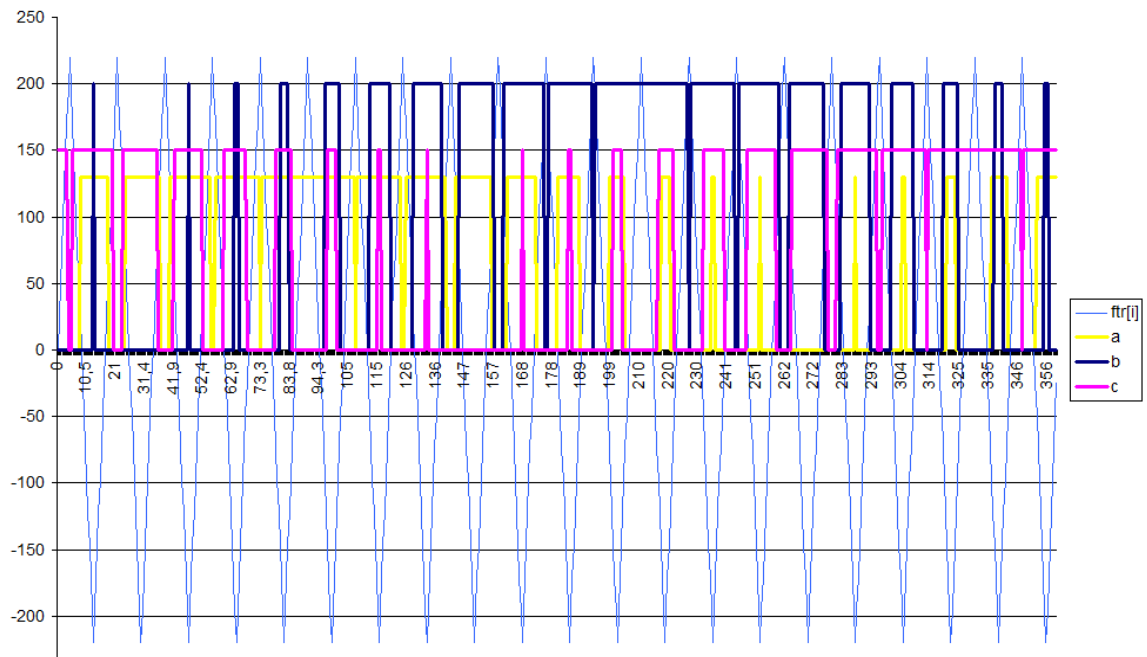


Figura 4.8 - Sinais PWM de cada fase a, b e c

Souza A.R. (2011), explicou que os bits do sinal binário que dará forma ao sinal PWM são adquiridos comparando a amplitude da onda senoidal das fases e a amplitude da onda triangular e isto ocorre da seguinte forma: se no período de amostragem o sinal senoidal for maior que o triangular o motor deve ser ligado, portanto o nível lógico do bit correspondente àquela fase deve ser “1”, caso contrário deve ser desligado, bit “0”. Como o processador utilizado é de oito bits, são obtidos 756 Bytes por período de onda senoidal, se for amostrado o período completo. Para exemplificar, foi construída a tabela 4.3 com a análise da figura 4.7 apenas nos dez primeiros pontos da onda triangular e comparando a mesma com as três fases.

Conforme pode ser observado na figura 4.7, para as oito primeiras amostras do sinal as fases *a* e *b* tem amplitudes menores que a amplitude da onda triangular, portanto estão desligadas, já a fase *c* tem amplitude maior que a amplitude da onda triangular, portanto a fase *c* está ligada. Nas duas últimas amostras, deste exemplo, as três fases estão desligadas, pois ambas tem amplitudes menores que a da onda triangular. Estas comparações foram realizadas por programa específico utilizando o C++ (ANEXO I) e geraram uma tabela pré-programada de 756 posições para cada frequência diferente com o microcontrolador 80C31 e 252 posições com a técnica atual.

Tabela 4.3 – Comparação da amplitude da onda triangular e da amplitude das fases

Posição de Amostragem	Fase a	Fase b	Fase c	Hexadecimal Correspondente
1	0	0	1	01H
2	0	0	1	01H
3	0	0	1	01H
4	0	0	1	01H
5	0	0	1	01H
6	0	0	1	01H
7	0	0	1	01H
8	0	0	1	01H
9	0	0	0	00H
10	0	0	0	00H

O microcontrolador *AT89S4051* possui apenas 20 pinos, opera com frequências até 24MHz, podendo ser programado para atuar com o equivalente ao dobro da frequência, enquanto o *80C31* possui 40 pinos e opera com frequências de até 16MHz, com isto conseguiu-se minimização do circuito e melhor resposta. Além das vantagens do microcontrolador atual em relação ao *80C31*, este estudo proporcionou a redução para um terço as tabelas pré-programadas que Marcelino (1998) utilizou em seu projeto. Todas estas alterações tornaram o circuito atual mais eficiente que o anterior.

Embora na figura 4.8 o sinal PWM das três fases esteja completo, neste projeto o programa operou com tabelas pré-programadas de 0° a 120° . Verificou-se, depois de muitas observações na figura 4.3, que a partir de 120° as fases começam a repetir seus valores; de 120° a 240° , a fase *a* passa a ter o valor anterior da fase *c*, a fase *b* passa a ter o valor anterior da fase *a* e a fase *c* passa a ter o valor anterior da fase *b*; de 240° a 360° , a fase *a* passa a ter o valor inicial da fase *b*, a fase *b* passa a ter o valor inicial da fase *c* e a fase *c* passa a ter o valor inicial da fase *a*. Com este raciocínio, na programação, manipulou-se os valores amostrados das fases de 0° a 120° de modo a completá-las nos ângulos subsequentes a 120° , sem a necessidade de trabalhar com a tabela completa, i.e., com as 756 amostras. Neste trabalho utilizou-se 252 amostras, que representa um terço das 756, o que minimizou a tabela de Marcelino (1998) em dois terços. Este artifício, além de dispensar memória externa, permite utilização de um microcontrolador de menor capacidade de memória, com isso o custo do circuito e o tamanho da placa reduzem substancialmente. A tabela 4.4 ilustra a análise da situação das fases.

Observando a tabela 4.4, escrevendo a sequência de bits das fases às três variações de 120° , tem-se:

$$a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow c \rightarrow a \rightarrow b \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow a$$

$$0^\circ \text{ a } 120^\circ \quad 120^\circ \text{ a } 240^\circ \quad 240^\circ \text{ a } 360^\circ$$

Conforme foi explicado, cada fase vai adquirindo o valor da outra no decorrer do tempo.

Tabela 4.4 – Valor correspondente de cada fase às variações de 120°

<i>Port P3</i>	Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
	X	X	X	X	X	Fase a	Fase b	Fase c
0° a 120°	0	0	0	0	0	a	b	C
120° a 240°	0	0	0	0	0	c	a	B
240° a 360°	0	0	0	0	0	b	c	A

5 DESENVOLVIMENTO DO PROGRAMA EM ASSEMBLY

Devido o programa desenvolvido necessitar de mais ou menos 55 ciclos de máquina para enviar cada amostra à saída (pinos P3.0, P3.1 e P3.2), o que foi feito via interrupção, tornou-se necessário utilizar a facilidade do *AT89S4051* que é reduzir o tempo do ciclo de máquina por software. Como este microcontrolador aceita até 24MHz, o ciclo de máquina é 0,5 μ s, utilizando o recurso este é reduzido para 0,25 μ s, portanto o programa foi viabilizado sem a necessidade de uma memória externa. Nestas condições o tempo total necessário para enviar cada amostra ao *port* P3 foi 14,5 μ s. Na frequência de 60Hz, que é a maior frequência de controle, logo o pior caso, o período da onda senoidal é de aproximadamente 16,67ms, como deve-se gerar 756 amostras, isto acarreta um tempo de amostragem de 22 μ s. Sem a redução do tempo de ciclo de máquina não seria possível o controle utilizando o *AT89S4051* neste caso, pois para 55 ciclos de máquina e tempo de 0,5 μ s (frequência de 24MHz) a interrupção demoraria aproximadamente 27 μ s, tempo maior que o da amostra para 60Hz. Isto justifica a necessidade da redução do tempo de processamento. O anexo II apresenta o software em Assembly que gerou o PWM a cada variação do pedal. A figura 5.1 apresenta o fluxograma do programa do anexo II.

