

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CAMPUS CACHOEIRA DO SUL
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Ariel Rhuan de Oliveira Bauer

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA PARA
ACIONAMENTO DE MOTORES DE PASSO PARA
CONFECÇÃO DE NÚCLEOS DE TRANSFORMADORES**

**Cachoeira do Sul, RS, Brasil
2018**

Ariel Rhuan de Oliveira Bauer

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA PARA ACIONAMENTO DE
MOTORES DE PASSO PARA CONFECÇÃO DE NÚCLEOS DE
TRANSFORMADORES**

Trabalho de Conclusão de Curso Apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) - Campus Cachoeira do Sul, como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Celso Becker Tischer

Cachoeira do Sul, RS, Brasil
2018

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Bauer, Ariel Rhuan de Oliveira

Desenvolvimento de um sistema para acionamento de motores de passo para confecção de núcleos de transformadores / Ariel Rhuan de Oliveira Bauer - 2018

56 p.; 30 cm

Orientador: Celso Becker Tischer

TCC (graduado) – Universidade Federal de Santa Maria - Campus Cachoeira do Sul, Curso de Engenharia Elétrica, RS, 2018

1. Engenharia Elétrica 2. Motores de passo 3. Acionamento utilizando técnica de micropassos 4. Controle de eixos coordenados 5. Montagem de núcleos de transformadores I. Tischer, Celso Becker. II. Desenvolvimento de um sistema para acionamento de motores de passo para confecção de núcleos de transformadores.

© 2018

Todos os direitos autorais reservados a Ariel Rhuan de Oliveira Bauer. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Avenida Presidente Vargas, Nº 428, Bairro Barcelos, Cachoeira do Sul, RS, Brasil, CEP: 96506-722

Fone: (51) 999892081

Endereço Eletrônico: arielobauer@gmail.com

Ariel Rhuan de Oliveira Bauer

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA PARA ACIONAMENTO DE
MOTORES DE PASSO PARA CONFECÇÃO DE NÚCLEOS DE
TRANSFORMADORES**

Trabalho de Conclusão de Curso Apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) - Campus Cachoeira do Sul, como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 12 de Dezembro de 2018:

Celso Becker Tischer, Dr. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)

Ademir Toebe, Eng. (UFSM)

Rodrigo Varella Tambara, Dr. (UFSM)

Cachoeira do Sul, RS, Brasil
2018

AGRADECIMENTOS

Sou grato, acima de tudo, a Deus, porque me sustentou e me deu capacidade para enfrentar todas as dificuldades até este momento para, através de minha vida, poder honrá-lo enquanto viver.

Agradeço aos meus pais, Lúcia e João Roberto, e ao meu irmão Lucas, que enfrentaram ao meu lado muito além dos desafios da vida acadêmica, me incentivando a seguir em busca dos meus sonhos.

À minha futura esposa Juliana Macedo, que esteve comigo em todos os momentos, bons ou ruins, trazendo palavras de consolo, apoio e incentivo. Muito obrigado por se fazer presente e entender minha dedicação à formação, esse sonho também é teu.

Muito obrigado aos meus amigos Fabiano Silveira, Otávio Ayres e Adrison Loreto por todas as vezes em que pude sorrir e contar com a sua amizade, e que certamente estarão comigo daqui pra frente.

Aos meus colegas Eduardo Giuliani, Wagner Silveira e Maicon de Miranda, que durante todo este curso puderam entender as minhas dificuldades. Sou grato por estarmos alcançando juntos esse grande sonho.

Ao meu orientador Celso Tischer, pela dedicação e auxílio no desenvolvimento deste trabalho e a todos os professores que contribuíram com minha formação como pessoa e profissional, desde o ensino básico até o ensino superior.

A todos estes e aos demais que estiveram presentes na minha jornada, muito obrigado.

“Pois, que adianta ao homem
conquistar o mundo inteiro e
perder a sua alma?

Jesus Cristo”

RESUMO

DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA PARA ACIONAMENTO DE MOTORES DE PASSO PARA CONFECÇÃO DE NÚCLEOS DE TRANSFORMADORES

AUTOR: ARIEL RHUAN DE OLIVEIRA BAUER
ORIENTADOR: CELSO BECKER TISCHER

Este projeto propõe o desenvolvimento do controle de um sistema de eixos coordenados que possibilite a movimentação de um braço pneumático através de motores de passo. O sistema objetiva realizar o empilhamento de placas de ferrite de distintos tamanhos por meio de rotinas pré-programadas para construir núcleos de transformadores de pequeno porte. Para isto, será empregada a técnica denominada micropasso nos motores de passo, no qual um passo mecânico é novamente dividido em passos ainda menores através do controle exato da corrente nas fases do motor. Os pulsos de controle em alta frequência serão provenientes do microcontrolador Arduino Mega e serão responsáveis pela velocidade de rotação, posição nos eixos, direção de rotação e habilitação dos motores. O sistema será constituído por três blocos distintos de operação, sendo estes: geração dos pulsos de comando; circuito de amplificação isolado e circuito de acionamento (*driver*) dos motores de passo. Para o projeto, utilizam-se três motores modelo AK23/15F6FN1.8 da empresa Akiyama Motors, que possuem uma resistência de enrolamento de $1,0 \Omega$, indutância de 2 mH e corrente de fase máxima de 3 A, produzindo um torque de 15 kgf.cm. Cada motor possui 200 passos por rotação, que serão aumentados através da técnica de micropassos.

Palavras-chave: Motor de passo, Controle, Micropassos, Acionamento.

ABSTRACT

**DRIVER DEVELOPMENT FOR STEPPER
MOTOR FOR THE MANUFACTURE OF
TRANSFORMER CORES**

AUTHOR: ARIEL RHUAN DE OLIVEIRA BAUER
ADVISOR: CELSO BECKER TISCHER

This project was developed for the control of a system of coordinated axes that allows the movement of a tire through step motors. The system aims at stacking ferrite plates of different sizes by means of routines preprogrammed to build cores of small transformers. For this, a technique called microstepping in step motors will be employed, in which a mechanical step is again divided into even smaller steps by exact control of the current in the motor phases. The high-frequency control pulses will come from the Arduino Mega microcontroller and will be responsible for the speed of rotation, position in the axes, direction of rotation and activation of the motors. The system will be constituted by three distinct operation blocks, these being: generation of command pulses; isolated amplification circuit and stepper drive circuit. Three AK23 / 15F6FN1.8 engines from Akiyama Motors, which have a winding resistance of 1.0, an inductance of 2 mH and a maximum phase current of 3 A, are used for the design, producing a torque of 15 kgf.cm. Each motor has 200 steps per revolution, which will be increased through the microstepping technique.

Keywords: Stepper motor, Control, Microstepping, Drive.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	– Característica construtiva de um motor Single-Stack.....	16
Figura 2.2	– Característica construtiva de um motor Multi-Stack.....	17
Figura 2.3	– Característica construtiva de um motor de ímã permanente.....	17
Figura 2.4	– Característica construtiva de um motor híbrido.....	18
Figura 2.5	– Movimento de um motor com acionamento simultâneo das bobinas.....	19
Figura 2.6	– Motor de passo Unipolar.....	19
Figura 2.7	– Motor de passo Bipolar.....	20
Figura 2.8	– Excitação alternada das fases em passo completo.....	21
Figura 2.9	– Excitação simultânea das fases em passo completo.....	21
Figura 2.10	– Excitação das fases em meio passo.....	22
Figura 2.11	– Controle de corrente para aplicação de micropassos.....	23
Figura 2.12	– Circuito representativo do modelo RL.....	24
Figura 2.13	– Inversor em meia ponte.....	26
Figura 2.14	– Regiões de modulação.....	27
Figura 2.15	– Etapas de operação de um inversor em meia ponte.....	28
Figura 2.16	– Inversor em ponte completa.....	29
Figura 2.17	– Etapas de operação de um inversor em ponte completa.....	30
Figura 2.18	– Intervalo entre fechamento e abertura de chaves - Tempo morto.....	31
Figura 2.19	– Diodo de roda livre.....	31
Figura 2.20	– Comparação com portadora para obtenção do sinal PWM.....	32
Figura 2.21	– Modulação PWM dois níveis.....	33
Figura 2.22	– Modulação PWM três níveis.....	33
Figura 3.1	– Diagrama das etapas de acionamento.....	34
Figura 3.2	– Comportamento do eixo perante pulsos enviados às bobinas.....	35
Figura 3.3	– Projeto de circuito para acionamento em meio passo.....	35
Figura 3.4	– Fluxograma representativo do código para partida em rampa.....	37
Figura 3.5	– Esquema de isolamento por optoacoplador.....	37
Figura 3.6	– Interface controladora para até 5 eixos.....	38
Figura 3.7	– Fluxograma representativo do código para corrente de referência....	39
Figura 3.8	– Ligação dos inversores às bobinas dos motores.....	40
Figura 4.1	– Diagrama de Bode em malha aberta.....	42
Figura 4.2	– Diagrama de Bode em malha fechada.....	42
Figura 4.3	– Sistema de controle para regulação da corrente de fase.....	42
Figura 4.4	– Efeito da variação do ganho proporcional.....	43
Figura 4.5	– Efeito da variação da tensão aplicada ao inversor.....	44
Figura 4.6	– Circuito para obtenção dos resultados no software PSIM.....	44
Figura 4.7	– Corrente de referência para rotação em 8 micropassos.....	45
Figura 4.8	– Corrente de referência para rotação em 16 micropassos.....	46
Figura 4.9	– Corrente de referência para rotação em 32 micropassos.....	46
Figura 4.10	– Corrente de referência para rotação em 64 micropassos.....	46
Figura 4.11	– Corrente dos enrolamentos e corrente de referência.....	47
Figura 4.12	– Circuito de acionamento montado em laboratório.....	48
Figura 4.13	– Pulsos enviados para partida do motor.....	49
Figura 4.14	– Frequência dos pulsos em regime permanente.....	49
Figura 4.15	– Pulsos para acionamento de dois motores.....	50
Figura A.1	– Datasheet do motor de passo.....	56

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Tabela descritiva do acionamento das bobinas com duas fases	19
Tabela 3.1 – Tabela descritiva da escolha da rotina para gerar as correntes de referência.....	39

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	12
1.1 JUSTIFICATIVA	13
1.2 OBJETIVOS GERAIS	13
1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	14
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	14
2 REFERENCIAL TEÓRICO	15
2.1 MOTORES DE PASSO	15
2.1.1 Motor de passo de relutância variável	15
2.1.2 Motores de passo de ímã permanente	17
2.1.3 Motores de passo híbridos	18
2.2 ACIONAMENTOS E CARACTERÍSTICAS DOS ENROLAMENTOS	19
2.2.1 Modos de excitação	21
2.2.1.1 <i>Passo completo</i>	21
2.2.1.2 <i>Meio Passo</i>	22
2.2.1.3 <i>Micropassos</i>	22
2.3 MODELAGEM DO MOTOR DE PASSO	23
2.4 CONVERSORES CC-CA (INVERSORES)	25
2.4.1 Meia-Ponte	26
2.4.1.1 <i>Etapas de operação com carga RL</i>	27
2.4.2 Ponte completa	29
2.4.2.1 <i>Etapas de operação com carga RL</i>	29
2.4.3 Tempo morto e diodo de roda livre	31
2.5 MODULAÇÃO POR LARGURA DO PULSO	31
2.5.1 Modulação PWM senoidal de 2 níveis	32
2.5.2 Modulação PWM senoidal de 3 níveis	33
3 METODOLOGIA	34
3.1 PRIMEIRA ETAPA: GERAÇÃO DOS PULSOS COM ARDUINO	35
3.2 SEGUNDA ETAPA: SISTEMA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS	36
3.3 TERCEIRA ETAPA: DRIVER DE ACIONAMENTO	38
4 RESULTADOS	41
4.1 CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA	41
4.2 PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL	42
4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	44
4.3.1 Correntes de referência	45
4.3.2 Corrente nas bobinas	47

4.4 RESULTADOS PRÁTICOS	48
5 CONCLUSÃO	51
5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	51
REFERÊNCIAS	53
ANEXOS	55

1 INTRODUÇÃO

Com o desenvolvimento da tecnologia avançando em grandes passos nas últimas décadas, os sistemas analógicos foram sendo substituídos por sistemas digitais quando conveniente (FLOYD, 2007). Essa mudança se deve, principalmente, ao fato de haver uma diminuição significativa nos tempos de comutação de chaves e amostragem de sinais, o que torna as vantagens dos sistemas digitais bastante significativas (TOEBE, 2015). Ainda de acordo com este autor, neste cenário tornou-se interessante utilizar mecanismos atuadores que respondam a sinais digitais, pois estes estão presentes desde a medição de variáveis, e se estendem por todo o processo.

Para conseguir uma comunicação efetiva com as máquinas, o homem criou sistemas que interpretam códigos, normalmente compostos por números e letras. O comando de uma máquina CNC (Comando Numérico Computadorizado) é caracterizado por uma sequência de sentenças que são executadas em ordem. Todas as máquinas CNC são comandadas por um sistema de coordenadas cartesianas (SILVA et al., 2009), o qual pode ser separado em eixos.

Cada eixo deve ser controlado, e para realizar esta tarefa, em um contexto onde os sistemas digitais e automatizados são desejados, os motores de passo surgem como uma alternativa atrativa devido às suas características construtivas e de controle. Eles possuem a propriedade de, diferentemente de outros tipos de motores, aceitar pulsos de entrada e responder a eles, girando o eixo de saída em incrementos iguais para cada pulso de entrada (TAL, 1976), o que proporciona uma precisão no posicionamento necessária em muitas aplicações.

Por ter os movimentos controlados por pulsos, não é necessária a utilização de um freio para retenção de posição, bastando suspender o envio destes para interromper o trabalho dos motores. Este tipo de motor apresenta um erro relativamente pequeno de posicionamento, na ordem de 5%, o qual não é cumulativo, segundo Weihua et al. (2007).

Além disso, este motor propicia um comando discreto e em malha aberta, utilizando sinais digitais presentes na maioria dos equipamentos aos quais serão acoplados para estabelecer seu comportamento (TOCCI NEAL S. WIDMER, 2011). Como cada pulso representa uma rotação de eixo com um ângulo fixo, a quantidade de pulsos enviados irá determinar a posição final do eixo, enquanto a frequência dos pulsos irá determinar a velocidade de rotação.

Assim, pretende-se com esse projeto desenvolver um sistema de acionamento de três motores de passo através da técnica de micropasso que execute de maneira autônoma a montagem de núcleos de transformadores pelo empilhamento de chapas de ferrite.

1.1 JUSTIFICATIVA

A automação industrial oferece a muitas empresas a implementação de novas técnicas e mecanismos de forma a aperfeiçoar a produção e agilizar processos a fim de fornecer grandes benefícios (NEVES et al., 2007). A M.R Severo localizada em Cachoeira do Sul, que será o local de aplicação deste trabalho, possui diversos setores a serem automatizados, o que pode proporcionar uma produção de qualidade em grande escala com redução de custos. Tal investimento irá substituir a ação humana por uma máquina em atividades que podem comprometer a saúde do colaborador com movimentos repetitivos e exaustivos.

O primeiro passo realizado pela empresa M.R Severo para fabricação de transformadores é o empilhamento de placas de ferrite, a fim de obter os núcleos. Atualmente, esta tarefa é realizada manualmente, o que exige bastante tempo e atenção devido a contagem do número de lâminas a ser utilizado. Com a introdução de um mecanismo composto por motores de passo e um braço pneumático capaz de montar a estrutura base, o processo se reduz ao alinhamento final, compressão e fechamento do núcleo. Ainda, ao passo que o processo ocorre, o funcionário que estaria envolvido nesta tarefa pode estar realizando outras atividades vinculadas à demanda comercial da empresa.

