

**UNIVERSIDADE TAUBATÉ**

**Luiz Carlos Gomes**

**PROJETO DE UM CONTROLADOR DE MOTOR PARA  
PORTÃO AUTOMÁTICO**

**Taubaté – SP**

**2017**

**Luiz Carlos Gomes**

**PROJETO DE UM CONTROLADOR DE MOTOR PARA  
PORTÃO AUTOMÁTICO**

Dissertação apresentada para a obtenção do Título de Mestre pelo Curso de Mestrado do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Taubaté.  
Área de concentração: Automação e controle  
Orientador: Prof. Dr. Marcio Abud Marcelino

**Taubaté – SP**

**2017**

**Luiz Carlos Gomes**

**PROJETO DE UM CONTROLADOR DE MOTOR PARA PORTÃO  
AUTOMÁTICO**

Dissertação apresentada para a obtenção do Título de Mestre pelo Curso de Mestrado do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Taubaté.  
Área de concentração: Automação e controle

Data: \_\_\_\_\_

Resultado: \_\_\_\_\_

**BANCA EXAMINADORA**

Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino

UNITAU/UNESP

Assinatura: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Fernando Ribeiro Filadelfo

UNESP

Assinatura: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Luis Fernando de Almeida

UNITAU

Assinatura: \_\_\_\_\_

## **AGRADECIMENTOS**

Decorrente de minhas ausências, a minha esposa e filha pela compreensão e incentivo.

Ao Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino pela paciência e compreensão na orientação deste trabalho, transmitindo conhecimento, confiança e segurança para conclusão deste.

## **RESUMO**

Este trabalho apresenta um estudo comparativo entre os motores sem escova e o de indução trifásico, para o controle de um portão automático. Apresenta um controle por meio de um microcontrolador de baixo custo. O objetivo deste trabalho é controlar a velocidade com o torque constante, por meio de tabelas pré-programadas. Três técnicas de modulação foram apresentadas, são elas: SIX-STEP, SPWM e a SVPWM. A técnica SPWM foi a escolhida por apresentar a menor distorção harmônica total. Para que fosse possível chegar a um resultado satisfatório, quatro ferramentas foram de grande importância, são elas: o EXCEL, o PROTEUS, o PSIM e o MPLABX. Foi apresentada uma curva de abertura e fechamento baseado na função cosseno levantado para aumentar a confiabilidade do sistema. Foram feitas as simulações necessárias no PROTEUS com tabelas pré-programadas para o controle de 12 velocidades, com passos de 5Hz e os resultados se mostraram satisfatórios. Foram feitos alguns testes práticos por meio de uma placa desenvolvida com o microcontrolador PIC18F4550 onde foi possível controlar a velocidade com torque constante, de um motor trifásico, emulando assim, a abertura e fechamento do portão automático com sucesso.

Palavras-chave: Portão automático. Controle de velocidade. Torque constante.

## ABSTRACT

This paper presents a comparative study between the brushless motors and three-phase induction, to the control of an automatic gate. Features a control through a low-cost microcontroller. The aim of this work is to control the speed with constant torque, by means of preprogrammed tables. Three modulation techniques were presented, they are: SIX-STEP, SPWM and SVPWM. SPWM technique was chosen due to the lower total harmonic distortion. For it to be possible to reach a satisfactory result, four tools were of great importance, they are: EXCEL, PROTEUS, PSIM and MPLABX. A opening and closing curve based on cosine function raised to increase system reliability. Simulations were made necessary in the PROTEUS with preprogrammed tables for the 12-speed control, with steps of 5 Hz and the results were satisfactory. Some practical tests were made by means of a board with the PIC18F4550 microcontroller where it was possible to control the speed with constant torque, a three-phase motor, emulating as well, the opening and closing of the automatic gate with success.

Keywords: Automatic gate. Speed control. Constant torque.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Secção transversal do motor BLDC .....	20
Figura 2- Ilustração da característica da curva velocidade/torque .....	21
Figura 3- Diagrama de controle de um motor BLDC .....	21
Figura 4- Pulsos de controle: SIX STEP e Senoidal.....	22
Figura 5- Curva típica velocidade x torque .....	25
Figura 6- Etapas do inversor de frequência .....	27
Figura 7- Ilustração do circuito de chaveamento e sequência de chaveamento das fases no modo 120°.....	28
Figura 8- Circuito SIX-STEP com um MIT .....	29
Figura 9- Forma de onda da corrente e seu espectro .....	30
Figura 10- Diagrama de blocos da geração do sinal SPWM e seus sinais .....	31
Figura 11- Modulação na região linear e de sobremodulação .....	33
Figura 12- Saídas do controlador trifásico com variação do índice de modulação e frequência.....	33
Figura 13- Circuito controlador do MIT através da SPWM.....	34
Figura 14- Comportamento da tensão de linha Van no circuito da Figura 13 .....	34
Figura 15- Sinal da corrente (Ia) e seu espectro, do circuito do Figura 13.....	35
Figura 16- Sinal triangular e senoidal discretizada.....	37
Figura 17- 756 vetores para geração de um sinal trifásico.....	38
Figura 18- Controlador SPWM e circuito de potência trifásico com carga indutiva ..	39
Figura 19- PWM discreto.....	39
Figura 20- Sinal trifásico e seus espectro .....	40
Figura 21- Ilustração de dois períodos do sinal SVPWM (Ts).....	41
Figura 22- Sinal senoidal trifásico dividido em seis setores .....	42
Figura 23- Arquitetura de um circuito de potência de dois níveis.....	42
Figura 24- Sinal trifásico convertido para um sinal bifásico.....	44
Figura 25- Vetores no plano abc e no plano $\alpha\beta 0$ (ortogonal) .....	45
Figura 26- Espaço de vetores (plano hexagonal) com os respectivos setores e Vref .....	45
Figura 27- Sequência convencional de chaveamento do setor I.....	47
Figura 28- Diagrama de estados .....	49

Figura 29- Plano hexagonal com as posições dos vetores de referência para $N_p=6$ ....	51
.....	
Figura 30- Sinal trifásico e seu espectro para $N_p=6$ .....	53
Figura 31- Saída do controlador SVPWM para 24 períodos do sinal SVPWM .....	54
Figura 32- Resultado da simulação do sinal de 5Hz .....	56
Figura 33- Resultado da simulação do sinal de 10Hz .....	56
Figura 34- Resultado da simulação do sinal de 15Hz .....	57
Figura 35- Resultado da simulação do sinal de 20Hz .....	57
Figura 36- Resultado da simulação do sinal de 25Hz .....	58
Figura 37- Resultado da simulação do sinal de 30Hz .....	58
Figura 38- Resultado da simulação do sinal de 35Hz .....	59
Figura 39- Resultado da simulação do sinal de 40Hz .....	59
Figura 40- Resultado da simulação do sinal de 45Hz .....	60
Figura 41- Resultado da simulação do sinal de 50Hz .....	60
Figura 42- Resultado da simulação do sinal de 55Hz .....	61
Figura 43- Resultado da simulação do sinal de 60Hz .....	61
Figura 44- Circuito emulador de um inversor monofásico SPWM.....	62
Figura 45- Comutação de velocidade.....	63
Figura 46- Transição em períodos diderentes.....	63
Figura 47- Mudança de velocidade e abertura do portão automático com velocidade variável .....	65
Figura 48- Curva de aceleração e desaceleração do MIT na abertura e fechamento.....	65
Figura 49- Placa de controle do portão automático montada.....	66
Figura 50- Placa de controle do portão automático montada.....	69
Figura 51- Ensaio para levantamento dos sinais R_N e R_S quando é ligada uma carga resistiva equilibrada.....	71
Figura 52- MIT para os testes preliminares .....	72
Figura 53- Sistema de medição e forma de onda da tensão entre R-S.....	72
Figura 54- Forma de onda da tensão R-N e a corrente.....	73
Figura 55- Imagem do motor e sistema de testes .....	74
Figura 56- Formas de ondas entre duas fases medidas em velocidades mínima e máxima.....	75

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Apresentação dos vetores de acordo com a Figura 7(b).....	28
Tabela 2- Resultado da simulação da figura 23.....	42
Tabela 3- Vetores de chaveamento de acordo com o setor I.....	47
Tabela 4- Vetores de chaveamento dos setores II a VI.....	47
Tabela 5- Valores calculados de K, T0, T1 e T2 .....	52
Tabela 6- Resultado da simulação da SPWM para Np=6,12,18 e 24 .....	52
Tabela 7- Valores do índice de modulação (m) .....	55
Tabela 8- Velocidade rotacional em função das tabelas de vetores de estados .....	73

## LISTA DE QUADROS

Quadro 1- Controle SIX STEP versus controle senoidal.....	21
Quadro 2- Comparação das características do motor BLDC e MIT ( gaiola de esquilo) .....	25

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

MIT	Motor de Indução Trifásico
BLDC	<i>Brushless Direct Current – Motor sem escovas de corrente direta</i>
SPWM	Senoidal <i>PWM</i> - Modulação de largura de pulsos senoidal
SVPWM	<i>Space Vector PWM</i>
THD	Distorção harmônica total
RPM	Rotações por minuto
CV	Cavalo vapor
AC	Corrente alternada
DC	Corrente direta
fmm	Força magneto-motriz
Ns	Velocidade do campo girante
Nr	Velocidade rotacional
s	escorregamento
$\omega_r$	Velocidade circular
T	Torque
C	conjugado
IGBT	Transistor bipolar de gate isolado
BCCP	Bloco de controle do circuito de potência
LED	Diodo emissor de luz
PCAD	<i>Personal CAD</i>
PCI	Placa de circuito impresso
PWM	<i>Pulse Width Modulation – Modulação por largura de pulso</i>

## SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO .....	14
1.1 Delimitação do tema .....	15
1.2 Justificativa do Tema .....	15
1.3 Justificativa do Tema .....	15
1.4 Justificativa do Tema .....	15
1.5 Objetivo .....	16
1.6 Metodologia .....	17
2. DESCRIÇÃO DOS ELEMENTOS E TÉCNICAS .....	18
2.1 Motores elétricos .....	18
2.1.1 Motor BLDC ( <i>Brushless</i> DC) .....	19
2.1.2 Motor de Indução Trifásico .....	23
2.2 Comparação das características do motor BLDC e de Indução .....	26
2.3 Inversores .....	27
2.3.1 SIX-STEP .....	28
2.3.2 SPWM .....	30
2.3.3 Geração da técnica SPWM digitalmente .....	35
2.4 Modulação SVPWM .....	40
2.4.1 Implementação da técnica SVPWM .....	43
2.4.2 Estratégia da modulação SVPWM .....	47
2.4.3 Qualidade do sinal de saída .....	49
2.4.4 Simulações e resultados da SVPWM .....	50
2.5 A escolha da técnica do controlador do MIT para o Portão Automático .....	54
2.5.1 Controle da rotação do MIT do portão .....	54
2.6 Geração das tabelas pré-programadas e simulações das suas funcionalidades .....	55
2.6.1 Geração das tabelas pré-programadas .....	55

3. SIMULAÇÃO DAS FUNÇÕES DO PORTÃO AUTOMÁTICO .....	63
3.1 Simulação da mudança de velocidade na geração das harmônicas.....	63
3.2 Aceleração/desaceleração do MIT .....	66
4. ENSAIOS PRÁTICOS E RESULTADOS.....	67
4.1 Bloco de potência.....	67
4.2 Bloco de controle dos IGBTs .....	68
4.3 Bloco de energia .....	68
4.4 Bloco controlador do sistema .....	68
4.5 Leiaute .....	69
4.6 Montagem da placa.....	69
4.7 Circuito gravador.....	70
4.8 Testes do <i>Hardware</i> .....	71
4.9 Testes práticos dos 13 vetores de estados .....	73
4.10 Testes práticos com um motor trifásico de 127V .....	74
5. CONCLUSÃO.....	83

## 1. INTRODUÇÃO

A busca por eficiência e confiabilidade tem sido um tema recorrente nas indústrias por uma questão de sobrevivência e, nas universidades, devido ao seu papel inovador. O motor de indução trifásico (MIT) está envolvido nessa temática por ser de simples construção, baixa manutenção, menor uso de cobre, maior confiabilidade, menor tempo de parada para manutenções preditiva e corretiva. Outro tema recorrente em âmbito internacional é a eficiência energética, já que a energia deve ser mais bem aproveitada devido ao esgotamento das suas principais fontes geradoras. Os motores são responsáveis por grande parte da energia gasta no planeta, dessa forma, essa energia deve ser bem controlada. Os motores de indução trifásicos, além das suas características positivas, apresentam, entretanto, algumas características indesejáveis, tais como: alta corrente de partida, dificuldade de controle de velocidade e torque, entre outras menos relevantes.

Devido a esse panorama, a busca por soluções de controles de motores tem sido um tema recorrente nos trabalhos acadêmicos e, como resultado, os motores de indução trifásicos estão sendo utilizados hoje em áreas que antigamente eram impensáveis. Eles têm progressivamente ocupado espaço de outros tipos de motores, tanto de motores de corrente contínua assim como os motores monofásicos. Mais recentemente, as restrições econômicas aliadas aos novos requisitos elétricos, impostos por setores reguladores, têm levado a novas gerações de equipamentos a terem parâmetros de desempenho cada vez mais elevados, tais como, eficiência e redução de interferência eletromagnética. Essas melhorias devem ser alcançadas ao mesmo tempo da diminuição dos custos dos equipamentos.

A tecnologia dos motores de corrente contínua sem escovas (BLDC) torna possível vencer as exigências mencionadas anteriormente (AKIN; BHARDWAJ, 2015). Ele é usado nas mais diversas aplicações tais como: equipamentos de automação industrial, em substituição aos motores monofásicos, instrumentação, equipamentos médicos, eletrodomésticos, área automotiva e espacial. Uma das aplicações de motores que começam a ser substituídos por motores trifásicos é na área de controle de portões automáticos, porém, com motores BLDC, isso ainda não acontece. A aplicação em controle de portão automático parece tão corriqueira, por estar no dia a dia das pessoas, como em suas residências e nas indústrias,

principalmente no controle de entrada e saída de veículos. A aplicação é tão comum que as pessoas, normalmente, não enxergam a dimensão e a importância da mesma, principalmente no que se refere a segurança, relacionada, exclusivamente, ao tempo de espera para adentrar ou sair do imóvel. Algumas variáveis dessa aplicação se destacam, tais como: tempo, velocidade e impactos na abertura e fechamento.

### **1.1 Delimitação do tema**

A aplicação de controle de motores é muito vasta devido ao uso difundido em automação em geral e esse trabalho delimitou ao controle de portões residenciais por serem menores e mais leves e, dessa forma, demandarem motores de baixa potência, embora as técnicas apresentadas sejam úteis a qualquer aplicação envolvendo controle de velocidade e torque quase constante.

### **1.2 Justificativa do Tema**

Atualmente o controle de portões automáticos utilizados em acesso a residências e empresas geram alguns inconvenientes aos quais se destacam:

- 1- Os motores monofásicos são poucos eficientes na conversão da energia elétrica em mecânica, principalmente nessa aplicação que opera com tempo de abertura ou fechamento da ordem de 15 segundos;
- 2- Na abertura, o sistema gera uma corrente de partida muito elevada, interferindo nos equipamentos ligados a essa rede elétrica. Essa corrente gera forças sobre as bobinas que resultam em atritos e conseqüentemente desgastes na isolação e o resultado final é a diminuição da confiabilidade;
- 3- A abertura brusca gera fadiga nas partes mecânicas no decorrer do tempo;
- 4- No destino o portão bate fortemente no batente, causando fadiga do material e um ruído sonoro desagradável;
- 5- Dificuldade de diminuição do tempo de abertura e fechamento, normalmente de aproximadamente 15s, devido à curva de abertura e fechamento, para atingir a velocidade nominal

Em vista ao exposto e com um intuito de oferecer uma contribuição nesse segmento, desenvolveu-se este trabalho com o desafio de eliminar ou minimizar alguns dos problemas citados.

### **1.3 Problemas da pesquisa**

Após uma breve pesquisa relativa ao tema nos mais diversos meios informativos, observa-se que existe uma grande diversidade de informações para o controle de motores BLDC e trifásicos para as mais diversas aplicações e poucas informações voltadas ao projeto e, menos ainda, para o projeto de controle de motores para portões automáticos. Dessa forma um trabalho de pesquisa nessa área permite um maior conhecimento sobre o controle de motores aplicado à portões automáticos para a comunidade acadêmica.

### **1.4 Hipótese**

A qualidade do controlador do motor BLDC ou do motor trifásico está muito relacionada à forma como os pulsos aplicados as chaves eletrônicas são gerados e a escolha do processador tem grande relevância devido aos requisitos de processamento necessários. A tecnologia de microcontroladores tem sido empregada em inúmeros projetos de controle não só pela sua capacidade de controlar e processar grandes quantidades de informações, além dos inúmeros recursos periféricos disponíveis internamente que ajudam a compactar e, como consequência, diminuir o seu custo, além de dar uma grande versatilidade ao produto. Uma família de produtos podem ser gerados com o mesmo hardware, alterando apenas o seu software e seu aspecto mecânico, com uma grande diversidade funcional dentro do mesmo contexto. O projeto vai partir da hipótese que um microcontrolador da família PIC18F4550 atende ao objetivo de controlar um portão automático, principalmente devido à limitação de custo que a aplicação impõe.

### **1.5 Objetivos**

O objetivo deste trabalho está baseado em cinco tópicos, são eles:

1. Estudo dos motores BLCDs e MITs, e definição do mais viável para o controle do portão automático;
2. Estudo das técnicas de modulação SIX-STEP, SPWM e SVPWM, e a escolha da que gere menor ruído harmônico sobre o motor;
3. Viabilizar o uso de um microcontrolador de baixo custo nesse controle;
4. Definir uma curva de abertura e fechamento do portão automático com a finalidade de aumentar a confiabilidade do sistema;
5. Simular a abertura e fechamento do portão automático em condições próximas ao real.

## **1.6 Metodologia**

Através de uma pesquisa bibliográfica, com pesquisa de campo limitada a um estudo de caso, especificamente no controle de um motor BLDC ou MIT, para controle de um portão automático residencial. O estudo tem uma abordagem descritiva e qualitativa, buscando direcionar a um futuro produto que englobe as tecnologias mais recentes.

## 2. DESCRIÇÃO DOS ELEMENTOS E TÉCNICAS

### 2.1 Motores elétricos

Quando se deseja executar um trabalho que exija movimento, a primeira opção que vem a mente são os motores, isto porque, eles estão presentes na vida das pessoas de uma maneira ou outra, desde a sua existência. Existem diversos tipos de motores, sendo eles classificados, normalmente, em função do modo que eles realizam o trabalho da conversão de energia, sendo os motores elétricos um dos mais utilizados. Os motores elétricos são máquinas que convertem a energia elétrica em energia mecânica de movimento circular ou linear. A existência deles deve-se a descoberta de alguns fenômenos da natureza física, por alguns cientistas, dentre eles destacando-se: Oersted, Faraday, Neumann e Lenz. Uns se destacaram mais, outros menos, porém todos de alguma forma contribuíram para a construção das leis que juntas formam a base do eletromagnetismo. São baseados nessas leis que foram desenvolvidos os motores elétricos.

Existem diversos tipos de motores elétricos para executar os mais diversos tipos de trabalhos de movimento, entretanto, eles provêm de dois tipos de energia: corrente direta e corrente alternada (AC), sendo os motores AC os de interesse para este trabalho. Os motores AC que movimentam as indústrias são os de indução trifásicos e estão divididos em duas categorias: assíncronos e síncronos. O motor mais comum utilizado na indústria é MIT assíncrono, isto é devido principalmente as suas características, uma das quais é a sua simplicidade (RODEIRO, 2005), (CARVALHO, 2011), (SOUZA *et al*, 2011). Outro motor que cresce rapidamente em aplicações, usa os mesmos princípios de funcionamento do motor de indução e apresenta algumas semelhanças construtivas e funcionais em relação aos de indução trifásicos é o motor *Brushless*.

### 2.1.1 Motor BLDC (Brushless DC)

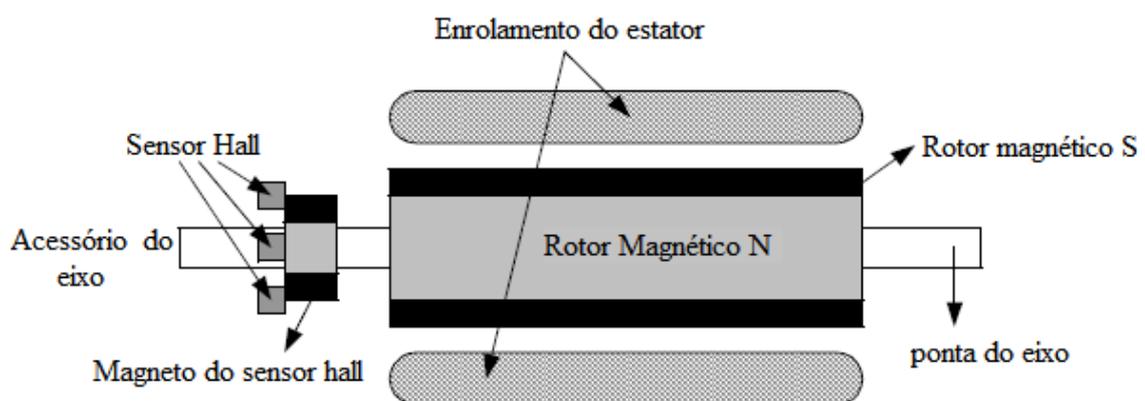
Os motores BLDC apresentam muitas vantagens em relação aos motores DC com escovas e os motores de indução, algumas delas são: melhores características da relação velocidade x torque, alta resposta dinâmica, alta eficiência, uma longa vida de operação, operação silenciosa e permite rotações elevadas. Além disso, o torque entregue em função da grandeza do motor é maior, característica essa útil em aplicações onde o espaço e peso são fatores críticos (YEDAMALE, 2003). Assim, o motor BLDC será mais popular que o motor DC com escovas ou o motor universal em muitas aplicações domésticas, tais como: ar condicionado, máquinas de lavar dentre outras. Esse motor é conhecido também por outros nomes tais como: motor eletricamente comutado (CE), motor síncrono de ímãs permanentes (PMSM) ou motor brushless AC (CYPRESS, 2016). O motor BLDC e o PMSM tem idêntica construção, porém a diferença esta somente no enrolamento do estator, o BLDC tem um enrolamento no estator para obter uma força contra eletromotriz trapezoidal e o motor PMSM tem um enrolamento no estator para se obter um contra eletromotriz senoidal (VIRAMONTES, 2016). Esse tipo de motor é classificado como síncrono, isso porque o campo magnético gerado no estator e o campo magnético gerado pelo rotor tem a mesma frequência e conseqüentemente não existe escorregamento, características essa, inerente aos motores de indução. Os motores BLDC podem ser encontrados de uma fase, duas fases e três fases, sendo o de três fases os mais comuns e de interesse deste trabalho (YEDAMALE, 2003).

