UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

SISTEMA DE ACIONAMENTO DO MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADA 8/6 COM DEFINIÇÃO DE ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO PARA MELHORIA DE DESEMPENHO DE TORQUE VIA ALGORITMO GENÉTICO

RENATA REZENDE DA COSTA REIS

CAMPO GRANDE

2022

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Renata Rezende da Costa Reis

SISTEMA DE ACIONAMENTO DO MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADA 8/6 COM DEFINIÇÃO DE ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO PARA MELHORIA DE DESEMPENHO DE TORQUE VIA ALGORITMO GENÉTICO

Dissertação submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMS para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Computação Flexível.

Orientador: Prof. Dr. Luigi Galotto Junior
Co orientador: Prof. Dr. João Onofre Pereira Pinto

CAMPO GRANDE - MS

29 março de 2022

Renata Rezende da Costa Reis

SISTEMA DE ACIONAMENTO DO MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADA 8/6 COM DEFINIÇÃO DE ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO PARA MELHORIA DE DESEMPENHO DE TORQUE VIA ALGORITMO GENÉTICO

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul.

Banca Examinadora:

_____

Prof. Dr. Luigi Galotto Junior, UFMS
Orientador

_____

Prof. Dr. João Onofre Pereira Pinto, UFRJ
Co orientador

_____

Prof. Dr. Raymundo Cordero García, UFMS

_____

Prof. Dr. Luciano Coutinho Gomes, UFU

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela sua infinita misericórdia e benignidade.

Ao meu amado esposo Marcio, que, incansavelmente, me deu forças e sempre me lembrou de que eu era sim, capaz. Saiba que você é minha inspiração dia após dia e serei eternamente grata a Deus pela sua vida e por ele permitir que vivêssemos essa jornada juntos.

A meus pais e irmãos por compreender as muitas ausências que este trabalho me exigiu, e por sempre me ouvir quando nem tudo ia bem. Especialmente, agradeço a meus pais por, mesmo sem tê-lo feito, me proporcionar a possibilidade de me graduar e pós graduar em um curso superior. Seus esforços, mãe e pai, têm dado frutos. Obrigada.

Aos professores que contribuíram com sua valiosa orientação. Fica aqui minha gratidão pela contribuição ao meu trabalho. Em especial, agradeço aos professores Luigi, João e Marcio.

Aos meus colegas de pós-graduação, especialmente Gabriel Gentil, Felipe Monteiro e Thyago Estrabis, que também passaram por essa experiência e sempre estiveram disponíveis para conversar e me ajudar no que fosse preciso.

Aos amigos e professores do Batlab, fica aqui registrado o meu agradecimento pelo companheirismo e por todo auxílio a mim dispensado.

À banca examinadora por aceitar participar desse passo tão importante da minha estrada.

Gratidão.

RESUMO

Este trabalho apresenta a utilização de Algoritmo Genético para a otimização dos ângulos de comutação de uma máquina de relutância chaveada 8/6 de 2,2 kW. O principal objetivo da busca realizada neste trabalho é a redução de uma conhecida desvantagem do MRC: a ondulação, ou *ripple* de torque. Inicialmente, a máquina foi modelada em ambiente Matlab/Simulink® utilizando tabelas características levantadas a partir de simulação via elementos finitos. A partir desse modelo, o algoritmo de busca retornou ângulos otimizados que minimizaram o *ripple* de torque a partir de uma simulação implementada também em ambiente Matlab/Simulink®. Os resultados confirmam que o desempenho de torque do MRC é sensível aos ângulos de comutação e, portanto, foi possível definir comandos de chaveamento que melhoraram o desempenho de torque do MRC quando comparados os acionamentos convencional e otimizado para quatro pontos de operação diferentes. A verificação experimental foi conduzida a partir da implementação de uma plataforma de acionamento com controle baseado em processador Digital de Sinais (DSP). Foram desenvolvidas as placas de circuito impresso do conversor em ponte assimétrica e a do condicionamento de sinais. O DSP utilizado foi programado para acionar o MRC com controle de corrente elétrica. O *drive* desenvolvido se mostrou robusto e operou de maneira satisfatória, sendo possível confirmar os resultados obtidos na etapa de verificação computacional. Para a máquina sob estudo, com o método utilizado, o *ripple* de torque foi reduzido em até 50%.