Entretanto, não há no mercado uma ferramenta que execute o empilhamento de lâminas com a variação de tamanhos e modelos necessária. Além disso, não existem funcionários nesta empresa que possuem conhecimentos aprofundados nas áreas de eletrônica, instrumentação, programação e controle necessários à confecção de tal máquina. Levando em consideração esta problemática, o presente trabalho busca encontrar uma solução através da aplicação dos conceitos teóricos obtidos em sala de aula, integrando as diversas áreas da engenharia elétrica. Para isto há um contrato entre a Universidade Federal de Santa Maria e a empresa, de forma que este trabalho possa ser desenvolvido sem custos para a empresa, que por sua vez, fornecerá os materiais e ambiente para pesquisa e montagem do sistema.

1.2 OBJETIVOS GERAIS

Este projeto tem como objetivo desenvolver um sistema de controle para acionamento de motores de passo em três eixos que realize o movimento de um braço pneumático a fim de empilhar lâminas de ferrite na obtenção de núcleos de transformadores de pequeno porte.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

O projeto possui os seguintes objetivos específicos:

- Estudo referente a utilização e acionamento de diferentes motores de passo;
- Obtenção do modelo matemático que rege o comportamento do motor de passo a ser utilizado no projeto;
- Desenvolvimento de código em Arduino para o controle de velocidade, posição e habilitação dos motores de passo;
- Aplicação das técnicas de micropasso para acionamento;
- Desenvolvimento de um sistema de proteção que isole o circuito de comando do circuito de potência;
- Implementação de um circuito de acionamento (*driver*) para os motores;

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A partir desta seção, o trabalho está dividido em três capítulos. No capítulo 2 é apresentado o referencial teórico que descreve os conhecimentos prévios para a realização deste projeto. O capítulo 3 apresenta a metodologia utilizada para organização e aplicação das teorias estudadas. O capítulo 4 apresenta os resultados obtidos a partir de simulações e circuitos elaborados na prática. O capítulo 5 apresenta as conclusões referentes a este trabalho.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

A fim de fundamentar os conceitos utilizados durante o desenvolvimento deste trabalho foram feitas pesquisas descritivas a respeito dos tipos de motores de passo, características de construção, tipos de acionamento e os possíveis modos de acionamento. Também foram estudados os fundamentos de conversores CC-CA que são utilizados na obtenção das correntes de excitação dos enrolamentos dos motores.

Para poder controlar a posição do braço pneumático, é preciso fazer o controle dos motores responsáveis pela sua movimentação. Assim, após detalhadas as características gerais dos motores de passo e descritos os tipos existentes, será enfatizado o modelo que será objeto deste estudo.

2.1 MOTORES DE PASSO

Os motores de passo caracterizam-se por ter a movimentação relacionada a deslocamentos angulares, denominados passos (TAMBARA, 2005). Seu princípio de funcionamento é baseado na geração de campos magnéticos através da passagem de corrente elétrica por conjuntos de bobinas, e as partes móveis do motor reagem às forças estabelecidas pela iteração dos campos.

Outra característica marcante deste tipo de motor é a ausência de escovas. Segundo Agnihotri (2011), os comutadores e escovas dos motores convencionais são os componentes que apresentam a maior parte das falhas e ainda podem criar arcos voltaicos que são indesejáveis e perigosos em alguns ambientes. Portanto, estes riscos são reduzidos quando são utilizados motores de passo. Eles podem ser controlados em malha aberta, visto que sua posição é conhecida em todos os instantes, sem necessidade de realimentação, evitando problemas como instabilidade e overshoot (ultrapassagem)(CONSTANDINOU, 2005). A velocidade de rotação não depende da carga ligada ao eixo, desde que o torque máximo não seja excedido.

Há três tipos básicos de motores de passo: motor de relutância variável, motor de ímã permanente e motor híbrido. Este último apresenta características construtivas que unem os dois primeiros, e assim, este trabalho será desenvolvido com base no motor híbrido.

2.1.1 Motor de passo de relutância variável

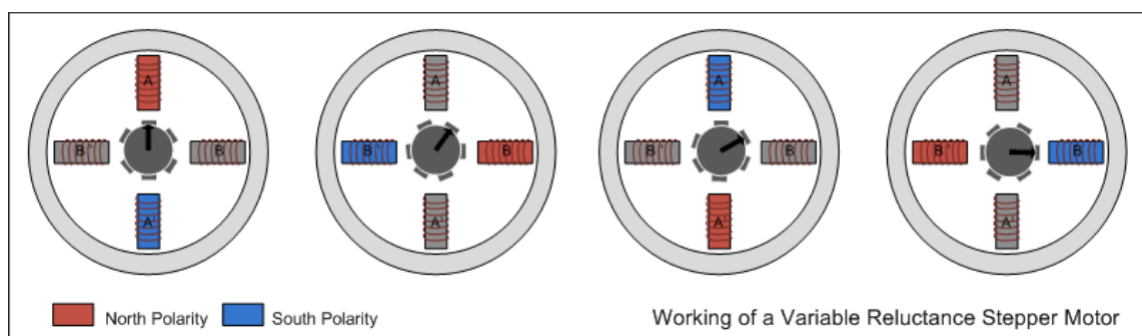
Este motor possui um rotor constituído por material (que não é um ímã) capaz de fornecer um caminho de menor relutância magnética entre as saliências presentes no

rotor e as presentes no estator.

Quando uma fase é excitada, o fluxo magnético sai de um dos seus polos, percorre o rotor e entra no seu polo complementar. Assim, o movimento não depende do sentido da corrente, apenas do fluxo magnético gerado pelo acionamento das bobinas. Como o motor e o estator são construídos com dentes, quando os do rotor estão alinhados com os do estator tem-se a menor relutância magnética. Portanto, ao ser acionada a próxima fase de um motor de passo, os polos, que estão desalinhados em relação ao novo fluxo magnético gerado, tendem a se alinhar, fazendo com que seja produzido um torque tangencial que resultará na rotação do eixo do motor, conforme Toebe (2015).

Os motores de relutância variável podem ser divididos em dois grupos: Single-Stack e Multi-Stack. Os motores Single-stack são construídos de forma que as fases estejam dispostas sequencialmente em um único plano, como pode ser visto na Figura 2.1. As bobinas que estão enroladas aos dentes do estator de suas respectivas fases estão conectadas em série, produzindo polos magnéticos opostos.

Figura 2.1 – Característica construtiva de um motor Single-Stack



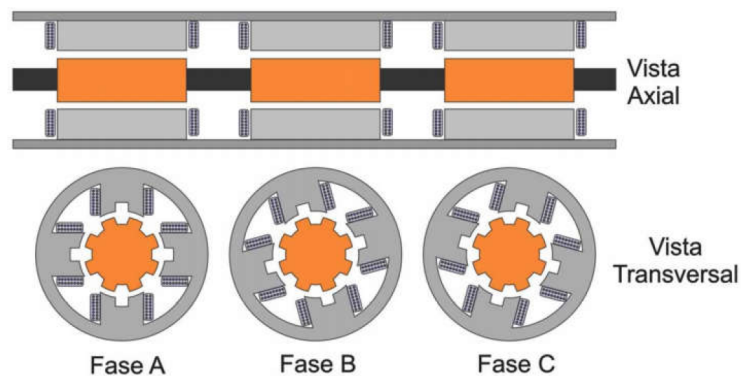
Fonte: (AGNIHOTRI, 2011).

Conforme as bobinas são energizadas, a rotação segue no sentido em que as extremidades se encontrem mais próximas ao fluxo gerado. A Figura 2.1 mostra a ordem de acionamento para que haja uma rotação no sentido horário, alternando as fases A e B.

Já os motores Multi-Stack são feitos com as fases dispostas em planos distintos ao longo do eixo do rotor, como mostra a Figura 2.2.

Neste caso, a sequência de alimentação das bobinas define o sentido de rotação. Quando há uma excitação seguindo a sequência ABC, o motor gira seu eixo no sentido anti-horário, enquanto uma excitação seguindo a sequência ACB faz com que o eixo do motor girem em sentido horário.

Figura 2.2 – Característica construtiva de um motor Multi-Stack

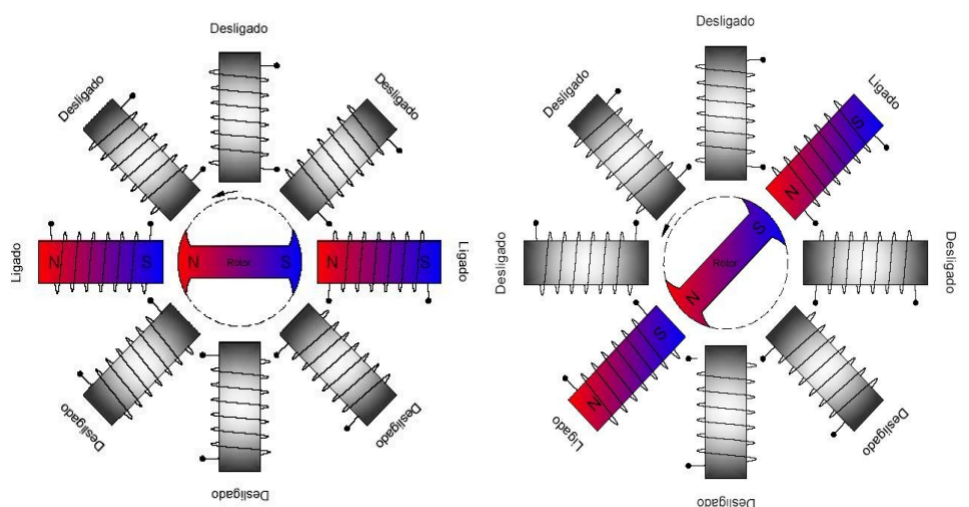


Fonte: (TOEBE, 2015).

2.1.2 Motores de passo de ímã permanente

Conforme Constandinou (2005), a simplicidade de construção deste tipo de motor permite que sejam fabricados com baixo custo. Estes motores são construídos com as fases em sequência no estator, enquanto o rotor é feito de um ímã permanente e não possui dentes, conforme apresentado na Figura 2.3. Mesmo quando não há corrente nas bobinas, este tipo de motor possui uma posição fixa devido ao fluxo magnético gerado pelo ímã do rotor, característica conhecida como torque de detenção. Normalmente, o eixo fica posicionado de acordo com a última fase que foi excitada, mantendo-se na mesma posição.

Figura 2.3 – Característica construtiva de um motor de ímã permanente



Fonte: (PATSKO, 2006).

Esse tipo de motor não possui uma grande resolução, sendo aplicado em situações sem a necessidade de elevada potência e onde seja interessante utilizar motores simples e

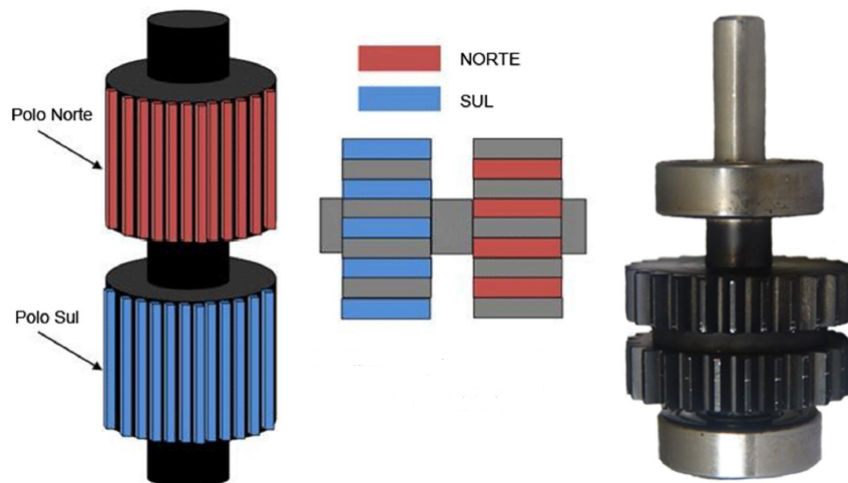
sem contatos eletromecânicos. Na configuração exibida na Figura 2.3, caso as fases sejam acionadas individualmente, a resolução com menor ângulo possível terá 45° .

2.1.3 Motores de passo híbridos

Os motores de passo híbridos apresentam dentes tanto na superfície do rotor quanto na do estator, e o fluxo magnético necessário ao seu funcionamento é gerado através do rotor de ímã permanente e do acionamento dos enrolamentos do estator. Devido ao ímã permanente em seu rotor, ele também possui torque de detenção, assim como o motor de passo de ímã permanente.

A construção do motor híbrido é feita de forma que haja dois polos magnéticos no rotor. A característica construtiva deste motor permite a alternância no alinhamento dos dentes do rotor e do estator, fazendo que quando uma fase é excitada, uma parcela dos dentes alinha-se a ela enquanto outras não, e este desalinhamento permite a reversão de sentido a qualquer momento (TOEBE, 2015). Podemos ver detalhes construtivos do motor híbrido na Figura 2.4.

Figura 2.4 – Característica construtiva de um motor híbrido



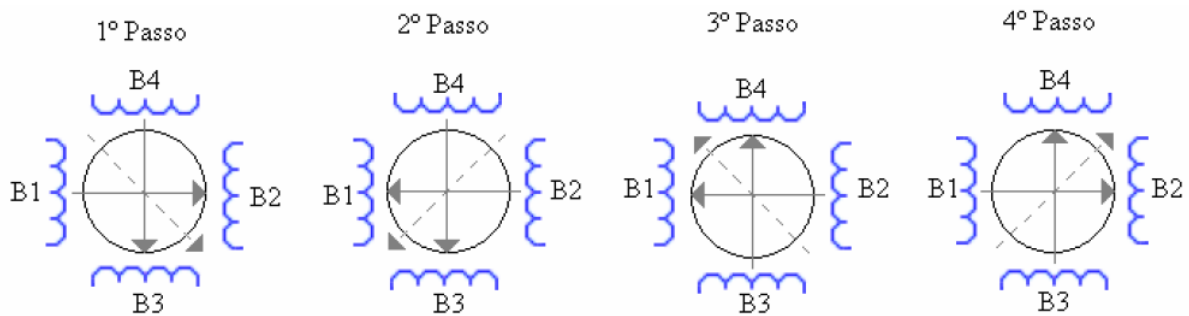
Fonte: (AGNIHOTRI, 2011).

Nos motores de passo híbridos, o sentido em que a corrente percorre a bobina é preciso ser observado, a fim de formar os polos magnéticos adequados à posição do rotor, o que não era necessário no motor de passo de relutância variável. A excitação normalmente aplicada a um motor híbrido em passo completo pode ser vista na Tabela 2.1 e é feita acionando duas bobinas simultaneamente, gerando um movimento resultante conforme mostrado na Figura 2.5.

Tabela 2.1 – Tabela descritiva do acionamento das bobinas com duas fases

Bobinas	B1	B2	B3	B4
01	0	1	1	0
02	1	0	1	0
03	1	0	0	1
04	0	1	0	1

Figura 2.5 – Movimento de um motor com acionamento simultâneo das bobinas



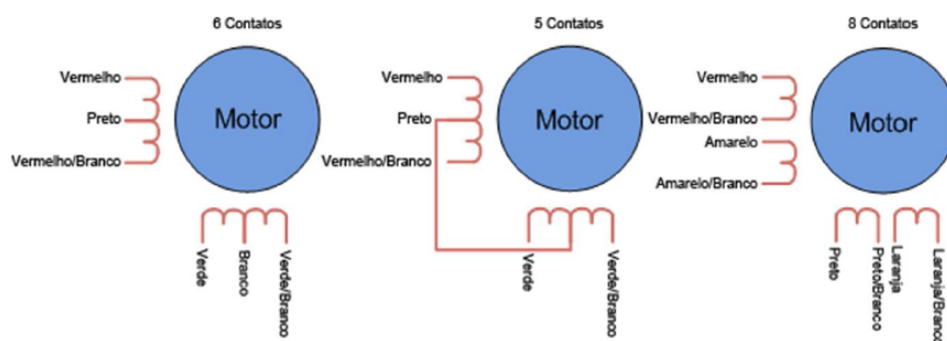
Fonte: (TAMBARA, 2005).