#### 2.1.1.1 Arquitetura

Assim como os motores de indução trifásicos os BLDC, são compostos basicamente de duas partes: o estator e o rotor. O estator é composto de um conjunto de lamina de aço sobrepostas (para minimizar as perdas de Foucault), o arranjo gera um corpo sólido com ranhuras axialmente disponíveis para inserção das bobinas. Observa-se que na maioria dos motores BLDC o enrolamento trifásico é configurado no modo estrela. Cada um dos enrolamentos trifásico é composto de vários enrolamentos interligados e são distribuídos na periferia do estator para formação dos pares de polos . O rotor é feito de ímã permanente e pode variar de

dois a oito pares de polos, alterando-se em norte (N) e sul (S). O rotor baseado em ímã permanente, precisa de materiais com alta densidade do fluxo magnético. O ferrite é um material utilizado tradicionalmente para construir esse rotor. Com o avanço da tecnologia, novas ligas têm sido desenvolvidas, uma das mais importantes é a liga das terras raras, por apresentar uma alta densidade magnética frente ao ferrite, para o mesmo volume, conseqüentemente consegue-se obter o mesmo torque com um rotor de dimensões e pesos menores. São ímãs de terras raras: Neodímio (Nd), samário cobalto (SmCo), Liga de neodímio e Ferrite com boro (NdFeB). A Figura 1 apresenta uma ilustração de um motor BLDC seccionado transversalmente (YEDAMALE, 2003).

Figura 1- Secção transversal do motor BLDC

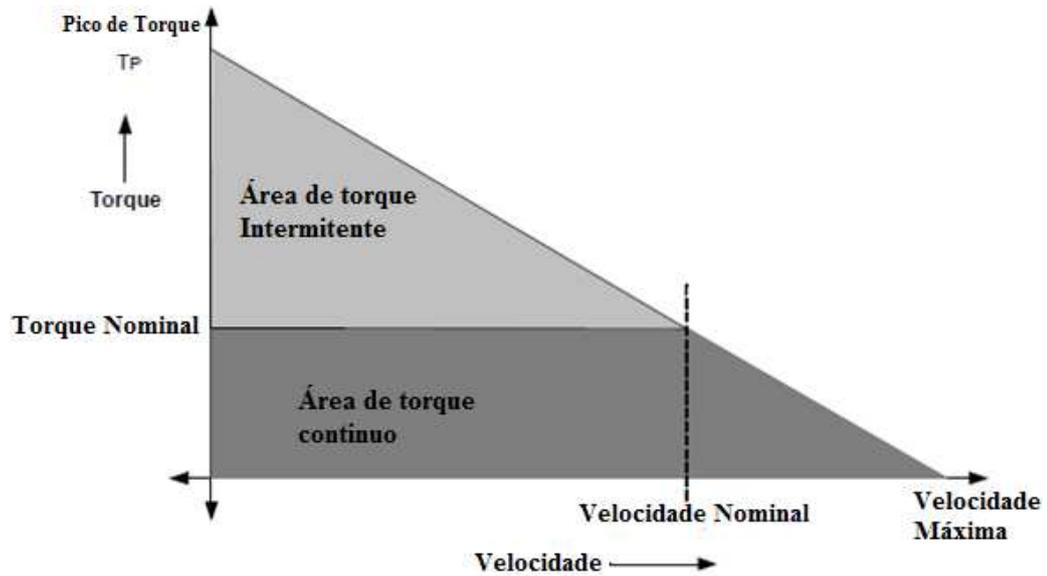


Fonte: Adaptada de YEDAMALE (2003)

### 2.1.1.2 Característica de torque/velocidade

A Figura 2 apresenta um exemplo de característica de torque/velocidade. Observa-se que há dois tipos de parâmetros usados para definir o torque no motor BLDC, são eles: o pico de torque ( $T_p$ ) e o torque nominal ( $T_R$ ). Em regime permanente o BLDC pode ser carregado até o torque nominal. Observa-se pela figura que o torque permanece constante até a velocidade nominal. O motor pode operar com velocidade acima da nominal até um máximo de 150% da mesma, porém o torque começa a cair. Para aplicações com frequentes liga e desliga, um torque adicional é necessário para vencer a inércia inicial do motor e, dessa forma, o parâmetro de torque de partida é utilizado na escolha do motor (YEDAMALE, 2003).

Figura 2- Ilustração da característica da curva velocidade/torque

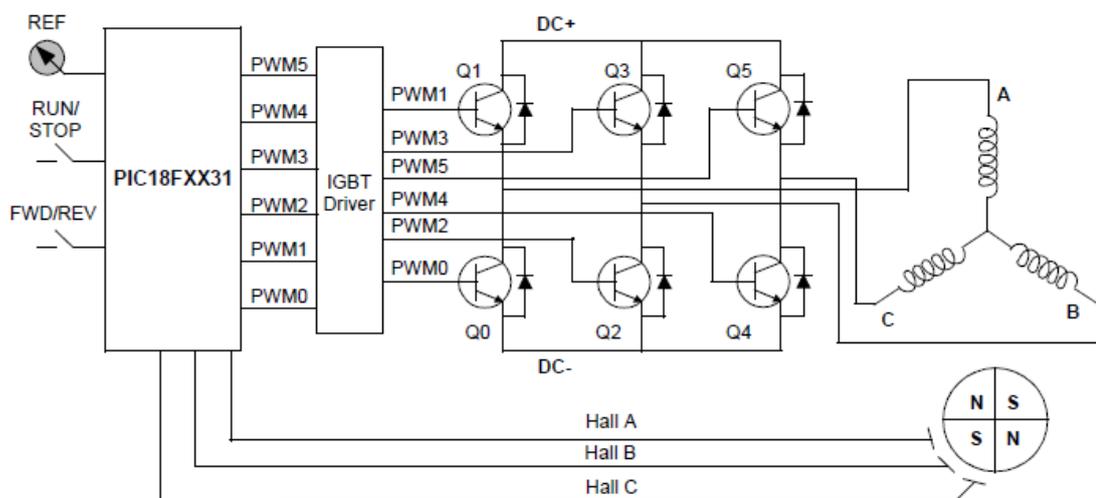


Fonte: adaptado de YEDAMALE (2003)

### 2.1.1.3 O controle de um motor BLDC

A Figura 3 ilustra um circuito de controle de um motor BLDC.

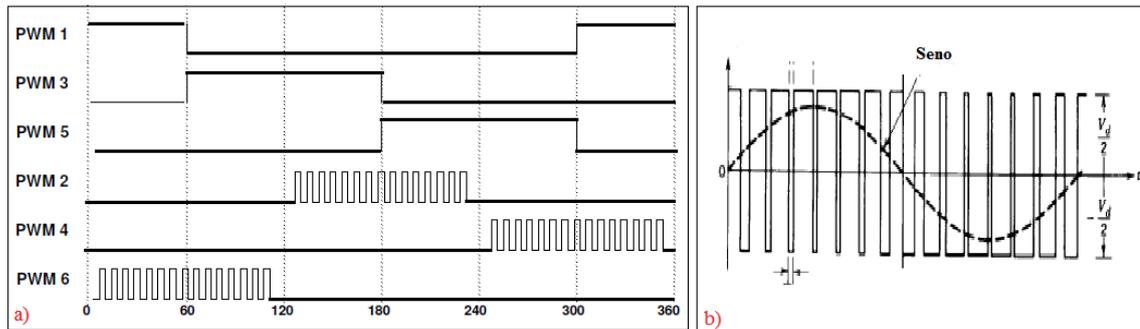
Figura 3- Diagrama de controle de um motor BLDC



Fonte: YEDAMALE (2003)

O controle das chaves de potência pode ser feito por meio de duas técnicas, uma mais simples, denominada de SIX STEP, conforme ilustrado na Figura 4(a) e outra, um pouco mais complexa, denominada de PWM senoidal, conforme ilustrada na Figura 4(b). O resultado se diferencia pela largura dos pulsos fixos e variáveis..

Figura 4 - Pulsos de controle: SIX STEP(a) e Senoidal (b)



Fonte: Adaptada de VIRAMONTES (2016)

Esses dois métodos de controle geram diferenças de respostas, as quais estão apresentados no Quadro 1.

Quadro 1- Controle SIX STEP versus controle senoidal

<b>Controle SIX STEP</b>	<b>Controle senoidal</b>
Simples geração do PWM	Mais complexa a geração do PWM ( tem que ser gerado a parte uma onda senoidal)
<i>Ripple</i> no torque ( o fluxo no estator pula a cada 60°)	Torque suave (o fluxo no estator flui progressivamente)
Um pequeno ruído na operação (devido aos saltos no torque)	Muito silencioso
Simples sensor	Requer sensor com alta resolução

Fonte: Adaptada de VIRAMONTES (2016)

#### 2.1.1.4 Controle de posição do rotor

O motor DC escovado faz a comutação mecanicamente enquanto o BLDC, o faz eletronicamente. Para que o motor BLDC gire, os enrolamentos do estator devem ser energizados em uma sequência conveniente, para isso a posição do rotor deve ser conhecida pelo controlador para que o mesmo possa proceder a sequência

de energização correta. Uma alternativa para a obtenção dessa informação e a utilização de sensores de efeito Hall, incorporados ao estator. Em geral, os motores BLDC já incorporam três desses sensores, fixados no estator, os quais fornecem a sequência exata da comutação, conforme apresentado na Figura 3. Esses sensores sinalizam sempre que os polos magnéticos do rotor passam perto desses sensores, sinalizando com nível alto ou baixo indicando o polo norte (N) ou sul (S). Os sensores Hall são fixados na parte estacionária do motor e é uma operação complexa na fabricação, pois qualquer desalinhamento em relação aos ímãs do rotor gera um erro de posição do rotor (YEDAMALE, 2003).

### **2.1.2 Motor de Indução trifásico**

O princípio de indução magnética foi estabelecido por M. Faraday em 1831, mas somente em 1879, o inglês U. Bayley conseguiu obter o campo magnético girante rudimentar e por volta de 1887 o croata naturalizado americano Nikolas Tesla e o italiano Galileo Ferraris conseguiram obter um campo girante. Logo em seguida, iniciou-se a fabricação de motores e o seu desenvolvimento foi financiado originalmente por George Westinghouse. A evolução foi bastante rápida e, logo, as máquinas de indução se tornaram o principal tipo de conversor eletromecânico e favoreceu enormemente a proliferação dos sistemas de corrente alternada. Os motores de indução assíncronos são compostos, basicamente, por duas partes: estator e o rotor. De acordo como o rotor é construído ele se classifica dentre dois grupos: motor assíncrono gaiola de esquilo e o motor assíncrono bobinado.

Nos motores assíncronos bobinados, as bobinas do rotor são construídas com fios de cobre e apresentam uma resistência maior e, decorrente disso, uma corrente de partida menor que a do motor gaiola de esquilo. O motores trifásicos com rotor gaiola de esquilo são a grande maioria dos motores utilizados na indústria, principalmente devido as seguintes características: apresenta bom desempenho, robustez, simplicidade de construção e baixo custo. Os MITs em uma primeira fase foram aplicados onde apresentava baixa necessidade de alteração da dinâmica do motor. No MIT o estator é composto por três bobinas defasadas fisicamente de  $120^\circ$  entre si, e, quando percorridas por uma corrente elétrica trifásica, ocasionam forças eletromagnéticas e, como consequência, geram o campo magnético girante (CARVALHO, 2011).

### 2.1.2.1 Parâmetros dos motores elétricos de indução

Para o controle dos motores de indução o conhecimento de seus parâmetros e das equações são importantes. Dentre esses itens destacam-se:

#### a) Velocidade síncrona

O estator é o chassi onde estão fixadas três bobinas defasadas entre si de 120° e, quando são alimentadas por um sistema trifásico, geram campos magnéticos também defasados de 120° entre si. Esses campos magnéticos geram uma força magnetomotriz (fmm) sobre o rotor. A fmm é determinada pela velocidade síncrona do campo girante a qual depende da frequência da rede elétrica e do número de polos do motor. A equação (1) apresenta essa relação.

$$N_s = \frac{120 \cdot f}{\text{num.polos}} \text{ [RPM]} \quad (1)$$

onde:  $N_s$  = velocidade síncrona do campo girante e  $f$  = frequência em Hz

#### b) Escorregamento (s)

Os campos magnéticos criados no estator induzem no rotor correntes que geram um campo magnético de polaridade contrária ao campo do estator e, como são opostos, eles se atraem, ou seja, o rotor tenta acompanhar o campo girante do motor, porém com velocidade diferente, isso faz com que o rotor corte as linhas de força do campo magnético do estator, gerando mais corrente induzida. Caso haja aumento de carga, maior é o escorregamento e maior é o número de linhas de campo cortado e, conseqüentemente, maior é o torque. O escorregamento é normalmente expresso por uma expressão dada pela equação (2) (FRANCHI, 2010), (WEG, 2009).

$$s = (N_s - N_r) / N_s \times 100 \quad (2)$$

onde:  $s$  = escorregamento,  $N_s$  = velocidade do campo girante e  $N_r$  = velocidade do rotor.

A velocidade rotacional do motor trifásico é determinada pela velocidade síncrona e pode ser determinado pelas equações (3) e (4) (THAKUR E LODHI, 2014)

$$\omega_r = \omega_s(1-s) \quad (3)$$

$$\omega_r = 4\pi \left(\frac{f}{p}\right)(1-s) \quad (4)$$

onde:

$\omega_r$  = velocidade rotacional do motor [rad/s];

$f$  = frequência do campo girante do estator, e

$p$  = número de pólos.

### c) Torque

Outro parâmetro é o torque, também conhecido como conjugado (C), ele é a força necessária para girar o eixo. Caso a carga esteja ligada ao eixo do motor, o torque deve ser capaz de vencer a inércia do próprio eixo e da carga. A potência necessária em CV em função do torque e da rotação do motor em RPM é dada pela equação (5) (CARVALHO, 2011).

$$P(\text{CV}) = \frac{T(\text{N.m}) \times \text{RPM}}{724} \quad (5)$$

A relação do torque em relação à velocidade rotacional pode ser vista através da Figura 5.

Figura 5- Curva típica velocidade x torque



Fonte: Adaptada de FRANCHI (2010)

### 2.1.2.2 Corrente de partida do MIT tipo gaiola de esquilo

No instante de partida, o MIT do tipo gaiola, se comporta com um transformador com o secundário em curto e, como consequência, um pico de corrente acontece podendo variar de seis a oito vezes a corrente nominal do motor.

### 2.1.2.3 Sentido de rotação do MIT

Em muitas aplicações a reversão, do sentido de rotação, faz parte do processo de operação, sendo uma operação simples. Para fazer a reversão em um MIT basta inverter duas fases entre si (FRANCHI, 2010).

## 2.2 Comparação das características do motor BLDC e de Indução

O Quadro 2 apresenta um comparativo das características do motor de indução versus o motor BLDC.

Quadro 2- Comparação das características do motor BLDC e MIT (gaiola de esquilo)

Características	Motor BLDC	Motor de Indução AC
velocidade/torque	Linear - Permite a operação em todas as velocidades com carga nominal	Não-linear – torque mais baixo nas velocidades mais baixas
Potência de saída/tamanho	Alta - Uma vez que tem ímãs permanentes no rotor, um tamanho reduzido pode ser conseguido para uma dada potência de saída	Moderada - Uma vez que tanto o rotor e o estator têm enrolamentos, a potência de saída em relação ao tamanho é inferior BLDC
Inércia do rotor	Baixo - melhores características dinâmicas.	Alto - características dinâmicas pobres
Corrente de partida	Nenhum circuito especial de partida é necessário	corrente de partida é de aproximadamente sete vezes a corrente nominal sendo necessário um circuito de partida para minimizar essa corrente
Requisitos de controle	Para manter o motor funcionando um	Para operar em velocidade fixa não é

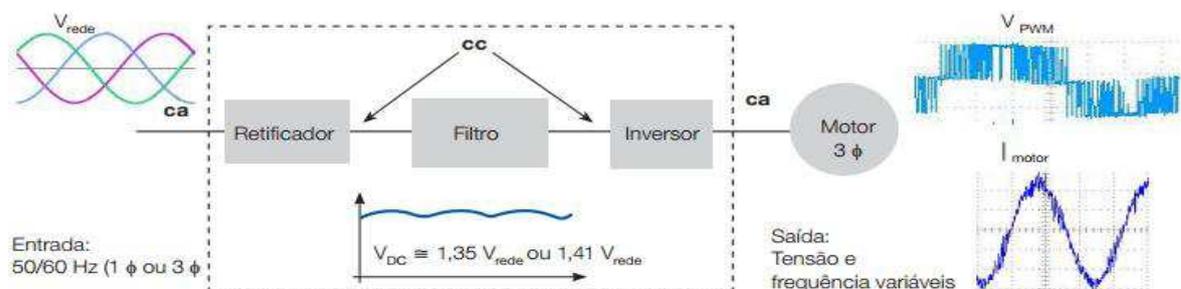
	controlador é sempre necessário e este pode ser utilizado para controlar a velocidade	necessário um controlador, porém é necessário um controlador para velocidades variáveis.
Escorregamento	Nenhum escorregamento é experimentado entre o estator e o rotor	O rotor gira em uma frequência menor do que o estator e o escorregamento aumenta com a carga

Fonte: Adaptada de YEDAMALE (2003)

## 2.3 Inversores

Os conversores de frequência são mais conhecidos nos meios industriais por inversores. São equipamentos de potência que convertem a energia elétrica da rede AC para uma tensão DC e, a partir desta, geram uma tensão alternada para a carga, com controle das grandezas de tensão e frequência. Um projeto de um inversor envolve, basicamente, um bloco de retificação, filtro e um bloco inversor que gera a corrente alternada. A substituição do sistema rústico de controle de velocidade mecânico só foi possível com os avanços da tecnologia dos semicondutores de potência, tornando o controle de motores de indução mais efetivo, proporcionando uma solução mais barata e tornando a manutenção mais simples na indústria. Essa tecnologia permitiu a substituição dos caros motores DC para os motores AC, tornando os processos industriais mais confiáveis (CASTRO JÚNIOR, 2010). O inversor pode ser representado em um diagrama de blocos a partir de uma rede AC. A Figura 6 apresenta esse diagrama.

Figura 6- Etapas do inversor de frequência



Fonte: WEG (2009)

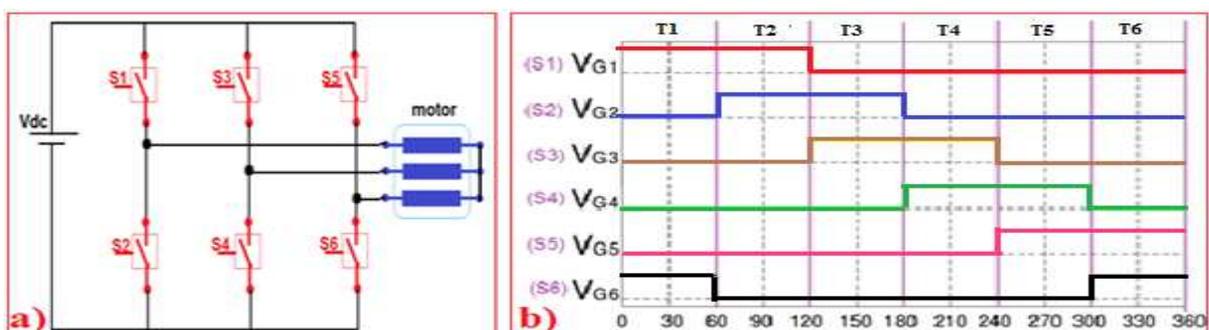
Um dos primeiros inversores a serem utilizados na indústria para o controle de MIT foi a técnica SIX-STEP, que tem como características: simplicidade e baixo número de comutações.

### 2.3.1 Técnica SIX-STEP

Controlar as características do motor trifásico através da tensão analógica fornecida ao motor não é fácil. Para contornar essas dificuldades novas técnicas de controle foram desenvolvidas com o uso de chaves de potência e controles chaveados, isto é, o motor passa a ser alimentado por um conjunto de pulsos que emulam um conjunto de três senóides deslocadas de  $120^\circ$ . Esse controle chaveado é composto por um conjunto de interruptores, em que, adequadamente combinados geram sinais alternados trifásicos na carga. Existem diversas topologias que buscam construir esses sinais mais próximos de senóides puras, dentre elas estão: conversor de potência de dois níveis, três, entre outros. Para esse trabalho foi escolhido o conversor de potência de dois níveis, pela sua simplicidade e facilidade de implementação. A Figura 7(a) ilustra um conversor DC /AC de dois níveis.