Palavras-Chave: Máquina de relutância chaveada; algoritmo genético; simulação em elementos finitos; otimização; *ripple* de torque; *drive*

ABSTRACT

This work presents the use of a Genetic Algorithm to optimize the switching angles of a 2.2 kW 8/6 switched reluctance machine (SRM). The main objective of the search carried out in this work is to reduce a known disadvantage of the SRM: torque ripple. Initially, the machine was modeled in Matlab/Simulink® by means of finite element lookup tables simulation. From this model, the algorithm returned optimized angles that minimized the SRM torque ripple in a Matlab/Simulink® based simulation. The results confirm that the torque performance of the SRM is sensitive to the commutation angles and, therefore, it was possible to define switching commands that improved the torque performance of the SRM when comparing conventional and optimized switching for four different operating points. The experimental verification was conducted from the implementation of a drive platform with digital signal processor-based control. The printed circuit boards for the asymmetric bridge converter and the signal conditioning were developed. The DSP used was programmed to drive the SRM with current control. The developed drive proved to be robust and operated satisfactorily, making it possible to confirm the results obtained in the computational verification step. For the machine under study, with the method used, the torque ripple was reduced by more than 50% for one of the evaluated operating points.

Keywords: Switched reluctance machine; genetic algorithm; finite elements simulation; optimization; torque ripple; drive.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - MRC: (a) Classificação. (b) Topologias clássicas 17

Figura 2.2 - Excitação sequencial do MRC 18

Figura 2.3 - Circuito equivalente do MRC 18

Figura 2.4 - Perfil de indutância do MRC para uma corrente elétrica de fase fixa.....19

Figura 2.5 - Componentes do sistema de acionamento do MRC.....22

Figura 2.6 - Conversor em ponte assimétrica. 24

Figura 2.7 - Formas de onda do conversor operando no modo soft-switching.....24

Figura 2.8 - Acionamento do MRC em alta e baixa velocidade 26

Figura 2.9 - Controle por Banda de Histerese. (a) Indutância. (b) Corrente elétrica. (c) Tensão elétrica.....28

Figura 2.10 - Perfis de corrente elétrica para variações de ângulos de comutação. (a) Corrente elétrica de fase, (b) Torque de fase, (c) Torque no eixo 28

Figura 2.11 - Formulação do problema de otimização dos ângulos de comutação 29

Figura 2. 12 - Dimensões do MRC 30

Figura 2. 13 - Perfis de indutância. (a) Quando $\beta s = \beta r$, (b) Quando $\beta s > \beta r$ 31

Figura 2. 14 - Detalhes do Slot 34

Figura 2. 15 - Forças Radiais no MRC. (a) Forças na superfície dos polos do estator, (b) Forças na superfície dos polos do rotor.....36

Figura 2.16 - Análise modal da deformação do estator. (a) No instante de ligação da fase, (b) No instante de desligamento da fase.....36

Figura 2.17 - *Hammer* Test: Teste de impacto. (a) Alçamento do rotor e estator e aplicação do impacto com o martelo. (b) Determinação das frequências naturais 36