2.2 ACIONAMENTOS E CARACTERÍSTICAS DOS ENROLAMENTOS

Os motores de passo normalmente são constituídos por duas fases (A e B). Como o sentido da corrente é relevante no acionamento dos motores híbridos, devem-se observar as formas construtivas dos enrolamentos. Há dois métodos construtivos devido às características dos polos, de forma que o motor seja classificado como unipolar ou bipolar.

Nos motores unipolares são utilizados dois enrolamentos por fase e normalmente possuem um contato em comum, podendo ter cinco, seis ou oito conexões, conforme mostrado na Figura 2.6.

Figura 2.6 – Motor de passo Unipolar



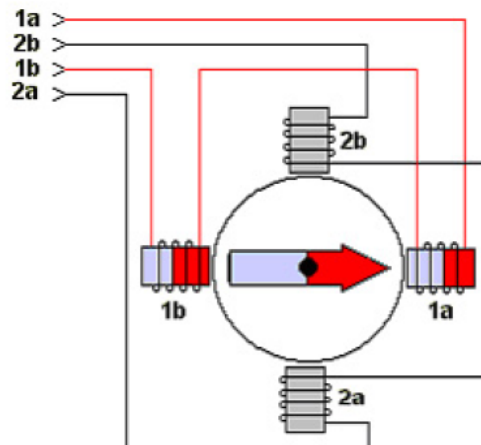
Fonte: (AGNIHOTRI, 2011).

Quando a conexão comum dos polos é separada, são originadas seis conexões externas, ao passo que quando a conexão comum é soldada internamente são originadas cinco conexões externas. Os motores com oito conexões possuem os terminais comuns separados, facilitando a ligação em série ou paralela das bobinas. Toebe (2015) afirma que quando as bobinas são conectadas em série, o torque é maior e a velocidade máxima é reduzida, visto que a indutância da fase aumenta. Já quando as bobinas são conectadas em paralelo permite alcançar velocidades elevadas, mas com torque reduzido, em decorrência da diminuição da indutância.

Estes motores possuem duas bobinas em cada polo que são enroladas com sentidos opostos, possibilitando que sejam geradas duas polaridades por polo de acordo com qual enrolamento da fase está excitado (CONDIT; JONES, 2004). Com este tipo de construção, o circuito de acionamento é mais simples e mais barato.

Os motores bipolares, conforme Agnihotri (2011), usam uma ligação por polo e necessitam que o circuito de controle possa reverter o sentido da corrente para acionar as bobinas de forma correta, formando polos alternados. Nesta configuração os motores apresentam apenas quatro conexões externas, e o circuito representativo está mostrado na 2.7.

Figura 2.7 – Motor de passo Bipolar



Fonte: (QUEIROZ, 2002).

Os motores bipolares possuem uma relação tamanho/torque mais vantajosa quando comparados aos unipolares. O motor bipolar exige uma tensão de alimentação aproximadamente 40% menor para alcançar o mesmo torque (QUEIROZ, 2002).

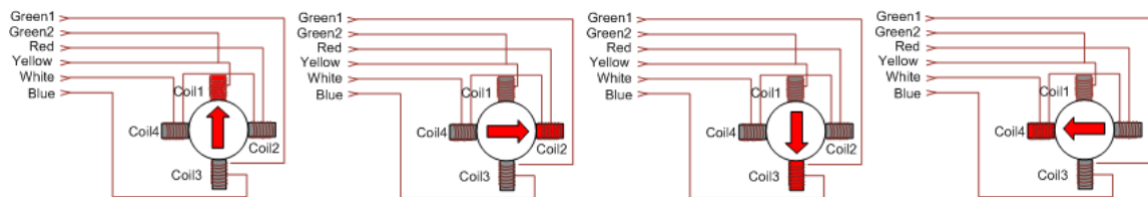
2.2.1 Modos de excitação

O modo de excitação está relacionado com a produção da referência de corrente para as fases, e essa excitação é o que define a polaridade e a sequência de acionamento das fases do motor. Os principais modos serão descritos a seguir.

2.2.1.1 Passo completo

Neste modo de excitação as fases são sequencialmente excitadas, sendo que cada pulso enviado ao driver corresponde a um passo mecânico. Sendo assim, são necessários 200 pulsos para se obter uma revolução completa em um motor com $1,8^\circ$ de resolução do passo mecânico. É possível realizar este modo energizando apenas uma das fases ou duas fases simultaneamente. Os movimentos característicos para apenas uma fase ligada por vez em uma excitação de passo completo são apresentados na Figura 2.8.

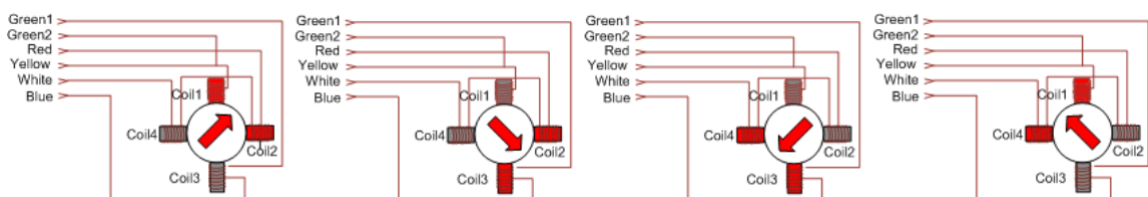
Figura 2.8 – Excitação alternada das fases em passo completo



Fonte: (AGNIHOTRI, 2011).

Quando a excitação é feita acionando duas fases ao mesmo tempo, o movimento possui vibração menor e um torque mais elevado quando comparado ao gerado pelo acionamento alternado. Entretanto, há um aumento no consumo e no aquecimento devido ao fato de a corrente de referência ser aplicada sempre com o módulo máximo sobre os enrolamentos de ambas as fases (TOEBE, 2015). O movimento originado nesta situação está detalhado na Figura 2.9.

Figura 2.9 – Excitação simultânea das fases em passo completo

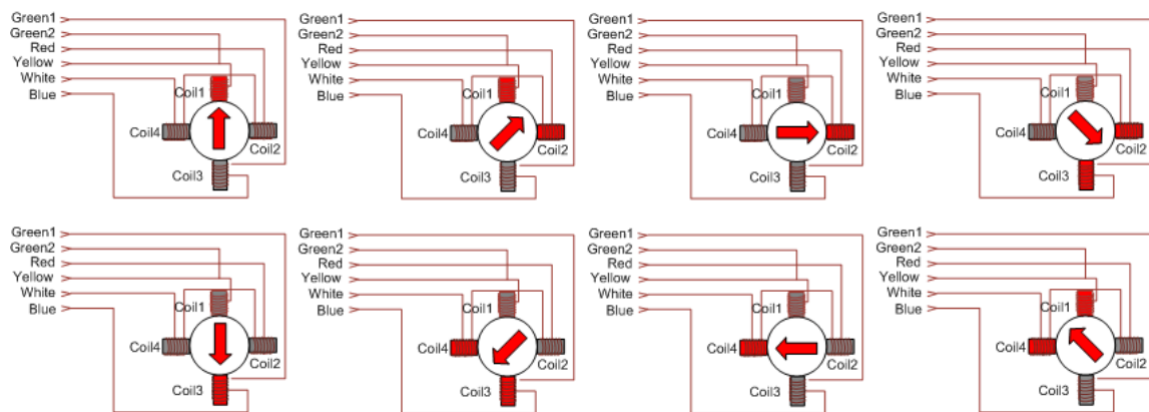


Fonte: (AGNIHOTRI, 2011).

2.2.1.2 Meio Passo

Para este tipo de acionamento as bobinas são alimentadas unindo os dois tipos de acionamentos em passo completo. Porém, quando as duas bobinas são alimentadas simultaneamente a corrente de referência deve possuir um módulo menor. A corrente, então, possuirá dois níveis para cada sentido, exigindo um número de pulsos duas vezes maior para realizar o mesmo deslocamento de um motor em passo completo. Esta configuração está apresentada na Figura 2.10.

Figura 2.10 – Excitação das fases em meio passo



Fonte: (AGNIHOTRI, 2011).

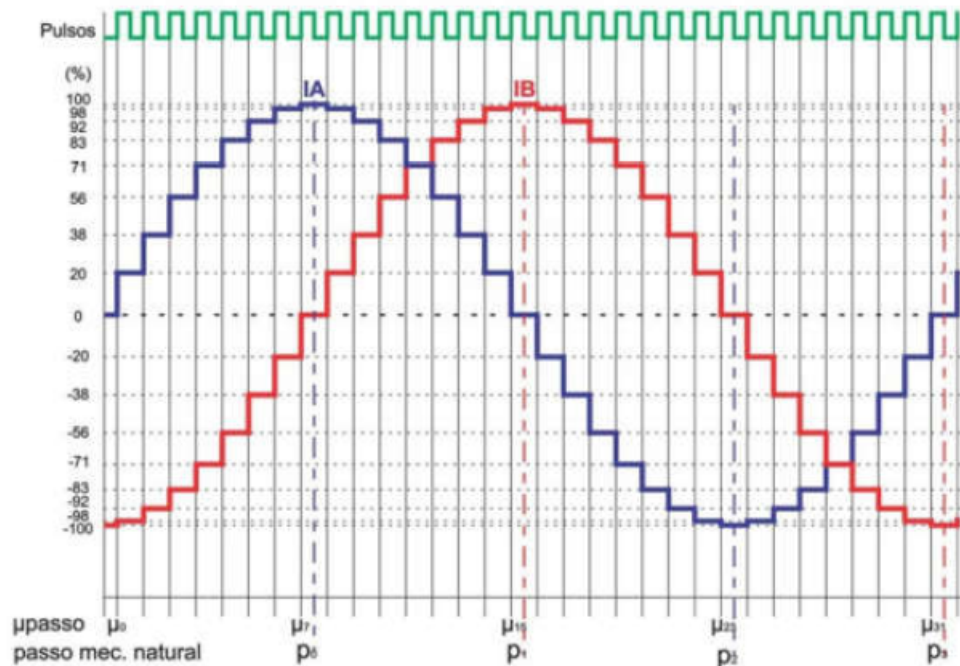
2.2.1.3 Micropassos

Os micropassos são obtidos através de uma interpolação entre as posições de passo completo e meio passo. Isso é possível através do controle da corrente que circula pelas bobinas do estator. Quando as correntes aplicadas a duas fases simultaneamente possuem a mesma amplitude, o rotor fica situado em uma posição intermediária, como mostrado no acionamento a meio passo.

Entretanto, se as amplitudes das correntes forem distintas, será possível manter o rotor posicionado de forma a se aproximar do polo no qual a corrente está com a amplitude maior. Controlando o sistema de alimentação das bobinas com vários níveis de corrente, é possível fazer a divisão dos passos mecânicos em muitos micropassos. Como exemplo, a Figura 2.11 apresenta o circuito de controle de corrente para realizar a divisão dos passos mecânicos em oito micropassos, e conforme são aumentados os números de degraus, o sinal de referência de corrente tende a seguir uma senoide (TOEBE, 2015).

Nesta imagem é possível verificar que, mesmo as duas bobinas estando alimentadas simultaneamente, o que controla a divisão dos passos é a intensidade da corrente

Figura 2.11 – Controle de corrente para aplicação de micropassos



Fonte: (TOEBE, 2015).

que flui por estas, produzindo um fluxo magnético com pequenas variações angulares, proporcionalmente às variações (degraus) presentes nas correntes de referência.

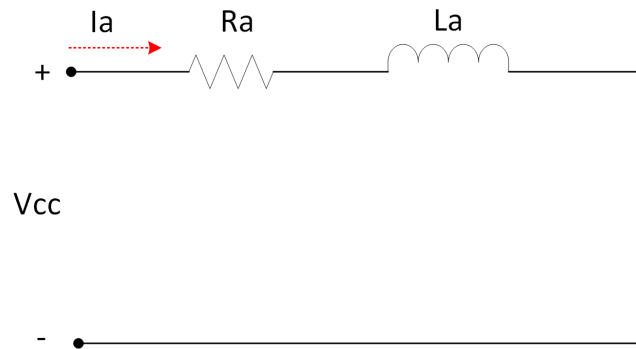
A utilização desta técnica promove grande precisão e uma operação suave em baixas velocidades, além de reduzir as possibilidades de ressonância (AGNIHOTRI, 2011). Um dos maiores desafios é realizar o controle para este tipo de acionamento, visto que requer acionamentos complexos com a utilização de conversores digitais-analógicos para que seja possível determinar a corrente nos enrolamentos. Teoricamente, não há um limite de divisão de um passo mecânico em micropassos, porém este número geralmente não é superior a 256.

2.3 MODELAGEM DO MOTOR DE PASSO

O modelo do motor de passo híbrido, que é objeto de estudo, será obtido através do equacionamento proposto por Toebe (2015), baseado na Lei das Tensões de Kirchhoff. No modelo elétrico o torque aparece sendo gerado pela força eletromagnética. Caso fosse necessária uma modelagem mais precisa dos motores de passo, o modelo tridimensional com elementos finitos é o mais recomendado. Normalmente esse tipo de modelagem é feita por fabricantes a fim de otimizar o desempenho dos motores. Entretanto, neste trabalho a modelagem apresentada é mais simples, baseada em um circuito equivalente linear, utilizado para fazer o projeto do controlador sem perda de informações fundamentais.

Considerando o motor uma carga RL, o circuito equivalente para a fase A do motor de passo é mostrado na Figura 2.12.

Figura 2.12 – Circuito representativo do modelo RL



Fonte: Autor.

O circuito equivalente apresentado se baseia em um circuito RL (Resistor-Indutor) com uma fonte de tensão adicional, desconsiderando a indutância mútua entre as fases e a saturação do indutor. R_A é a resistência equivalente da fase A, L_A a indutância e V_{CC} a tensão aplicada nos terminais do motor. A equação diferencial que descreve o circuito é obtida através da Lei das Tensões de Kirchhoff e é dada por:

$$V_{CC} = R_A i_A + L_A \frac{di_A}{dt} \quad (2.1)$$

A solução desta equação para qualquer instante de tempo é:

$$i_A(t) = \frac{V_{CC}}{R_A} \cdot \left(1 - e^{-t \frac{R_A}{L_A}}\right) \quad (2.2)$$

Realizando a análise do circuito no domínio da frequência, é possível obter a função de transferência que relaciona a corrente dos enrolamentos do motor com a tensão aplicada aos terminais, como mostra a equação 2.4. Para as próximas equações serão consideradas as tensões V_A e V_B como as tensões em pontos diferentes do circuito apresentado na Figura 2.12 devido ao efeito de comutação das chaves.

$$V_{AB}(s) = R \cdot I(s) + L \cdot s \cdot I(s) \quad (2.3)$$

$$\frac{I(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{1}{L \cdot s + R} \quad (2.4)$$

Utilizando as equações 2.5 e 2.6, fazendo a diferença entre elas e considerando a perturbação e linearização, é possível chegar na equação 2.8.

$$V_A = D \cdot V_{CC} \quad (2.5)$$

$$V_B = D' \cdot V_{CC} \quad (2.6)$$

$$V_{AB} = (D + \hat{d}) \cdot V_{CC} - (D - \hat{d}) \cdot V_{CC} \quad (2.7)$$

$$V_{AB} = 2 \cdot \hat{d} \cdot V_{CC} \quad (2.8)$$

Substituindo 2.8 em 2.4 e reorganizando a equação, obtém-se:

$$\frac{I(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2 \cdot V_{CC}}{L \cdot s + R} \quad (2.9)$$

Em um motor de passo híbrido o torque é aproximadamente proporcional à corrente que circula nos enrolamentos. Portanto é necessário que a corrente chegue ao valor de referência em um tempo suficiente para atingir a velocidade desejada. O objetivo é elaborar um circuito capaz de aplicar a corrente necessária de acordo com o movimento solicitado.

A única maneira de atingir a corrente necessária de forma mais rápida é aumentar a tensão aplicada aos terminais, visto que a indutância e a resistência dos enrolamentos são praticamente constantes e a constante de tempo depende apenas desses fatores. Porém, ao aumentar a tensão é produzida uma corrente maior em regime permanente que não pode ultrapassar a corrente máxima suportada mecanicamente.