5.1 DIAGRAMA DE FLUXOS

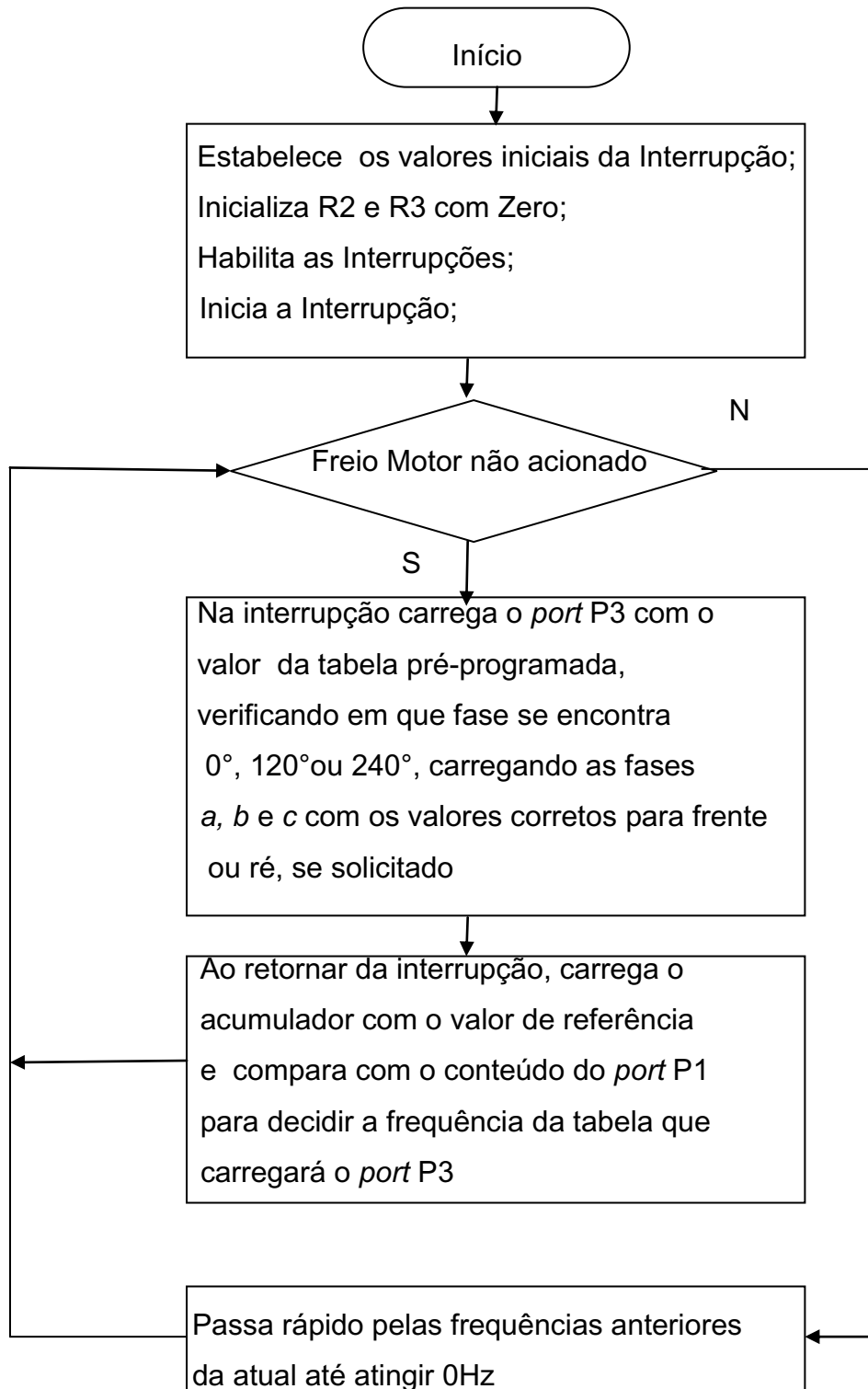


Figura 5.1 – Fluxograma do programa gerador do sinal PWM discreto

6 CIRCUITO PROPOSTO

Neste capítulo é apresentado o funcionamento do circuito implementado, comparando-o com o anterior, bem como o comparativo entre os microcontroladores *AT89S4051* e *80C31*.

No pedal de aceleração no lugar de um potenciômetro, é utilizada uma chave seletora, figura 4.2. O pedal permite infinitas variações de posição, portanto para que a implementação de um circuito de controle seja viável é necessário a determinação de faixas na variação de posição do pedal a cada frequência específica de modo a se ter uma quantidade finita e pré-determinada de tabelas. Marcelino (1998) escolheu apenas doze frequências espaçadas de 5Hz para implementação do circuito de controle, conforme pode ser visto na tabela 6.1. Esta escolha deu-se verificando que além do microcontrolador *80C31* possuir algumas limitações devido à velocidade de processamento, pois na variação rápida de velocidade surgem harmônicas, também a memória externa deveria ter uma capacidade de armazenamento muito grande à quantidade e ao tamanho das tabelas, por isso foi utilizada uma quantidade de frequência razoável a um controle de velocidade satisfatório ao veículo elétrico. No circuito implementado com o *80C31* que é do tipo ROMLess (não possui ROM interna), foi utilizada uma EPROM externa de 32KBytes, pois cada tabela possui 756 amostras, doze frequências geram doze tabelas de 756 posições ao sentido direto do motor e a mesma quantidade à sua reversão, portanto a capacidade de memória requerida ao armazenamento apenas das tabelas é 18144 Bytes, sem otimização. Mas Marcelino (1998) desenvolveu uma técnica de otimização de tabela reduzindo os 18144 Bytes para 14508 Bytes, portanto com o programa de manipulação de dados necessitou de pelo menos 16 KBytes de memória externa.

Nesta pesquisa foram mantidas as doze frequências, mas conseguiu-se minimizar as tabelas pré-programadas para 252 posições, como o programa permitiu utilizar as mesmas tabelas tanto no sentido direto como no sentido reverso do motor apenas manipulando seus dados, a capacidade de armazenamento de memória é calculada considerando apenas doze tabelas com 252 posições, e o resultado é 3024 Bytes. O microcontrolador *AT89S4051* possui memória *flash* de 4 KBytes,

como o programa de manipulação de dados ocupa menos que 1 KByte, não foi necessária memória externa para o circuito de controle desenvolvido.

Se houvesse necessidade de maior sensibilidade da velocidade em relação às variações de posição do pedal, uma solução seria reduzir o espaçamento entre frequências, por exemplo, 2.5 Hz, neste caso o circuito trabalharia com 24 frequências, conforme pode ser visto na tabela 6.1. Isto não foi implementado, pois o objetivo deste estudo é otimização de circuito, portanto optou-se em manter as mesmas frequências do circuito com o microcontrolador *80C31*.

Tabela 6.1 – Frequências com espaçamento de 2.5 Hz e 5 Hz

Posição	Frequência (Hz) Espaçamento 5 Hz	Frequência (Hz) Espaçamento 2.5 Hz
1	5	2.5
2	10	5
3	15	7.5
4	20	10
5	25	12.5
6	30	15
7	35	17.5
8	40	20
9	45	22.5
10	50	25
11	55	27.5
12	60	30
13	-	32.5
14	-	35
15	-	37.5
16	-	40
17	-	42.5
18	-	45
19	-	47.5
20	-	50
21	-	52.5
22	-	55
23	-	57.5
24	-	60

A figura 6.1 apresenta o diagrama de blocos do circuito implementado.

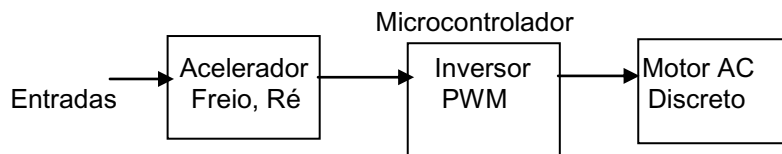


Figura 6.1. Diagrama de blocos do circuito de controle

O Anexo III apresenta o circuito implementado por Marcelino (1998), no qual pode ser observada a presença de memórias externas. O circuito proposto neste trabalho está apresentado na figura 6.2. Comparando os dois circuitos nota-se que mesmo o anterior tendo uma quantidade maior de *ports*, o que facilita a programação na entrada e saída de dados, por meio da técnica atual utilizada na programação o circuito proposto ficou substancialmente otimizado.

No esquema elétrico do circuito gerador de PWM implementado, figura 6.2 e na placa do circuito gerador de PWM, figura 6.3, observa-se a *DIP switch* utilizada para simular a chave seletora que fornece os sinais oriundos do pedal de controle. A chave seletora, ao contrário do potenciômetro, descarta a necessidade de um conversor A/D, outra contribuição deste trabalho em relação ao de Caruso (2007) e Marcelino (1998), pois as chaves já geram o sinal digital necessário à atuação do microcontrolador. As saídas *a*, *b* e *c* na figura 6.2 e fios verde, amarelo e laranja na figura 6.3, são os pontos que acionam os circuitos *Drivers* de alimentação do MIT que são apresentados na figura 6.4.