Figura 3.1 - Esquema de fechamento das bobinas. (a) Série. (b) Paralelo.....37

Figura 3.2 - Detalhes do MRC. (a) Conjunto Estator e Rotor. (b) Carcaça.....38

Figura 3.3 - Malha de elementos finitos. 39
Figura 3.4 - Densidade de fluxo magnético para a posição alinhada.....40
Figura 3.5 - Perfil de fluxo em função de diferentes valores de corrente elétricas e posições do rotor.....40
Figura 3.6 - Perfil de torque em função de diferentes valores de corrente elétricas e posições do rotor. (a) Superfície 3D. (b) Representação em 2D. 40
Figura 3.7 - Perfil de Indutância em função de diferentes valores de corrente elétricas e posições do rotor.....41
Figura 3.8 - Diagrama de blocos da Simulação. 42
Figura 3.9 - Entrada das características de magnetização.....42
Figura 3.10 - Controle do MRC. (a) Controle de Velocidade, (b) Sensoriamento de posição. 43
Figura 3.11 - Referência de ângulo para acionamento do MRC.....43
Figura 3.12 - Conversor implementado no modelo computacional. (a) Detalhes do chaveamento unipolar. (b) Um dos 4 braços do conversor.....44
Figura 3.13 - Formas de ondas do chaveamento unipolar: comandos da chave superior, inferior, tensão elétrica de fase e corrente elétrica de fase. 44
Figura 3.14 - Algoritmo Genético.....46
Figura 3.15 - Evolução vs. variação na região de busca de um mesmo problema. (a) Região pequena e mal formulada. (b) Região melhor formulada. 48
Figura 3.16 - Método de seleção via roleta.....49
Figura 3.17 - Regiões de busca do AG. 53
Figura 3.16 - Procedimento de otimização 54
Figura 3.17 - Resultado da busca de ângulos para a velocidade de 160 rpm.....55
Figura 3.18 - Resultado de simulação para 160 rpm. (a) Comparação dos torques; (b) Corrente elétrica convencional; (c) Corrente elétrica do ponto otimizado. 57

Figura 3.19 - Resultado de simulação para 200 rpm. (a) Comparação dos torques; (b) Corrente elétrica convencional; (c) Corrente elétrica do ponto otimizado. 57
Figura 3.20 - Resultado de simulação para 360 rpm. (a) Comparação dos torques; (b) Corrente elétrica convencional; (c) Corrente elétrica do ponto otimizado. 58
Figura 3.21 - Resultado de simulação para 600 rpm. (a) Comparação dos torques; (b) Corrente elétrica convencional; (c) Corrente elétrica do ponto otimizado. 58

Figura 4.1 - Esquema da bancada de testes implementada 60
Figura 4.2 - Design 3D da placa do conversor. 61
Figura 4.3 - *Gatedriver*. (a) Drive DRO100D25A; (b) Fonte DS320-08A. 62
Figura 4.4 - Sensor ACS712 30A. 62
Figura 4.5 - Placa de condicionamento de sinais e interface. 63
Figura 4.6 - Placas de potência e controle. 64
Figura 4.7 - Processador Digital de Sinais (DSP) 65
Figura 4.8 - *Encoder* absoluto Autonics EPM50S8-1013-B-S-24 65
Figura 4.9 -Torquímetro FUTEK TRS600 66
Figura 4. 10 - Decibelímetro BK 735. 66
Figura 4. 11 - Medição de velocidade a partir da utilização de tacômetro digital. 67
Figura 4. 12 - MCC aplicada como carga. 67
Figura 4.13 - Bancada experimental. 68
Figura 4.14 - Detalhes da bancada experimental. (a) DSP e sinais do *encoder*; (b) Alinhamento entre MRC, torquímetro e MCC; (c) *Encoder*, DSP e conversor 68
Figura 4.15 - Mapeamento das fases do MRC em graus mecânicos. 69
Figura 4.16 - Ensaio 1: 160 rpm; (a) Resultados de corrente elétrica e torque do método convencional e otimizado. (b) Comparação dos resultados experimentais. 71
Figura 4.17 - Ensaio 2: 200 rpm; (a) Resultados de corrente elétrica e torque do método convencional e otimizado. (b) Comparação dos resultados experimentais. 71