Neste trabalho será implementada a técnica da modulação por largura de pulso (PWM), que atualmente é a mais utilizada quando é necessário regular uma tensão a ser aplicada no circuito. Sua utilização proporciona a síntese de diferentes níveis de corrente sendo necessária apenas uma fonte de tensão, além de apresentar menores perdas quando comparada ao uso de outras técnicas.

2.4 CONVERSORES CC-CA (INVERSORES)

Os inversores são dispositivos responsáveis por converter um sinal contínuo proveniente de uma fonte de alimentação contínua em um sinal com forma de onda alternada. Esta conversão pode ocorrer a partir de uma fonte contínua de tensão ou de corrente. Assim, os inversores transferem potência da fonte CC para uma carga que necessita ser alimentada de forma alternada.

Considerando que o sinal de saída do conversor é pulsado, este vai possuir um elevado conteúdo harmônico, causado pela descontinuidade da corrente originada no chaveamento dos dispositivos presentes nos conversores. Para reduzir estes harmônicos, é utilizada a Modulação por Largura de Pulso (PWM - Pulse Width Modulation), que

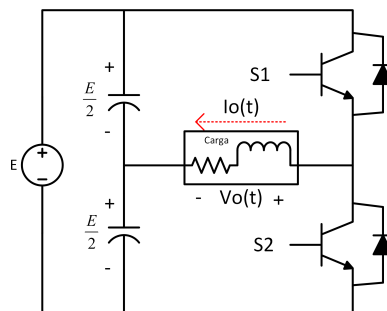
utiliza-se de sinais digitais e possibilita, a partir de uma fonte CC, gerar diferentes níveis de tensão. Tendo em vista que o conteúdo harmônico distorce as formas de onda em frequências múltiplas à da fundamental, quando utiliza-se PWM é possível alcançar sinais de saída mais próximos aos originais.

Os conversores são utilizados em diversas aplicações como, por exemplo, no acionamento de máquinas, em filtros ativos, nos sistemas de geração de energias renováveis, em fontes chaveadas, entre outras. Para obter o sinal alternado a partir de uma fonte contínua há duas principais configurações de circuitos - inversores em meia ponte e inversores em ponte completa.

2.4.1 Meia-Ponte

A Figura 2.13 apresenta a configuração de um inversor em meia onda. Ele apresenta um braço com duas chaves semi-condutoras que comutam de maneira complementar e um barramento CC com um ponto médio para conexão da carga. Normalmente são utilizados em aplicações de baixa potência, pois a tensão na carga é duas vezes menor quando comparada à tensão fornecida pelo inversor em ponte completa, ou ainda, as chaves devem suportar o dobro de tensão reversa para sintetizar uma mesma tensão de saída.

Figura 2.13 – Inversor em meia ponte



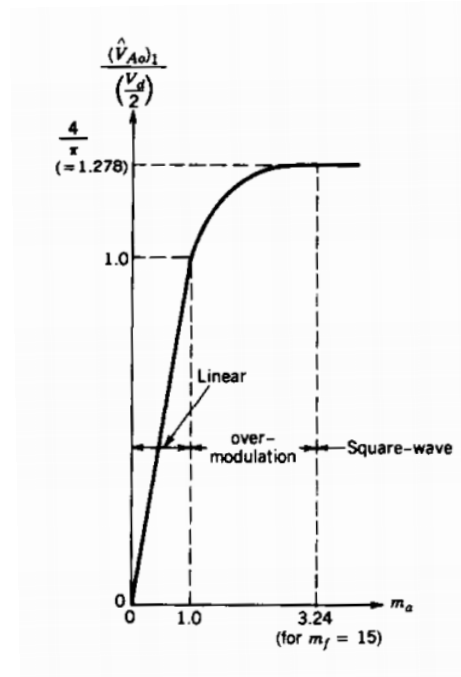
Fonte: Autor.

Nesta configuração, os inversores apresentam três regiões distintas de modulação, como mostra a Figura 2.14. A primeira delas ocorre quando o índice de modulação em amplitude m_a (Razão entre a tensão de pico do sinal de controle e a tensão de pico da triangular) é menor que 1 e é denominada Região Linear de Modulação.

Nesta região a tensão sintetizada pelo conversor pode ser controlada em amplitude e frequência, sendo que sua amplitude varia linearmente com m_a (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). As harmônicas principais estão concentradas em torno de múltiplos da frequência de comutação.

A segunda região é denominada Sobremodulação e apresenta m_a entre 1 e $\frac{4}{\pi}$. Nela,

Figura 2.14 – Regiões de modulação



Fonte: (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

o controle sobre a tensão sintetizada pelo conversor é perdida gradativamente. As harmônicas se dispersam pelo espectro, principalmente nas baixas frequências, aumentando os níveis de THD, e a amplitude da fundamental e os valores de m_a não variam mais linearmente.

Na última região, denominada Região de Onda Quadrada, o índice m_a é maior que $\frac{4}{\pi}$ e perde-se totalmente o controle sobre a tensão sintetizada. Além disso, a amplitude da fundamental permanece praticamente constante independentemente do aumento de m_a .

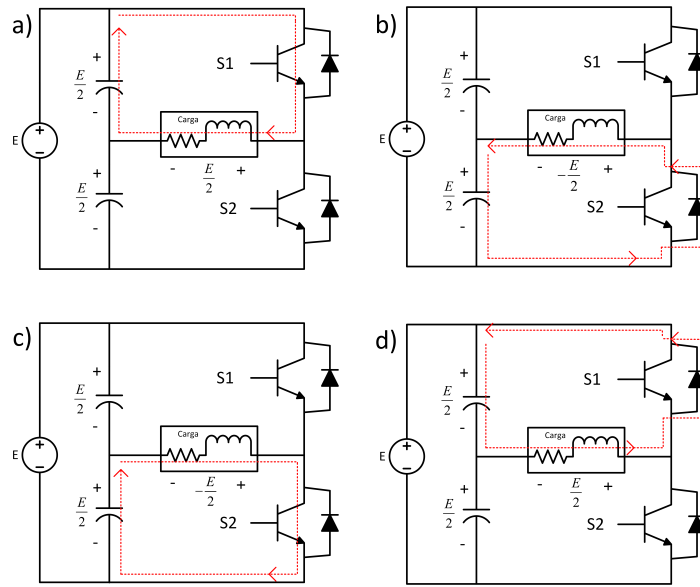
Quando é utilizada a disposição em meia ponte a estratégia normalmente utilizada para o acionamento das chaves é a modulação PWM de dois níveis, também conhecida como bipolar (HART, 2001).

2.4.1.1 Etapas de operação com carga RL

Há diversas modelagens de cargas que podem ser conectadas ao inversor. Contudo, serão destacadas as etapas de operação para uma carga RL, que é a modelagem característica dos motores de passo. Para este tipo de carga, há 4 etapas de operação de um inversor em meia ponte (Figura 2.15 a, b, c e d). O equacionamento será de acordo com o livro do Martins e Barbi (2008).

Na primeira etapa, mostrada na Figura 2.15.a, o interruptor S1 é acionado enquanto S2 é bloqueado. A tensão presente nos terminais da carga é $E/2$. Durante esta

Figura 2.15 – Etapas de operação de um inversor em meia ponte



Fonte: Autor.

etapa a fonte entrega energia à carga e a corrente de saída cresce exponencialmente, segundo a Equação 2.10.

$$i_o(t) = \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) - \frac{E}{2R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}\right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.10)$$

Onde $\tau = \frac{L}{R}$

Na segunda etapa (Figura 2.15.b), quando $t = T/2$ o interruptor S1 é bloqueado e o S2 é acionado. Como a indutância não permite variações bruscas na corrente, a polaridade da tensão no indutor é invertida para manter a corrente no mesmo sentido. Essa inversão provoca a polarização direta do diodo D2 e nesse momento a energia armazenada na indutância é transferida para a fonte CC. A tensão nos terminais da carga é $-E/2$ e a corrente passa a decrescer exponencialmente (Equação 2.11).

$$i_o(t) = -\frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + \frac{E}{2R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}\right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.11)$$

A terceira etapa (Figura 2.15.c) inicia-se quando a corrente i_o se anula, provocando a entrada em condução da chave S2. A partir desse instante a corrente inverte seu sentido mantendo sua variação exponencial descrita na Equação 2.11. A tensão aplicada à carga permanece $-E/2$, que recebe energia fornecida pela fonte.

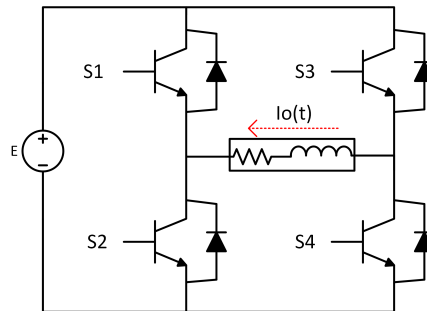
Na quarta etapa (Figura 2.15.d) o interruptor S2 é bloqueado e o S1 é acionado, em $t = T$. Nesta etapa a carga transfere energia à fonte CC, enquanto a corrente de carga decresce exponencialmente, mantendo o sentido anterior, segundo a Equação 2.10. A tensão aplicada à carga é $E/2$. Esta etapa finaliza-se quando a corrente na carga é nula,

iniciando um novo ciclo.

2.4.2 Ponte completa

A Figura 2.16 apresenta a disposição dos elementos que constituem o conversor em ponte completa. Nesta configuração, há dois braços inversores em que as quatro chaves comutam em pares, de maneira complementar. Este tipo de circuito é utilizado em aplicações de maiores potências porque quando aplica-se a mesma tensão ao barramento CC, a saída do conversor em ponte completa apresenta o dobro da tensão máxima de saída do conversor em meia ponte. Por haver quatro chaves, sendo duas em cada braço inversor, há uma maior complexidade e também um maior volume do circuito de comando.

Figura 2.16 – Inversor em ponte completa



Fonte: Autor.

Podem ser utilizadas diversas técnicas de modulação para acionar as chaves, entretanto destacam-se a utilização de PWM de dois níveis, com funcionamento similar ao em inversores em meia ponte, acionando duas chaves de cada vez, e PWM de três níveis.

2.4.2.1 Etapas de operação com carga RL

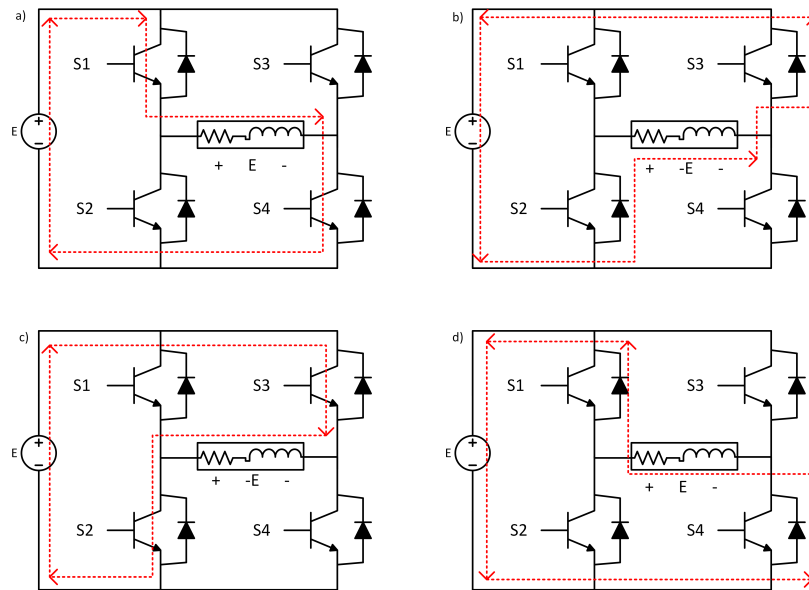
De maneira semelhante à configuração em meia ponte, em ponte completa há quatro etapas de operação bem definidas, como mostra a Figura 2.17a, b, c e d.

Na primeira etapa, mostrada na Figura 2.17.a, os interruptores S1 e S4 são acionados enquanto S2 e S3 são bloqueados. A tensão presente nos terminais da carga é E. Durante esta etapa a fonte entrega energia à carga e a corrente de saída cresce exponencialmente, segundo a Equação 2.12.

$$i_o(t) = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) - \frac{E}{R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}\right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.12)$$

Onde $\tau = \frac{L}{R}$

Figura 2.17 – Etapas de operação de um inversor em ponte completa



Fonte: Autor.

Na segunda etapa (Figura 2.17.b), quando $t = T/2$ os interruptores S1 e S4 são bloqueados e S2 e S3 são acionados. Como a indutância não permite variações bruscas na corrente, a polaridade da tensão no indutor é invertida para manter a corrente no mesmo sentido. Essa inversão provoca a polarização direta dos diodos D2 e D3 e nesse momento a energia armazenada na indutância é transferida para a fonte CC. A tensão nos terminais da carga é $-E$ e a corrente passa a decrescer exponencialmente (Equação 2.13).

$$i_o(t) = -\frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + \frac{E}{R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}\right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.13)$$

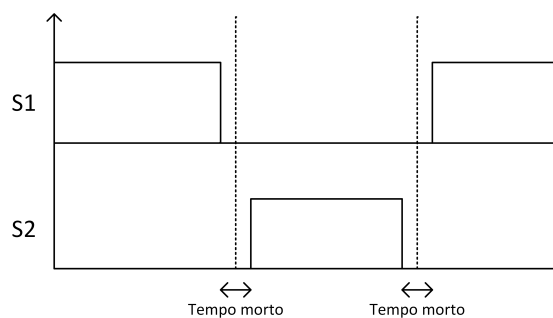
A terceira etapa (Figura 2.17.c) inicia-se quando a corrente i_o se anula, provocando a entrada em condução das chaves S2 e S3. A partir desse instante a corrente inverte seu sentido mantendo sua variação exponencial descrita na Equação 2.13. A tensão aplicada à carga permanece $-E$, que recebe energia fornecida pela fonte.

Na quarta etapa (Figura 2.17.d) os interruptores S2 e S3 são bloqueados enquanto S1 e S4 são acionados, em $t = T$. Nesta etapa a carga transfere energia à fonte CC, enquanto a corrente de carga decresce exponencialmente, mantendo o sentido, seguindo a Equação 2.12. A tensão aplicada à carga é E . Esta etapa finaliza-se quando a corrente na carga é nula, iniciando um novo ciclo.

2.4.3 Tempo morto e diodo de roda livre

Estes circuitos possuem duas características que devem ser destacadas em seu comportamento: o tempo morto e o diodo de roda livre. O tempo morto (Figura 2.18) é o intervalo de tempo entre o instante em que um semicondutor comuta para seu estado bloqueado até o instante em que o semicondutor oposto comuta para seu estado de condução. Ele se faz necessário por evitar que haja curto-circuito na fonte CC, danificando os dispositivos.

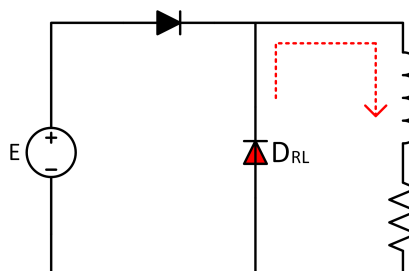
Figura 2.18 – Intervalo entre fechamento e abertura de chaves - Tempo morto



Fonte: Autor.

Já o diodo de roda livre (Figura 2.19) é utilizado para evitar que a tensão de carga torne-se instantaneamente negativa devido à presença da indutância.

Figura 2.19 – Diodo de roda livre



Fonte: Autor.