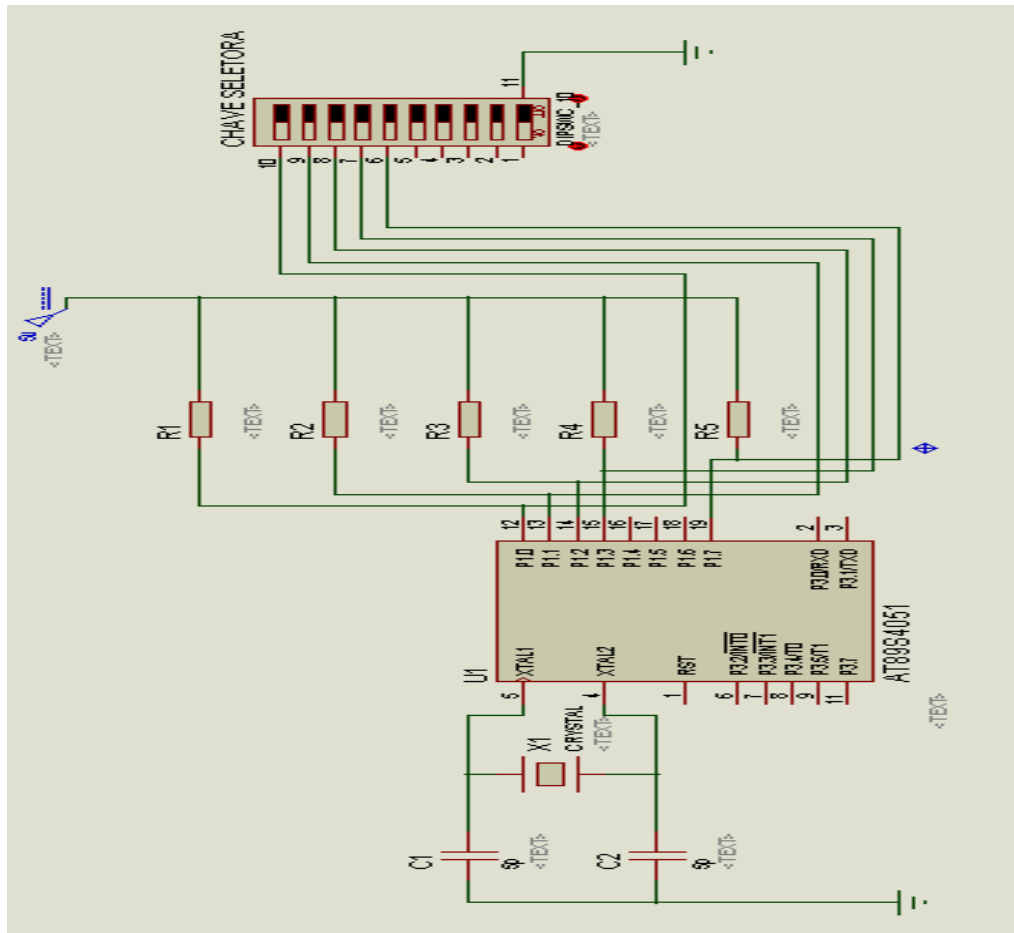


Figura 6.2 – Circuito gerador de PWM proposto, simulado no Proteus 7.4

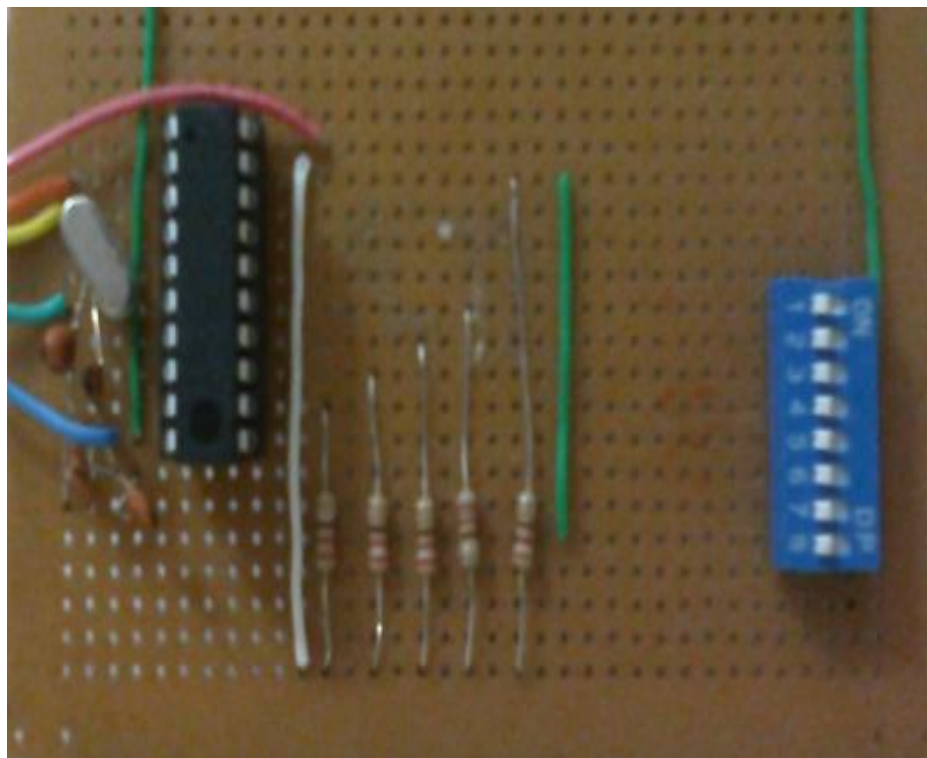


Figura 6.3 – Circuito gerador de PWM com a DIP switch

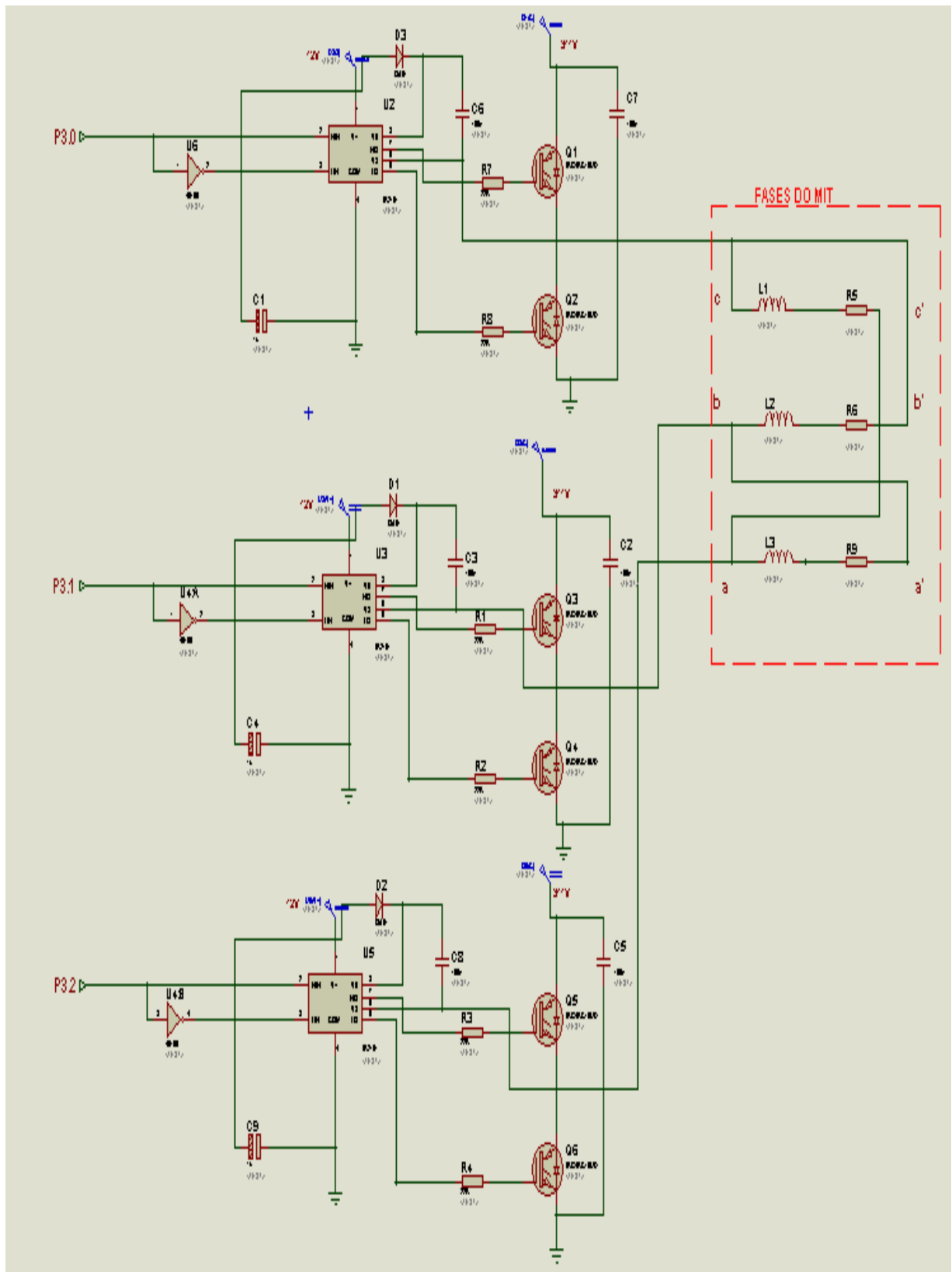


Figura 6.4 – Circuito de disparo do motor

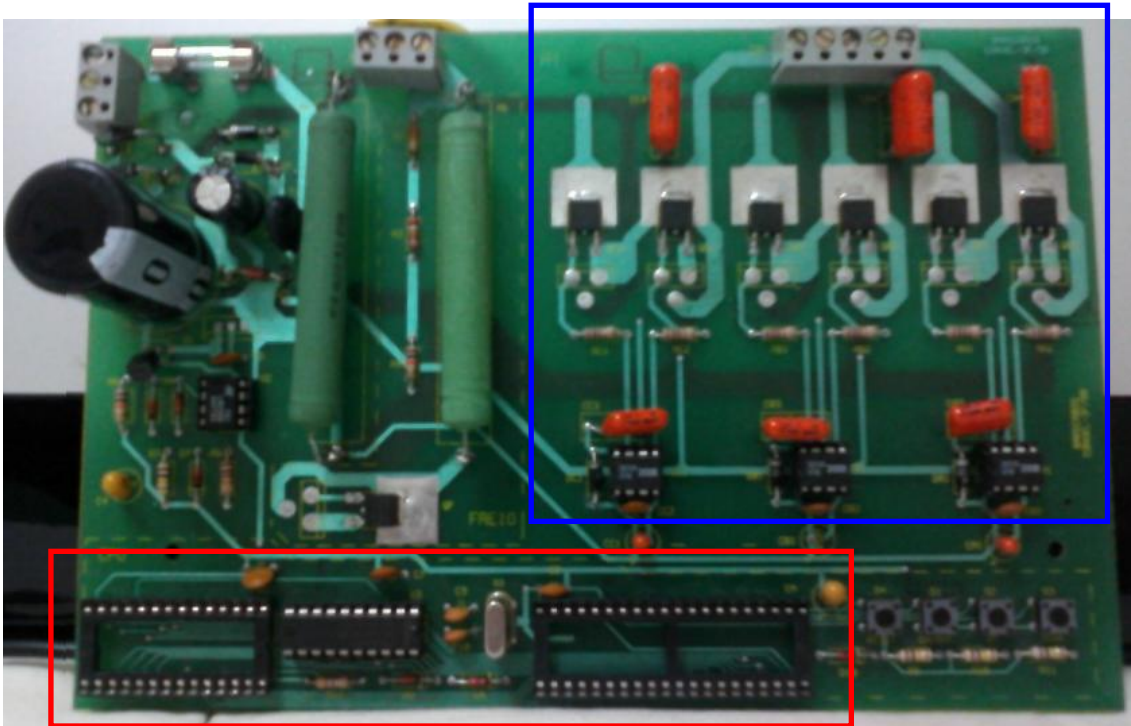


Figura 6.6 – Placa de controle de velocidade do MIT

6.1 COMPARATIVO ENTRE O 80C31 E O AT89S4051

Analisando algumas das características dos microcontroladores *80C31* e *AT89S4051* retiradas do *datasheet*, tabela 6.2, percebe-se que não se pode afirmar que o *AT89S4051* é mais eficiente que o *80C31*, pois ambos possuem vantagens e desvantagens, porém neste projeto, em que a velocidade do microcontrolador melhora o desempenho do circuito, pode-se afirmar que o *AT89S4051* é mais eficiente. Mesmo tendo uma memória *Flash* de apenas 4KBytes, o *AT89S4051*, atende às necessidades de programação utilizando uma técnica de aglutinação de tabelas, além de ocupar menor espaço.

Pesquisando microcontroladores, existe uma infinidade de modelos que poderia ser utilizada neste projeto, por exemplo, o *AT89C51ED2* opera com até 60MHz, além de ter o recurso de redução do tempo de processamento por software, porém foi escolhido um que, mantendo baixo o custo, minimizasse o circuito além de melhorar seu desempenho, por este motivo optou-se por um de 20 pinos.

Tabela 6.2 - Características do AT89S4051 e 80C31

AT89S4051	80C31
20 pinos	40 pinos
Memória Flash de 4K Bytes	64K Bytes de ROM Externa
256x8 bits de RAM interna	128x8 bits de RAM interna
15 Linhas de I/O Programáveis	Quatro Ports de 8 bits de I/O
Dois Temporizadores/Contadores de 16 bits	Três Temporizadores/Contadores de 16 bits
Seis Interrupções	Seis Interrupções
Operação Estática total de 0Hz a 24MHz	Operação Estática total de 0Hz a 16MHz
PWM (Pulse-width Modulation) de 8 bits	Não Possui PWM
X2 Mode para Frequência (reduz o tempo de processamento por software)	Não possui

É observado na tabela 6.2 nas características do *AT89S4051* que este possui um gerador de PWM interno, porém não foi utilizado, pois é muito simples e não atende às necessidades deste projeto.

A montagem atual obteve os mesmos resultados do circuito original, porém com circuito otimizado.