Figura 4.18 - Ensaio 3: 360 rpm; (a) Resultados de corrente elétrica e torque do método convencional e otimizado. (b) Comparação dos resultados experimentais. 72
Figura 4.19 - Ensaio 4: 600 rpm; (a) Resultados de corrente elétrica e torque do método convencional e otimizado. (b) Comparação dos resultados experimentais. 72
Figura 4.20 - Variação do ruído audível. (a) Acionamento convencional; (b) Acionamento otimizado.....75

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Especificações Iniciais.....30

Tabela 3.1 - Parâmetros do MRC.....37

Tabela 3.2 - Dimensões do MRC.....38

Tabela 3.3 - Resultados ótimos para os pontos de operação de 160, 200, 360 e 600 rpm.....56

Tabela 3.4 - Resultados de simulação: acionamento convencional vs. Ótimo. 59

Tabela 4.1 - Relação entre as referências de busca e acionamento para o MRC.....70

Tabela 4. 2 - Comparação da corrente elétrica RMS experimental. 74

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO 14

1.1. Introdução 14

1.2. Objetivo 15

CAPÍTULO 2 - REVISÃO DA LITERATURA 16

2.1. Introdução 16

2.2. Princípio de funcionamento do Motor de Relutância Chaveada 16

2.3. Drive de Acionamento do Motor de Relutância Chaveada 22

2.3.1. Conversor para o Acionamento do Motor de Relutância Chaveada 22

2.3.2. Estratégias de controle do Motor de Relutância Chaveada 24

2.3.3. Controle por Banda de Histerese 26

2.3.4. Efeito dos ângulos de comutação 27

2.4. Otimização dos Ângulos de Comutação 29

2.5. Considerações sobre o projeto básico do MRC 29

2.6. Origem dos problemas de vibração e ruído audível 35

CAPÍTULO 3 - DESENVOLVIMENTO E AVALIAÇÃO COMPUTACIONAL DO MÉTODO DE OTIMIZAÇÃO 37

3.1. Introdução 37

3.2. Protótipo do MRC 37

3.3. O modelo em Elementos Finitos 38

3.3.1. Levantamento das Características de Indutância, Fluxo e Torque 39

3.4 Modelo de Simulação em ambiente Matlab/Simulink® 41

3.5 Algoritmo Genético 45

3.5.1. Fundamentos de Algoritmo Genético a partir do Toolbox do Matlab 47

3.6 Otimização de θ_{on} e θ_{off} a partir de Algoritmos Genéticos 51

3.6.1. Definição do problema 52

3.6.2. Resultados de Simulação 55

CAPÍTULO 4 - VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL 60

4.1. Introdução 60

4.2. Sistema de Acionamento do MRC 60

4.2.1 Conversor Ponte Assimétrica 61

4.2.2 Placa de condicionamento de sinais e interface 63
4.2.3 Processador Digital de Sinais (DSP) 64
4.2.4 *Encoder* 65
4.2.5 Torquímetro 65
4.2.6 Decibelímetro 66
4.2.7 Medição de velocidade 66
4.2.8 Carga Mecânica 67
4.3. Resultados Experimentais 68
4.3.1. Introdução 68
4.3.2. Bancada experimental 68
4.3.3. Mapeamento das posições de alinhamento e desalinhamento do MRC 69
4.3.4. Resultados experimentais 70
CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS 76
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 78
APÊNDICE I - ESQUEMÁTICO DA PLACA DO CONVERSOR 81
APÊNDICE II - ESQUEMÁTICO DA PLACA DE CONDICIONAMENTO 83
APÊNDICE II - CÓDIGO FONTE 85

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1. Introdução

O motor de relutância chaveada (MRC) tem atraído a atenção da indústria ao redor do mundo. Atualmente, este motor vem sendo projetado e testado em diversos tipos de aplicação, incluindo as industriais, domésticas, espaciais e de mobilidade. Essa notoriedade recente é resultado de suas características competitivas quando comparado a outros motores, como robustez, alta densidade de potência, ampla faixa de velocidade, tolerância a faltas, baixo custo de produção e eficiência elevada. Apesar das vantagens apresentadas pelo MRC, o torque pulsante e os problemas de ruído audível, vibração e a necessidade de um *drive* sofisticado podem ser considerados limitantes cruciais para a operação em alguns tipos de aplicação [1].