Observa-se a partir da Figura 7(a), que existem seis interruptores (S1 a S6), permitindo a comutação de  $2^6=64$  estados de comutação, porém, nem todas permitem chegar ao objetivo de gerar um sinal alternado na saída. Uma das configurações que permitem chegar a esse objetivo é o método SIX-STEP de  $120^\circ$  (CERAZE, 2007). A Figura 7(b) apresenta um diagrama de chaveamento convenientemente construído para gerar um sinal trifásico alternado na saída.

Figura 7- Ilustração do circuito de chaveamento e sequência de chaveamento das fases no modo  $120^\circ$



Fonte: Adaptada de CERAZE (2007)

A partir da Figura 7b, abstrai-se uma tabela que representa os vetores de estados de chaveamento. A Tabela 1 apresenta esses vetores.

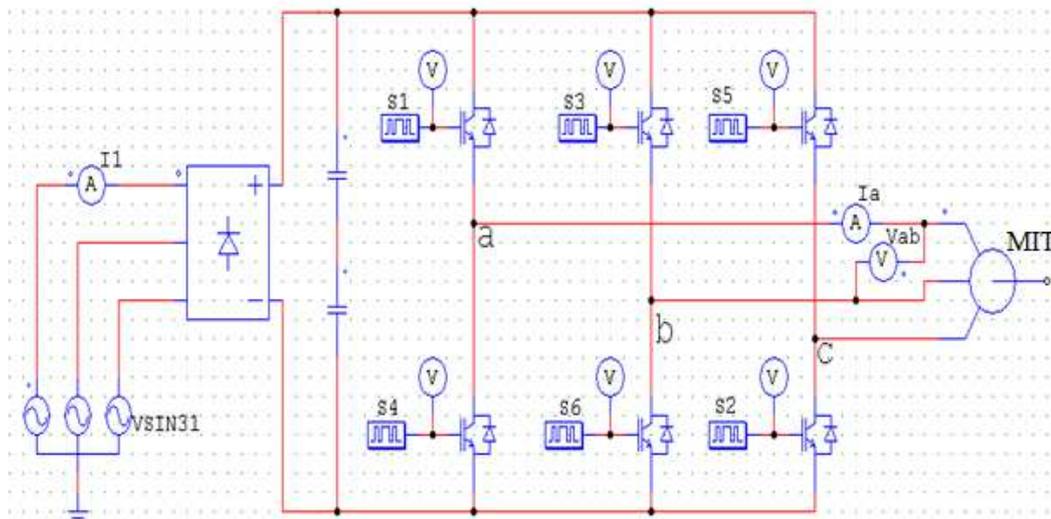
Tabela 1- Apresentação dos vetores de acordo com a Figura 7(b)

Estados	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	1	0	0	0	0
2	0	1	1	0	0	0
3	0	0	1	1	0	0
4	0	0	0	1	1	0
5	0	0	0	0	1	1
6	1	0	0	0	0	1

Fonte: Autor

A Tabela 1 apresenta seis estados de chaveamento com a promessa de gerar um sinal alternado na saída. O circuito da Figura 7a foi redesenhado no *software* simulador PSIM, para uma simulação mais realista e o mesmo está apresentado na Figura 8.

Figura 8 - Circuito SIX-STEP com um MIT

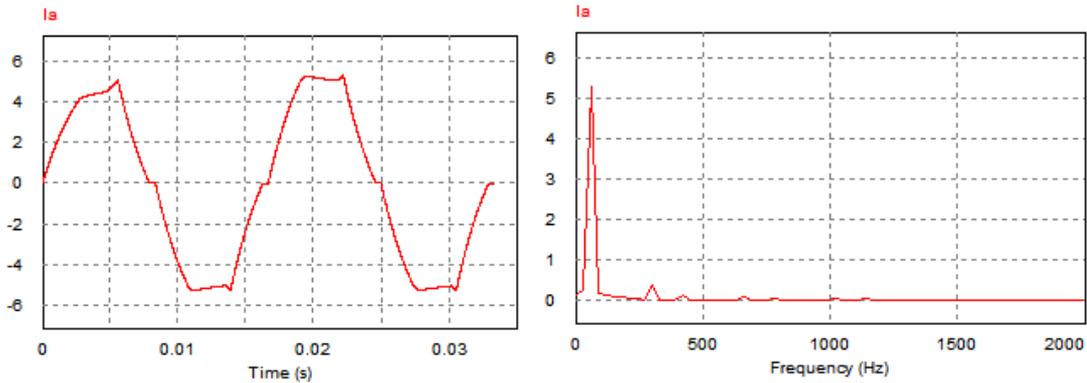


Fonte: Autor

O circuito da Figura 8 foi simulado no PSIM, a partir dos vetores da Tabela 1, em seguida, foi medida a corrente ( $I_a$ ) que alimenta um dos ramos do motor, e suas características e valores estão apresentados na Figura 9(a). Observa-se na mesma figura que, as características indutivas do MIT filtraram algumas harmônicas de

ordem superior, deixando o sinal mais próximo de uma senóide pura, e foi medida a THD do sinal, através do PSIM, o qual apresentou um valor de 8,1%. A Figura 9(b) apresenta como estão distribuídas as harmônicas no domínio da frequência.

Figura 9- Forma de onda da corrente e seu espectro



Fonte: Autor

Vale ressaltar que as harmônicas são características indesejáveis para o MIT, ocasionando maior perda Joule e um maior desgaste do motor. Conclui-se até esta etapa que, com o circuito apresentado na Figura 8 é possível rotacionar o motor com um THD de 8.1%, sobre o motor. Além do mais, essa técnica permite apenas controlar a velocidade do motor independentemente do comportamento do torque.

Existem algumas técnicas de controle dos vetores de estados dos interruptores, que prometem fornecer um sinal mais próximo de uma senóide pura e, como consequência, uma menor THD, além da possibilidade de controlar o torque. Uma dessas técnicas de controle do MIT é a PWM (modulação por largura de pulso).

A PWM é uma técnica que permite controlar a velocidade do MIT pela variação da largura dos pulsos aplicadas aos interruptores. Os pulsos são convenientemente gerados com o objetivo de minimizar as harmônicas geradas decorrente do processo de comutação. Algumas técnicas foram desenvolvidas dentre elas se destacam: SPWM e a SVPWM.

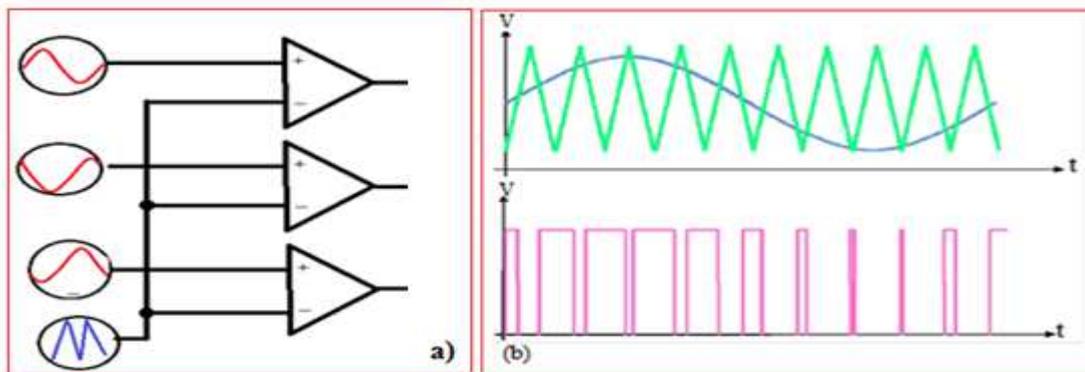
### 2.3.2 SPWM

A modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) apresenta maior simplicidade de implementação aliada a baixa distorção harmônica. Na técnica SPWM a largura de cada pulso do sinal pulsado varia diretamente com a amplitude do sinal

modulante. A técnica SPWM se expandiu para as mais diversas áreas de aplicação, ao qual se destacam: controle de potência de máquinas de solda, controle de potência de cargas indutivas, controladores de geração de energias eólica e fotovoltaica, entre outras (RAHMAN *et al*, 2013), (HAIDER *et al*, 2012).

A SPWM é um sinal resultante da comparação entre dois sinais, um deles é, uma senoide batizada de sinal modulante e um outro chamado de portadora, representado por um sinal triangular. O sinal resultante é um sinal pulsante, com amplitude constante cuja largura dos pulsos varia proporcionalmente ao sinal modulante. A Figura 10(a) apresenta o diagrama de blocos e o conceito de um circuito SPWM trifásico. A Figura 10(b) mostra a relação entre seus sinais de uma das fases.

Figura 10- Diagrama de blocos ilustrativo da geração do sinal SPWM



Fonte: Adaptada de RAHMAN (2013)

### 2.3.2.1 Escolha da frequência da portadora da SPWM

Para a construção do sinal SPWM é necessária a presença de um sinal senoidal e um triangular. A variação de tensão do sinal senoidal vai determinar a variação do sinal de saída do controlador e, a frequência da portadora vai determinar a composição harmônica desse mesmo sinal na saída. Muitos trabalhos descrevem sobre essa técnica de modulação, mas poucos deles orientam na escolha da frequência da portadora. O trabalho que apresentou uma proposta para a frequência da portadora foi apresentado por Souza *et al* (2011) que definiu que o valor da portadora em relação ao sinal modulante deve ser no mínimo de 21 vezes, ou seja,

$f_p \geq 21 \cdot f_m$ , para um período do sinal modulante (senoidal). Essa relação promete minimizar a distorção harmônica total.

A escolha da frequência de chaveamento é um fator determinante para a confiabilidade do motor. Estudos mostram que quanto maior é a frequência de chaveamento do PWM, mais rápida será a degradação do sistema de isolamento. Esses estudos também mostram que, para uma frequência de chaveamento de até 5kHz a probabilidade de falha do isolamento é diretamente proporcional a frequência de chaveamento, e que acima dessa frequência, a probabilidade de falha guarda uma relação quadrática. Por outro lado, com aumento da frequência de chaveamento o ruído harmônico diminui melhorando a tensão fornecida ao motor e, conseqüentemente, melhora o desempenho do motor nos quesitos: temperatura e ruído (WEG, 2009). O problema da instabilidade e ressonância que ocorre em determinadas condições de aplicação, também podem ser minimizadas com a redução da frequência de chaveamento, assim como a emissão da energia eletromagnética emitida pelo inversor e também a redução da corrente de fuga para o terra, podendo evitar a atuação indevida da proteção por falta de terra (SCHNEIDER, 2016).

### 2.3.2.2 Índice de modulação da SPWM

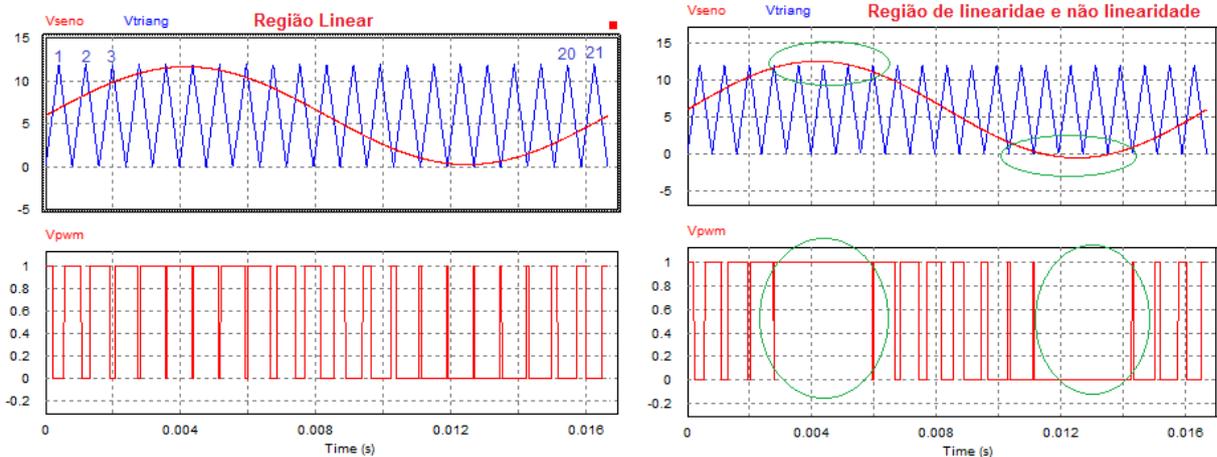
O índice de modulação normalmente é representado pela letra  $m$ , é um número que representa a relação entre a tensão do sinal modulante (sinal senoidal) e da portadora (sinal triangular). A sua variação determina a tensão de saída e está representada pela equação (6) (THAKUR E LODHI, 2014).

$$m = \frac{V_{seno}}{V_{triângulo}} \quad (6)$$

A modulação é dita síncrona quando  $m \in \mathbb{N}$  ( $\mathbb{N}$  é um número natural) e, é dita assíncrona quando  $m \in \mathbb{R}$  ( $\mathbb{R}$  é um número real). Para a faixa  $0 \leq m \leq 1$  a técnica SPWM é chamada de domínio linear e a saída varia linearmente com a taxa de modulação  $m$  (NEACĂ, 2014). No caso em que  $m > 1$  ocorre o fenômeno da sobre modulação e, é uma condição em que a saída não varia proporcionalmente ao sinal modulante. A Figura 11 apresenta algumas formas de onda de tensão, uma delas

mostra uma operação na região linear e no outro uma operação de não linearidade, devido a sobremodulação.

Figura 11- Modulação na região linear e de sobremodulação

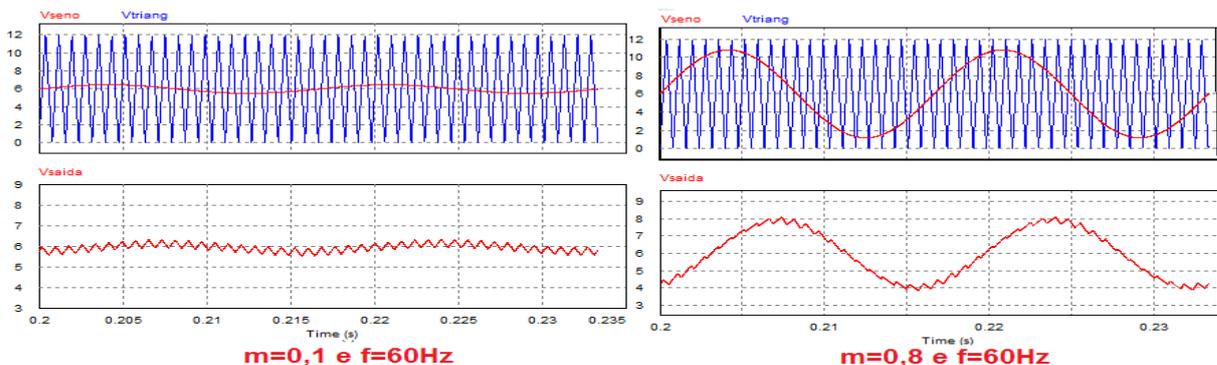


Fonte: Autor

### 2.3.2.3 Controle das grandezas velocidade e torque através do método SPWM

A velocidade do MIT é determinada pela variação da frequência da tensão nominal aplicada ao motor, decorrente das equações (1) e (4). Essa variação é controlada pela alteração da frequência do sinal modulante. O torque varia com a variação da corrente fornecida para a carga e para manter o torque controlado é necessário controlar a tensão elétrica fornecida ao motor, cujo controle é feito pelo índice de modulação em conjunto com a variação da frequência. A Figura 12 apresenta duas modulações SPWM com índices de modulações diferentes.

Figura 12- Saídas do controlador trifásico com variação do índice de modulação e frequência

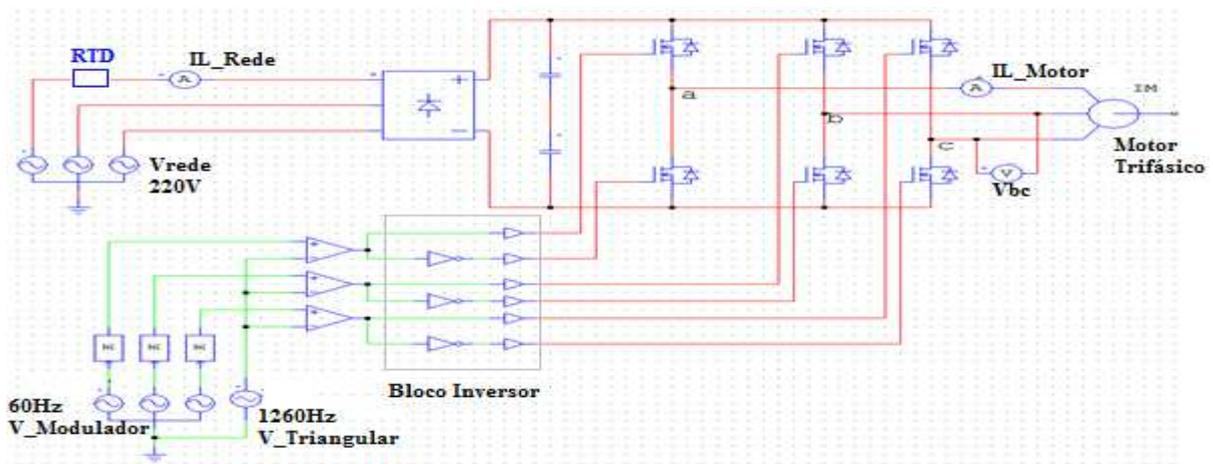


Fonte: Autor

### 2.3.2.4 Avaliação da THD em um inversor que usa a técnica SPWM

O objetivo é avaliar a geração do ruído harmônico a partir da medida da THD e compará-lo ao modelo SIX-STEP. Para isso, o circuito da Figura 8 foi alterado para que os vetores de estados dos interruptores possam ser controlados pelo método SPWM. Os parâmetros do SPWM foram ajustados para:  $f_m = 60\text{Hz}$ ,  $f_c = 21 \times f_m = 1260\text{Hz}$  e  $m=1$ . A Figura 13 apresenta o circuito desenhado no PSIM.

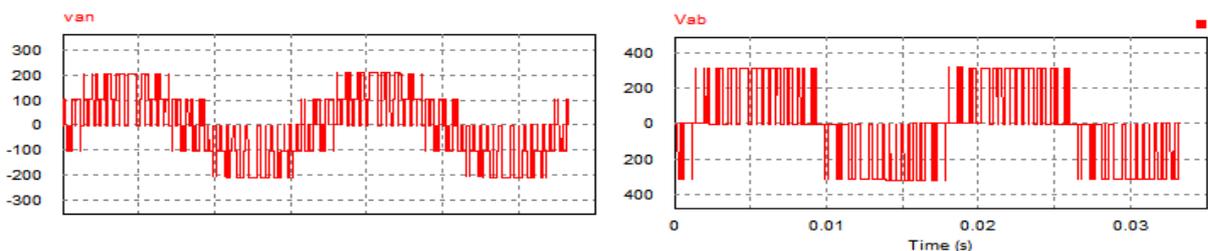
Figura 13- Circuito controlador do MIT através da SPWM



Fonte: Adaptada de VOLPIANO (2013)

Observa-se por meio da Figura 13 que cada sinal SPWM é invertido com objetivo de garantir eletronicamente que duas chaves na mesma linha de energização não coloquem em curto a alimentação do bloco chaveador. O circuito da Figura 13 foi simulado no PSIM e em seguida foi medido a tensão  $V_{an}$  e  $V_{ab}$  e o resultado está apresentada na Figura 14.

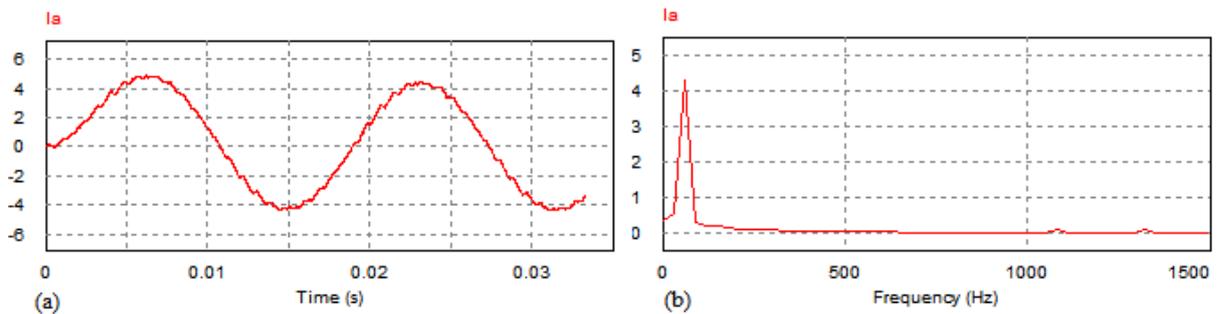
Figura 14- Comportamento da tensão de linha  $V_{an}$  no circuito da Figura 13



Fonte: Autor

A corrente ( $I_{L_{motor}}$ ) do motor está apresentada na Figura 15(a) e seu espectro na Figura 15(b).

Figura 15- Sinal da corrente ( $i_a$ ) e seu espectro, do circuito da Figura 13



Fonte: Autor

O sinal da corrente ( $I_{L_{motor}}$ ) apresentado na Figura 15(a) apresenta uma distorção harmônica e foi medida pela sua THD no PSIM, cujo valor é de: 3%. O circuito da Figura 8, SIX-STEP, apresentou uma THD= 8,1%. Dessa forma, conclui-se que o circuito controlador de MIT da Figura 13, apresenta melhores características, devido a menor geração de harmônicas para o motor.