7. SINAIS PWM OBTIDOS NO SIMULADOR

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos por meio do simulador Proteus 7.4, utilizando o circuito da figura 6.2, ajustando a DIP switch de acordo com a tabela 4.1 para a posição correspondente às frequências de 45Hz e 60Hz, e retirando o sinal nos *ports* P3.0 , P3.1 e P3.2. As frequências de 45Hz e 60Hz foram escolhidas aleatoriamente, apenas para apresentação.

A figura 7.1 apresenta o sinal PWM para as três fases sincronizadas na frequência de 60Hz, ou seja, os *ports* P1.0, P1.1 e P1.3 alimentados com nível lógico alto e o *port* P1.2 com nível lógico baixo, conforme tabela 4.1.

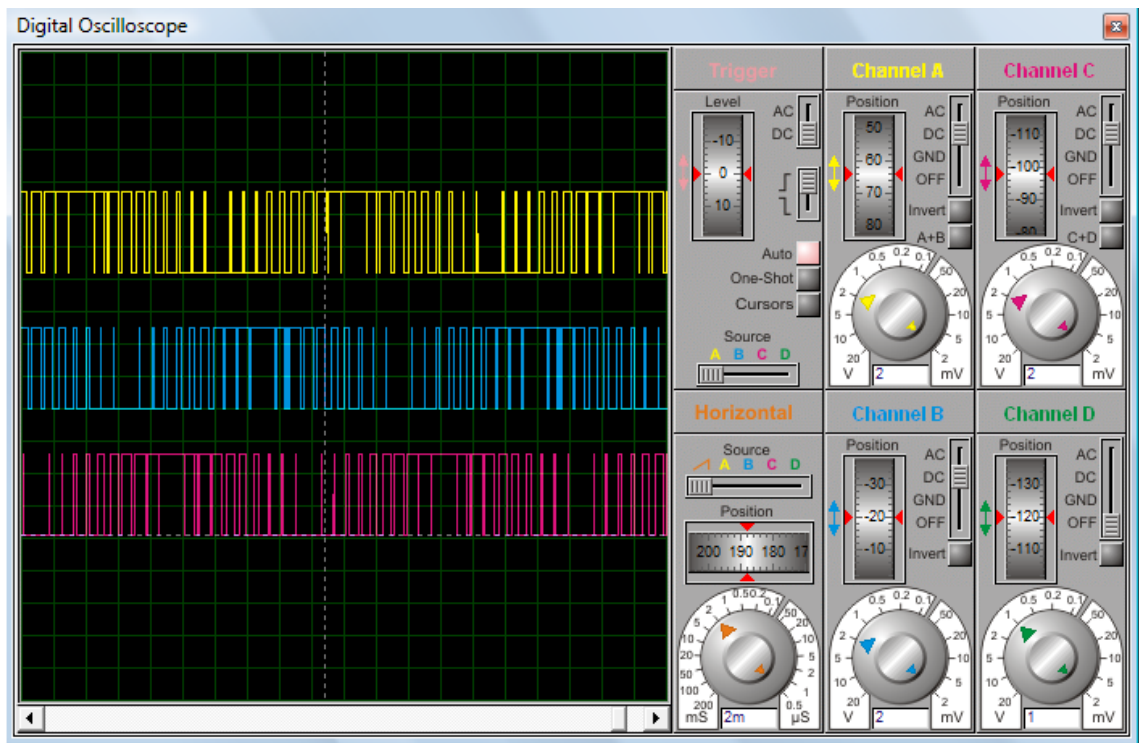


Figura 7.1 – Simulação do sinal PWM para 60Hz

A figura 7.2 apresenta o sinal PWM para as três fases sincronizadas na frequência de 45Hz, ou seja, os *ports* P1.1 e P1.3 alimentados com nível lógico alto e os *ports* P1.0 e P1.2 com nível lógico baixo, conforme tabela 4.1.

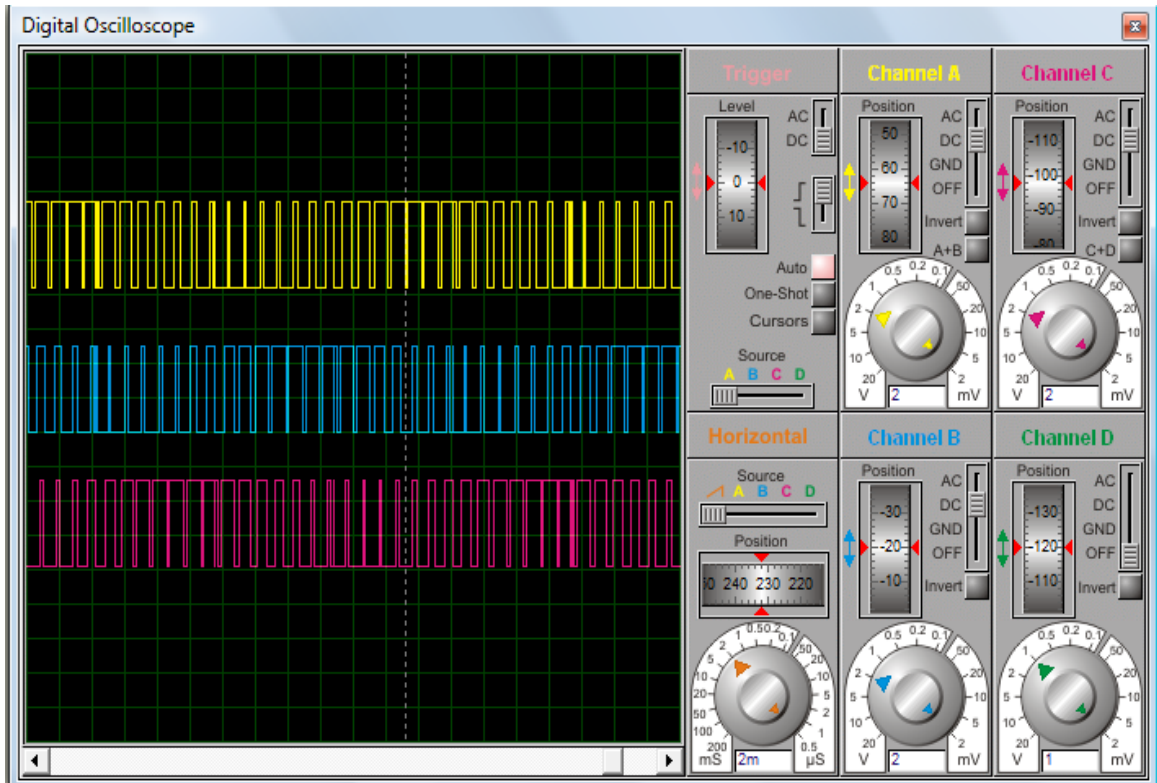


Figura 7.2 – Simulação do sinal PWM para 45Hz

Os sinais PWM medidos no simulador estão em tempo real. Eles foram obtidos por meio da gravação do microcontrolador com o programa em Assembly do anexo II, com tabelas pré-programadas obtidas por meio do anexo I. Estas tabelas foram adquiridas utilizando n igual a 21, portanto no motor não existem problemas no sincronismo na mudança de fase, e geração de harmônicas é reduzida. Mas n sendo baixo, em testes utilizou-se n igual a 9, surgiram problemas com harmônicas. Na obtenção das tabelas pré-programadas os valores foram calculados para reduzir estes inconvenientes, para viabilizar a utilização do MIT também em aplicações residenciais.

A figura 7.3 apresenta o circuito utilizado no simulador Proteus para medir o sinal senoidal obtido em cada fase do MIT. As letras A, B e C representam o sinal PWM oriundo do microcontrolador que controla cada fase. A figura 7.4 apresenta as formas de onda das fases a , b e c adquiridas. Os sinais obtidos da fase a do MIT no simulador com n igual a 21 e 9 podem ser vistos nas figuras 7.5 e 7.6, respectivamente. Observa-se um sinal demodulado melhor com n maior que 20.