Há muitos aspectos a serem considerados na seleção do motor mais apropriado para determinada aplicação, e alguns exemplos desses aspectos citados, são o investimento e requisitos operacionais da carga. No caso do MRC, certas cargas podem ser mais sensíveis que outras em relação à vibração, ruído audível e torque pulsante, como é o caso dos veículos elétricos utilizados para mobilidade urbana. Já no caso de máquinas de propulsão elétrica ou sistemas de bombeamento para o meio agrícola, por exemplo, as desvantagens do MRC não são vistas como um problema grave. As cargas do meio agrícola, em sua maioria, requerem um drive que ofereça velocidade flexível, como por exemplo, um sistema de bombeamento de água. Por conta da ampla faixa de velocidade e do *drive* flexível, o MRC se torna um excelente candidato para tal finalidade. [2].

No caso da eletrificação do transporte urbano (veículos de passeio, utilitários e transporte coletivo), é importante evitar a exposição do usuário à ruídos que tragam desconforto auditivo (principalmente aqueles de alta frequência). Além disso, o desempenho do veículo não deve ser comprometido pela oscilação no torque desenvolvido pelo motor. Logo, para este tipo de aplicação, é necessário que o MRC e/ou seu sistema de acionamento passe por um processo de otimização [3].

O projeto otimizado de um motor elétrico se torna mais complexo à medida que diferentes vertentes são inseridas no pacote de restrições, como é o caso do projeto que contempla a análise multifísica da máquina, que inclui o estudo eletromagnético, estrutural, mecânico e de transferência de calor. Dessa forma, é necessário investigar como cada um dos itens da análise multifísica influencia o desempenho geral do motor.

Em suma, existem dois caminhos possíveis para desenvolver um projeto completamente otimizado para o MRC: modificar a geometria da máquina a fim de garantir que sua estrutura contribua para o desempenho esperado, ou otimizar o acionamento do motor, aplicando técnicas de controle que tornem o *drive* adequado para cumprir com os requisitos impostos pela carga [27]. Com o aumento do interesse da indústria na utilização do MRC, a pesquisa científica sobre possibilidades de otimização tem crescido de maneira expressiva, uma vez que as etapas de otimização abrem caminho à aplicação da máquina em cargas consideradas sensíveis e mais exigentes.

Neste trabalho será abordada a técnica de otimização ao drive do MRC, ou seja, a partir da utilização de uma máquina comercial, será definida, com base no emprego de Algoritmo Genético (AG), uma estratégia de acionamento visando a melhoria das características de oscilação de torque.

1.2. Objetivo

O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de acionamento completo para um MRC visando empregar a otimização ao *drive* da máquina, utilizando a técnica de seleção de ângulos de comutação por meio de algoritmos genéticos. Como objetivos específicos, pode-se citar:

- Desenvolver a modelagem do MRC em ambiente Matlab-Simulink, por meio de tabelas características de torque e fluxo;
- Realizar a busca dos ângulos ótimos de modo dinâmico aplicando a técnica de algoritmo genético;
- Desenvolver um *setup* completo de acionamento do MRC, incluindo a programação do controle em DSP, o desenvolvimento do hardware, além da seleção de sensores diversos, como os de corrente elétrica, torque e posição;
- Melhorar o desempenho da máquina, demonstrando experimentalmente os efeitos da seleção dos ângulos de comutação;

CAPÍTULO 2 - REVISÃO DA LITERATURA

2.1. Introdução

Este capítulo compreende a revisão bibliográfica do conteúdo abordado por este trabalho. O capítulo descreve o princípio de funcionamento do MRC, o projeto da geometria da máquina e as características típicas do acionamento desta. Além disso, este capítulo traz considerações sobre possibilidades de otimização, tanto no *design* quanto no controle do MRC.