### 2.3.3 Geração da técnica SPWM digitalmente

Atualmente, os inversores que usam a técnica e geram o sinal SPWM utilizando um *hardware* normalmente controlado por processadores ou microcontroladores e, métodos de programação (YING *et al*, 2009). O sinal senoidal pode ser gerado diretamente por meio de uma função matemática disponível no EXCEL. O sinal triangular não está disponível nas funções do EXCEL, assim sendo, pode ser implementado por meio de três segmentos de reta, adequadamente construídas, compostas de acordo com a Figura 16(a) (GOMES, 2017).

A equação da reta Y1 é dada pela expressão (7):

$$Y1 = \frac{VR/2}{NpT/4} * i \quad (i=0 \text{ a } 6) \quad (7)$$

A equação da reta Y2 é representada pela expressão (8):

$$Y2 = \frac{VR/2}{NpT/4} * (i - \frac{NpT}{2}) \quad (i=7 \text{ a } 20) \quad (8)$$

A equação da reta Y3 é representada pela expressão (9):

$$Y3 = \frac{VR/2}{NpT/4} * (i - NpT) \quad (i=21 \text{ a } 27) \quad (9)$$

onde:

$NpT$ = Número de pontos do triângulo discretizada no tempo;

$VR$ =Tensão máxima do triângulo.

O triângulo é discretizado em uma quantidade de pontos definida por  $NpT$  e, dessa forma, um período do sinal modulante discretizada, conforme apresentado na Figura 16(b) é, construído através de um número total de pontos cujo valor é o resultado do produto entre o número de pontos do triângulo ( $NpT$ ) pelo número de triângulos ( $NtT$ ).

A tensão em cada ponto é obtida através da expressão (10).

$$V1s = \left( \left( \left( \frac{VSpp}{2} \right) * \text{sen}(\beta_n) \right) \right) \quad (10)$$

onde:

$n$  representa cada ponto do sinal modulante;

$\beta_n$  o ângulo acumulativo para cada ponto;

$VSpp \rightarrow$  Tensão pico a pico da senoide;

$f$ =frequência do sinal modulante;

$Ts$ = período do sinal modulante;

$Ntpm$ = Número total de pontos amostrados em um período da senoide.

O ângulo acumulativo ( $\beta_n$ ) para cada ponto é calculado de acordo com a expressão (11).

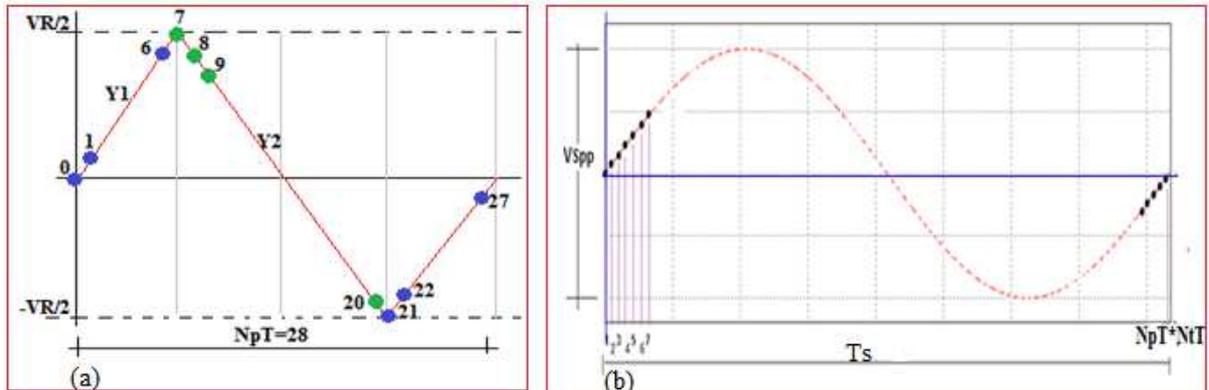
$$\beta_n = \beta_{(n-1)} + dx \quad (11)$$

onde:

$\beta_{(n-1)}$  é o ângulo imediatamente anterior;

$dx$  é o ângulo mínimo.

**Figura 16- Sinal triangular e senoidal discretizada**



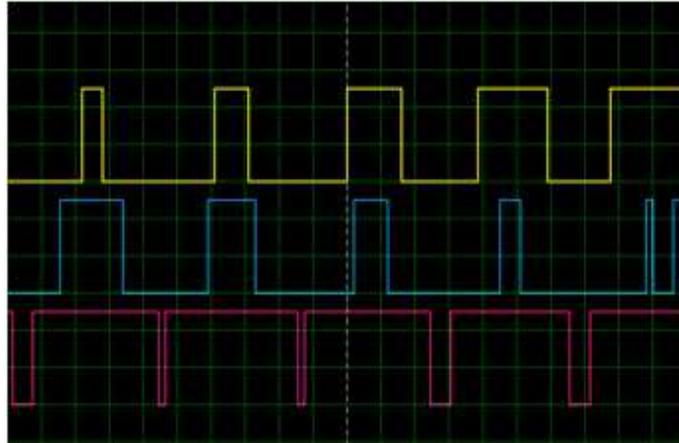
Fonte: GOMES (2017)

### 2.3.3.1- Método de controle via SPWM

Para a geração do sinal SPWM, em tempo real, uma das equações a serem calculadas é a (10). Essa equação é do tipo transcendental e se caracteriza por ser complexa para realização através de um microcontrolador e, conseqüentemente, demorada nas suas resoluções. Diante desse cenário surge uma preocupação em realizar o processamento dessas equações em tempo hábil, para geração de um sinal trifásico de 60Hz, ou seja, gerar um período de um sinal senoidal no tempo de 16,6666 ms. Para isso foi simulada no microcontrolador proposto a equação (10), utilizando um programa em linguagem C. O resultado foi de um tempo de 450 $\mu$ s e, se a esse valor for somado ao tempo gasto para o resto do algoritmo, multiplicado ao número de períodos da PWM, o resultado é muito superior ao período do sinal modulante. Essa simulação mostra a inviabilidade deste microcontrolador no controle de um MIT com modulação SPWM, com cálculos de suas variáveis sendo realizados em tempo real. Uma alternativa a essa modulação é o uso de tabelas pré-programadas (MARCELINO E FIOROTTO, 1999). Para avaliar essa possibilidade foi desenvolvido em linguagem C um programa que acessa uma tabela pré-programada com os devidos controles sobre a mesma. O programa foi carregado e simulado no PROTEUS. O resultado apresentado foi um tempo de 12,6 $\mu$ s, para que um dado da tabela fosse enviado para uma determinada porta do microcontrolador. Esse tempo, em tese, é compatível com a geração de um sinal trifásico de 60Hz.



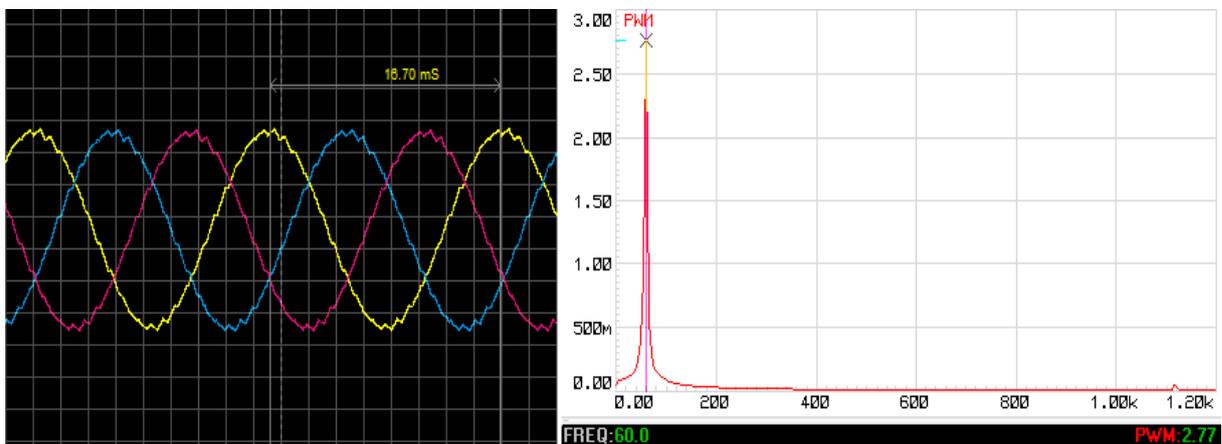




Fonte: Autor

Esses sinais foram inseridos no *driver* de potência e o resultado é um sinal trifásico que está apresentado na Figura 20, assim como o seu espectro de frequência.

Figura 20- Sinal trifásico e seu espectro



Fonte: Autor

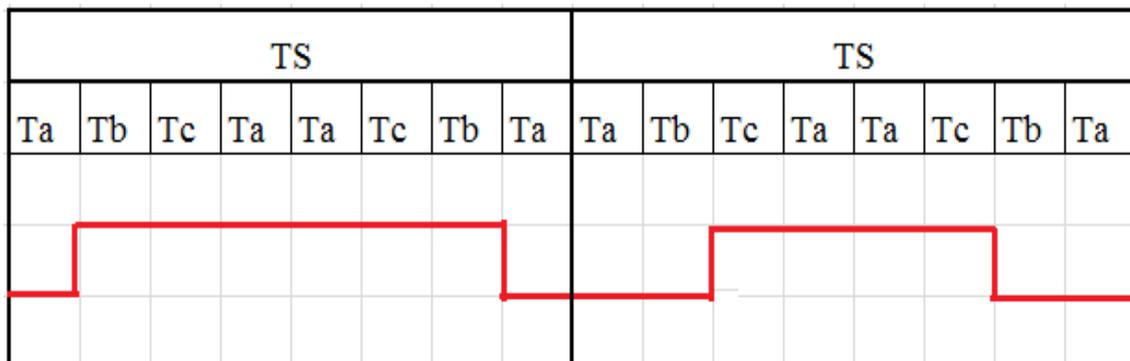
Observa-se que a componente fundamental está centrada em 60Hz. Medindo a THD do sinal, tem-se:

$$\text{THD} = 3\%$$

## 2.4 Modulação *Space Vector PWM*

A *Space Vector Pulse Width Modulation* (SVPWM) é a técnica de modulação mais recente que a SPWM, e apresenta um baixo ruído harmônico, uma redução do número de comutações dos interruptores e maiores índices de modulação (BATISTA, 2006). Essa técnica de modulação tem o objetivo de controlar os MIT, dentre outras aplicações. Ela deve ser capaz de gerar um sinal trifásico pulsado que, quando aplicados nos interruptores de um circuito de potência, é capaz de controlar um MIT com relativas vantagens em relação ao difundido SPWM. A SVPWM é uma técnica de modulação estritamente digital, cujos pulsos são construídos pelo controle da largura de pulsos do período ( $T_s$ ) do PWM, diretamente na porta do microcontrolador ou microprocessador, conforme está apresentado na Figura 21. A SVPWM também tem relevantes atributos para um melhor desempenho das máquinas elétricas, entre eles se destacam: diminuição da THD, maior faixa de operação linear, diminuição das perdas por efeito Joule devido à dinâmica de comutação das chaves eletrônicas e uso mais eficiente da tensão DC. A SVPWM busca determinar o controle das chaves comutadoras, determinando o tempo dos estados ON/OFF em função da posição instantânea do vetor de referência (LOONG, 2008).

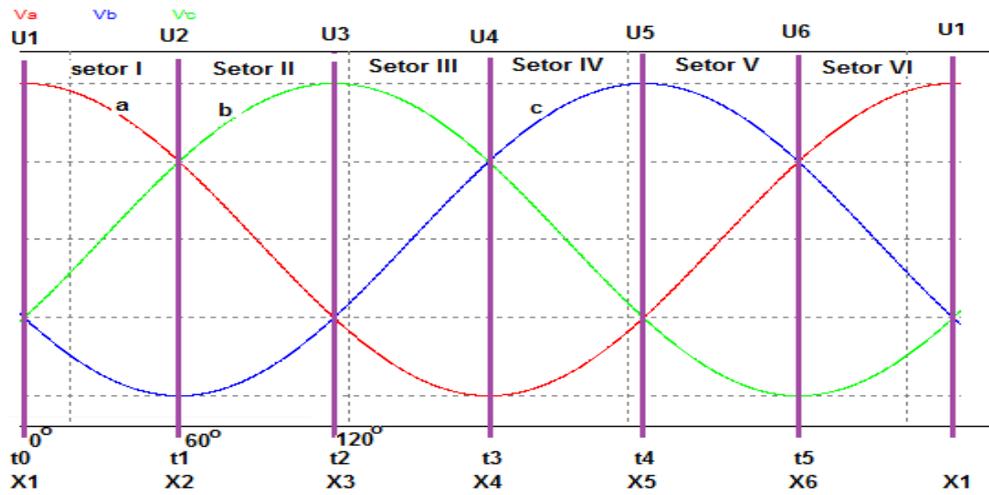
Figura 21- Ilustração de dois períodos do sinal SVPWM ( $T_s$ )



Fonte: Autor

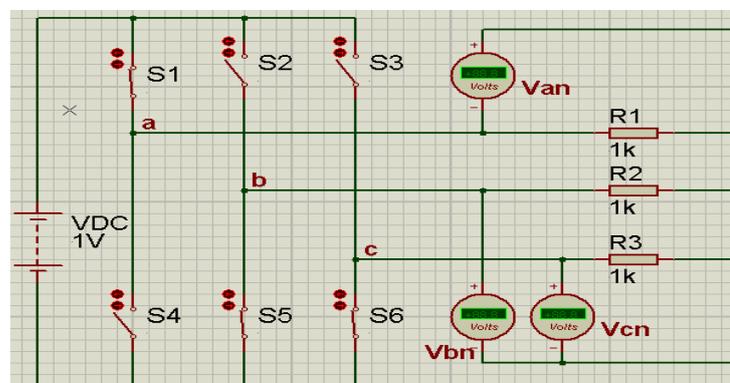
A primeira etapa na geração do SVPWM, para a geração de um baixo número de comutações, é dividir o período do sinal senoidal nos pontos onde pelo menos dois sinais se cruzam, passando a serem esses pontos a região de comutação, e decorrente disso, o período fica dividido em seis seções que passam a serem chamadas de setores (WU *et al*, 2014). A Figura 22 apresenta esse mapeamento.

Figura 22- Sinal senoidal trifásico dividido em seis setores



Observa-se na Figura 22, que existem seis momentos de comutação (X1, X2,..., X6) no intervalo de um período do sinal modulante, e eles estão associados às chaves de potência. Os pontos de cruzamentos estão espaçados de  $60^\circ$  entre si, e esses pontos demarcam o início e o fim de um determinado setor, e cada ponto de cruzamento está associado a um estado. O circuito da Figura 13 foi simplificado alterando-se as chaves de potência IGBT por simples chaves ON/OFF e o motor por cargas resistivas ligadas em uma configuração estrela. O resultado está apresentado na Figura 23.

Figura 23- Arquitetura de um circuito de potência de dois níveis



Fonte: Autor

As chaves inferiores são complementares às chaves superiores, ou seja, S4 é complementar à S1, S5 é complementar à S2 e S6 é complementar à S3. Essa imposição possibilita que não haja condução simultânea entre as chaves S1/S4, S2/S5 e S3/S6, evitando um possível curto circuito entre a tensão de barramento DC e o GND. Efetivamente somente os interruptores superiores (S1, S2, S3) permitem a geração de estados de comutação. O total de estados de comutação são  $2^3$ . Dessa forma existem apenas 8 configurações possíveis para as operações em um circuito de conversão de dois níveis. O circuito da Figura 23 foi simulado no PROTEUS com todos os possíveis estados de comutação e o resultado está apresentado na tabela 2.

Tabela 2- Resultados da simulação da figura 23

Estados	S1	S2	S3	VaN	VbN	VcN
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	+2/3	-1/3	-1/3
2	1	1	0	+1/3	+1/3	-2/3
3	0	1	0	-1/3	+2/3	-1/3
4	0	1	1	-2/3	+1/3	+1/3
5	0	0	1	-1/3	-1/3	+2/3
6	1	0	1	+1/3	-2/3	+1/3
7	1	1	1	0	0	0

Fonte: Autor

Verifica-se que a tensão máxima de saída em um sistema de dois níveis é  $(2/3) \cdot V_{cc}$  (PEREIRA FILHO, 2007). Esse mapeamento dos vetores apresenta um baixo número de comutações e, em decorrência disso, baixas perdas de chaveamentos são observadas e, essas características são desejáveis em qualquer sistema chaveado. Porém, a saída apresenta uma composição harmônica muito elevada que pode ser minimizada com outras sequências de chaveamento da técnica SVPWM (KUSHWAH, 2014).

#### 2.4.1 Implementação da técnica SVPWM

A SVPWM tem a missão de gerar um sinal trifásico chaveado com características próximas a dos controladores senoidais e, para isso, precisa ter: baixa distorção harmônica, baixas perdas de comutação, extensa região de operação linear, entre outras. Diferente da técnica SPWM que gera o sinal PWM,

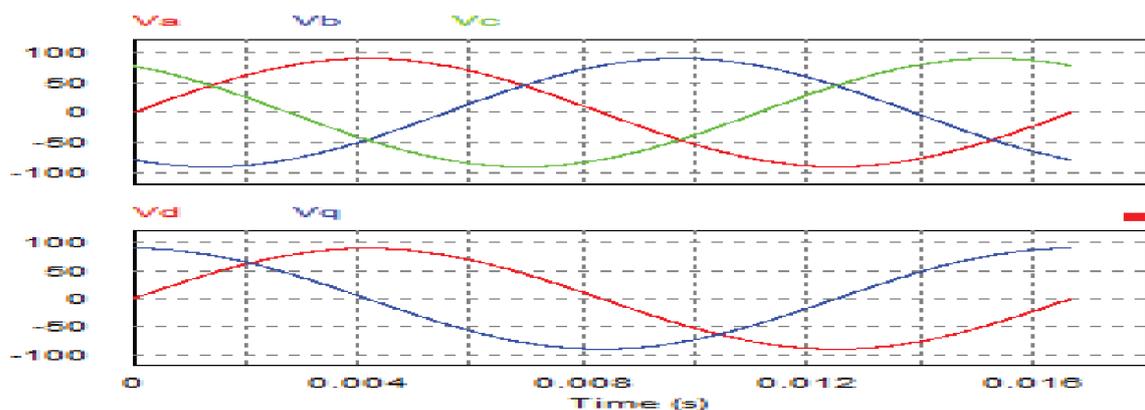
separadamente pela comparação de cada uma das três senoides, com um único sinal da portadora (triangular), a SVPWM trata os três sinais senoidais como se fossem um único sinal, chamado de tensão de referência ( $V_{ref}$ ). Esse sinal de referência contém as características dos três sinais senoidais e deve ser representado na saída pela variação dos estados dos interruptores (S1, S2 e S3) (BADRAN *et al*, 2013).

Os motores de indução trifásicos simétricos apresentam uma complexa modelagem devido às três fases defasadas de  $120^\circ$ . Uma transformação desse sistema para um sistema bifásico é possível pela utilização da transformada de Clark, que é uma transformada linear para sistemas trifásicos. Efetivamente ela transforma uma máquina trifásica simétrica (plano abc), em uma máquina bifásica simétrica (plano  $\alpha\beta 0$ ), onde é gerado o sinal  $V_{ref}$ , usado no algoritmo SVPWM, com as vantagens de manter as variáveis de torque, potência e número de polos constantes (TEIXEIRA, 2012). A transformada de Clarke pode ser aplicada analiticamente pela equação (12) (PONDER, 2015).

$$|V_{ref}| = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \left(\frac{2}{3}\right) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

Onde:  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$  são as tensões no plano abc e  $V_d$  (real) e  $V_q$  (imaginário) são as tensões transformadas para o plano  $\alpha\beta 0$  (ortogonal). A Figura 24 mostra o resultado da transformada de Clark de um sinal trifásico em um bifásico no domínio do tempo simulado no *software* PSIM.

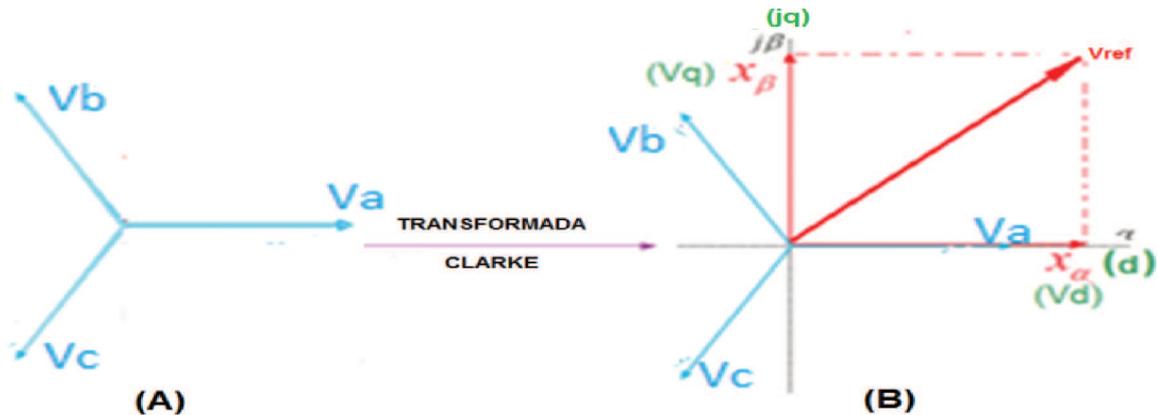
Figura 24- Sinal trifásico convertido para um sinal bifásico



Fonte: Autor

Observa-se, graficamente, a relação entre esses planos na Figura 25, onde: a Figura 25 (A) apresenta o plano abc e Figura 25 (B) mostra conjunção do plano abc, plano ortogonal e o vetor Vref.