2.5 MODULAÇÃO POR LARGURA DO PULSO

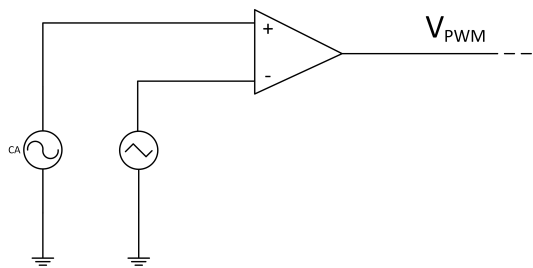
As fontes de alimentação, sejam elas CA ou CC, normalmente apresentam um valor constante. Quando deseja-se variar a tensão aplicada sobre uma carga, é necessário utilizar um mecanismo capaz de transferir somente a energia desejada. Segundo POMILIO (1998), a forma mais eficiente e simples de manobrar valores elevados de potência é através

da utilização de chaves. A relação entre os tempos em que as chaves permanecem abertas e o tempo em que elas permanecem fechadas permite calcular a transferência de energia resultante aplicada à carga, sendo esta uma média ponderada dos valores aplicados. Elas não fornecem um valor contínuo, mas devido às características das cargas, elas extraem o valor médio das tensões, possibilitando a obtenção de diferentes níveis de tensão através do chaveamento de dispositivos semicondutores.

Uma das técnicas que utiliza o conceito descrito acima é a modulação por largura de pulso. A frequência de operação é constante, variando o período de tempo em que a chave permanece conduzindo. Esta variação permite estabelecer uma relação entre o intervalo de tempo em que a chave permanece fechada e o período de chaveamento, que estabelece a tensão média de saída, e é denominada razão cíclica ou largura de pulso.

O sinal de comando para abertura e fechamento das chaves é obtido por meio da comparação entre uma onda de referência e uma onda periódica de frequência superior à primeira, também chamada de portadora, como pode ser visto na Figura 2.20.

Figura 2.20 – Comparação com portadora para obtenção do sinal PWM



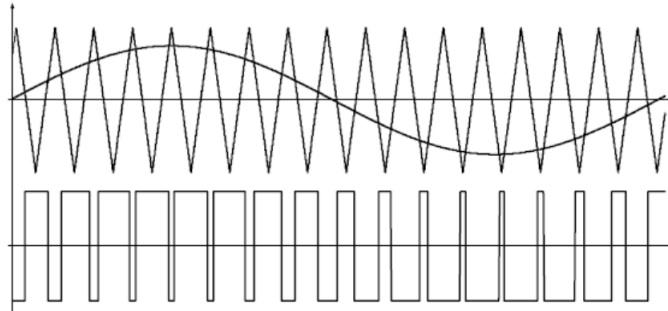
Fonte: Autor.

Para que obtenha-se um sinal de comando útil, é necessário que a portadora possua frequência pelo menos dez vezes superior à referência, além de apresentar apenas variações lineares.

2.5.1 Modulação PWM senoidal de 2 níveis

Uma das formas de obter o sinal de controle utilizando a modulação PWM é enviando um único sinal modulante. Desse modo, a razão cíclica varia de acordo com uma referência, que neste estudo é a corrente de referência em cada bobina do motor de passo. Utilizando esta configuração, é possível realizar a comutação das chaves de comando em alta frequência, não havendo harmônicos de baixa ordem e baixos valores de Distorção Harmônica Total (THD - Total Harmonic Distortion). Ressalta-se que o primeiro conjunto de harmônicos ocorre apenas na frequência de comutação. O sinal gerado possui dois níveis de saída, como mostrado na Figura 2.21.

Figura 2.21 – Modulação PWM dois níveis

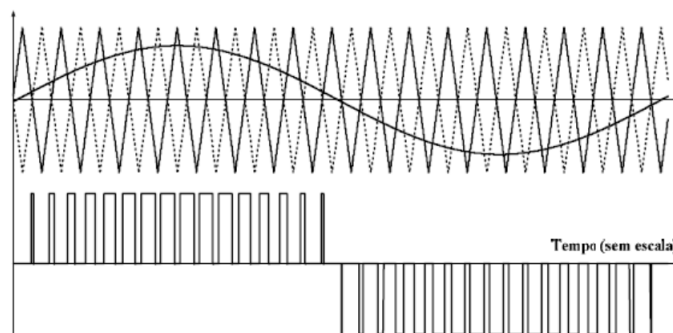


Fonte: (PETRY, 2013).

2.5.2 Modulação PWM senoidal de 3 níveis

Para obter a resposta em três níveis é necessário aplicar dois sinais modulantes defasados em 180° , como mostrado na Figura 2.22. Neste modo de operação também há a comutação em alta frequência e os valores de THD são baixos, entretanto o primeiro conjunto de harmônicas surge apenas no dobro da frequência de comutação. Além disso, o estresse de tensão nas chaves é a metade do encontrado em inversores de dois níveis.

Figura 2.22 – Modulação PWM três níveis



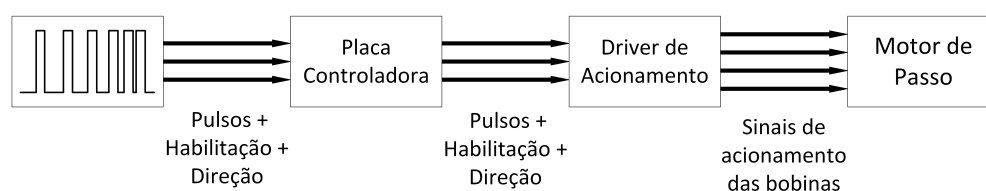
Fonte: (PETRY, 2013).

A partir do embasamento teórico apresentado neste capítulo serão feitas as considerações e escolhas necessárias para o desenvolvimento do projeto.

3 METODOLOGIA

Nesta seção serão detalhadas as fases necessárias para o acionamento dos motores de passo. Em síntese, são três etapas bem distintas, como é possível observar no diagrama apresentado na Figura 3.1. A primeira etapa é obter, através de software, o trem de pulsos que controlará a velocidade de rotação e o posicionamento angular do eixo. Além disso, são gerados pulsos de habilitação dos motores e direção de rotação do eixo. Os sinais de habilitação são de grande importância devido ao fato que, mesmo quando o motor está parado, está sendo fornecida corrente para manter o eixo na posição de repouso.

Figura 3.1 – Diagrama das etapas de acionamento



Fonte: Autor.

Posteriormente, os pulsos digitais são enviados a um circuito de condicionamento, responsável por isolar eletricamente, através de um optoacoplador, o sistema responsável pela lógica de geração dos pulsos e o *driver* de acionamento, que terá operação com maior potência podendo danificar o microcontrolador caso não haja o isolamento adequado. A placa de condicionamento dos sinais mais conhecida como placa controladora também é responsável por amplificar os sinais recebidos para aplicação no *driver*.

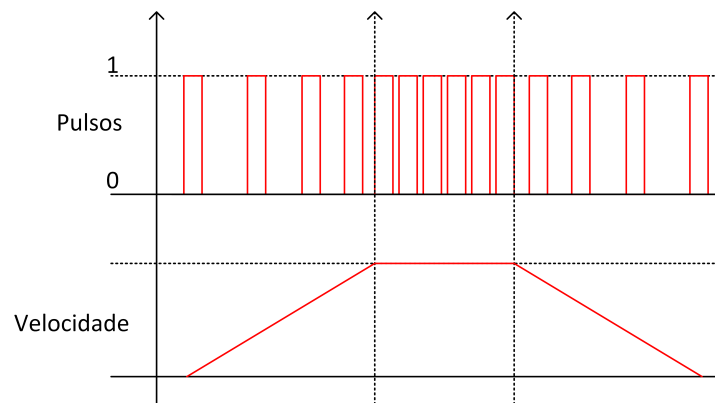
Os sinais de direção, habilitação e os pulsos são enviados ao *driver* de acionamento. Neste ponto do processo, é escolhido o tipo de acionamento. Caso seja escolhido acionamento em passo completo, cada pulso recebido pelo *driver* se transforma em um passo mecânico do motor. Todavia, quando opta-se por acionamento com divisão dos passos mecânicos, a quantidade de pulsos necessária para que o eixo do motor gire um passo é proporcional à resolução escolhida. Quando o acionamento é feito em 32 micropassos, são necessários 32 pulsos para que o motor gire um passo. Desta forma há um aumento significativo na precisão da posição e redução de vibração, enquanto há redução do torque e poderá haver limitações de clock oriundos da geração dos pulsos.

Por fim, o *driver* envia às bobinas do motor a corrente necessária para obtenção da rotação desejada. É importante destacar que cada motor deve possuir um *driver* de acionamento. As respostas mecânicas variam conforme os parâmetros do motor utilizado.

3.1 PRIMEIRA ETAPA: GERAÇÃO DOS PULSOS COM ARDUINO

O controle da máquina será realizado a partir de pulsos. Como é possível ver na Figura 3.2, conforme varia-se a quantidade de pulsos enviados a posição de rotação do eixo é alterada, e enquanto varia-se a frequência dos pulsos a velocidade de rotação muda proporcionalmente.

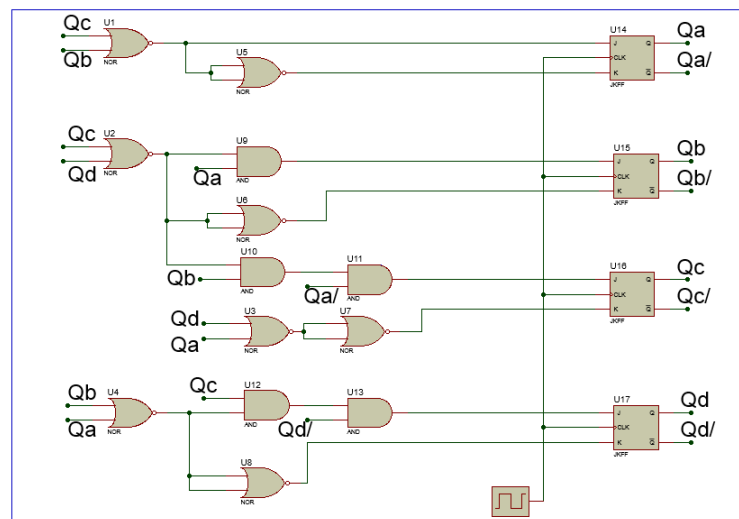
Figura 3.2 – Comportamento do eixo perante pulsos enviados às bobinas



Fonte: (TOEBE, 2015).

No desenvolvimento deste estudo, inicialmente foi elaborado um circuito baseado na utilização de Flip-Flops do tipo J-K para acionar um motor a meio passo (Figura 3.3).

Figura 3.3 – Projeto de circuito para acionamento em meio passo



Fonte: Autor.

Os sinais provenientes dos Flip-Flops foram enviados a um buffer responsável por amplificar os mesmos e posteriormente acionar as bobinas de um motor. Nesse circuito

há um clock fixo que proporciona um acionamento sem variação da velocidade de rotação do motor.

O próximo passo foi a elaboração de um código em linguagem C, através da plataforma IDE do Arduino, responsável por enviar a quantidade de pulsos desejada na frequência correta para alcançar o trem de pulsos necessário para chegar à posição como mostrado na Figura 3.2.

Primeiramente é escolhida a frequência inicial dos pulsos de comando, que definirá a velocidade de partida. Durante o envio dos pulsos iniciais a frequência aumenta linearmente até atingir o valor máximo definido, onde permanece em regime permanente, configurando uma partida em rampa (Figura 3.2). Quando o número de pulsos enviados se aproxima do total escolhido, a frequência diminui gradativamente, proporcionando uma desaceleração gradual da rotação do eixo quando está próximo o fim do percurso. O código também deve receber o sentido de rotação do motor e a informação se este está habilitado ou não. Somente após a definição desses valores é iniciado o envio dos sinais.

Outro valor que deve ser estabelecido é o número total de pulsos para cada eixo (x, y e z). Esta escolha, para fins de extração de resultados de simulação e experimentais, foi feita diretamente nas linhas de programação. Entretanto, há a possibilidade de implementar um sistema de comunicação através da porta serial ou de um teclado a fim de permitir a definição dos valores.

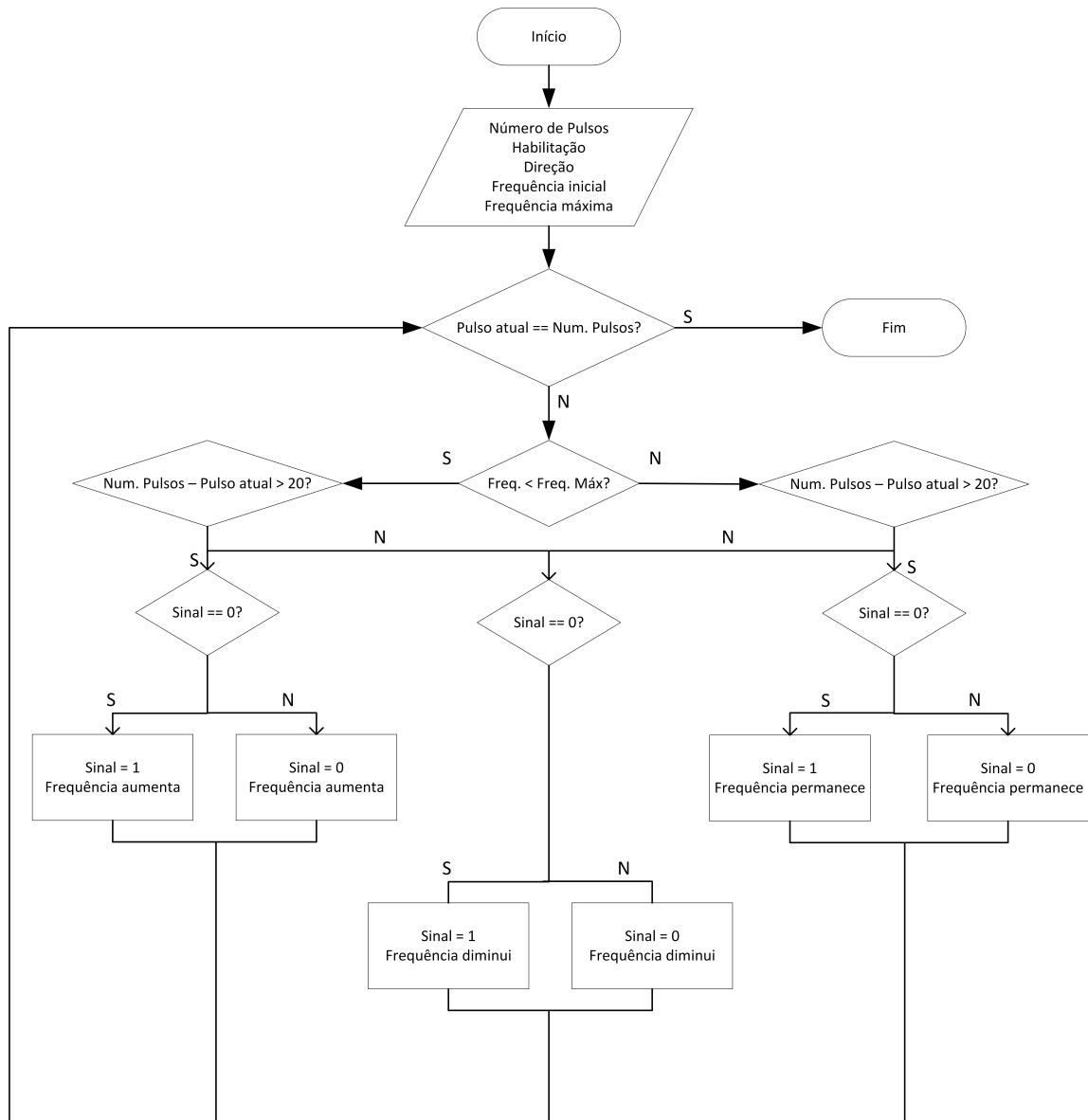
A Figura 3.4 mostra o fluxograma representativo do programa desenvolvido. É mostrado o diagrama de blocos do código do Arduino considerando que a rotação do eixo do motor está habilitada. A lógica de programação é a mesma para ambos os sentidos de rotação, bastando alterar o valor da variável que define o sentido para que um mesmo trem de pulsos resulte em uma rotação no sentido inverso.

3.2 SEGUNDA ETAPA: SISTEMA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Os pulsos oriundos do software desenvolvido no Arduino são sinais lógicos de baixa potência que não são capazes de alimentar as bobinas dos motores de forma a gerar o fluxo magnético necessário para o alinhamento do rotor de maneira precisa. Portanto, estes sinais precisam ser amplificados a fim de obter tal potência.