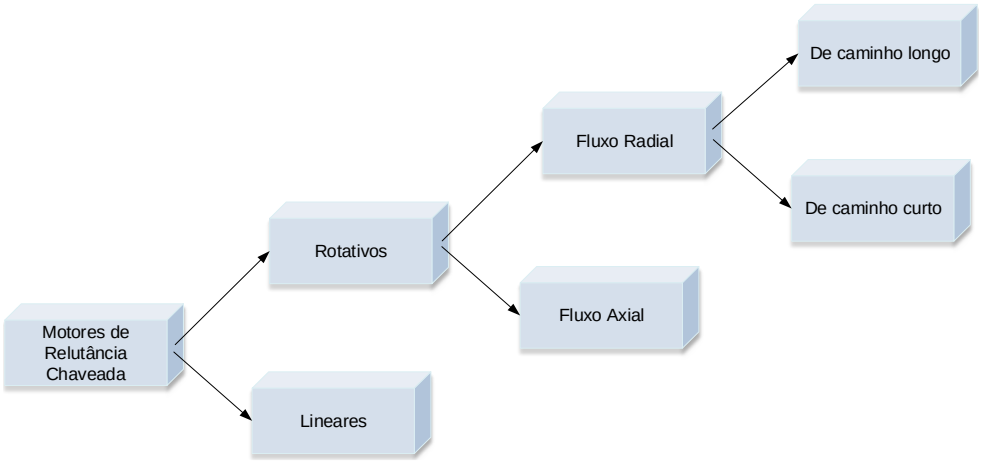
2.2. Princípio de funcionamento do Motor de Relutância Chaveada

O motor de relutância chaveada apresenta estrutura duplamente saliente, pois existem polos salientes tanto no estator quanto no rotor. Diferentemente dos motores clássicos, o rotor do MRC não apresenta nenhum tipo de enrolamento ou imã permanente, e dessa forma, existe apenas um campo magnético na máquina, sendo este criado pelos enrolamentos concentrados nos polos do estator. Dessa forma, o princípio de funcionamento do MRC baseia-se na estrutura duplamente saliente e na tendência de alinhamento entre os polos do rotor e estator, quando o enrolamento de uma fase é excitado, busca encontrar a posição de menor relutância para o fluxo eletromagnético.

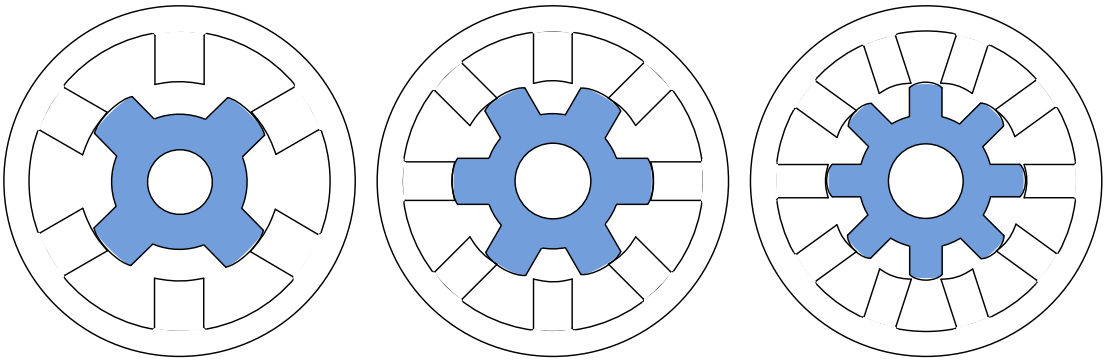
O MRC se destaca entre outros tipos de máquinas elétricas por apresentar bom rendimento e características térmicas, uma vez que as perdas ôhmicas estão majoritariamente associadas ao estator. Pode-se citar também capacidade de tolerar faltas, pois a indutância mútua é pequena quando comparada à indutância própria de cada fase, devido à separação dos enrolamentos. Como desvantagens, pode-se citar o conjugado de saída pulsante (devido à suas características construtivas), necessidade de sensoriamento da posição rotórica para o correto acionamento da máquina, ruídos acústicos e vibração devido à constante energização e desenergização das fases.