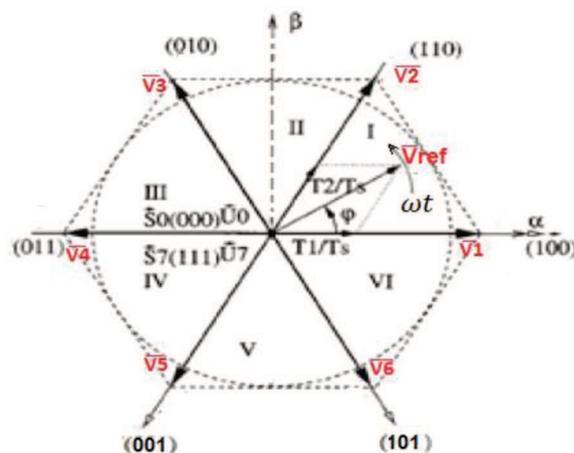
Figura 25- Vetores no plano abc e no plano  $\alpha\beta 0$  (ortogonal)



Fonte: Adaptada de PONDER (2015)

A Figura 26 apresenta um diagrama do espaço de vetores com a representação dos seis vetores ativos ( $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ ), assim como os seis setores com um arco de  $60^\circ$  cada um, perfazendo um período de  $360^\circ$ . Cada setor é uma região entre três vetores, dois ativos e um nulo, onde o vetor  $V_{ref}$  gira em uma velocidade constante através de todos os setores para a geração do sinal senoidal de saída.

Figura 26- Espaço de vetores (plano hexagonal) com os respectivos setores e  $V_{ref}$



Fonte: Adaptada de ABOOD (2014)

De acordo com a Figura 26, existe uma relação direta entre o tempo T1 do vetor V1 e T2 do vetor V2 e a tensão Vref. Essa relação está expressa na equação (13).

$$|V_{ref}| = \left(\frac{T1}{T_s}\right) |V1| + \left(\frac{T2}{T_s}\right) |V2| \quad (13)$$

onde:

Ts é o período de chaveamento do PWM;

T1= duração do tempo sobre um vetor do setor x (x=I a VI);

T2= duração do tempo sobre o outro vetor setor x.

Essa relação vale para todos os demais vetores (trocando-se os seus índices). Os tempos de permanência dos sinais T1, T2 e T0 dos vetores de estado estão relacionados aos sinais. As equações (14), (15) e (16) permitem calcular esses tempos (SURESH *et al*, 2014).

$$T1 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot m \cdot Ts \cdot \sin\left(n \cdot \left(\frac{\pi}{3}\right) - \emptyset\right) \quad (14)$$

$$T2 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot m \cdot Ts \cdot \sin\left(\emptyset - (n - 1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \quad (15)$$

$$T0 = Ts - T1 - T2 \quad (16)$$

As equações (14) e (15) podem ser reescritas como:

$$T1 = K \cdot \sin\left(n \cdot \left(\frac{\pi}{3}\right) - \emptyset\right) \quad (17)$$

$$T2 = K \cdot \sin\left(\emptyset - (n - 1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \quad (18)$$

$$K = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot m \cdot Ts \quad (19)$$

onde:

n = número do setor (1...6);

Ts = tempo do período do SVPWM;

$\emptyset$  = ângulo de rotação do vetor Vref; e

$m$  = índice de modulação, dado por  $V_{ref}/V_{dc}$ .

As equações (14) e (15) foram reescritas para se obter uma parcela estática ( $K$ ), que define as características do sinal de saída, e uma parcela dinâmica, que determina a amplitude normalizada em função rotação do vetor  $V_{ref}$ . O valor do período ( $T_s$ ) do sinal SVPWM deve ser calculado pela equação (20).

$$T_s = \frac{1}{N_p * f} \quad (20)$$

onde:

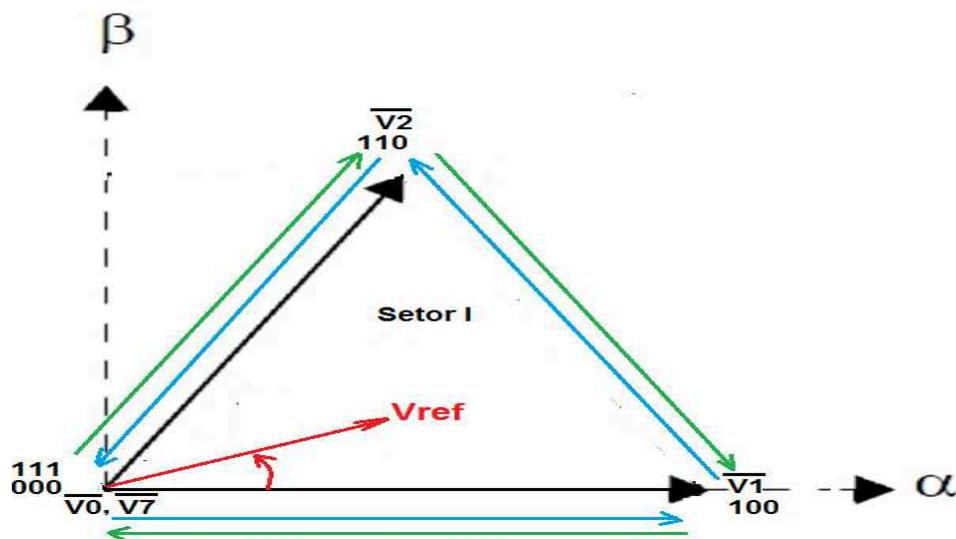
$N_p$  é o número de períodos ( $T_s$ ) da PWM ;

$f$  é a frequência em Hertz.

#### 2.4.2 Estratégia da modulação SVPWM

Observa-se na Figura 26 que o vetor  $V_{ref}$  gira em uma velocidade constante através dos setores: setor I ( $V_1$ - $V_2$ ); setor II ( $V_2$ - $V_3$ ); setor III ( $V_3$ - $V_4$ ); setor IV ( $V_4$ - $V_5$ ); setor V ( $V_5$ - $V_6$ ) e setor VI ( $V_6$ - $V_1$ ). Cada setor opera com uma sequência convencional de chaveamento característico a ele, e a Figura 27 apresenta a do setor I.

Figura 27- Sequência convencional de chaveamento do setor I



Fonte: Autor

A sequência de chaveamento convencional do setor I acontece em duas etapas, a primeira indicada pela seta no sentido anti-horário, com origem no vetor 0 (nulo) e destino ao vetor 7 (nulo) e, em seguida, indicada pela seta na sequência horária, com origem no vetor 7 e destino ao vetor 0. Essa sequência gera oito vetores de chaveamentos sequenciais que estão apresentados na tabela 3.

Tabela 3- Vetores de chaveamento de acordo com o setor I

Setor I	tempo	t0	t1	t2	t3	t4	t5	t6	t7
	Vetores	000	100	110	111	111	110	100	000

Fonte: Autor

Aplicando-se o chaveamento sequencial para os setores restantes, foram gerados os vetores de chaveamento conforme apresentados na tabela 4. Os tempos t0 a t48 são eventos sequências em específico para modulação SVPWM de seis conjuntos vetores ( $N_p=6$ ).

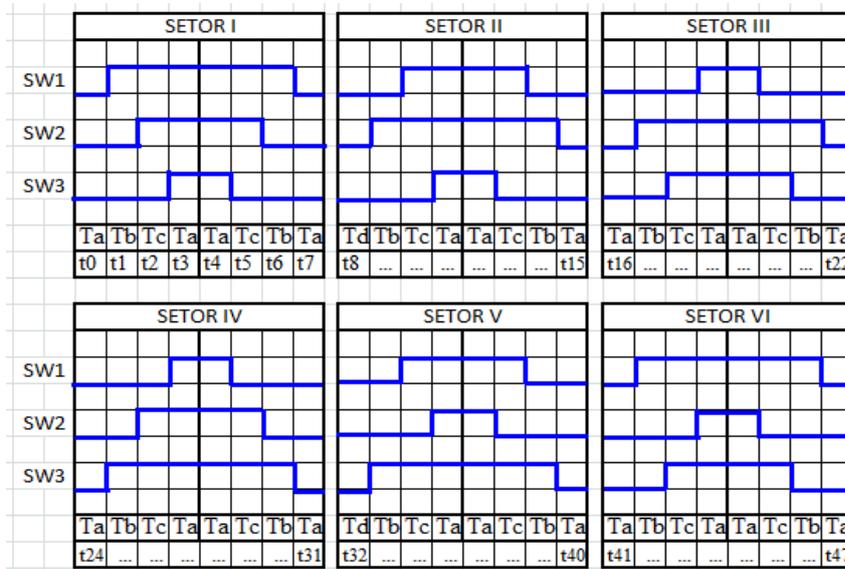
Tabela 4- Vetores de chaveamento dos setores II a VI

Setor II	tempo	t8	t9	t10	t11	t12	t13	t14	t15
	Vetores	000	010	110	111	111	110	010	000
Setor III	tempo	t16	t17	t18	t19	t20	t21	t22	t23
	Vetores	000	010	011	111	111	011	010	000
Setor III	tempo	t24	t25	t26	t27	t28	t29	t30	t31
	Vetores	000	001	011	111	111	011	001	000
Setor IV	tempo	t32	t33	t34	t35	t36	t37	t38	t38
	Vetores	000	001	101	111	111	101	001	000
Setor V	tempo	t40	t41	t42	t43	t44	t45	t46	t47
	Vetores	000	100	101	111	111	101	100	000

Fonte: Autor

As informações dos vetores de chaveamento das Tabelas 3 e 4 podem ser representadas em um diagrama de estados dos interruptores/setores. A Figura 28 apresenta essa representação.

Figura 28- Diagrama de estados



Fonte: Adaptada de LOONG (2008)

Os tempos  $T_a$ ,  $T_b$  e  $T_c$  são tempos de permanência de cada vetor de chaveamento sobre as chaves. Esses tempos são calculados de acordo com as equações (14) a (19), aplicados nos respectivos setores (I a VI) onde  $T_a = T_0/4$ ,  $T_b = T_1/2$  e  $T_c = T_2/2$ . Os tempos  $T_0$ ,  $T_1$  e  $T_2$  podem ter valores iguais ou diferentes, sendo que, eles decorrem da magnitude e posição relativa do vetor  $V_{ref}$  no plano ortogonal (RAHMAN *et al*, 2013), (TRIPURA *et al*, 2011), (YU, 1999).

### 2.4.3 Qualidade do sinal de saída

O nível de distorção harmônica do sinal de saída está diretamente relacionado ao número de pulsos do sinal SVPWM por período do sinal de saída, identificado neste trabalho por  $N_p$ . Um menor número de  $N_p$  implica em um sinal de saída com um número maior de harmônicas acoplado ao sinal e vice-versa. Ele indica o número de posições que o vetor de referência tem no espaço hexagonal, conhecida como posições de estacionamento do vetor de referência. Devido à velocidade constante de rotação do vetor  $V_{ref}$ , esses pontos discretos estão

equidistantes uns dos outros, e essa distância é expressa por um ângulo identificado neste trabalho por  $\hat{A}$ , que é determinado pela equação (21).

$$\hat{A} = \frac{2\pi}{Np} \quad (21)$$

onde:

$Np \geq 6$  ; para garantir pelo menos uma representação por setor.

Dependendo do valor escolhidos para  $Np$ , que determina o ângulo de deslocamento do vetor  $V_{ref}$ , os valores de  $T_0$ ,  $T_1$  e  $T_2$  podem se repetir em todos os setores.

#### **2.4.4 Simulações e resultados da SVPWM**

Este item tem o objetivo de simular os conceitos apresentados sobre a modulação SVPWM, através de um controlador para motor de indução trifásico, com uso de um microcontrolador conhecido como PIC18F4550, e a medida da distorção harmônica total.

##### **2.4.4.1 Inversor trifásico com modulação SVPWM**

O circuito da Figura 18, desenhado no PROTEUS, foi utilizado para a simulação da geração do sinal SVPWM. Os tempos das larguras do nível alto e baixo do período do mesmo foram calculados de acordo com as equações 17 a 19. Essas equações são do tipo transcendental e se caracterizam por serem complexas para os microcontroladores e, conseqüentemente, as suas resoluções são demoradas.

Diante desse cenário surge uma preocupação em realizar o processamento dessas equações em tempo hábil, para geração de um sinal trifásico de 60Hz, ou seja, gerar um período de um sinal senoidal no tempo de 16,6666 ms. Para isso foi simulado no microcontrolador proposto a equação 17, a qual foi escrito em um programa em linguagem C. O resultado obtido foi um tempo de 1,15ms, para o cálculo de  $T_1$ , tempo esse totalmente incompatível com a necessidade da geração

de um sinal senoidal em um período de 16,6666ms. Essa simulação mostra a inviabilidade desse microcontrolador no controle de um MIT com modulação SVPWM, com cálculos de suas variáveis em tempo real. Uma alternativa a essa modulação no controle de um MIT, de forma limitada, é com o uso de tabelas pré-programadas. E nesse particular, apresenta características similares à modulação SPWM, já apresentada anteriormente.

#### 2.4.4.2 Simulação da geração de um sinal trifásico com $N_p=6$

Para atingir esse objetivo foi necessário construir as tabelas pré-programadas com auxílio de uma planilha de cálculo, e para isso, alguns parâmetros foram definidos. São eles:

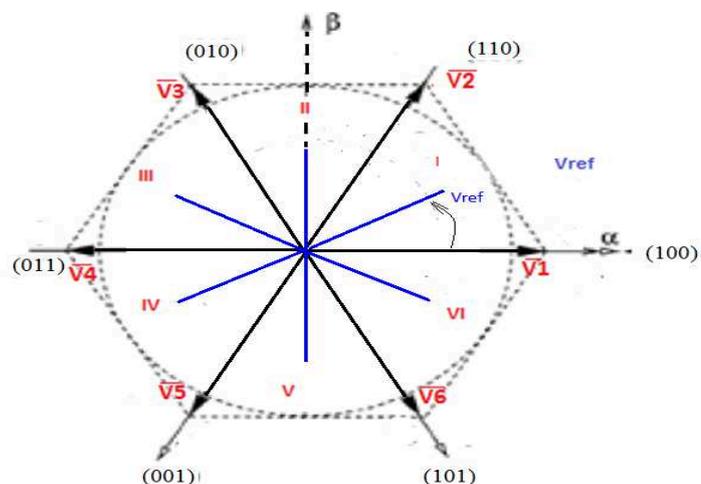
- $m=1$  ( índice de modulação);
- $f=60\text{Hz}$  ( frequência do sinal de saída);
- $N_p=6$  (Número de períodos ( $T_s$ ) do sinal SVPWM para um período ( $T$ ) do sinal de saída).

#### 2.4.4.3 Cálculos das posições de estacionamento do vetor de referência

O ângulo  $\hat{A}$  de deslocamento do vetor de referência é calculado pela equação (21). A Figura 29 apresenta o plano hexagonal resultante.

$$\hat{A} = \frac{2\pi}{N_p} = \frac{2\pi}{12} = 1,047\text{rad} (60^\circ)$$

Figura 29- Plano hexagonal com as posições dos vetores de referência para  $N_p=6$



Fonte: Adaptada de ABOOD (2014)

#### 2.4.4.4 Cálculo do período do sinal SVPWM e dos tempos

O período é calculado pela equação (20).

$$T_s = \frac{1}{Np*f} = \frac{1}{6*60} = \frac{1}{360} \text{ [s]}$$

A partir das equações apresentadas em (17), (18) e (19) foi possível calcular os tempos de T1, T2 e T0, cujos resultados estão apresentados na Tabela 5.

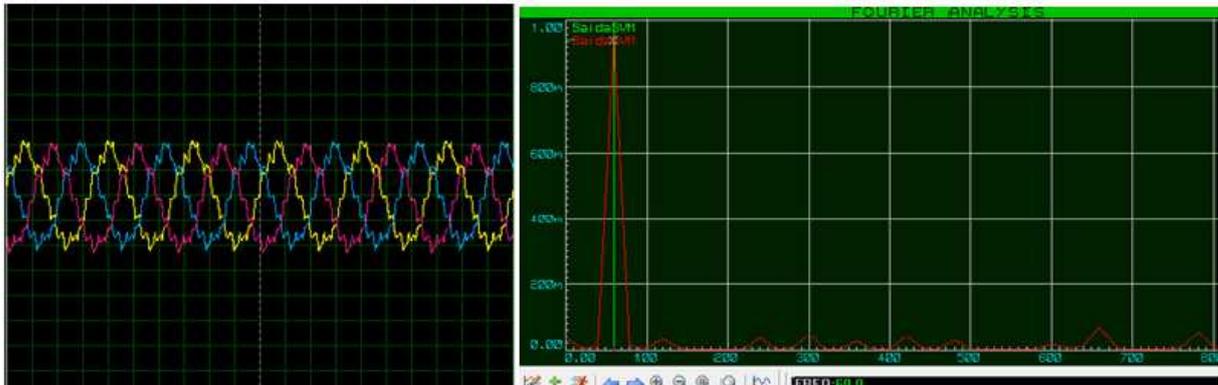
Tabela 5- Valores calculados de K, T0, T1 e T2

Vdc	100	Ângulo		Setores n	Tempos(s)			
		Graus	Radianos		T0	T1	T2	Ts
Vref	50							
Ts	2,78E-03	30	0,523599	1	1,57E-03	6,01E-04	6,01E-04	2,78E-03
m	5,00E-01	90	1,570796	2	1,57E-03	6,01E-04	6,01E-04	2,78E-03
K	1,20E-03	150	2,617994	3	1,57E-03	6,01E-04	6,01E-04	2,78E-03
Freq	6,00E+01	210	3,665191	4	1,57E-03	6,01E-04	6,01E-04	2,78E-03
		270	4,712389	5	1,57E-03	6,01E-04	6,01E-04	2,78E-03
		330	5,759587	6	1,57E-03	6,01E-04	6,01E-04	2,78E-03

Fonte: Autor

Observa-se com a Tabela 5 que dentro de um setor os tempos T0, T1 e T2, existem valores iguais em função do deslocamento do vetor Vef. Conforme apresentado na Figura 29, o vetor Vref se desloca no setor I de 30°. Os mesmos valores de T0, T1 e T2 do setor I são utilizados nos setores II a VI, isso porque o deslocamento angular do vetor Vref em cada setor apresenta o mesmo deslocamento relativo, caso contrário essa repetição não ocorreria.

Foi feito uma simulação no PROTEUS com os dados da tabela 5 e o resultado está apresentado na Figura 30

Figura 30- Sinal trifásico e seu espectro para  $N_p=6$ 

Fonte: Autor

Observa-se na Figura 30 que o sinal trifásico é muito ruidoso, o que exigiria um  $N_p > 6$  para minimizar o ruído harmônico.

Novamente, a partir das equações apresentadas em (17) a (19) foi possível calcular os tempos de  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_0$ , para  $N_p=12$ ,  $N_p=18$  e  $N_p=24$ . Com os valores obtidos foram feitas algumas simulações no PROTEUS e foram obtidas as respectivas distorções harmônicas (THD), e o tempo mínimo ( $T_{min}$ ) de permanência do vetor. O resultado de todas as simulações SPWM está apresentado na Tabela 6.

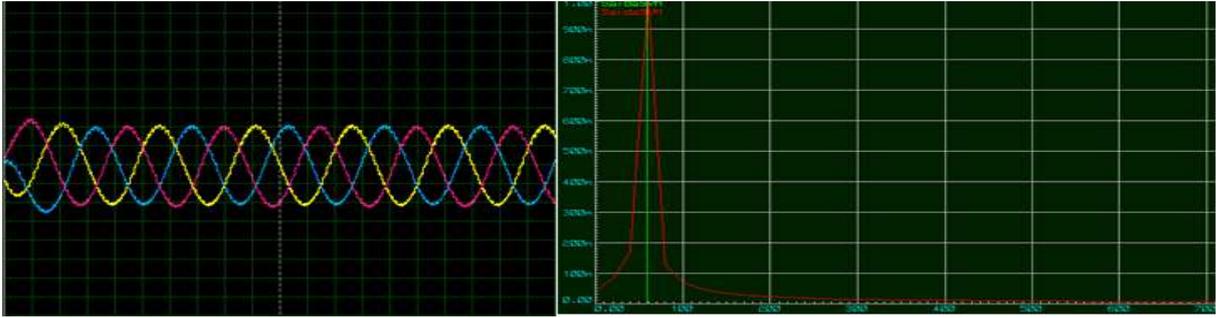
Tabela 6- Resultado da simulação da SPWM para  $N_p=6, 12, 18$  e  $24$ 

n	THD(%)	$T_{min}$
6	13,90	1,57E-03
12	4,96	1,56E-04
18	4,71	1,04E-04
24	4,06	3,92E-05

Fonte: Autor

Conforme os dados apresentados na tabela 6, a modulação SVPWM com  $n=24$ , é mais adequado por apresentar o menor THD e um tempo mínimo de permanência do vetor de  $39\mu s$ , compatível com o tempo de processamento do microcontrolador usado. O resultado do sinal trifásico gerado para  $n=24$  e sua análise espectral está apresentado na Figura 31.