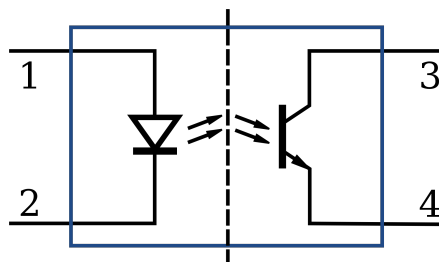
Um dos problemas gerados é a possibilidade de danificação dos componentes responsáveis pela geração dos sinais, visto que o motor drena correntes superiores às suportadas por estes. Outro problema é a possibilidade de ocorrência de correntes reversas durante a partida/desligamento dos motores, o que facilmente pode atingir o equipamento (BODGARAGE, 2018). Para resolver esta questão, são utilizados optoacopladores (Figura 3.5) responsáveis por isolar a parte do circuito de comando, com baixa potência, daquela com potência mais elevada.

Figura 3.4 – Fluxograma representativo do código para partida em rampa



Fonte: Autor.

Figura 3.5 – Esquema de isolamento por optoacoplador

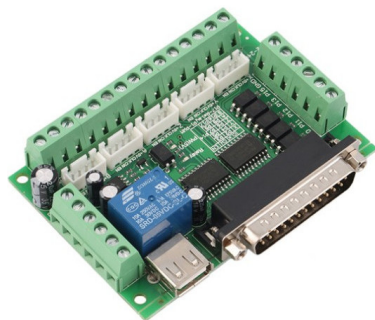


Fonte: (BODGARAGE, 2018).

Os pulsos enviados na primeira etapa são convertidos em sinais luminosos que são interpretados por fotosensores presentes no optoacoplador. Assim, há um elevado isolamento galvânico (na ordem de 7000 Volts) devido à ausência de contato físico entre as partes.

A placa controladora é responsável por isolar e amplificar os sinais de pulso, habilitação e direção de todos os motores a serem acionados, os quais são enviados ao *driver* após serem condicionados. Há várias topologias de controladoras disponíveis, e a disponível para utilização neste projeto é a placa chinesa do modelo BL-MACH-V1.1 apresentada na Figura 3.6, que possui capacidade para controlar até 5 eixos simultaneamente. A comunicação entre ela e o software pode ser feita através da porta paralela ou via conexão USB (*Universal Serial Bus*).

Figura 3.6 – Interface controladora para até 5 eixos



Fonte: (GREENCHIP, 2018).

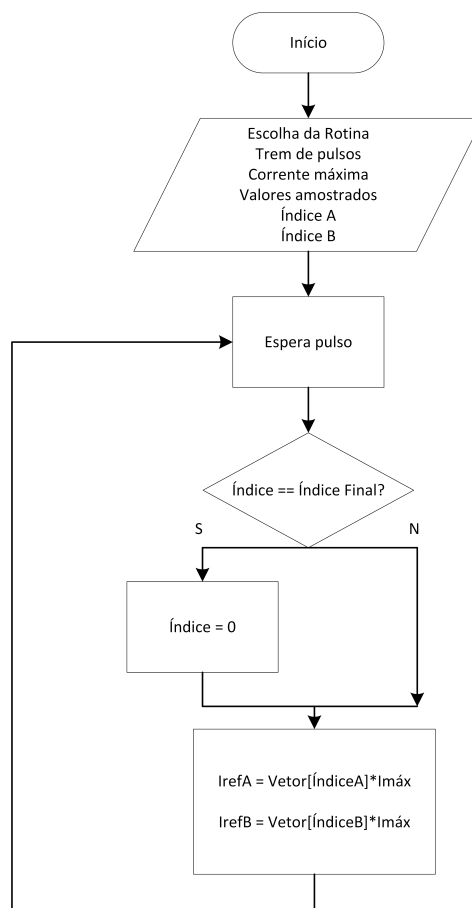
É importante ressaltar que esta placa está disponível na empresa, onde o projeto terá prosseguimento, porém não foram obtidos resultados práticos com a sua utilização.

3.3 TERCEIRA ETAPA: DRIVER DE ACIONAMENTO

Os pulsos enviados pelo Arduino são sinais que variam entre os estados lógicos alto e baixo. Estes sinais são submetidos a um código, desenvolvido através do software DEV-C++, responsável por converter o trem de pulsos em correntes de referência para alimentação das bobinas dos motores, e sua lógica pode ser vista no fluxograma apresentado na Figura 3.7. O mesmo trem de pulsos é utilizado para gerar as referências para as duas fases dos motores, visto que é necessário apenas aplicar uma defasagem entre as formas de onda.

Para esta função, foram definidos vetores com os valores da amostragem de uma senoide. Neste código é possível escolher uma entre 5 rotinas para obtenção do número de micropassos que se deseja. Para fim de teste, a rotina em questão é definida no próprio código por meio de três variáveis que seguem uma lógica binária para proporcionar todas

Figura 3.7 – Fluxograma representativo do código para corrente de referência



Fonte: Autor.

as opções, conforme a Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Tabela descritiva da escolha da rotina para gerar as correntes de referência

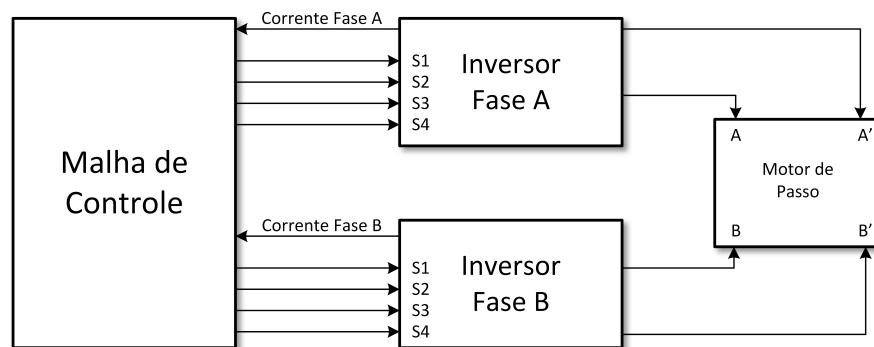
M2	M1	M0	Vetor
0	0	0	{0, 1, 0, -1}
0	0	1	{0, 0.71, 1, 0.71, 0, -0.71, -1, -0.71}
0	1	0	{0, 0.38, 0.71, 0.92, 1.0, ... , -0.71, -0.38}
0	1	1	{0, 0.2, 0.38, 0.56, 0.71, 0.83, 0.92, 0.98, 1.0, ... , -0.38, -0.2}
1	X	X	{0, 0.1, 0.2, 0.29, 0.38, 0.47, 0.56, 0.64, 0.71, ... , -0.2, -0.1}

É necessário inserir a corrente de saída desejada para que a amplitude do sinal de referência resultante esteja correta de acordo com o motor de passo utilizado. A cada pulso recebido, a amplitude máxima da corrente nas fases definida no código é multiplicada pelo elemento correspondente.

Para que sejam sintetizadas ondas senoidais defasadas em 90 graus, a corrente de referência para a fase A é gerada a partir do primeiro elemento do vetor, enquanto para a fase B é gerada a partir do elemento com valor máximo, correspondente ao pico da senoide, localizado em 25% do total de elementos do vetor.

Cada motor deve ser acionado por um *driver* individual. Neste trabalho é proposta a utilização de conversores em ponte completa, conforme foi detalhado na revisão bibliográfica. O esquema de ligação de cada bobina do motor ao respectivo inversor está mostrado na Figura 3.8.

Figura 3.8 – Ligação dos inversores às bobinas dos motores



Fonte: Autor.

Conforme a equação 4.1, a planta apresenta naturalmente um comportamento integral por apresentar um polo. Por esse motivo, o controlador proporcional foi escolhido para este circuito e, conforme as simulações mostradas posteriormente, é adequado para esta situação.

Na prática, na última etapa os níveis de corrente são enviados às bobinas dos motores para que estes realizem a movimentação desejada, encerrando o sistema de acionamento. Entretanto, é necessário analisar o comportamento do motor como uma carga a ser alimentada pela corrente fornecida pelos conversores, como visto na Figura 3.8.

A fim de obter as respostas para as correntes de fase de forma a ser possível fazer um controle de corrente adequado é considerada a modelagem do motor de passo que é acoplado ao sistema. Também foi feita uma análise em frequência, a partir da obtenção do diagrama de Bode, a fim de propor um ganho adequado que não desestabilize o sistema.

4 RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os principais estudos realizados e os resultados obtidos a partir da implementação do que foi acima proposto. Os principais resultados são provenientes do trem de pulsos com partida em rampa, geração dos sinais PWM para acionamento das chaves e análises da planta estudada.

É de suma importância destacar que os resultados das etapas de geração de pulsos e *driver* de acionamento foram obtidos através de simulações, com a utilização dos softwares adequados a fim de proporcionar uma análise coerente. Além disso, um circuito foi implementado no laboratório da Engenharia Elétrica utilizando um modelo de *driver* disponível no mercado buscando a verificação dos sinais de pulsos gerados para partida em rampa dos motores de passo.

4.1 CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA

A partir da equação 2.9 é possível verificar que a dinâmica do sistema é afetada diretamente pelo dobro da tensão de entrada. Tensões muito inferiores à nominal podem saturar a ação de controle afetando diretamente a velocidade de operação do motor, reduzindo-a. Substituindo os valores de $R = 1\Omega$ e $L = 2mH$ presentes no datasheet, apresentados no Anexo A, em 2.9, é possível calcular o ganho DC quando s tende a zero para diferentes tensões aplicadas aos terminais.

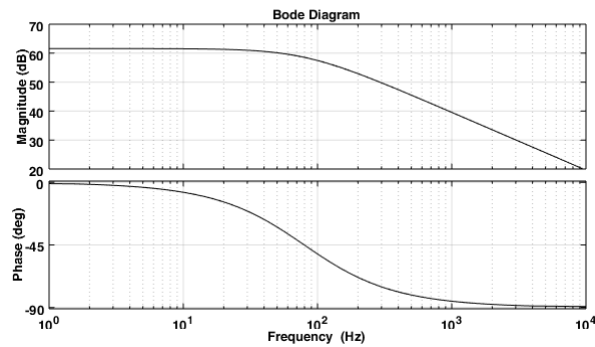
A equação 4.1 está reorganizada com os valores já definidos. Pode-se observar que, quando s é igual a zero, o ganho é o dobro da tensão aplicada. Como o motor suporta uma tensão de até $500 V_{CC}$, foi escolhida uma tensão de $24 V$ como parâmetro de projeto a partir das fontes disponíveis para implementação, e para este valor o circuito possui um ganho DC igual a 48 fazendo o limite da equação 4.1 quando s tende a zero.

$$\frac{I(s)}{\hat{d}(s)} = 2 \cdot V_{CC} \cdot \frac{500}{s + 500} \quad (4.1)$$

Utilizando o software MATLAB foi feita a análise da resposta em frequência para os parâmetros da planta. As Figura 4.1 e 4.2 apresentam o diagrama de Bode para a função de transferência em malha aberta e em malha fechada, respectivamente.

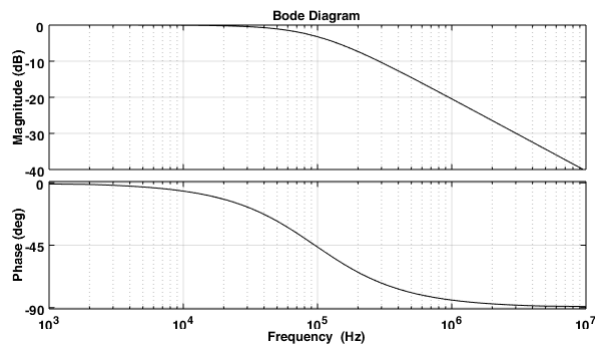
Este sistema apresenta uma margem de fase de 90 graus, margem de ganho infinita e uma frequência de cruzamento igual a $19,1kHz$. Assim, é possível afirmar que o sistema é estável para qualquer ganho, e rápido o bastante para que um controlador proporcional atenda às necessidades de projeto.

Figura 4.1 – Diagrama de Bode em malha aberta



Fonte: Autor.

Figura 4.2 – Diagrama de Bode em malha fechada



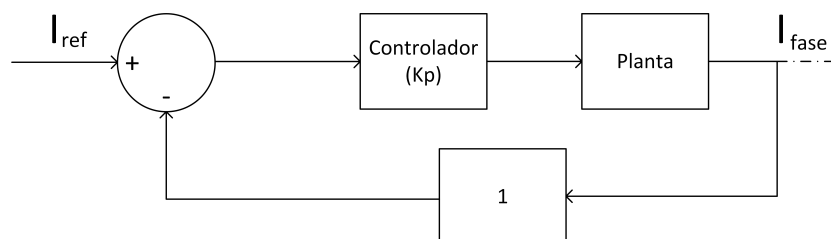
Fonte: Autor.

4.2 PROJETO DO CONTROLADOR PROPORCIONAL

Para o projeto do controlador devem ser considerados três fatores que exercem grande influência no comportamento do sistema: a tensão aplicada ao inversor, a frequência dos pulsos de comando e o ganho proporcional da malha de controle.

De uma maneira genérica, o controlador proporcional é um amplificador com um ganho ajustável, e a Figura 4.3 mostra o sistema de controle proposto para implementação.

Figura 4.3 – Sistema de controle para regulação da corrente de fase



Fonte: Autor.

A partir da comparação da corrente de referência com a medida na bobina de cada fase do motor é obtido um erro. Esse erro é enviado para o controlador, e o sinal é então comparado a uma onda triangular de alta frequência e assim são obtidos os sinais para acionamento das chaves do inversor por meio da modulação por largura de pulso em dois níveis, que foi escolhida para este trabalho. Os pulsos PWM permitem que haja a variação adequada da tensão aplicada aos terminais das fases do motor, regulando a corrente no valor necessário para ser obtida a rotação desejada.

Quanto aumenta-se o valor de K_P , o sistema apresenta uma constante de tempo menor, o que resulta em uma resposta mais rápida, e uma redução no erro de regime permanente. No entanto, esse aumento também causa um *overshoot*, e é preciso verificar para que não ocorra instabilidade ou operação na região não-linear. Este tipo de controle permite escolher apenas um parâmetro, devendo-se optar entre tempo de subida, overshoot ou tempo de estabilização do sistema.

O ganho proporcional não elimina o erro em regime, mas este é inversamente proporcional ao valor de K_P . As figuras abaixo apresentam o comportamento do sistema perante a variação do ganho K_P mantendo a tensão aplicada igual a $24V_{CC}$ e o número de micropassos constantes em um período de 2ms entre os pulsos (Figuras 4.4(a), 4.4(b) e 4.4(c)).

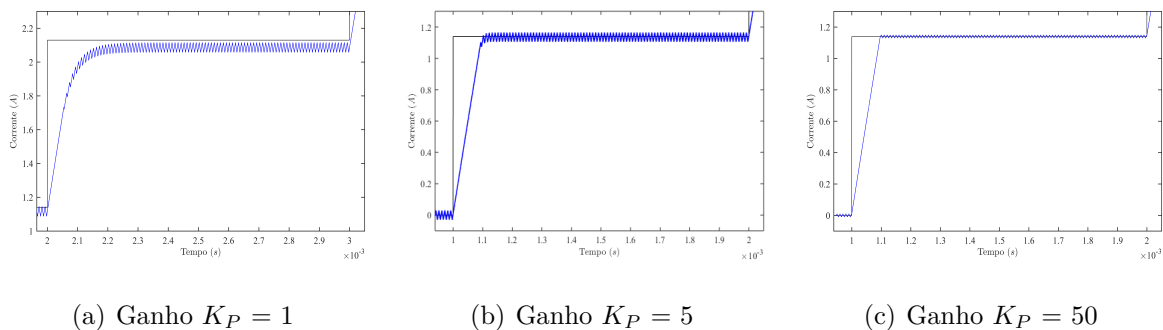


Figura 4.4 – Efeito da variação do ganho proporcional

Outro fator fundamental da definição do projeto é a tensão aplicada ao inversor. A análise da variação da tensão aplicada no conversor ponte completa por ser verificada nas figuras 4.5(a), 4.5(b) e 4.5(c) nas quais os demais parâmetros do sistema foram mantidos inalterados com com ganho $K_P = 5$.