A Figura 2.1 (a) apresenta a classificação dos motores de relutância quanto ao tipo de movimento do rotor (rotacional ou linear) e o caminho de fluxo, enquanto em (b) são mostrados cortes transversais de 3 topologias clássicas quanto ao número de polos no estator/rotor, sendo, da esquerda para direita: 6/4, 8/6 e 10/8. Neste trabalho, é utilizado um MRC rotativo de fluxo radial de caminho longo 8/6.

Figura 2.1 - MRC: (a) Classificação. (b) Topologias clássicas



(a)



(b)

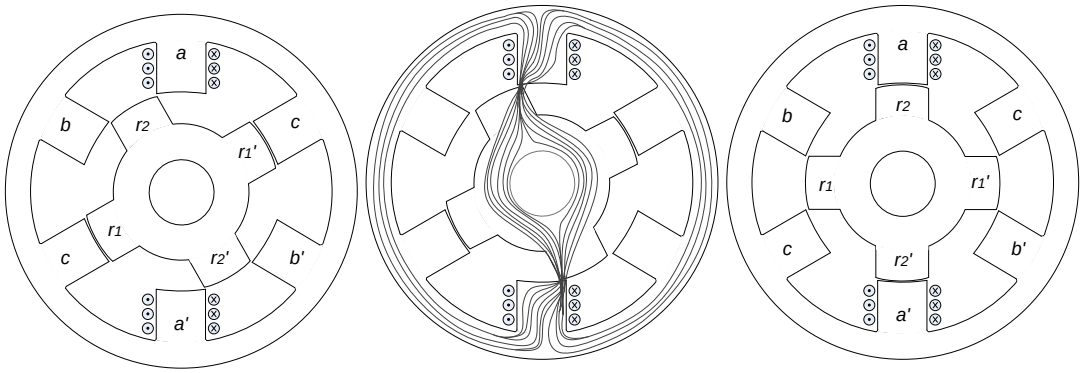
Fonte: Adaptado de [3].

O movimento contínuo no modo motor do MRC se dá com a excitação sequencial das fases do estator, o que condiciona seu funcionamento a um conversor de potência. Considerando que os polos do rotor (r_1 e r_1') e os polos do estator (c e c') estão alinhados (Figura 2.2 (a)), para garantir movimento do rotacional, basta excitar a fase *a* para que um fluxo se estabeleça pelos polos *a* e *a'* do estator, atraindo os polos r_2 e r_2' do rotor (Figura 2.2 (b) e (c)), gerando assim, torque. Após o alinhamento com a fase *a*, a fase *b* deve ser excitada. (KRISHNAN, 2001). O circuito equivalente de uma fase do MRC é mostrado na Figura 2.3.

Como o número de polos no rotor (N_r) e no estator (N_e) está ligado ao padrão de chaveamento do MRC, a escolha da relação N_e/N_r deve ser bem observada, pois influencia a complexidade da máquina e do sistema e acionamento. Um aumento no número de polos do

estator significa um aumento no número de braços do conversor, causando uma elevação no custo dado o maior número de semicondutores [4].