Figura 31- Saída do controlador SVPWM para 24 períodos do sinal SVPWM



Fonte: Autor

## 2.5 A escolha da técnica do controlador do MIT para o Portão Automático

Após o estudo das três técnicas de modulação para o controle do MIT, ao qual se destacam as principais características: SIX-STEP é de simples implementação, apresenta um baixo número de comutações dos interruptores, gera um alto ruído harmônico com um THD de 8.1% e, não permite o controle do torque. O SPWM é de simples implementação, porém um pouco mais complexo do que o SIX-STEP, apresenta um baixo ruído harmônico, com um THD de 3%. O SVPWM apresenta uma implementação mais complexa, um relativo baixo ruído harmônico com um THD de 4,06%, decorrente da limitação de processamento do PIC18F4550. A técnica escolhida para o controle do MIT é a SPWM por apresentar o menor THD.

### 2.5.1 Controle da rotação do MIT do portão

Devido à limitação de memória de programa do PIC18F4550, composta de 32kB de FLASH, fica definido um total de 12 velocidades para abertura e fechamento do portão automático e o sentido da rotação é feito por uma chave eletrônica. O total de memória usada pelas tabelas de pré-programadas é de: 12936B, sendo o restante utilizado para as demais atividades de controle do portão. O controle do motor do portão é do tipo escalar, ou seja, é um controle de malha aberta onde busca-se manter o torque constante nas mais diversas velocidade

utilizadas. As frequências utilizadas são: 5,10,15,20,25,30,35,40,45,50,55 e 60Hz, sendo que a frequência de 5Hz, na aceleração, tem-se o objetivo de apresentar um torque mais elevado para vencer a inércia do portão, quando o mesmo esta em repouso. O torque é mantido constante pelo controle do V/f constante e, para determinação dos valores foi desenhado um circuito de controle de MIT no simulador PSIM para determinação dos valores dos índices de modulação para as frequências em questão. Algumas simulações foram executadas no PSIM, para o levantamento dos dados necessários para determinação do valor do índice de modulação, para manter o torque constante nas velocidades pré-programadas. A tabela 7 apresenta resumidamente os valores obtidos.

Tabela 7- Valores do índice de modulação (m) para v/f constante

Freq(Hz)	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
m	0,35	0,3	0,35	0,40	0,46	0,54	0,58	0,67	0,74	0,83	0,9	1
v/f	3,61	2,92	2,9	2,9	2,82	2,87	2,9	2,85	2,92	2,82	2,89	2,92

Fontes: Autor

## 2.6 Geração das tabelas pré-programadas e simulações das suas funcionalidades

### 2.6.1 Geração das tabelas pré-programadas

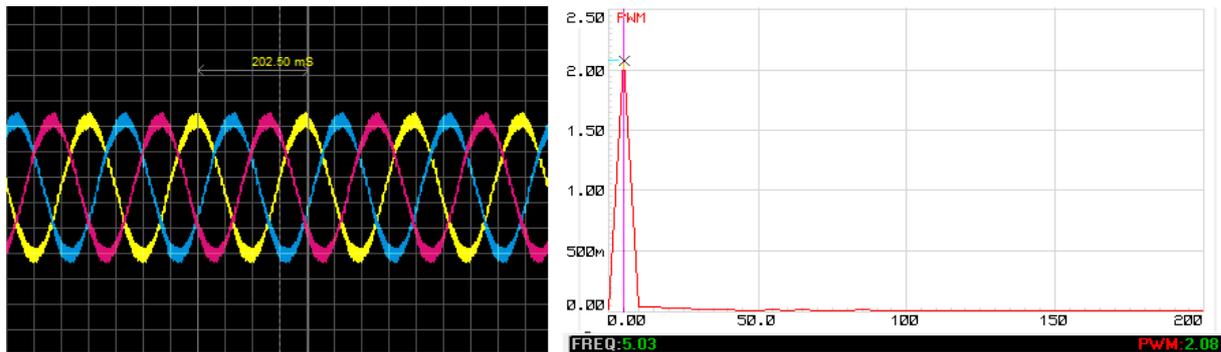
A partir das equações (7) a (10) foram geradas 13 planilhas no EXCEL para a criação de 13 conjuntos de vetores (o 5Hz têm dois conjuntos de vetores, sendo um com *boost de tensão* e outro sem), capazes de gerar os diversos sinais trifásicos com frequências de 5Hz a 60Hz, em passos de 5Hz. A seguir são apresentadas a forma de onda trifásica de saída e sua análise espectral para cada uma das frequências.

#### 2.6.1.1 Geração e simulação de um sinal trifásico de 5Hz com sobre torque

Inicialmente, foi gerado no EXCEL um conjunto de 756 vetores (21x36), o mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado mostrou-se muito ruidoso. Novos

conjuntos de vetores foram criados e simulados. O que se mostrou mais adequado, em tamanho e nível de ruído, harmônico foi a geração dos vetores a partir de 42 triângulos com 72 pontos cada (42x72) perfazendo um total de 3024 vetores. O resultado efetivo foi a geração de 3024 vetores para a geração de um sinal trifásico de 5Hz e  $m=0,35$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 32.

Figura 32- Resultado da simulação do sinal de 5Hz

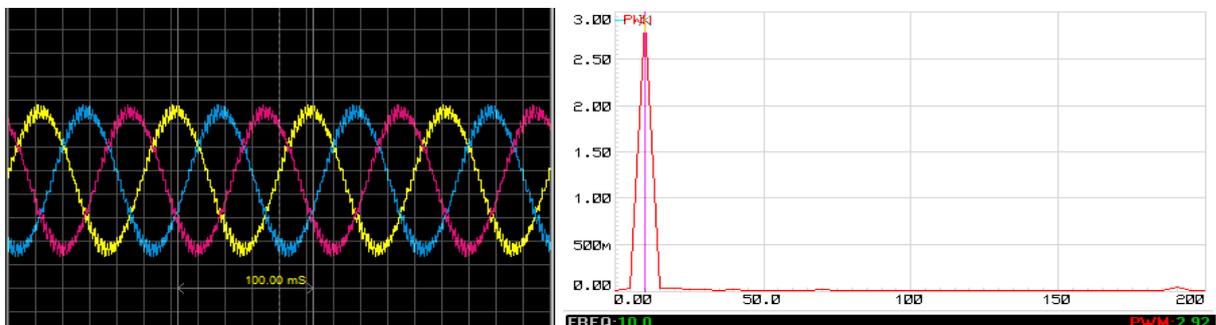


Fonte: Autor

### 2.6.1.2 Geração e simulação de um sinal trifásico de 10Hz

Foi gerado um conjunto de 1512 vetores (21x72) para a geração de um sinal trifásico de 10Hz e  $m=0,30$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 33.

Figura 33- Resultado da simulação do sinal de 10Hz



Fonte: Autor

### 2.6.1.3 Geração e simulação de um sinal trifásico de 15Hz

Foi gerado um conjunto de 756 vetores (21x36) para a geração de um sinal trifásico de 15Hz e  $m=0,35$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 34.

Figura 34- Resultado da simulação do sinal de 15Hz

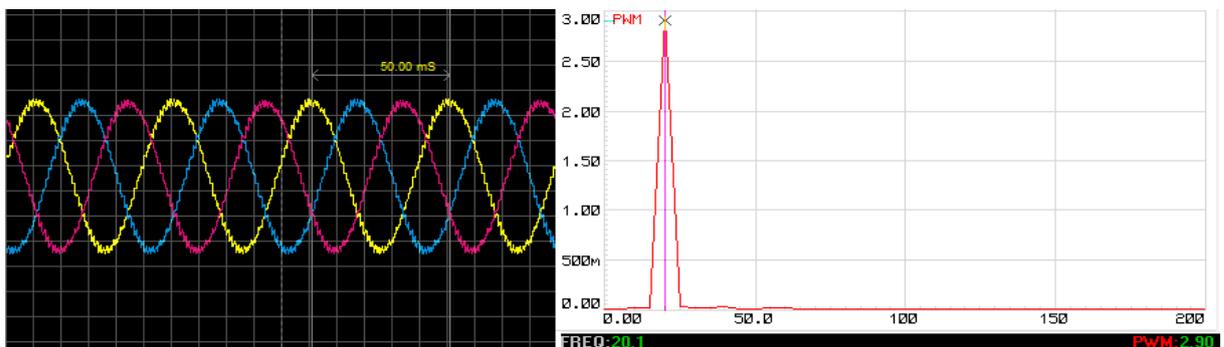


Fonte: Autor

#### 2.6.1.4 Geração e simulação de um sinal trifásico de 20Hz

Foi gerado um conjunto de 756 vetores para a geração de um sinal trifásico de 20Hz e  $m=0,40$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 35.

Figura 35- Resultado da simulação do sinal de 20Hz

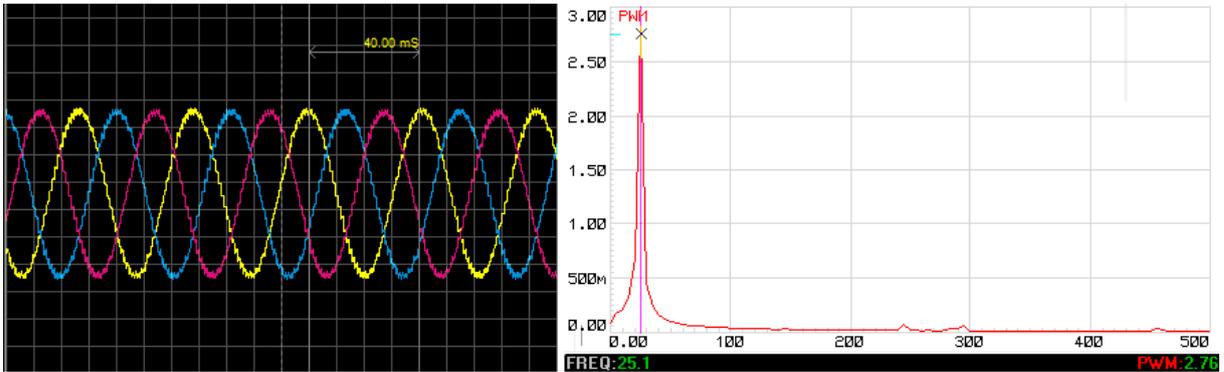


Fonte: Autor

#### 2.6.1.5 Geração e simulação de um sinal trifásico de 25Hz

Foi gerado um conjunto de 756 vetores para a geração de um sinal trifásico de 25Hz e  $m=0,46$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 36.

Figura 36- Resultado da simulação do sinal de 25Hz

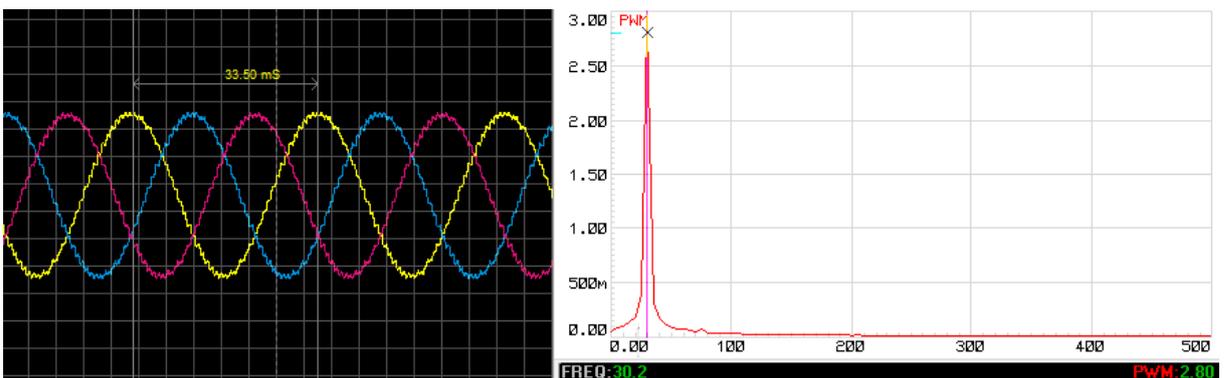


Fonte: Autor

#### 2.6.1.6 Geração e simulação de um sinal trifásico de 30Hz

Foi gerado um conjunto de 756 vetores para a geração de um sinal trifásico de 30Hz e  $m=0,54$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 37.

Figura 37- Resultado da simulação do sinal de 30Hz

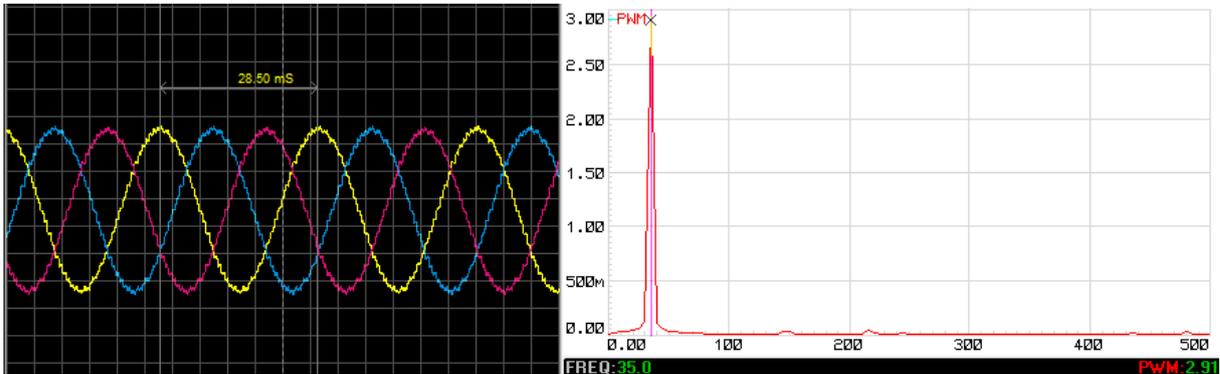


Fonte: Autor

#### 2.6.1.7 Geração e simulação de um sinal trifásico de 35Hz

Foi gerado um conjunto de 756 vetores para a geração de um sinal trifásico de 35Hz e  $m=0,58$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 38.

Figura 38- Resultado da simulação do sinal de 35Hz

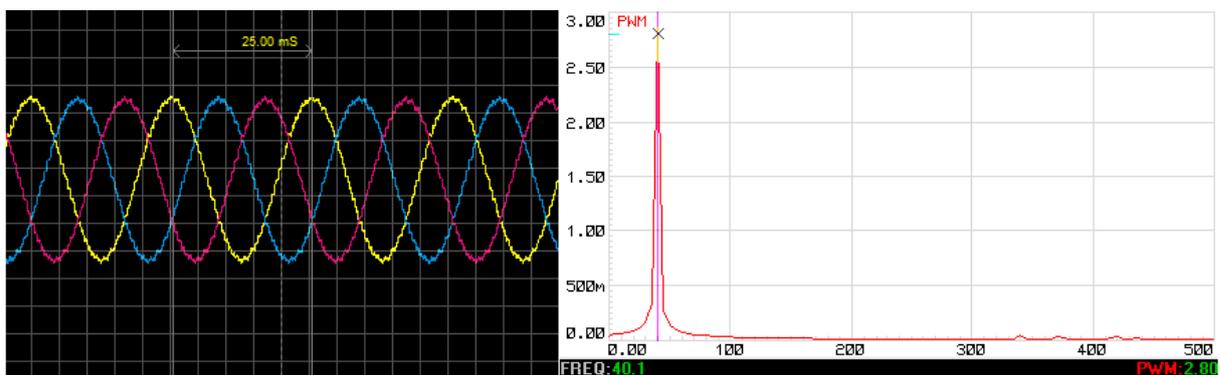


Fonte: Autor

#### 2.6.1.8 Geração e simulação de um sinal trifásico de 40Hz

Foi gerado um conjunto de 756 vetores para a geração de um sinal trifásico de 40Hz e  $m=0,67$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 39.

Figura 39- Resultado da simulação do sinal de 40Hz



Fonte: Autor

#### 2.6.1.9 Geração e simulação de um sinal trifásico de 45Hz

Foi gerado um conjunto de 756 vetores para a geração de um sinal trifásico de 45Hz e  $m=0,74$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 40.

Figura 40- Resultado da simulação do sinal de 45Hz para uma das fases



Fonte: Autor

#### 2.6.1.10 Geração e simulação de um sinal trifásico de 50Hz

Foi gerado um conjunto de 756 vetores para a geração de um sinal trifásico de 50Hz e  $m=0,83$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 41.

Figura 41- Resultado da simulação do sinal de 50Hz para uma das fases

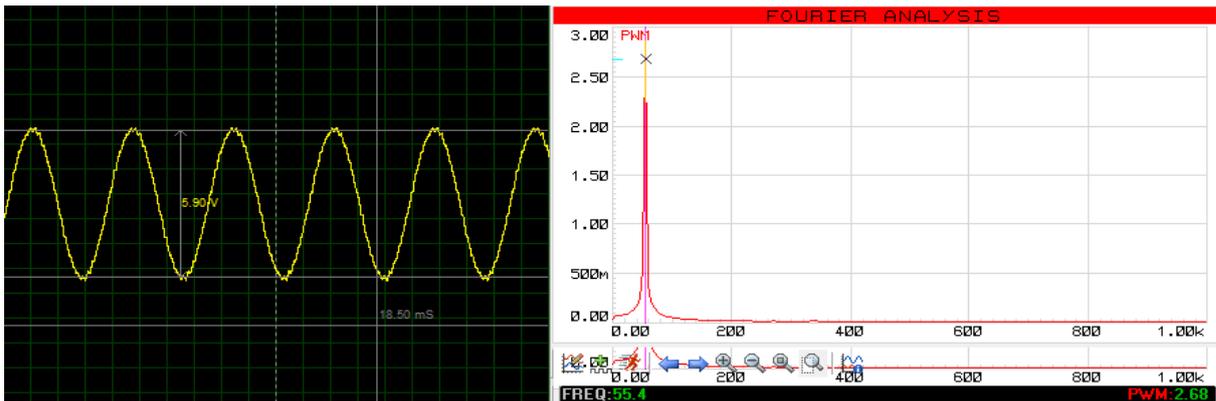


Fonte: Autor

#### 2.6.1.11 Geração e simulação de um sinal trifásico de 55Hz

Foi gerado um conjunto de 756 vetores para a geração de um sinal trifásico de 55Hz e  $m=0,90$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 42.

Figura 42- Resultado da simulação do sinal de 55Hz para uma das fases



Fonte: Autor

#### 2.6.1.12 Geração e simulação de um sinal trifásico de 60Hz

Foi gerado um conjunto de 756 vetores para a geração de um sinal trifásico de 60Hz e  $m=0,99$  no EXCEL. O mesmo foi simulado no PROTEUS e o resultado está apresentado na Figura 43.

Figura 43- Resultado da simulação do sinal de 60Hz para uma das fases



Fonte: Autor

Após a geração das 13 tabelas (sendo 12 para frequências de 5Hz a 60Hz e mais uma com boost na frequência 5Hz, usada na partida) pré-programadas nas planilhas do EXCEL e a simulação das mesmas no PROTEUS, conclui-se que, os vetores de estados contidos nessas tabelas apresentam todas as características necessárias e suficientes para controlar um MIT no controle de um portão automático em ensaios reais os quais serão realizados em uma etapa posterior.

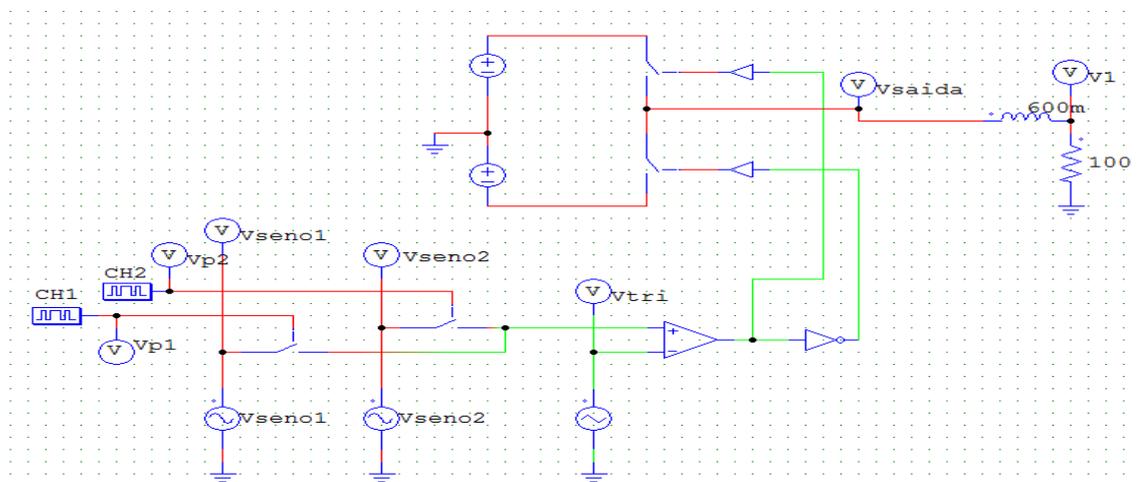
### 3. SIMULAÇÃO DAS FUNÇÕES DO PORTÃO AUTOMÁTICO

Esta etapa tem o objetivo de simular a principal característica da funcionalidade do portão automático: abertura e fechamento. Essa funcionalidade, na prática, é controlada por um controle remoto, porém, neste trabalho, ela é executada por um botão ON/OFF.

#### 3.1 Simulação da mudança de velocidade na geração das harmônicas

A mudança da velocidade rotórica implica em uma alteração da frequência do campo girante do motor, conforme apresentado na equação (1). Se essa mudança ocorrer aleatoriamente vão surgir ruídos harmônicos nesses instantes. Para visualizar esse comportamento foi desenhado no *software* PSIM um circuito gerador monofásico SPWM, apresentado na Figura 44.