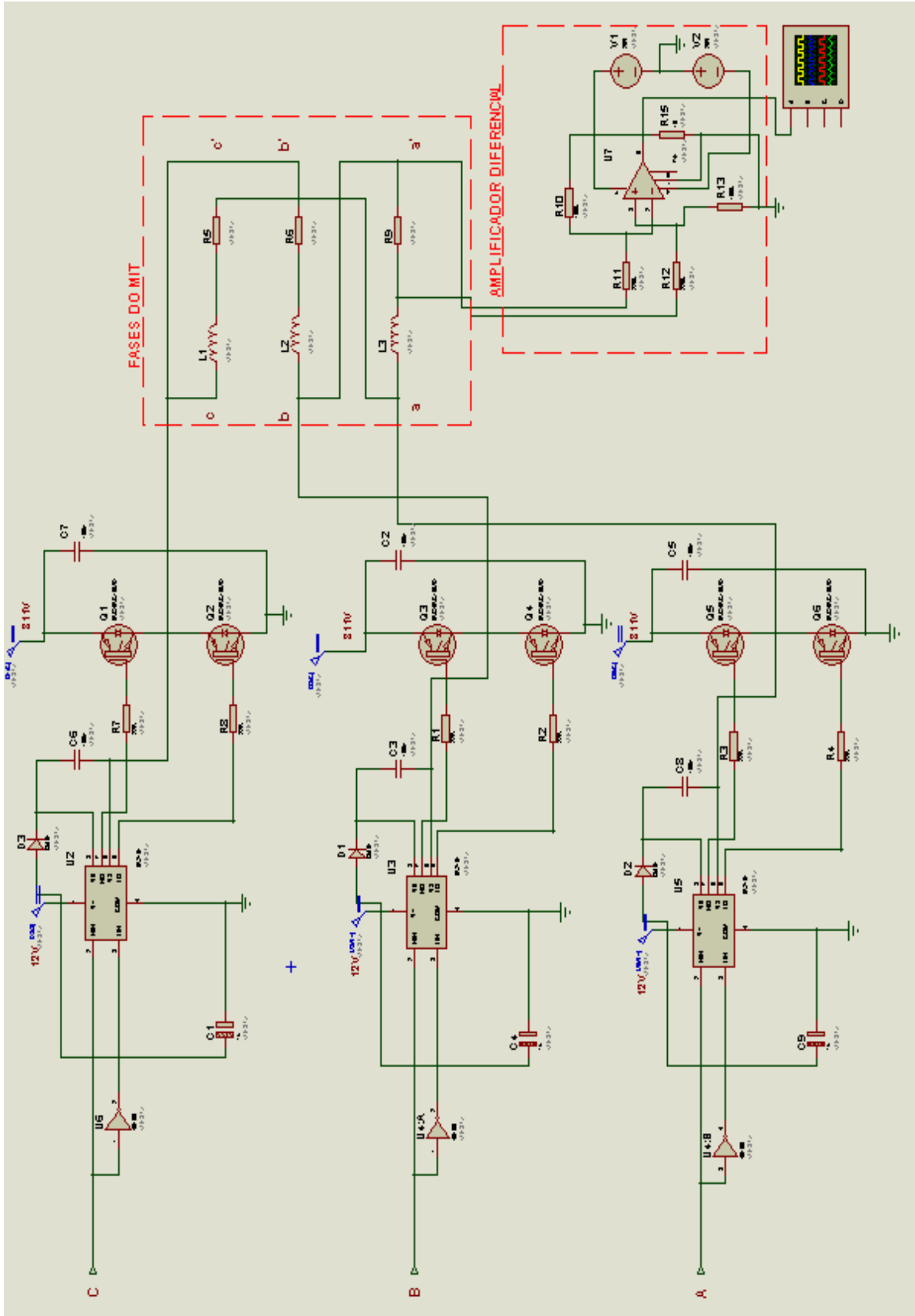


Figura 7.3 – Amplificador diferencial para medir a forma de onda em cada fase

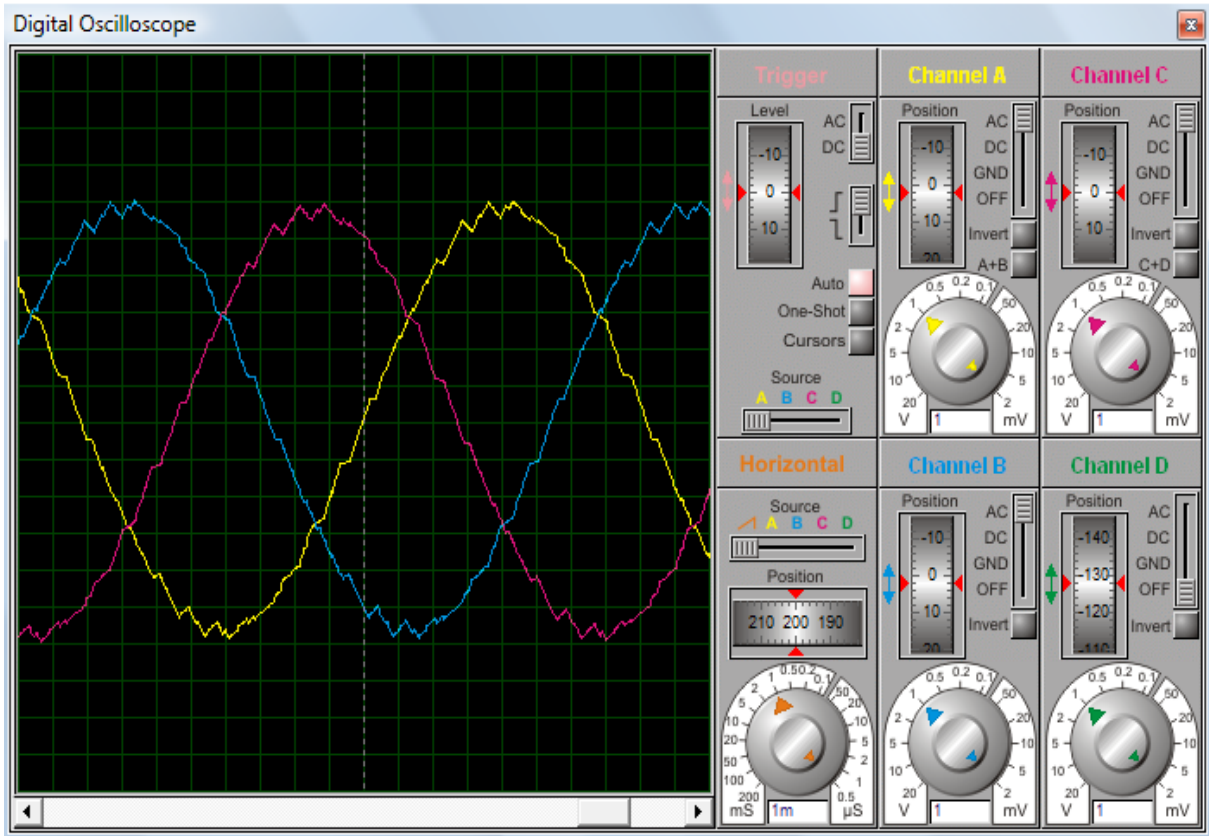


Figura 7.4 – Formas de onda das fases *a*, *b* e *c*

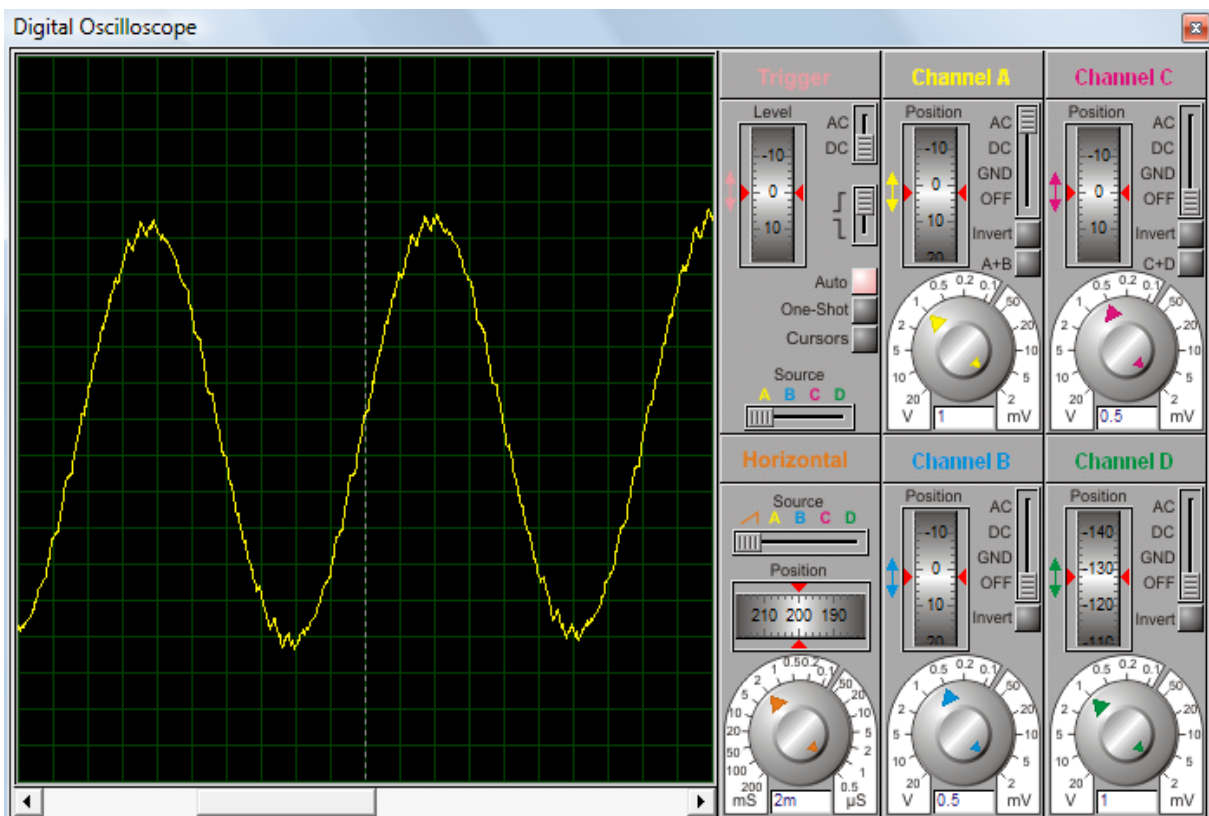


Figura 7.5 – Forma de onda obtida na fase *a* do MIT com n igual a 21

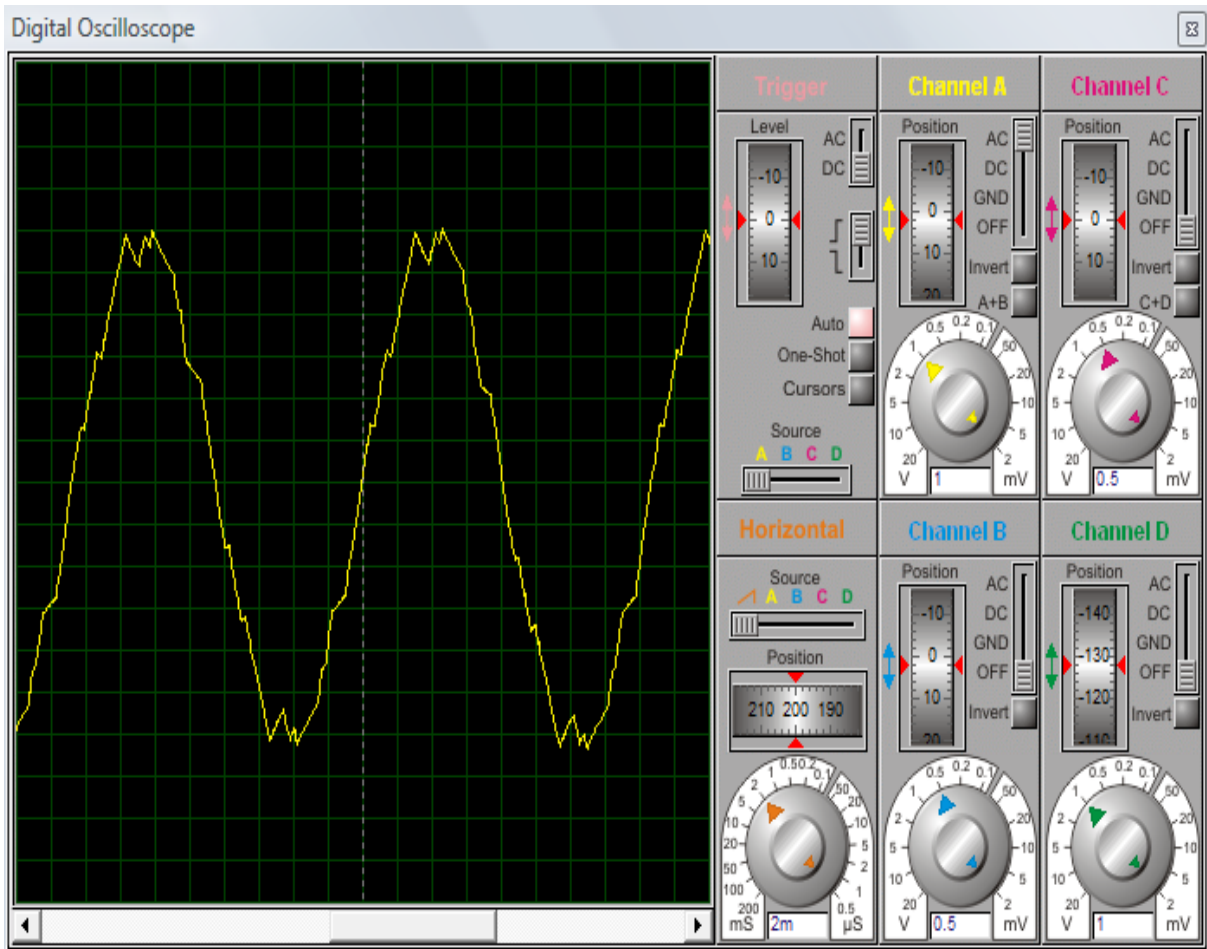


Figura 7.6 – Forma de onda obtida na fase *a* do MIT com *n* igual a 9

As figuras 7.7, 7.8, 7.9 e 7.10, apresentam o espectro de frequência para *n* igual a 9, 12, 18 e 21, respectivamente. Observa-se que *n* ímpar elimina as harmônicas pares, e as harmônicas geradas com *n* maior que 20 e ímpar além da quantidade reduzida também estão afastadas da fundamental minimizando a interferência destas no circuito. Nas figuras 7.8 e 7.9, em que *n* é par observa-se harmônicas pares, e nas figuras 7.7 e 7.10 com *n* ímpar são eliminadas. A amplitude das harmônicas é baixa, pois o nível de tensão de alimentação está reduzido devido às limitações dos componentes utilizados no simulador.