A frequência em que os pulsos são enviados para o *driver* deve ser considerada, pois quando ela aumenta a corrente nos enrolamentos do motor deve ser capaz de atingir a corrente de referência antes que o próximo pulso seja enviado. Para obter um resultado satisfatório, as simulações foram realizadas utilizando a frequência de regime permanente, onde seu valor será máximo.

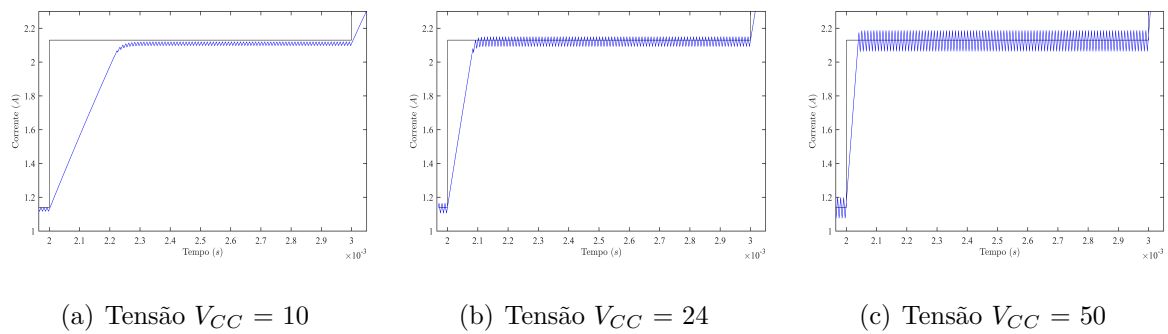


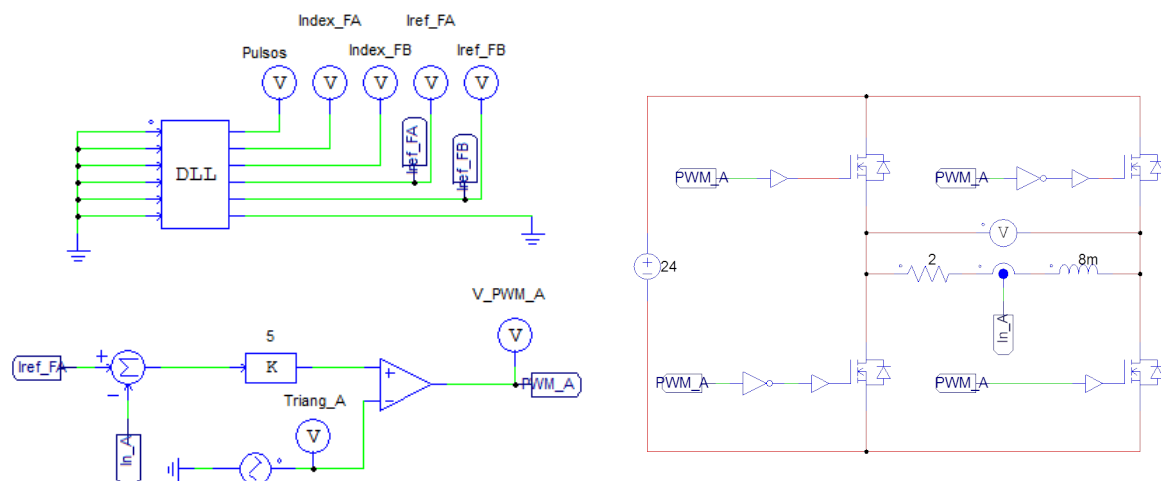
Figura 4.5 – Efeito da variação da tensão aplicada ao inversor

4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O sistema de acionamento dos motores foi simulado para obtenção dos sinais a fim de analisar os estudos feitos antes de validar na prática, ratificando a base teórica descrita anteriormente e mitigando a possibilidade de erros.

Para a geração dos pulsos foi utilizado o software Arduino, que envia os sinais gerados para o PSIM (Figura 4.6). O trem de pulsos é condicionado, por meio da ferramenta DLL, com programação no software DEV-C++ a fim de gerar as correntes de referência desejadas. Posteriormente, essas correntes são inseridas na malha de controle a fim de obter os sinais PWM para chaveamento dos conversores.

Figura 4.6 – Circuito para obtenção dos resultados no software PSIM



Fonte: Autor.

4.3.1 Correntes de referência

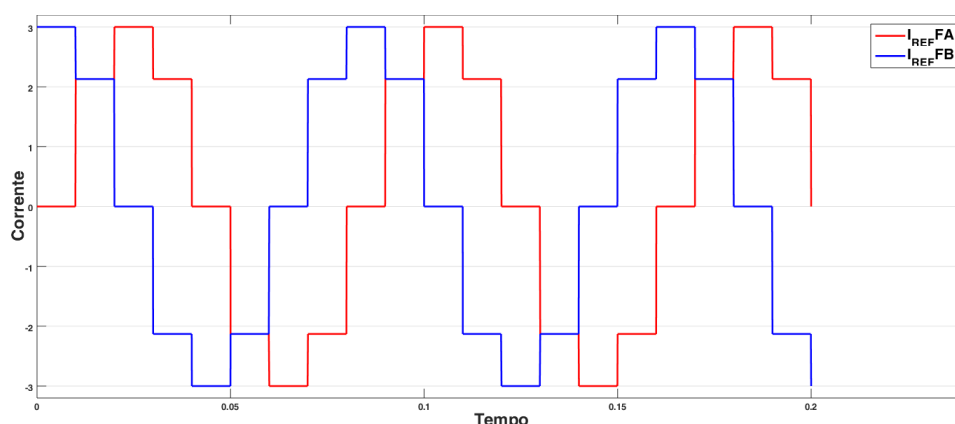
Neste tópico serão apresentadas as principais correntes de referência geradas para os diferentes números de micropassos. Durante este trabalho foi desenvolvido um código em linguagem C utilizando a ferramenta DLL. Este código tem como função transformar o trem de pulsos, que varia entre dois valores, em uma corrente de referência para as fases do motor.

A partir de valores amostrados de uma senoide, foi possível estabelecer os parâmetros e definir vetores para gerar as correntes de fase necessárias para subdividir um passo mecânico em até 64 micropassos. Esta quantidade é suficiente para a precisão necessária no empilhamento das placas de ferrite.

Os valores presentes nos vetores dos micropassos variam entre -1 e 1 e, quando são multiplicados pela amplitude máxima definida, fornecem a corrente de referência necessária para obter o micropasso. O mesmo vetor é responsável por gerar as correntes de referência para as duas fases do motor e isso é possível alterando a posição do vetor pela qual a corrente máxima será multiplicada, conforme já detalhado na terceira etapa do capítulo 3. O mesmo trem de pulsos responsável pela corrente de referência da fase A de um dos motores de passo é utilizado para gerar a corrente de referência da fase B a partir de uma defasagem de 90° entre as senoides resultantes.

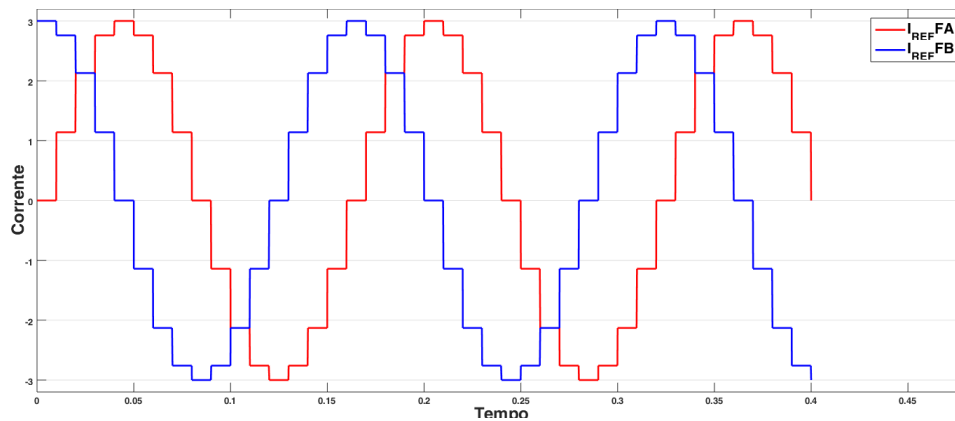
As Figuras 4.7, 4.8, 4.9 e 4.10 mostram a simulação dos valores de referência para as correntes de fase em 8, 16, 32 e 64 micropassos respectivamente, os quais foram obtidos a partir de uma frequência fixa de pulsos para uma visualização mais clara.

Figura 4.7 – Corrente de referência para rotação em 8 micropassos



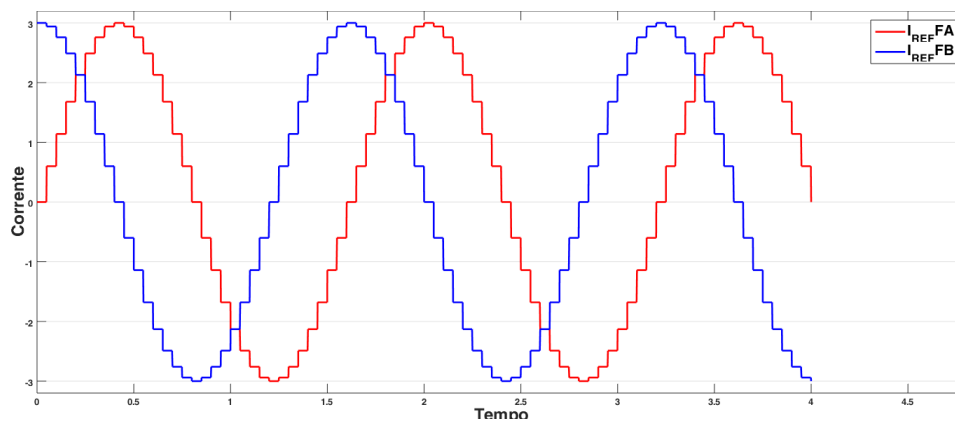
Fonte: Autor.

Figura 4.8 – Corrente de referência para rotação em 16 micropassos



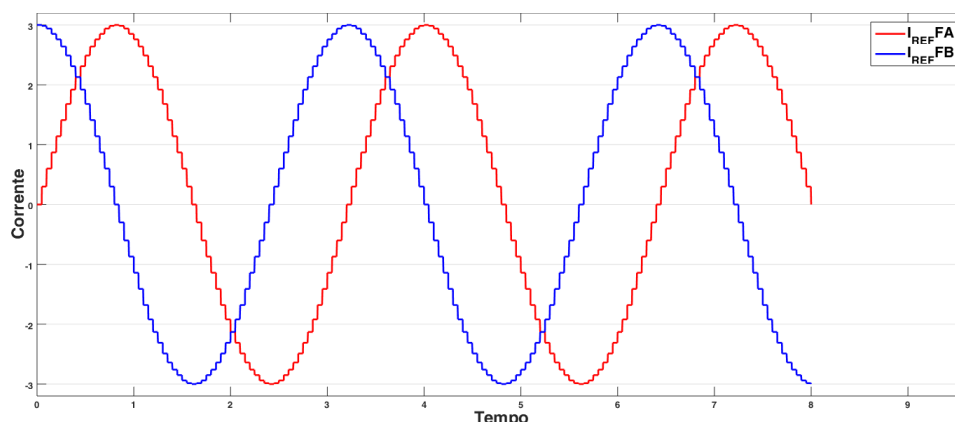
Fonte: Autor.

Figura 4.9 – Corrente de referência para rotação em 32 micropassos



Fonte: Autor.

Figura 4.10 – Corrente de referência para rotação em 64 micropassos

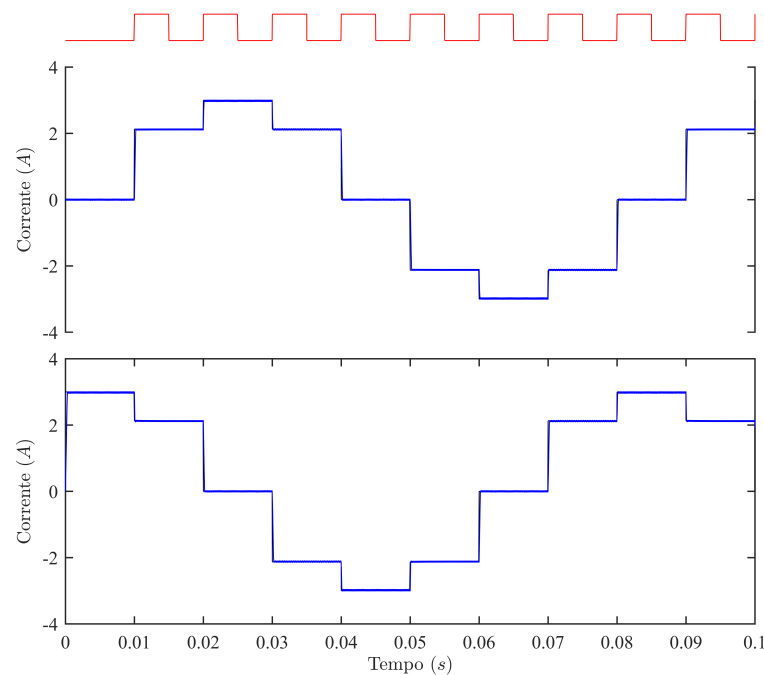


Fonte: Autor.

4.3.2 Corrente nas bobinas

A corrente nos enrolamentos do motor de passo deve seguir a referência em um intervalo de tempo adequado sem desestabilizar o sistema, como é mostrado na Figura 4.11. Os sinais PWM responsáveis pelo comando dos conversores foram gerados a partir da comparação do erro entre as correntes de referência e dos enrolamentos e uma portadora triangular com frequência de 10 kHz.

Figura 4.11 – Corrente dos enrolamentos e corrente de referência



Fonte: Autor.

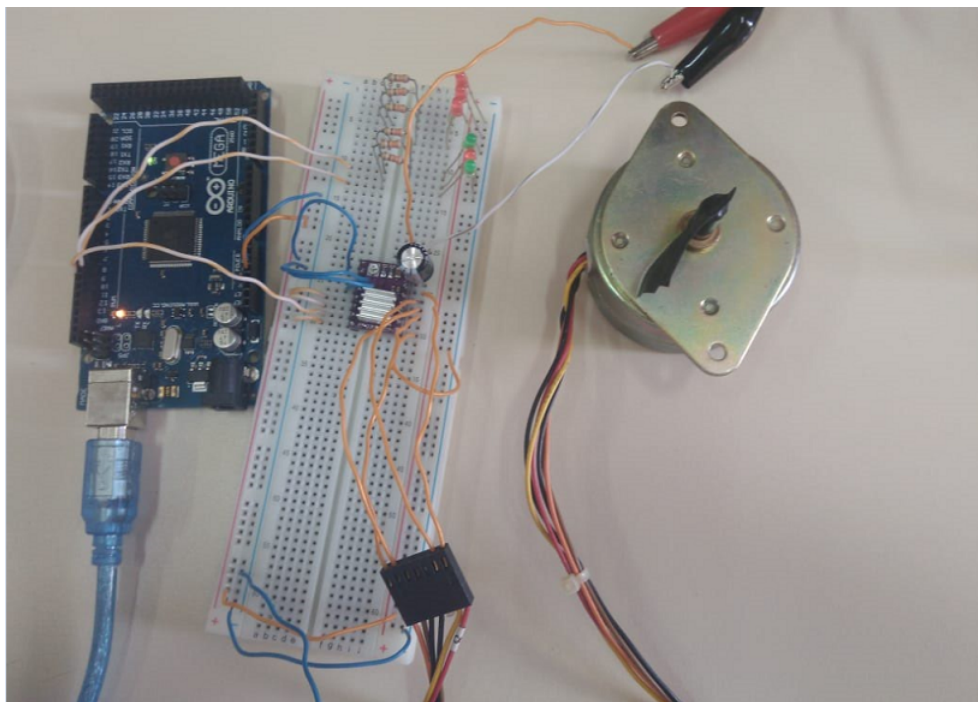
Utilizando os conceitos de velocidade de resposta do sistema detalhados na seção de projeto do controlador, foi feito um estudo para o pior caso, considerando a frequência máxima de comutação e o maior número de micropassos. Como a tensão aplicada aos inversores foi definida sendo 24 V e a frequência máxima dos pulsos de comando (500 Hz) é mantida constante, variou-se o ganho proporcional a fim de encontrar um valor conveniente.