Figura 44- Circuito emulador de um inversor monofásico SPWM

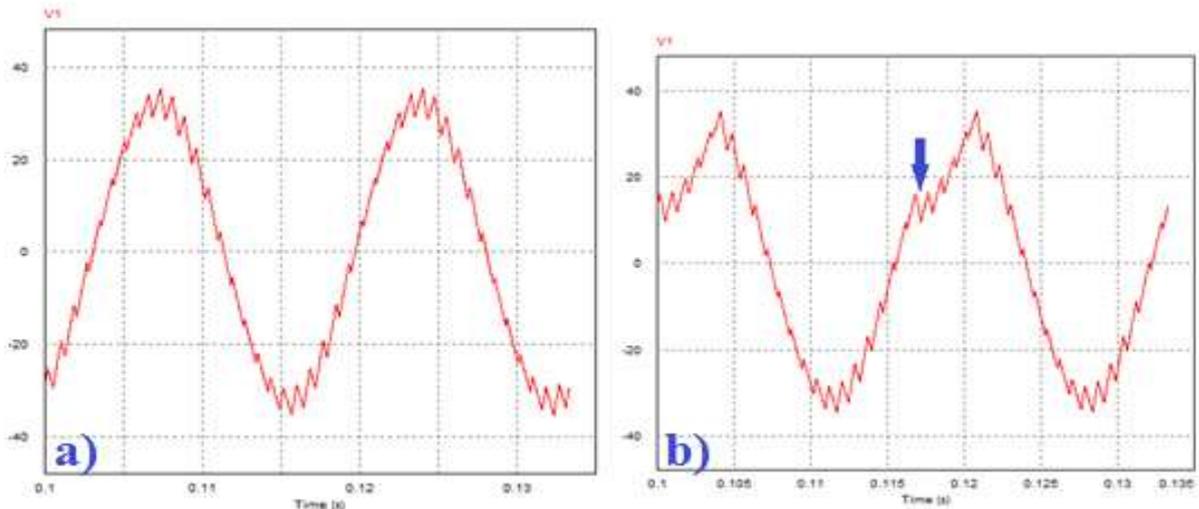


Fonte: Autor

O circuito da Figura 44 apresenta duas senóides ( $V_{seno1}$  e  $V_{seno2}$ ) de mesma amplitude e defasadas de  $90^\circ$  entre si, e, também, duas chaves comutadoras (CH1 e CH2) que têm a função de comutar os sinais senoidais para o comparador do SPWM. A Figura 45(a) apresenta o sinal de saída sem a atuação das chaves (CH1 e CH2). Isso emula a condição onde não há alteração de velocidade do motor. A Figura 45(b) apresenta o momento onde ocorreu a

comutação das chaves CH1 e CH2 aleatoriamente, representando o momento da alteração de velocidade do motor.

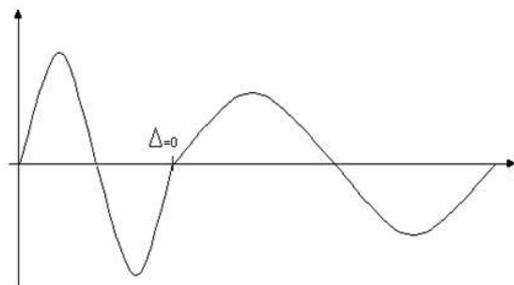
Figura 45- Comutação de velocidade



Fonte: Autor

Conclui-se por meio da Figura 45 que a comutação de velocidade de forma aleatória, causa ruídos harmônicos indesejáveis no motor, como previsto por Marcelino (1999) e, segundo o mesmo, para eliminar essa geração espúria de harmônicas na transição é necessário fazer uma sincronização conforme apresentado na Figura 46.

Figura 46- Transição em períodos diferentes

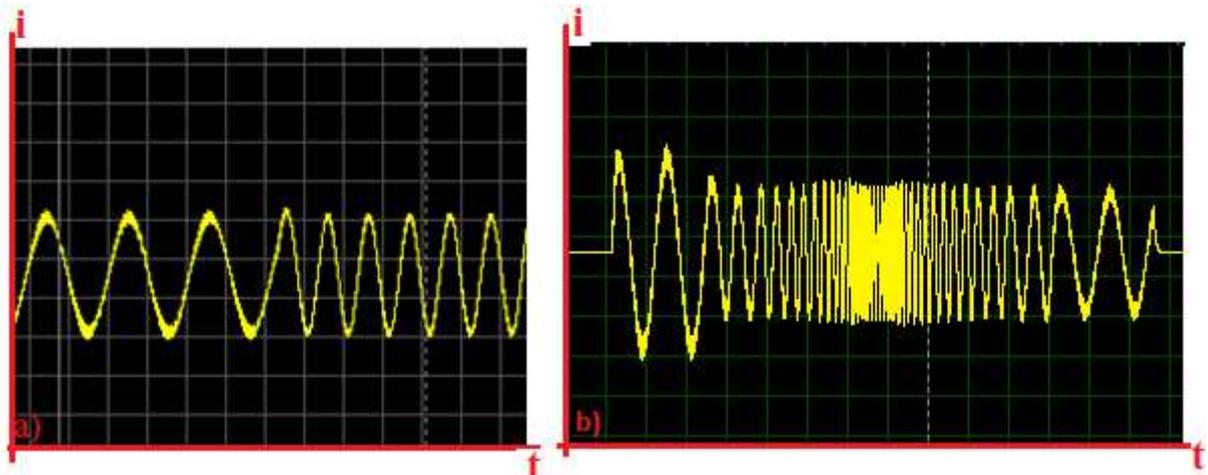


Fonte: MARCELINO (1999)

Decorrente disso, para mover o portão da origem para o destino, a velocidade deve comutar conforme apresentado na Figura 46, e manter a continuidade do sinal na variação da velocidade. Para isso as tabelas pré-programadas com os vetores de estados devem sempre ser enviadas

completamente antes de migrar para outra tabela. Foi escrito um *software* que faz a mudança da velocidade rotacional, através da mudança das tabelas pré-programadas no processamento e ocorre apenas no término da mesma, o que resulta na mudança de velocidade sem alteração de fase. Esse *software* foi compilado, carregado no PROTEUS e foi disparado uma simulação, cujo resultado está apresentado na Figura 47(a). Observa-se nesta figura que ocorreram duas alterações de velocidade do motor sem gerar alteração de fase e, conseqüentemente, sem gerar mais harmônicas no motor. Isso acontece porque o algoritmo implementado no *software* já faz a comutação da frequência aplicada no motor ocorrer na fase zero. Os sinais trifásicos apresentam amplitudes de corrente iguais para manter  $V/f =$  constante, tanto na abertura como no fechamento do portão, para isso o motor acelera/desacelera com a variação da frequência do sinal aplicado ao motor. A Figura 47 (b) apresenta a simulação de um ciclo de abertura do portão eletrônico.

Figura 47- Mudança de velocidade e abertura do portão automático com velocidade variável



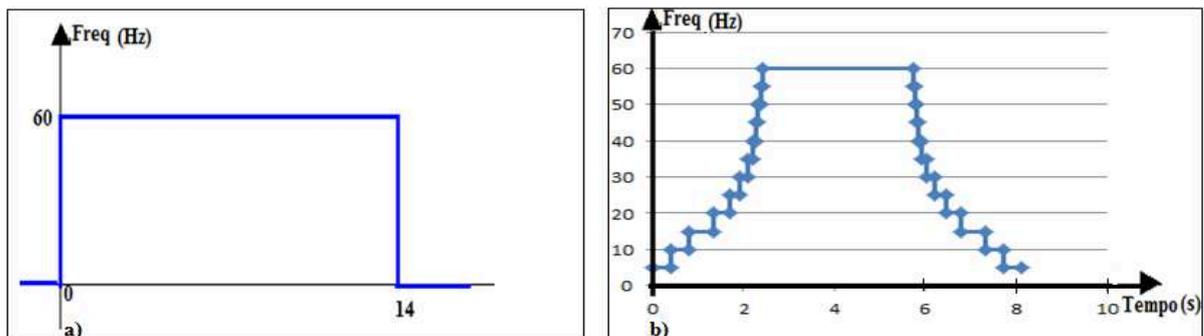
Fonte: Autor

A Figura 47 (b) apresenta o resultado da simulação da abertura do portão automático. Observa-se que o portão estava em repouso e em seguida parte lentamente com uma frequência aplicada ao motor de 5Hz, com um torque mais elevado para o portão se deslocar do repouso. Em seguida, a velocidade é aumentada para 10Hz, 15Hz,..., 55Hz e se estabiliza em 60Hz por um tempo. Em seguida, ela desacelera com velocidade de 55Hz, ...., 5Hz e para, quando identifica o fim de curso ou por um tempo pré-definido.

### 3.2 Aceleração/desaceleração do MIT

É muito comum que os portões automáticos abram/fechem de acordo com a figura 48a e, como consequência, tenham esforços e choques mecânicos, tanto na abertura como no fechamento. Isso ocorre porque o motor é desligado, com velocidade nominal, quando a folha do mesmo chega nos sensores de fim de curso e, devido a sua inércia, ele bate fortemente em seu batente causando um desconforto aos seus usuários e, conseqüentemente, comprometendo a estrutura e a vida útil das partes mecânicas do portão. Para minimizar esse inconveniente, a sugestão é fazer uma partida lenta para que não ocorram correntes intensas nos enrolamentos, minimizando dessa forma o escorregamento, e acelerar até atingir a velocidade nominal. Posteriormente desacelera igualmente até atingir o seu destino. Uma função conhecida com cosseno levantado apresenta essas características, subida e descida lenta, dessa forma foi implementado uma curva de abertura e fechamento baseada nessa função, e ela esta apresenta na figura 48b. Com a aplicação da curva 48b, a partida ocorrerá lentamente, diminuindo assim os esforços mecânicos e, conseqüentemente, minimizando a fadiga do material, o pico de corrente inicial será menor, diminuindo assim, a geração de forças sobre as bobinas, e dessa forma, diminuindo os atritos mecânicos e, conseqüentemente, preservando a isolação e aumentado a confiabilidade do sistema. No destino não haverá mais choques mecânicos e, conseqüentemente, minimizando a fadiga do material e eliminando o ruído sonoro.

Figura 48- Curva de aceleração e desaceleração do MIT na abertura e fechamento do portão

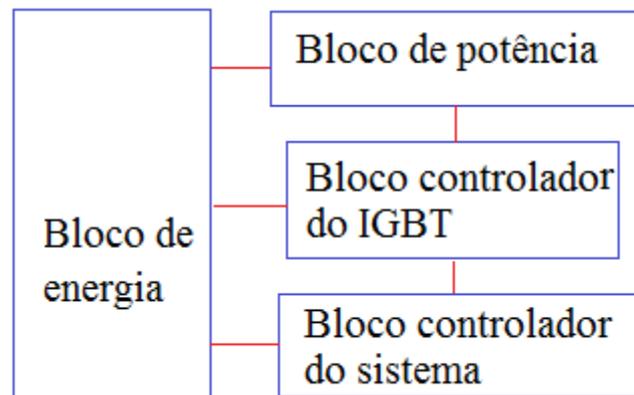


Fonte: Autor

#### 4. ENSAIOS PRÁTICOS E RESULTADOS

Esta etapa tem o objetivo de aplicar todos os conhecimentos adquiridos até esta fase e aplicá-los em um ensaio real. Para isso foi desenvolvida uma placa com os principais circuitos necessários para testar uma aplicação de controle de um portão automático. Como o objetivo é testar a funcionalidade da aplicação, na implementação não houve a preocupação com os custos e tão pouco com a otimização necessária para um produto de mercado. A figura 49 apresenta um diagrama de blocos da placa do sistema.

Figura 49- Diagrama de blocos na placa do sistema



Fonte: Autor

A seguir são descritos os diversos blocos funcionais dos sistema.

##### 4.1 Bloco de potência

Conforme ilustrado na Figura 7, o MIT é controlado por um conjunto de seis chaves eletrônicas de potência, adequadamente controladas para gerar um sinal trifásico em sua saída. Foram utilizadas como chaves eletrônicas os IGBTs FGH40N60SMD. Os IGBTs são interligados de acordo com a Figura 7(a) e, foram desenhados no *software* PCAD.

## 4.2 Bloco de controle dos IGBTs

Este bloco tem a função de interfacear o circuito de controle do portão automático que opera em baixa tensão e potência, e do outro lado, um circuito de potência que opera com altas tensões e potências. O coração deste bloco é o CI IR2130, do fabricante *International Rectifier*, construído para receber os comandos em baixa tensão e controlar elevadas tensões e potências para a carga. Outra característica é a habilidade de fazer a isolação dos dois circuitos e, como consequência, gerar um menor ruído no circuito de controle e, como benefício final, ter uma maior confiabilidade no sistema. Outra característica importante é a geração automática do tempo morto e o controle de acionamento com flutuação.

## 4.3 Bloco de alimentação

Este bloco tem duas principais funções, são elas: gerar as tensões de +5V e +12V, para o circuito de controle digital e controle dos IGBTs, e gerar alta tensão para o bloco de potência. Dentre essas funções se destacam:

- a) Circuito retificador da tensão da rede 110V/220V, com filtro capacitivo para geração da tensão DC, utilizado no bloco de potência;
- b) Circuito retificador com filtro capacitivo para geração de tensão para os reguladores de 12V e 5V;
- c) Circuito regulador chaveado DC/DC que converte 25V para 12V;e
- d) Circuito regulador linear DC/DC que converte 12V para 5V.

## 4.4 Bloco controlador do sistema

O bloco controlador lógico do sistema apresenta os circuitos necessários para controlar o bloco de controle do circuito de potência (BCCP) e interface como o meio externo. Para controlar o BCCP são necessários apenas três sinais das portas RE0, RE1 e RE2. Para comunicação como o meio externo são utilizados:

- a) Chave *push-button* 1 que simula o controle remoto do portão. Tem o objetivo de receber comandos externos tais como: abre , fecha e pare.
- b) Chave *push-button* 2 é utilizada para programação de alguns parâmetros, tais como: entrar no modo programação, entre outros;
- c) Três LEDs de sinalização para auxílio na depuração e na aplicação da sinalização de algumas operações; e
- d) Quatro *trimpots* para ajuste de parâmetros , tais como: velocidade, entre outros.

#### **4.5 Leiaute da placa de controle do portão automatico**

Esta etapa do projeto consiste em pegar o esquema elétrico, gerar uma lista das ligações entre todos os componentes do circuito. Essa lista é aproveitada por um *software* da família PCAD que possui os recursos para rotear o circuito na placa. Quando a lista é carregada por esse *software*, ele joga todos os componentes do circuito elétrico na placa de PCI de forma aleatória. Os componentes colocados na placa a partir da lista, precisam ser distribuídos dentro da placa seguindo alguns critério, tais como:

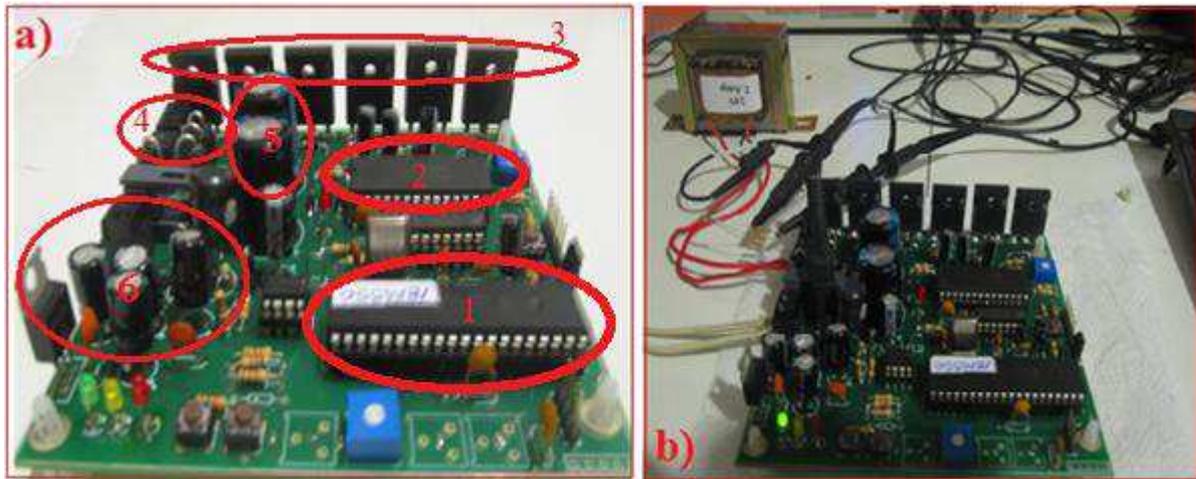
- a) Comprimento das ligações devem ser menores possíveis;
- b) Circuitos ruidosos devem ficar longe dos mais sensíveis;
- c) Posicionamento dos conectores nas posições mais convenientes;e
- d) Outros.

Após a distribuição dos componentes na placa de acordo com os critérios já apresentados, a próxima fase é a interligação dos pinos, cujas interligações são determinadas pelo mapa contido na lista. Nesta etapa, o caminho das trilhas elétricas e as espessuras devem ser observadas. Após o término do leiaute da placa do sistema, a mesma foi encaminhada para uma empresa de fabricação de PCIs em conjunto com as informações necessárias. Após o processo de fabricação a empresa retornou uma placa física.

#### **4.6 Montagem da placa**

A placa foi montada, artesanalmente, com um ferro de solda de 30W e foi utilizado o esquema elétrico para identificar os diversos componentes da placa. Na posição dos CIs foram utilizados soquetes para facilitar a depuração e manutenção. A Figura 50 (a) apresenta o estado da placa montada.

Figura 50- Placa de controle do portão automático montada



Fonte: Autor

Os blocos de circuitos da figura 50(a) são descritos a seguir:

- 1) Microcontrolador de baixo custo – PIC18F4550;
- 2) Driver de IGBT - IR2130;
- 3) Seis IGBT de alta tensão;
- 4) Retificador alta tensão;
- 5) Filtro de alta tensão; e
- 6) Fonte de alimentação de baixa tensão.

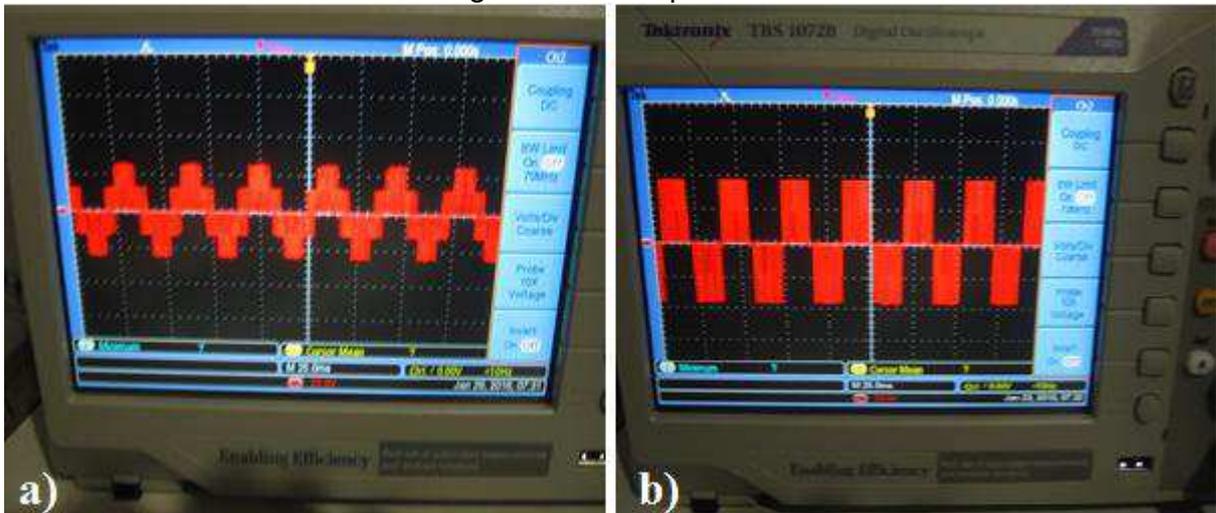
#### 4.7 Circuito gravador

A placa do sistema apresentada na Figura 50 (a) é controlada por um microcontrolador da família PIC, cujo código é PIC18F4550. Ele controla o sistema através de um programa em linguagem de máquina que foi inserido em sua memória de código. Para executar essa tarefa foi utilizado o gravador PICKIT2, mas, também, poderia ser utilizado o PICKIT3.

#### 4.8 Testes do *Hardware*

Para que a placa fosse testada, pequenos programas foram escritos em linguagem de alto nível. Neste trabalho optou-se pela linguagem de alto nível, em específico, a linguagem C. Os programas de testes, têm o objetivo de testar os diversos circuitos nas condições de operação da aplicação. A Figura 50 (b) apresenta a placa submetida aos testes de *hardware*. Uma rotina de *software* foi escrita em linguagem C com o objetivo de gerar um sinal trifásico em cima de uma carga resistiva trifásico em estrela, a partir dos vetores de estados, o programa foi compilado e enviado para a placa pelo gravador. A Figura 51 (a) apresenta o sinal de saída quando duas pontas do osciloscópio são inseridas em cima da carga, uma no ponto R e outra no ponto N, em seguida é feita uma leitura diferencial. A próxima tarefa é fazer a medição do sinal R-S em cima da carga trifásica, para isso uma das pontas do osciloscópio é deslocada da posição do ponto N e inserida no ponto S. A Figura 51 (b) apresenta a forma de onda do sinal R-S quando medido diferencialmente.