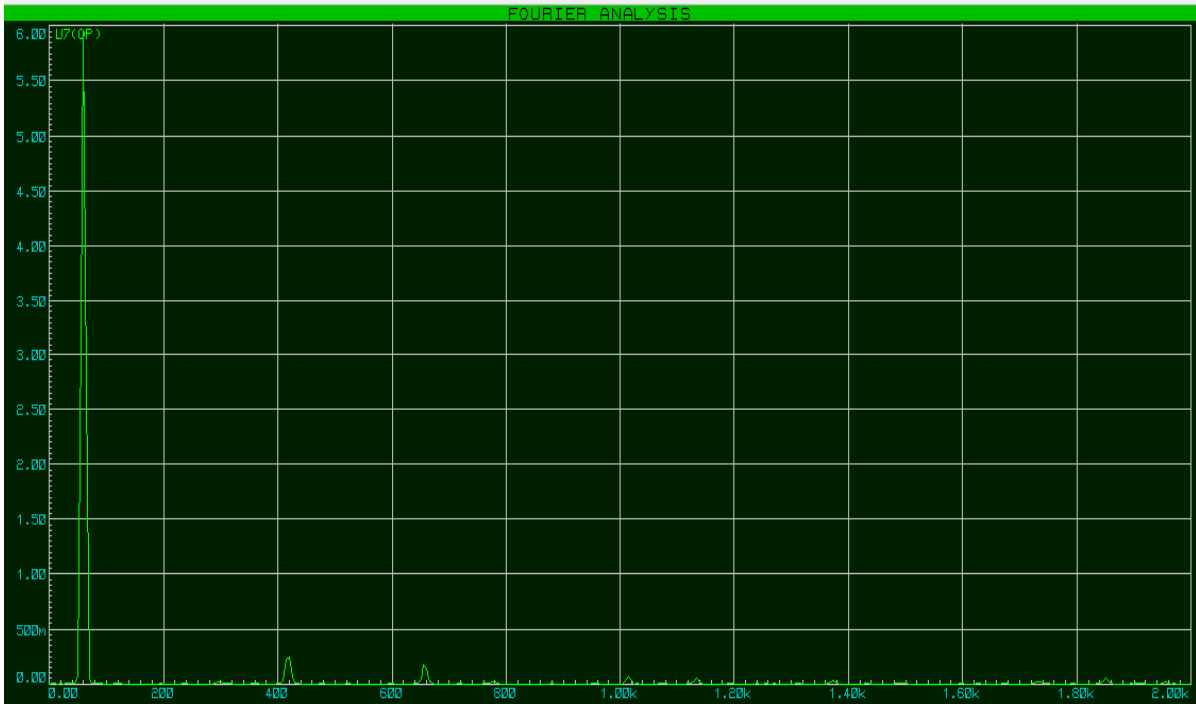
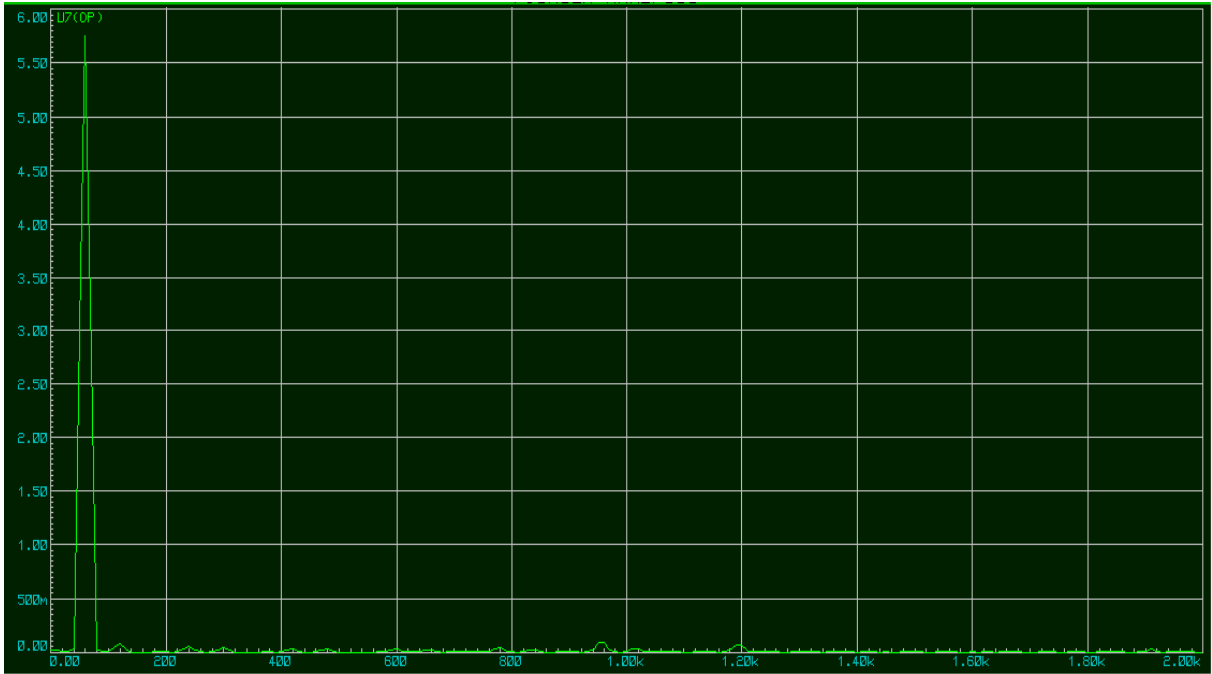


Figura 7.7 – Espectro de frequência obtido com n igual a 9



Figura 7.8 – Espectro de frequência obtido com n igual a 12

Figura 7.9 – Espectro de frequência obtido com n igual a 18Figura 7.10 – Espectro de frequência obtido com n igual a 21

8 CONCLUSÃO

Este trabalho permitiu que as tabelas pré-programadas para geração de PWM discreto fossem minimizadas em dois terços. Também propiciou que na programação para geração do PWM não fossem necessárias as tabelas de reversão, pois a técnica utilizada permite manipulação dos bits referentes às fases *a*, *b* e *c* de modo que as tabelas utilizadas na forma direta ou reversa do motor sejam as mesmas. Este avanço permitiu que um microcontrolador com uma memória de apenas 4KBytes fosse suficiente para atender as doze frequências pré-determinadas.

Outro passo importante neste trabalho foi a substituição de um conversor A/D por um circuito constituído de elementos passivos no acelerador.

A técnica utilizada neste trabalho trouxe grande evolução aos trabalhos anteriores, pois permite memórias de menor capacidade reduzindo tamanho e custo da placa de circuito impresso, microcontrolador com número reduzido de pinos, eliminação de conversor A/D e possibilidade de maior sensibilidade às variações de aceleração para microcontroladores com a mesma capacidade de memória.

Esta técnica pode ser utilizada em outras arquiteturas de microcontroladores e não apenas na da família 8051, a arquitetura RISC utilizando a família PIC é uma boa sugestão para trabalhos futuros. Além dessa outras sugestões são recomendadas a partir da realização desse trabalho:

Aumentar a faixa de velocidades trabalhando com frequências intermediárias, com intervalos menores entre as frequências, por exemplo, intervalos de 2,5Hz.

Colocar três a quatro níveis de pressão (posição) no pedal de freio, para que se possa ter três a quatro rampas de desacelerações rápidas, para se aproveitar, de forma otimizada, a energia cinética do veículo.

No lugar de um motor central serem utilizados dois motores, um para cada roda, eliminando o sistema diferencial mecânico das rodas.

REFERÊNCIAS

ANALOG DEVICES INC.; INFOSYS TECHNOLOGY, LTD. *A Tutorial in AC Induction and Permanent Magnet Synchronous Motors*, USA, 1994.

CARUSO, J. M. *Controle de Velocidade de um MIT Tracionando um Veículo Elétrico*. 2007. 62 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Universidade de Taubaté, Taubaté. 2007.

EBERSPACHER, G. *Paris Terá Serviço de Aluguel de Carros Elétricos de Maneira Rápida*. Revista Atitude Sustentável (On-Line). Disponível em: <<http://atitudesustentavel.uol.com.br/blog/2011/10/24/paris-tera-servico-de-aluguel-de-carros-eletricos-de-maneira-rapida/>>. Acesso em: 02 nov.2011

ERBER, P. *Gasolina e Tomada: o carro elétrico está perto*. Revista do Empresário da ACRJ On-Line, Rio de Janeiro, n.36, mai./jun. 2010. Disponível em: <<http://www.acrj.org.br/pt/maio-de-2010.htm>>. Acesso em: 02 nov. 2011.

FRANCHI, C. M. *Inversores de Frequência: teoria e aplicações*. São Paulo: Érica. 2010. p. 19 – 20.

GOTTLIEB, M. I. *Electric Motors and Control Techniques*. 2th ed. Tab Books: Hanover, 1994.

LUCENA, S.E.; MARCELINO, M. A.; GRANDINETTI, F. J. *Low-Cost PWM Speed Controller for an Electric Mini-Baja Type Vehicle*. ABCM, v. 29, n. 21, jan./mar. 2007. Disponível em: < <http://www.scielo.br/pdf/jbsmse/v29n1/a04v29n1.pdf>>. Acesso em: 10 dez. 2011.