Com um ganho igual a 5 a corrente segue a referência de forma satisfatória mesmo no pior caso, portanto pode-se inferir que nas demais situações este ganho atenderá os requisitos de projeto.

4.4 RESULTADOS PRÁTICOS

Foi montado o circuito de acionamento para um motor de passo a fim de obter resultados práticos que embasem este trabalho. O sistema, que pode ser visto na Figura 4.12, foi montado utilizando equipamentos do laboratório de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria, campus Cachoeira do Sul, e por este motivo não apresenta todos os dispositivos citados no decorrer deste estudo. Entretanto, foram obtidos resultados para verificar se os pulsos enviados correspondem ao comportamento esperado. Não foi possível verificar a resposta do controle da corrente por conta da baixa resolução do sensor disponível no laboratório.

Figura 4.12 – Circuito de acionamento montado em laboratório



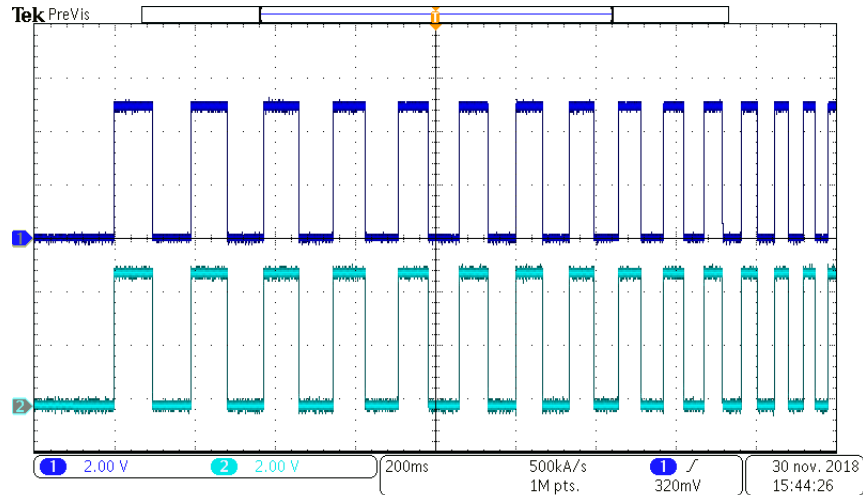
Fonte: Autor.

Utilizando um osciloscópio da Tektronix com resolução de 100MHz de frequência de amostragem, foram obtidos os sinais enviados ao driver Pololu DRV8825, disponível no laboratório, que permitiu acionar o motor. O início do processo de acionamento é a síntese do trem de pulsos que irá controlar a velocidade e posição de rotação dos eixos dos motores. Conforme detalhado anteriormente, foi desenvolvido um código responsável pelo envio dos pulsos, e seu comportamento está mostrado no fluxograma da Figura 3.4. Os sinais de saída foram medidos na saída da placa Arduino Mega, portanto possuem uma tensão que varia entre 0V e 5V.

A Figura 4.13 mostra o início do envio dos pulsos, onde a frequência ainda não é tão elevada, o que proporciona uma partida suave. Também é possível observar que à

medida que aumenta o número de pulsos, o intervalo de tempo entre eles diminui, o que corresponde a um aumento de velocidade na rotação do motor.

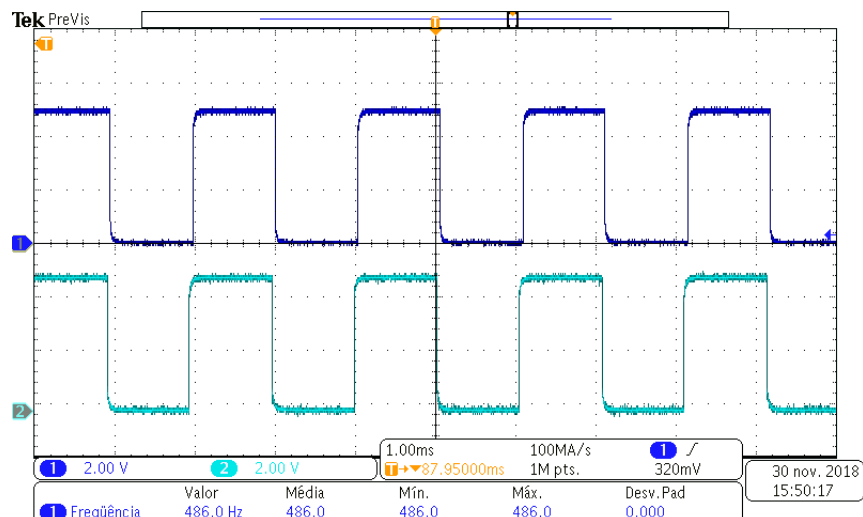
Figura 4.13 – Pulsos enviados para partida do motor



Fonte: Autor.

Após atingir o regime permanente de velocidade, os pulsos mantêm a frequência. A Figura 4.14 mostra que o intervalo de tempo até o reinício do pulso é de aproximadamente $2ms$, o que mostra que o código programado para alternar o sinal com frequência de $500 Hz$ está funcionando corretamente.

Figura 4.14 – Frequência dos pulsos em regime permanente

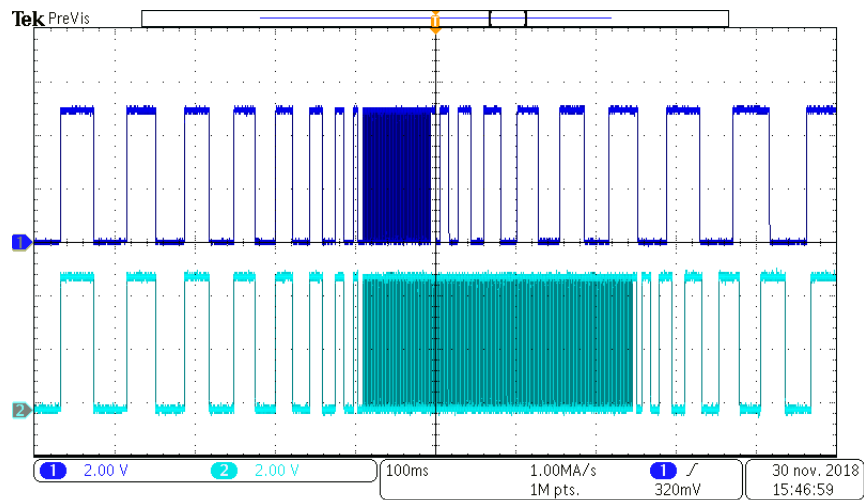


Fonte: Autor.

Outro fator que deve ser destacado é a capacidade de realizar o envio independente dos sinais de comando. Isso pode ser visto na Figura 4.15, que apresenta os pulsos de partida, regime e redução de velocidade, gerados para dois diferentes motores, sendo que

um deles permanece por mais tempo em regime permanente. O número de pulsos para aceleração e frenagem é o mesmo para todos os motores, independente da rotação a ser efetuada.

Figura 4.15 – Pulsos para acionamento de dois motores



Fonte: Autor.

5 CONCLUSÃO

O estudo de um sistema para acionamento de motores de passo proporcionou desenvolver conhecimentos que englobam múltiplas áreas estudadas durante o curso de Engenharia Elétrica.

Os motores de passo são uma excelente opção quando a aplicação exige precisão de posicionamento. Dentre as diversas formas construtivas de motores de passo, o motor híbrido se destaca por combinar vantagens dos outros modelos com um custo-benefício vantajoso. Os sistemas atualmente empregados para controle de posição exigem uma precisão muito elevada, que não pode ser suprida pelo aumento da resolução mecânica dos motores. Por esse motivo, a aplicação da técnica de micropassos é uma opção válida, possibilitando alcançar grandes precisões com baixo custo.

Após acionar os motores utilizando diferentes modos de excitação, observou-se que com micropassos houve uma redução na vibração, ao passo que limitou-se a velocidade de rotação, conforme era esperado, entretanto com o aumento da frequência dos pulsos enviados foi possível alcançar uma velocidade de rotação satisfatória. O modelo utilizado para realizar as simulações foi eficaz e apresentou resultados muito próximos aos obtidos experimentalmente.

Com acionamento em meio passo, o torque obtido foi consideravelmente elevado em comparação ao acionamento em 64 micropassos, que foi a resolução máxima programada. Como o empilhamento das placas não exige grande torque, não é necessária a utilização da resolução máxima, podendo ser escolhido um menor número de micropassos a fim de obter uma velocidade maior no decorrer do processo.

Analisando as simulações é possível afirmar que o projeto do controlador cumpre seu objetivo, fazendo a corrente nas bobinas seguir a referência mesmo no pior caso. Ao passo em que aumenta-se o número de micropassos, o intervalo de tempo até o próximo pulso diminui de forma linear. A corrente de referência foi determinada com base nos parâmetros de operação do motor utilizado neste trabalho, com corrente máxima de operação de 3A quando utilizada a configuração unipolar.

Devido às limitações para implementação do sistema estudado, não foi possível obter resultados práticos a respeito do controle da corrente em malha fechada. Como os recursos para simulação disponíveis eram mais abrangentes, estes foram utilizados para realizar o projeto do controlador e verificar o comportamento no sistema.

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

A partir dos resultados obtidos com este trabalho é possível implementar o sistema de eixos coordenados e estabelecer a rotina para empilhamento das placas que constituem

os núcleos de transformadores de pequeno porte na empresa parceira para desenvolvimento deste estudo.

Para tanto, é necessário haver um dispositivo capaz de, através do movimento dos eixos, mover as peças até o local apropriado. Sugere-se a inclusão de um braço pneumático que seja comandado a fim de retirar as peças de um estoque e posicioná-las sobre um plano de montagem.

Este sistema não foi implementado na prática na empresa, porém este trabalho apresenta uma base fundamentada a respeito dos equipamentos e processos necessários para sua instalação.

Como este projeto deve seguir uma rotina fixa de movimentos não houve uma preocupação em automatizar a definição do número de pulsos a ser enviado para definir a posição final dos motores, que deve ser definido através de código de programação.

Este trabalho pode ser aprimorado em alguns aspectos:

- Realização da adaptação das velocidades de rotação dos eixos conforme a distância a ser percorrida, visto que neste código é o programador quem define a frequência inicial e máxima dos pulsos.
- Adequar o ganho do controlador de acordo com a resolução utilizada para geração da corrente de referência.
- Alterar o tipo de controlador a fim de obter respostas melhores para a aplicação desejada.

REFERÊNCIAS

- AGNIHOTRI, N. **Stepper Motors or Step Motors**. 2011. <<https://www.engineersgarage.com/articles/stepper-motors?page=1>>. Acessado em: 18/05/2018.
- BODGARAGE. **Optoacopladores, funcionamento e como usar em seus projetos**. 2018. Disponível em: <<http://bodgarage.repofy.com/?p=1045>>.
- CONDIT, R.; JONES, D. W. Stepping motors fundamentals. **Microchip Inc. Publication AN907**, p. 1–22, 2004.
- CONSTANDINOU, T. **Tudo sobre motores de passo**. 2005. <http://w3.ufsm.br/fuentes/index_arquivos/step.pdf>. Acessado em: 03/06/2018.
- FLOYD, T. **Sistemas Digitais: Fundamentos e Aplicações**. 9. ed. Bookman, 2007. ISBN 978-85-7780-107-7. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=489418a872b40c5cfaf8e4dd1adae45a>>.
- GREENCHIP. **BL-MACH-V1.1 to control the CNC machine**. 2018. Disponível em: <<http://greenchip.com.ua/83-0-887-2.html>>.
- HART, D. W. **Eletrônica de Potencia**. 1. ed. [S.l.]: Pearson Educacion, 2001. ISBN 84-205-3179-0.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Introducao ao estudo dos conversores CC-CA**. second. [S.l.]: UFSC, 2008.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics. Converters, Applications and Design**. third. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc, 2003.
- NEOMOTION. **Datasheet de produto: Motores de passo**. 2018. Disponível em: <<https://www.neomotion.com.br/wp-content/uploads/2017/07/Cat%C3%A1logo-Datasheet-dos-motores-de-passo-R01.pdf>>.
- NEVES, C. et al. Os dez maiores desafios da automação industrial: as perspectivas para o futuro. 2007.
- PATSKO, L. F. **Tutorial Controle de Motor de Passo**. 2006. <http://www.maxwellbohr.com.br/downloads/robotica/mec1000_kdr5000/tutorial_eletronica_-_motor_de_passo.pdf>. Acessado em: 21/06/2018.
- PETRY, C. A. **Modulação PWM Senoidal**. 2013. <http://www.professorpetry.com.br/Ensino/Repositorio/Docencia_CEFET/Eletronica_Potencia/2013_2/Apresentacao_Aula_19.pdf>. Acessado em: 12/10/2018.
- POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência**. 1998. <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdffiles/eltpot/cap2.pdf>>. Acessado em: 07/10/2018.

QUEIROZ, R. A. d. A. **Motores de Passo**. 2002. <<https://docplayer.com.br/4118210-Motores-de-passo-ricardo-alexandro-de-andrade-queiroz.html>>. Acessado em: 02/07/2018.

SILVA, S. D. D. et al. **CNC - Programação de comandos numéricos computadorizados - Torneamento**. 8. ed. [S.l.]: Editora Érica, 2009. ISBN 9788571948945.

TAL, J. Step motor control for maximum torque. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 21, n. 2, p. 224–227, 1976.

TAMBARA, R. V.

Relatório de Estágio Supervisionado do Curso Técnico em Eletrotécnica — Universidade Federal de Santa Maria, 2005.

TOCCI NEAL S. WIDMER, G. L. M. R. J. **Sistemas Digitais Principios e Aplicações**. 11th. ed. Pearson, 2011. ISBN 9788574059226. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=39956cbfd8b34389f4c70f59cd3b9682>>.

TOEBE, A.

Desenvolvimento de driver para motor de passo com técnica de micropasso — Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Santa Maria, 2015.

WEIHUA, Y. et al. Design of a Step-Motor Control System Based on FPGA. **IEEE Transactions on Automatic Control**, p. 4–874–4–877, Aug 2007.

ANEXOS

Anexo A – Datasheet AK23/15F6FN1.8

Figura A.1 – Datasheet do motor de passo

ESPECIFICAÇÕES GERAIS

Especificação	Valor	Bipolar Série	
Ângulo do passo	1,8°	Fio do motor	Terminal do driver
Número de passos	200	Vermelho	A+
Enrolamento	Bifilar	Verde	A-
Temperatura de operação máx.	80°C	Amarelo	B+
Temperatura ambiente	-10°C ~ 50°C	Azul	B-
Resistência de isolamento	100VAC / 500VDC	Branco / Preto	Isolado
Rigidez dielétrica	500VAC / 1min	Unipolar	
Classe de isolamento	B	Fio do motor	Terminal do driver
Esforço radial máximo	0,03mm - 500g de carga	Vermelho	A+
Esforço axial máximo	0,03mm - 700g de carga	Verde	A-
Detent torque	400gf.cm	Amarelo	B+
Inércia rotórica	370g.cm ²	Azul	B-
Quantidade de fios	6	Branco / Preto	Comum
Peso	0,98kg		

TABELA DE SELEÇÃO

NEMA	MODELO	CONEXÃO		HOLDING TORQUE (kgf.cm)	CORRENTE (A/fase)	TENSÃO (V/fase)	RESISTÊNCIA (Ω/fase)	INDUTÂNCIA (mH/fase)	PESO (kg)
23	AK23/15F6FN1.8	Bipolar	Série	15	2,1	4,2	2	8	0,98
		Unipolar		10,5	3	3	1	2	

Fonte: (NEOMOTION, 2018).