Figura 51- Ensaio para levantamento dos sinais R\_N e R\_S quando é ligada uma carga resistiva equilibrada

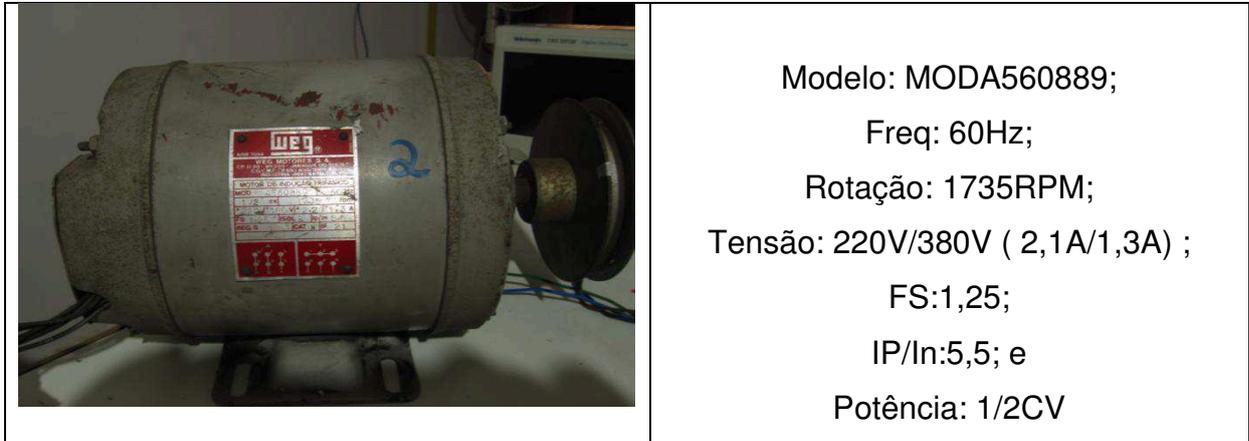


Fonte: Autor

Esses resultados mostram que o circuito de controle e de potência está habilitado a fazer os testes com alta tensão e aplicá-los em uma carga indutiva. Devido as dificuldades de se encontrar um MIT de tensão de 127V até esta etapa do

trabalho, um outro motor foi utilizado para executar alguns testes preliminares. O motor utilizado está apresentada na Figura 52.

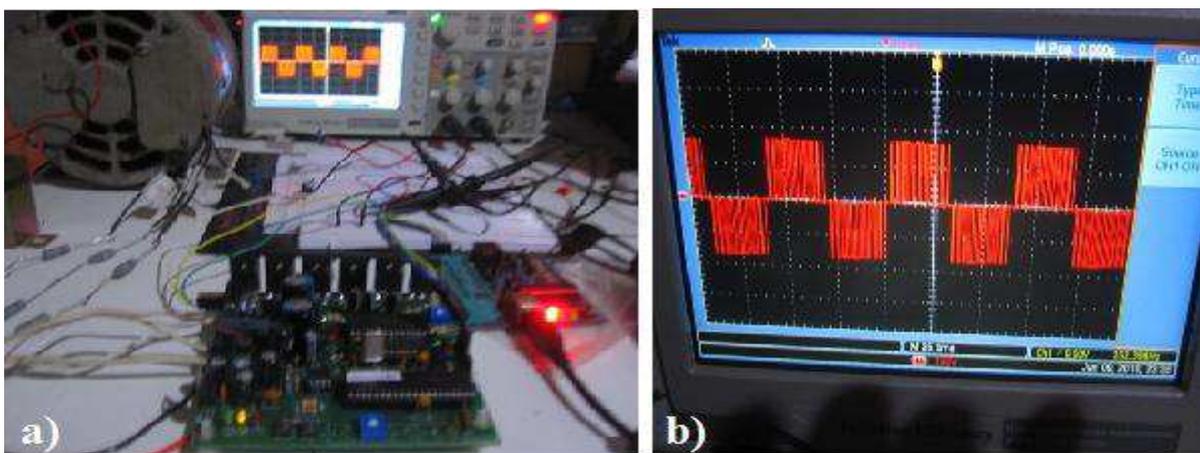
Figura 52- MIT para os testes preliminares



Fonte: Autor

Os vetores de estados da Figura 17 foram enviados continuamente pela placa da Figura 50, a cada  $22\mu\text{s}$ , a polia do motor girou no sentido anti-horário, as duas pontas do osciloscópio são colocados respectivamente nas fase R-S, em seguida foi carregado o programa de envio dos vetores e o resultado esta apresentado na Figura 53.

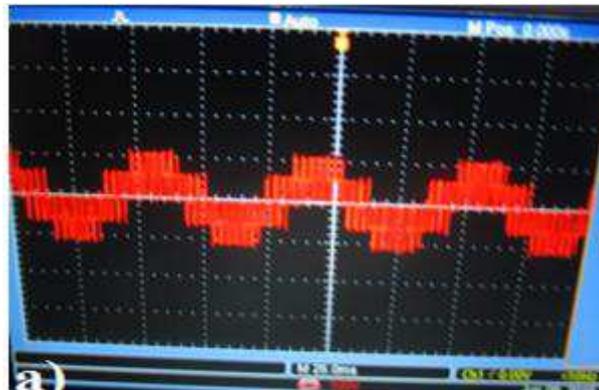
Figura 53- Sistema de medição e forma de onda da tensão entre R-S



Fonte: Autor

Foi retirada a ponta do osciloscópio da fase S e inserida no neutro, foi feita uma captura R-N e o resultado está apresentado na Figura 54.

Figura 54 Forma de onda da tensão R-N



Fonte: Autor

#### 4.9 Testes práticos dos 13 vetores de estados

Os vetores de estados gerados para a geração das frequências de 5Hz a 60Hz foram inseridos em um programa escrito em C, com objetivo de medir as velocidades rotacionais relacionadas com essas tabelas. O programa foi compilado e enviado para o microcontrolador contido na placa apresentada na Figura 50. A Tabela 8 apresenta os resultados.

Tabela 8- Velocidade rotacional em função das tabelas de vetores de estados

Total de vetores	Tempo de envio( $\mu$ s)	Rotação (RPM)	Frequência (Hz)
3024	66	150	5,0
1512	66	300	10,0
756	89	447	14,9
756	66	598	20,0
756	53	744	24,9
756	44	905	30,0
756	37,2	1076	35,5
756	33,2	1207	39,8
756	29,6	1350	44,7
756	27,2	1476	48,7
756	24	1662	55,1
756	21,7	1799	60,9

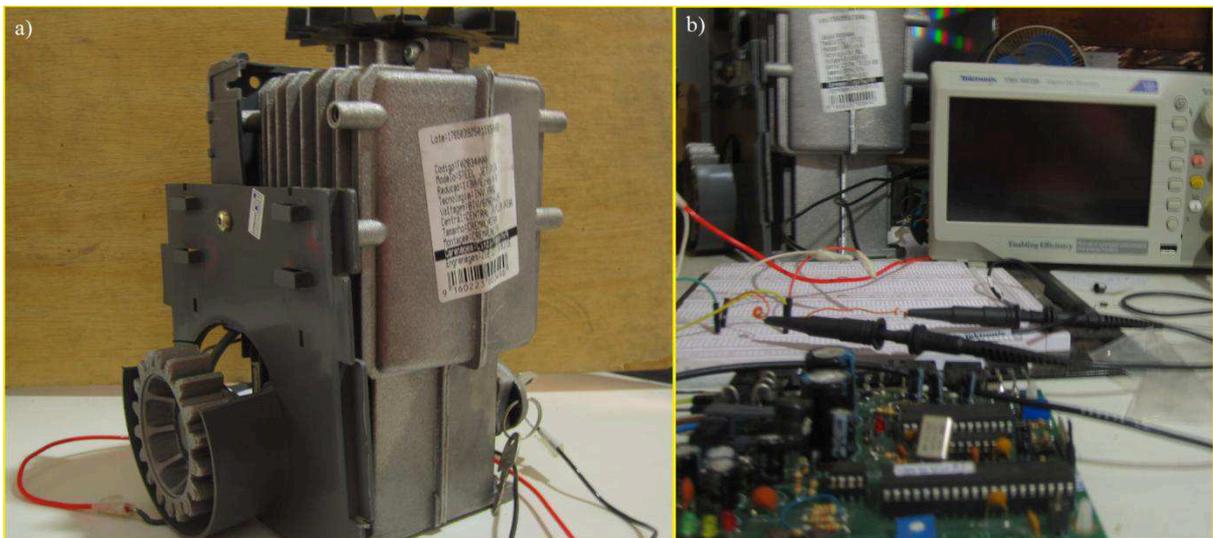
Fonte: Autor

Os resultados apresentados demonstram a capacidade de variação da velocidade rotacional assim como de reversão. Após esses ensaios ficou provada a capacidade do hardware de controlar o MIT, para abertura e fechamento do portão automático com velocidade variável.

#### 4.10 Testes práticos com um motor trifásico de 127V

Para se ter uma percepção mais real do comportamento rotacional do motor, baseada na curva de abertura e fechamento já apresentada, foi necessário fazer um ensaio com um motor com redução. Para isso, foi disponibilizado um motor de 127V trifásico com redução de 1/30. Não foi possível dispor de todas as características técnicas desse motor, por este não ser um motor comercial e, dessa forma, não apresentar uma plaqueta com as suas características. Sabe-se que é um motor trifásico alimentado por uma tensão de 127V, redução 1/30 e potência de 300W. A Figura 55(a) apresenta uma imagem do mesmo. Esse motor apresenta características mais próximas de uma real aplicação de abertura e fechamento.

Figura 55- Imagem do motor e sistema de testes

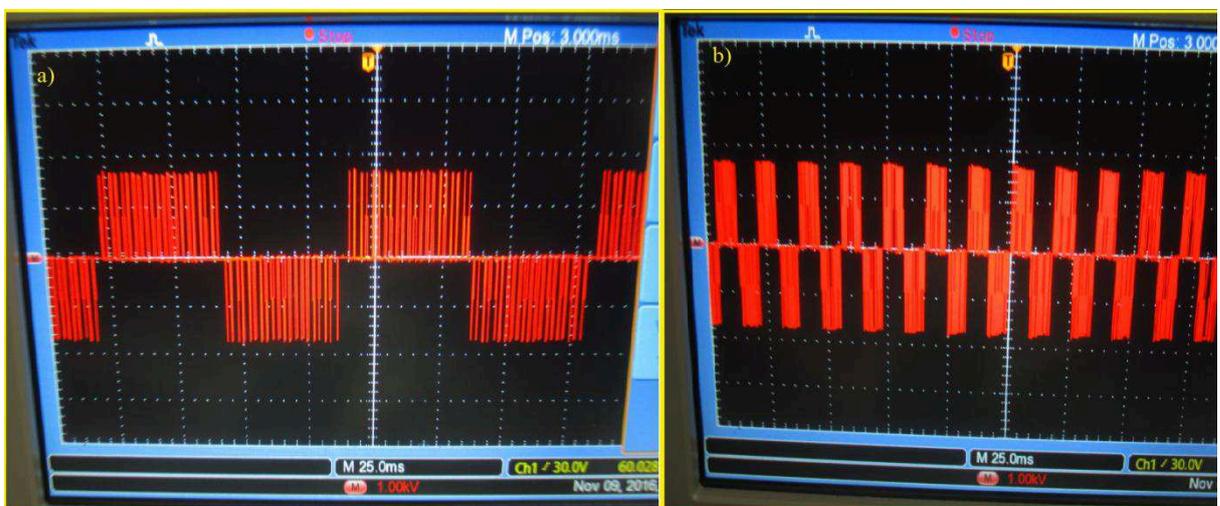


Fonte: Autor

O motor da Figura 55(a) foi ligado à placa de controle que está carregada com o mesmo *software* do ensaio anterior. A Figura 55(b) apresenta o sistema de testes. A placa foi alimentada e em seguida foi acionado o botão de abertura/fechamento de

portão. O motor rotacionou lentamente e, progressivamente, foi acelerando até atingir a velocidade máxima, em seguida, iniciou a desaceleração progressiva até parar. A Figura 56(a) apresenta uma medida diferencial entre duas fases do motor quando a velocidade é mínima ( $f=5\text{Hz}$ ) e a Figura 56(b) apresenta uma medida diferencial entre duas fases do motor quando a velocidade é máxima ( $f=60\text{Hz}$ ), medidas na mesma escala.

Figura 56- Formas de ondas entre duas fases medidas em velocidades mínima e máxima



Fonte Autor

Observou-se que o controle de abertura/fechamento implementado na placa da Figura 50, rotaciona perfeitamente, com velocidade variável, conforme curva apresentada na figura 48, o MIT de 127V com redução de 1/30 para a abertura e fechamento de um portão automático.

## 5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o estudo de uma alternativa para o controle de portões automáticos, que, atualmente, são controlados por motores monofásicos. A opção foi o uso de um MIT, em detrimento ao motor BLDC, por disponibilidade e custo, no lugar de um motor monofásico, objetivando maior confiabilidade do sistema. O controlador do motor ficou mais complexo e algumas alternativas foram estudadas para o controle do MIT, das quais se destacaram, o SIX-STEP, SPWM e a modulação SVPWM.

A técnica SIX-STEP apresentou uma THD muito alta e também não permitiu o controle do torque. A modulação SPWM apresentou uma baixa THD de aproximadamente 3% e apresentou recursos de controle do torque com a relação tensão e frequência constante, mostrou-se de fácil implementação e consumiu aproximadamente 13kBytes da memória de programa, exclusivamente e modulação para as tabelas pré-programadas. A modulação SVPWM apresentou uma THD de 4,06%, devido à limitada capacidade de processamento do PIC18F4550 em 40MHz e, o mesmo apresentou recursos de controle do torque, embora sua implementação seja mais complexa do que a SPWM.

A técnica escolhida foi a SPWM por apresentar melhores características devido às limitações do microcontrolador. Foram utilizadas 12 velocidades para a abertura/fechamento do portão com o auxílio de tabelas pré-programadas, criadas no EXCEL, e foi possível abrir e fechar o portão com velocidades diferentes, com partidas e paradas lentas, eliminando o choque do portão no batente. Uma placa foi projetada, confeccionada, montada, testada e foram feitos os testes reais simulando a abertura e o fechamento do portão automático, em dois motores trifásicos.

Este trabalho limitou-se a fazer o controlador para um portão automático com MIT, no tocante a abertura e fechamento com velocidade variada, seguindo uma curva baseada na função cosseno levantado, e os resultados se mostraram satisfatórios. Para uma aplicação de um controle do portão automático, em termos de produto, algumas outras variáveis devem ser controladas que fogem ao objetivo deste trabalho, mas que podem ser objeto de estudo de futuros trabalhos.

## REFERÊNCIAS

- ABOOD, S. I.; RAHEEM, M. S. A. **Performance Analysis of SPWM and SVPWM Inverters Fed Induction Motor.** *International Journal of Computer Applications.* Baghdad, 2014.
- AKIN B.; BHARDWAJ M. **Sensorless Trapezoidal Control of BLDC Motors.** Disponível em: < <http://www.ti.com/lit/an/sprabq7a/sprabq7a.pdf> > Acesso em: 27/10/2016.
- BADRAN, M. A. A.; TAHIR, A. M.; FARIS, W. F. **Digital Implementation of Space Vector Pulse Width Modulation Technique Using 8-bit Microcontroller.** *World Applied Sciences Journal.* Malaysia, 2013.
- BATISTA, F. A. B. **Modulação Vetorial Aplicada a Retificadores Trifásicos PWM Unidirecionais** – Tese. UFSC, Florianópolis, 2006.
- CARVALHO, G. **Máquinas elétricas Teoria e Ensaio.** Érica. São Paulo, 2011.
- CASTRO JÚNIOR, J. A. **Uma Nova Configuração de Sistemas de Acionamento: Conexão Retificador-Inversor através de Cabos Longos – Análise da Economia de Cobre e da Proteção do Sistema contra Falhas** – Dissertação. Minas Gerais. UFMG, 2010.
- CERAZE, M. J. **Ponte inversora trifásica de Média Potência para acionamento de Alto Desempenho.** Escola de Engenharia de São Carlos: São Carlos-SP, 2007.
- CYPRESS. **F<sup>2</sup>MC-8FX Family MB95200 Series 8-Bit Microcontroller BLDC Motor Fundamentals and Simple Control.** Disponível em: < <http://www.cypress.com/file/248071/download> > acessado em: 02/10/2016.
- FRANCHI, C. M. **Inversores de Frequência: teoria e aplicações,** São Paulo. Érica, 2010.
- GOMES, L. C.; MARCELINO, M. A. **Comparação dos Métodos de Geração da SPWM via Ponto a Ponto e Métodos PWM do Microcontrolador no Controle de um MIT.** Fortaleza: SODEBRAS - Volume 12 N° 134, 2017.
- HAIDER, R.; ALAM, R.; YOUSUF, N. B.; SALIM, K. M. **Design and Construction of Single Phase Pure Sine Wave Inverter for Photovoltaic Application.** Bangladesh: IEEE/OSA/IAPR International Conference on Informatics, Electronics & Vision, 2012.
- KUSHWAH, S.; WADHWANI, A. K.; WADHWANI, S. **Realization of Space Vector Pulse Width Modulation for Two Level Voltage Source Inverter using MATLAB.** *International Journal of Scientific Engineering and Technology Research, IJSETR.* India, 2014.

LOONG, K. L. K. **Micro-Controller Based Space Vector Modulation (SVM) Signal Generator**. Thesis - Faculty Of Electrical Engineering Universiti Teknologi Malaysia. Malaysia, 2008.

MARCELINO, M. A.; FIOROTTO, F. A. **Geração para Controle de Velocidade de Motores**. Revista da Propriedade Industrial, INPI, PI-9704081-9, v. 1470, p. 1-9, 1999.

NEACĂ, M. I.; NEACĂ, A. M. **Simulation of a Three-Phase SPWM Command System with Microcontroller**. România: ICATE, 2014.

PEREIRA FILHO, N. **Técnicas de Modulação por Largura de Pulso Vetorial para Inversores Fonte de Tensão**. Tese, Universidade Federal de Itajubá, UNIFEI. Minas Gerais, 2007.

PONDER, A. **Space Vector Pulse Width Modulation in Wind Turbines Generator Control**. Academia. USA, 2015.  
[https://www.academia.edu/6495069/Space\\_Vector\\_Pulse\\_Width\\_Modulation\\_SVPWM\\_](https://www.academia.edu/6495069/Space_Vector_Pulse_Width_Modulation_SVPWM_), acesso em 03/02/2016.

RAHMAN, A. S. F.; OTHMAN, M.; RAZAK, A. R. A.; HASAN, S.; ISMAIL, B.; ISMAIL, S. I. S. **Microcontroller Based SPWM Generator: A Conventional Design Perspective Through Graphical Oriented Approach**. Volume No. 1, Issue No. 3. Malaysia: *IJITR*, 2013.

RODEIRO, R. V. **Parâmetros do Motor de Indução Trifásico para Estimação da Velocidade por Análise Spectral**, Tese de mestrado, UFB. Salvador, 2005.

SCHNEIDER. **Frequência de Chaveamento**. Disponível em: <<http://www.schneider-electric.com.br/pt/faqs/FA35342/>> acessado em: 10/07/16.

SURESH, L. ; MAHESH K.; JANARDHNA M. ;MAHESH M. **Simulation of Space Vector Pulse Width Modulation for Voltage Source Inverter using MatLab/Simulink**. Journal of the American Society of Echocardiography, JASE. India, 2014.

SOUZA, A. R.; BARREIRO JUNIOR, M.; MARCELINO, M. A.; GRANDINETTI, F. J. **Otimização de Tabelas Pré-programadas para Geração PWM Discreta**. Fortaleza: SODEBRAS, 2011.

THAKUR, N.; LODHI, R. S. **Computer Simulation of SPWM-VSI for Minimizing the starting torque and current in Asynchronous Motor Drive**. International Journal of Research (IJR), 2014.

TRIPURA, P.; BABU Y. S. K.; TAGORE. Y. **Space Vector Pulse Width Modulation Schemes for Two-Level Voltage Source Inverter**. ACEEE International Journal on Control System and Instrumentation, Vol. 02, No. 03, USA, 2011.

TEIXEIRA, D. C. N. **Controle Vetorial do Motor de Indução Operando na Região de Enfraquecimento de Campo**. Monografia, Universidade Federal de Viçosa. Minas Gerais, 2012

VIRAMONTES, E. Freescale Technology Forum: **Motor Control Part 4 - Brushless DC Motors Made Easy**. Disponível em: < [https://www.nxp.com/files/training\\_presentation/TP\\_FTF2008\\_MOTORCTRL\\_PART4.pdf](https://www.nxp.com/files/training_presentation/TP_FTF2008_MOTORCTRL_PART4.pdf)> Acesso em: 27 /10/ 2016.

VOLPIANO, S. L. **Eletrônica de potência Aplicada ao Acionamento de Máquinas Elétricas**. São Paulo. Editora Senai, 2013.

WEG. **Guia Técnico (2009) - Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM**. Disponível em: < <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-027-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>> acessado em: 06/11/2015.

WU, Y. K.; YANG, Y. H.; LIN, H. J.; YANG, S. Y. **Modelling and control of a small wind turbine by using PSIM**. CACS International Automatic Control Conference. Taiwan, 2014.

YEDAMALE P. MICROCHIP Technology Inc. AN885: **Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals**. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>> acessado em: 02/10/2016.

YING, Z.; QIAN, Y.; QIANG, Z. **The Generating Method of SPWM with Double- Interruption Based on DSP**. China: Second International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems, 2009.

YU, Z. **Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns**. Texas Instruments, Application Report SPRA524. USA, 1999.