MARCELINO, M. A. *Geração PWM Discreta, Otimizada e Sincronizada*. 1998. Tese (Professor Livre Docente) – Universidade Estadual Paulista Júlio Mesquita Filho, Guaratinguetá. 1998.

MARCELINO, M. A.; SILVA, G. B. S.; GRANDINETI, F. J. *Controle de Velocidade de Motor de Indução Trifásico usando PIC*. In: Eighth Latin-American Congress On Electricity Generation And Transmission, 2009, Ubatuba. CLAGTEE. Ubatuba: FDCT, 2009. v. 1. p. 1-4.

MERCADANTE A. Dilma quer estudo sobre viabilidade de carros elétricos. São Paulo. *Jornal o Estado de São Paulo*, 2011. Entrevista concedida a Célia Froufe e Eduardo Rodrigues. Disponível em: <<http://economia.estadao.com.br/noticias/economia,dilma-quer-estudo-sobre-viabilidade-de-carros-eletricos,86458,0.htm>>. Acesso em: 02 nov. 2011.

POGGETO, P. D. *Carro Elétrico*. Disponível em: <http://www.aserv.com.br/?ir=noticias&id_noticia=169>. Acesso em: 02 nov. 2011.

SALERNO, C. H., CAMACHO, J. R.; OLIVEIRA FILHO, A. S. *Controle de Velocidade do Motor de Indução Trifásico utilizando Microcontroladores para Aplicações em Baixa Potência*. In: Terceiro Seminário Nacional de Controle e Automação, 2003, Salvador. Anais do Terceiro Seminário Nacional de Controle e Automação. Salvador: Audio e Multimídia, 2003. v. 1, p. 105-110. Disponível em:

<<http://www.camacho.prof.ufu.br/TT-035.pdf>>. Acesso em: 01 mar. 2010.

SIMÕES, J. *Brasil tem uma das Maiores Reservas de Terras Raras do Planeta*, 2011. Disponível em:

<<http://www.inovacaotecnologica.com.br/noticias/noticia.php?artigo=reservas-terras-raras-brasil>>. Acesso em: 18 nov. 2011.

SOUZA, A. R. et al. *Otimização de Tabelas Pré-Programadas para Geração PWM Discreta*. Revista Sodebras, São Paulo, v.6, n.70, out. 2011. Disponível em:

<<http://www.sodebras.com.br/edicoes/N70.pdf>>. Acesso em: 05 nov. 2011.

SOUZA, J. A. X. *Trabalho Prático de Investigação Motores de Indução*, 2001.

Disponível em: <<http://www.reocities.com/jaxs60/motor.html>>. Acesso em: 02 nov. 2011.

SOUZA, J. L. M. *Instalações para Motores Elétricos*. Disponível em:

<http://www.moretti.agrarias.ufpr.br/eletrificacao_rural/U09_instalacoes_para_motores_eletricos.pdf>. Acesso em: 29 set. 2011.

WEG. *Motores de Indução Alimentados por Inversores de Frequência PWM - Guia Técnico*. Disponível em: <<http://catalogo.weg.com.br/files/wegnet/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-027-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>>. Acesso em: 29 set. 2011.

WEG. *Motores Síncronos*. Disponível em:

<http://catalogo.weg.com.br/files/wegnet/WEG-motores-sincronos-artigo-tecnico-portugues-br.PDF>. Acesso em: 08 nov. 2011.

ANEXO I

**PROGRAMA PARA MINIMIZAR AS TABELAS PRÉ-PROGRAMADAS PARA
GERAÇÃO DE PWM**

```

#include "stdio.h"
#include "stdlib.h"
#include "conio.h"
#include "alloc.h"
#include "math.h"

/* Programa GERPWM : Gera sequencia PWM Trifásica Minimizada
   UNITAU – IFSP – UNESP – FEG
   Alice Reis de Souza e Marcio Abud Marcelino    02/09/11
*/
void main()
{
  inicio:
  int r,s,t,ii,jj,n=21,N1,L,L1,m,x,cs=22,Limit=0,g;
  char a[5000],b[5000],c[5000],arq[15],y,d,e,f;
  float F=3.141592654,fn=60,ts=1e-6,fr,fa=60,v=220;
  float arg,N,der,frr[5000],frt[5000], frs[5000], ftr[5000];
  ts=cs*1e-6;      /* Período de amostragem*/
  clrscr();      /* Limpa a tela */
  printf("      Gerador de sequencias PWM  F  ulação  \n\n\n");
  printf("Freq. Nominal do motor:fn=%f Hz    Tempo de Leitura da tabela:ts=%f\n",fn,ts);
  printf("Freq.alvo de  F  ulaçã:fa=%f Hz    Numero de pulsos/per.de fa:n=%d\n",fa,n);
  printf("Fensão de alimentação:V=%f VoLts\n\n",v);
  printf("Deseja alterar as constantes? s/n:");
  y=getche();
  if(y == 's')
  {
    printf("\n\nEntre com as constantes:\n\n");
    printf("fn,cs(ts=cs*1e-6),fa,n( F  ulação por 3),v :");
  }
}

```

```

scanf("%f,%d,%f,%d,%f",&fn,&cs,&fa,&n,&v);
printf("\nNo movimento e reverso? s/n:");
y = getche();
if(y == 's') Limit = 1;
ts=cs*1e-6;
printf("\n\nFreq. Nominal do motor:fn=%f Hz      Tempo      de      Leitura      da
tabela:ts=%f\n",fn,ts);
printf("Freq.alvo de F ulaçã:fa=%f Hz  Numero de pulsos/per.de fa:n=%d\n",fa,n);
printf(" F ula de F ulação o:V=%f Volts\n\n",v);
}
Loop1:
N=1/(fa*n*ts);
printf("\nNumero de amostras da portadora (triangular)=%f\n",N);
printf("Este numero deve ser inteiro e F ulaçã por 4\n");
printf("Entre com o numero inteiro F ulaçã por 4 mais F ulaç: ");
scanf("%d",&N1);
fr=1/(N1*n*ts);
m=n*N1;
F(m > 5000)
{
printf("\nNo tamanho da tabela ficou maior que 5000, aumente o ts= ");
scanf("%f",&ts);
goto Loop1;
}/* tamanho das tabelas, que tem que ser F ulaçã por 4 e 3 */
printf("Freq.alvo: fa=%f Hz  Freq.real: fr=%f\n",fa,fr);
printf("\nNumero inteiro de amostras da portadora (triangular)=%d\n",N1);
printf("Tamanho da tabela(e' F ulaçã por 4 e 3)=%d\n\n",m);
printf("Deseja alterar o F ula de F ulaçã para o 'start'? ");
y=getche();
if(y == 's')
{
printf("\nEntre com a freq. Cuja amplitude V/F deseja fazer o 'start': fr= ");
scanf("%f",&fr);
}
arg = (2*pi)/m;
der = v/(N1/4);
printf("\nCoef. Angular triang.=%f \n",der);

```



```

for(r=0;r<m/3;r++) {frr[r] = (v/fn)*fr*sin(arg*r);
frs[r] = (v/fn)*fr*sin(arg*r - (2* F/3));
ftr[r] = (v/fn)*fr*sin(arg*r - (4* F/3));
}
j=N1/4;
L=j;
L1=3*j;
for(j=1;j<n+1;j++)
{
for(r=0;r<N1;r++)
{
ii=N1*(j-1)+r;
F(r < L) ftr[ii]=der*r;
else F(r >= L1) ftr[ii]=der*(r - N1);
else ftr[ii]=-der*(r - N1/2);
}
}
jj=m/3;
printf("\nDefasagem(120 graus) são %d amostras\n\n",jj);
fase:
int h=0;
fase0:
for(r=0;r<jj;r++)
{
F((frr[r] - ftr[r]) > 0) {a[r]=1;} else {a[r]=0;};

F((frs[r] - ftr[r]) > 0) {b[r]=1;} else {b[r]=0;};

F((ftr[r] - ftr[r]) > 0) {c[r]=1;} else {c[r]=0;};
}

if (h==1)
{
goto fase1;
}
else
if (h==2)

```

```
{
goto fase2;
}
else
if (h==3)
{
goto fase;
}
else
{
goto valores;
}
fase1:
for (r=0;r<jj;r++)
{
d = a[r];
e = b[r];
f = c[r];
a[r] = f;
b[r] = d;
c[r] = e;
}
goto valores;
fase2:
for (r=0;r<jj;r++)
{
d = a[r];
e = b[r];
f = c[r];
a[r] = e;
b[r] = f;
c[r] = d;
}
valores: F(Limit == 1)
{
for(r=0;r<jj;r++)
{
```

```

g = 0;
    F(a[r] == 1) g = 4;
if(c[r] == 1) g = g | 2;
if(b[r] == 1) g = g | 1;
a[r] = g;
printf("DB      0%Xh\n",g);
}
}
else
{
    for(r=0;r<jj;r++)
    {
        g = 0;
        if(a[r] == 1) g = 4;
        if(b[r] == 1) g = g | 2;
        F(c[r] == 1) g = g | 1;
        a[r] = g;
        printf("DB      0%Xh\n",g);
    }
}
getch();
h= h++ ;
printf("\n\n");
    F (h == 3)
{
goto inicio;
}
else
{
goto fase0;
}
}
}

```

ANEXO II

PROGRAMA QUE GERA UM SINAL PWM DISCRETO E SINCRONIZADO

```

*****
;
; Programa Gerador de PWM Discreto e Sincronizado para 12 Frequências pré-determinadas
; Desenvolvido por Alice Reis de Souza em 11/11/2011
*****
***** Tabela de Macros *****
.*
; TABELA DE EQUIVALÊNCIA *
*****
SEL EQU 40H ;Parte alta do Timer
SEL1 EQU 41H ;Parte baixa do Timer
PTH EQU 42H
PTL EQU 43H
CLKREG EQU 8FH ;Endereço de ativação do modo 2 para frequência do Mc
***** Programa Principal *****
.*
; PARAMETRIZAÇÃO PRINCIPAL DO PROGRAMA *
*****

ORG 0000H
LJMP INICIO

ORG 000BH

MOV TH0, #3CH ;Carrega o Timer0 para Interrupção com o valor
MOV TL0, #0FAH ;de 1ms

LJMP INT_TMR0

ORG 001BH

MOV CLKREG, #00H

MOV TH1,SEL1 ;Carrega o Timer1 para Interrupção com o valor dos
MOV TL1,SEL ;ports P1.0 a P1.3

LJMP INT_TMR1

```

```

ORG 0050H
INICIO: MOV TMOD,#11H ;Configura T0 e T1 contagem com 16 bits
        MOV TCON,#00H ;Configura TCON

        MOV R2,#0 ;Determina item da Tabela
        MOV R3,#0 ;Determina início da senóide

        MOV TH0, #3CH ;Estabelece Interrupção
        MOV TL0, #0FAH

        MOV TH1,#0FBH ;Estabelece início da interrupção
        MOV TL1,#0DDH

        MOV CLKREG, #00H

        MOV SP,#60H
        MOV IP, 02H

        SETB EA ;Habilita as Interrupções
        SETB ET1 ;Habilita Interrupção do Timer1

        SETB TR1 ;Inicia a interrupção

LOOP:   MOV A,P1 ;Carrega o Acumulador com o valor de comparação,

        ANL A,#4FH ;a fim de estabelecer a frequência de trabalho

        CJNE A, #0, VER_0

        MOV DPTR,#FR_0 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
        MOV PTH,DPH ;de 0Hz
        MOV PTL,DPL
        MOV SEL1, #0FFH
        MOV SEL, #0FFH
        LJMP LOOP

VER_0:  CJNE A,#1,VER_1 ;Se A for igual a UM carrega o DPTR com 5Hz

        MOV DPTR,#FR_5 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela

```

```

MOV PTH,DPH ;de 5Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FBH
MOV SEL, #0DDH
LJMP LOOP

VER_1: CJNE A,#2,VER_2 ;Se A for igual a dois carrega o DPTR com 10Hz

MOV DPTR,#FR_10 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 10Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FDH
MOV SEL, #0EEH
LJMP LOOP

VER_2: CJNE A,#4,VER_3 ;Se A for igual a quatro carrega o DPTR com 15Hz

MOV DPTR,#FR_15 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 15Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FEH
MOV SEL, #0A0H
LJMP LOOP

VER_3: CJNE A,#8,VER_4 ;Se A for igual a oito carrega o DPTR com 20Hz

MOV DPTR,#FR_20 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 20Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FEH
MOV SEL, #0F8H
LJMP LOOP

VER_4: CJNE A,#3,VER_5 ;Se A for igual a três carrega o DPTR com 25Hz

MOV DPTR,#FR_25 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 25Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FFH
MOV SEL, #02CH

```

```

LJMP LOOP

VER_5: CJNE A,#5,VER_6 ;Se A for igual a cinco carrega o DPTR com 30Hz

MOV DPTR,#FR_30 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 30Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1,#0FFH
MOV SEL, #050H
LJMP LOOP

VER_6: CJNE A,#9,VER_7 ;Se A for igual a nove carrega o DPTR com 35Hz

MOV DPTR,#FR_35 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 35Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FFH
MOV SEL, #068H
LJMP LOOP

VER_7: CJNE A,#6,VER_8 ;Se A for igual a seis carrega o DPTR com 40Hz

MOV DPTR,#FR_40 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 40Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FFH
MOV SEL, #07CH
LJMP LOOP

VER_8: CJNE A,#10,VER_9 ;Se A for igual a dez carrega o DPTR com 45Hz

MOV DPTR,#FR_45 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 45Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FFH
MOV SEL, #08CH
LJMP LOOP

VER_9: CJNE A,#12,VER_10 ;Se A for igual a doze carrega o DPTR com 50Hz

MOV DPTR,#FR_50 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela

```

```

MOV PTH,DPH ;de 50Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FFH
MOV SEL, #098H
LJMP LOOP

VER_10: CJNE A,#7,VER_11 ;Se A for igual a sete carrega o DPTR com 55Hz

MOV DPTR,#FR_55 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 55Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FFH
MOV SEL, #0A0H
LJMP LOOP

VER_11: CJNE A, #11, FREIO

MOV DPTR,#FR_60 ;Se A for igual a onze carrega o DPTR com 60Hz
MOV PTH,DPH ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTL,DPL ;de 60Hz
MOV SEL1, #0FFH
MOV SEL, #0B0H
LJMP LOOP

FREIO: SETB ET0
SETB TR0

FREIO2: JB P1.6, DISPARO
CLR TR0
SETB TR1
LJMP LOOP

DISPARO: MOV A, P1
ANL A,#0FH ;a fim de estabelecer a frequência de trabalho

CJNE A, #11, VER_1B
MOV DPTR,#FR_60 ;Se A for igual a onze carrega o DPTR com 60Hz
MOV PTH,DPH ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTL,DPL ;de 60Hz
MOV SEL1, #0FFH

```



```

MOV SEL, #0B0H
JMP LOOP1

VER_1B: CJNE A,#7,VER_2B ;Se A for igual a sete carrega o DPTR com 55Hz

LOOP1: MOV DPTR,#FR_55 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 55Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FFH
MOV SEL, #0A0H
JMP LOOP2

VER_2B: CJNE A,#12,VER_3B ;Se A for igual a doze carrega o DPTR com 50Hz

LOOP2: MOV DPTR,#FR_50 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 50Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FFH
MOV SEL, #098H
JMP LOOP3

VER_3B: CJNE A,#10,VER_4B ;Se A for igual a dez carrega o DPTR com 45Hz

LOOP3: MOV DPTR,#FR_45 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 45Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FFH
MOV SEL, #08CH
JMP LOOP4

VER_4B: CJNE A,#6,VER_5B ;Se A for igual a seis carrega o DPTR com 40Hz

LOOP4: MOV DPTR,#FR_40 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV PTH,DPH ;de 40Hz
MOV PTL,DPL
MOV SEL1, #0FFH
MOV SEL, #07CH
JMP LOOP5

VER_5B: CJNE A,#9,VER_6B ;Se A for igual a nove carrega o DPTR com 35Hz

```

```

LOOP5:    MOV    DPTR,#FR_35 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
          MOV    PTH,DPH    ;de 35Hz
          MOV    PTL,DPL
          MOV    SEL1, #0FFH
          MOV    SEL, #068H
          JMP    LOOP6

VER_6B:   CJNE  A,#5,VER_7B ;Se A for igual a cinco carrega o DPTR com 30Hz

LOOP6:    MOV    DPTR,#FR_30 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
          MOV    PTH,DPH    ;de 30Hz
          MOV    PTL,DPL
          MOV    SEL1,#0FFH
          MOV    SEL, #050H
          JMP    LOOP7

VER_7B:   CJNE  A,#3,VER_8B ;Se A for igual a três carrega o DPTR com 25Hz

LOOP7:    MOV    DPTR,#FR_25 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
          MOV    PTH,DPH    ;de 25Hz
          MOV    PTL,DPL
          MOV    SEL1, #0FFH
          MOV    SEL, #02CH
          JMP    LOOP8

VER_8B:   CJNE  A,#8,VER_9B ;Se A for igual a oito carrega o DPTR com 20Hz

LOOP8:    MOV    DPTR,#FR_20 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
          MOV    PTH,DPH    ;de 20Hz
          MOV    PTL,DPL
          MOV    SEL1, #0FEH
          MOV    SEL, #0F8H
          JMP    LOOP9

VER_9B:   CJNE  A,#4,VER_10B ;Se A for igual a quatro carrega o DPTR com 15Hz

LOOP9:    MOV    DPTR,#FR_15 ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
          MOV    PTH,DPH    ;de 15Hz
          MOV    PTL,DPL

```

```

MOV  SEL1, #0FEH
MOV  SEL, #0A0H
JMP  LOOP10

VER_10B:  CJNE  A,#2,VER_11B  ;Se A for igual a dois carrega o DPTR com 10Hz

LOOP10:  MOV   DPTR,#FR_10  ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV   PTH,DPH  ;de 10Hz
MOV   PTL,DPL
MOV   SEL1, #0FDH
MOV   SEL, #0EEH
JMP   LOOP11

VER_11B:  CJNE  A,#1, VER_12B  ;Se A for igual a UM carrega o DPTR com 5Hz

LOOP11:  MOV   DPTR,#FR_5  ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV   PTH,DPH  ;de 5Hz
MOV   PTL,DPL
MOV   SEL1, #0FBH
MOV   SEL, #0DDH
JMP   LOOP12

VER_12B:  CJNE  A,#0, FIM2

LOOP12:  MOV   DPTR,#FR_0  ;Carrega o DPTR com os dados da Tabela
MOV   PTH,DPH  ;de 0Hz
MOV   PTL,DPL
MOV   SEL1, #0FFH
MOV   SEL, #0FFH

FIM2:    LJMP  FREIO2

; ***** TRATAMENTO DA INTERRUPÇÃO DO TIMER 1 *****
;
;*
;
;*****
;

INT_TMR1:  PUSH  ACC
           PUSH  PSW
           PUSH  DPL
           PUSH  DPH

```

```

                JMP  LOOPB

INT_TMR0:     PUSH  ACC
              PUSH  PSW
              PUSH  DPL
              PUSH  DPH

LOOPB:        MOV   A,R2      ;Pega o próximo elemento da tabela.
              MOV   DPH,PTH
              MOV   DPL,PTL
              MOVC  A,@A + DPTR

              JB   P1.7, FRENTE ; Verifica se está na ré

              RL   A
              MOV  C, ACC.2
              MOV  ACC.0, C
              MOV  C, ACC.3
              MOV  ACC.2, C
              CLR  ACC.3

FRENTE:       CJNE  R3,#0, DESVIO1 ;Rotina de 0° a 120°

              MOV  P3,A
              LJMP AJ_R2

DESVIO1:      CJNE  R3,#2, DESVIO2 ;Rotina de 240° a 360°

              RRC  A
              MOV  ACC.2,C

DESVIO2:      RRC  A      ;Rotina de 120° a 240°
              MOV  ACC.2,C

              MOV  P3,A

AJ_R2:        CJNE  R2,#251,INC_R2 ;Verifica se é o último elemento da Tabela

```

```
MOV R2,#0
```

```
CJNE R3,#2,INC_R3 ;Verifica se chegou em 360°
```

```
MOV R3,#0
```

```
POP DPH
```

```
POP DPL
```

```
POP PSW
```

```
POP ACC
```

```
RETI
```

```
INC_R3: INC R3
```

```
POP DPH
```

```
POP DPL
```

```
POP PSW
```

```
POP ACC
```

```
RETI
```

```
INC_R2: INC R2
```

```
POP DPH
```

```
POP DPL
```

```
POP PSW
```

```
POP ACC
```

```
RETI
```

```
*****TABELAS PRÉ-PROGRAMADAS*****
```

```
*****
```

FR_05 ; os valores desta tabela são adquiridos por meio do programa do anexo I

.

.

.

.

.

FR_60

ANEXO III

CIRCUITO GERADOR PWM IMPLEMENTADO COM 80C31