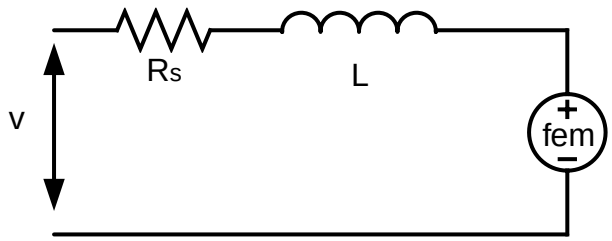
Figura 2.2 - Excitação sequencial do MRC



(a) (b) (c)

Fonte: Adaptado de [3].

Figura 2.3 - Circuito equivalente do MRC



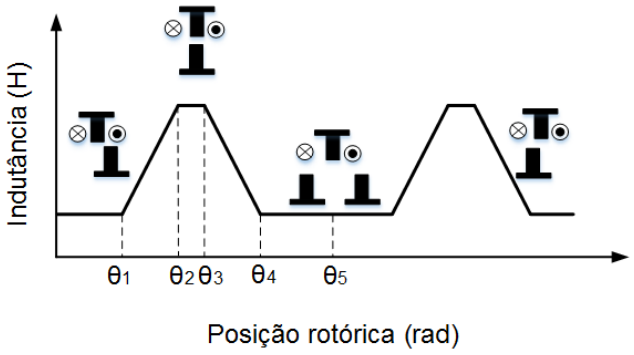
Fonte: Adaptado de [3].

A partir da análise sobre o funcionamento elementar do MRC, referida à Figura 2.2, pode-se interpretar o comportamento da indutância dos enrolamentos das fases, que é crucial para a compreensão do MRC como um todo. Por conta dos aspectos construtivos, as características de torque e indutância são dependentes da relação entre o fluxo concatenado e posição do rotor, em função da corrente elétrica da fase [3]. Para uma revolução completa, a corrente elétrica deve ser chaveada entre as fases em um número igual à quantidade de polos no rotor. Por exemplo, no motor 8/6, uma completa rotação mecânica se dá com 6 sequências de chaveamento (o rotor se move 60° a cada comutação de fase), o que significa dizer que, por ter 4 fases, cada fase fica energizada por 15°. Esse ângulo mínimo de excitação das fases do MRC (no caso sem sobreposição) é chamado de ângulo de *stroke*, e é calculado segundo a expressão (2.1), onde q é o número de fases e N_r é o número de polos do rotor.

$$\theta_{St} = \frac{360}{q \cdot N_r} \tag{2.1}$$

Logo, para que o MRC seja acionado de maneira correta, é necessário sensoriar a posição relativa do rotor, o que deixa o *drive* mais complexo, ou aplicar métodos de controle mais sofisticados, os chamados *sensorless* (sem sensores). Como previamente citado, a indutância do MRC não é constante, pois é função da posição do rotor e da corrente elétrica da fase. Uma forma de onda típica para a indutância de fase do MRC, dada uma corrente fixa, é mostrada na Figura 2.4 e quatro intervalos são definidos a partir dela:

Figura 2.4 - Perfil de indutância do MRC para uma corrente elétrica de fase fixa



Fonte: Adaptado de [3].

- Região de indutância mínima (Compreendida entre 0 e θ_1 e θ_4 e θ_5). Os polos do rotor e do estator não estão alinhados, o que significa dizer que o fluxo presente é pouco intenso e suas linhas se fecham pelo ar. A indutância desse período é mínima, ou também chamada de indutância de desalinhamento.
- Região de movimento em direção ao alinhamento dos polos do rotor e estator (Compreendida entre θ_1 e θ_2). A parte majoritária das linhas de fluxo se fecham por meio da laminação. A indutância tem seu período de crescimento e, caso a corrente elétrica seja injetada na fase durante esse período, um torque positivo é gerado. O fim dessa região se dá no completo alinhamento dos polos.
- Região de completo alinhamento (Compreendida entre θ_2 e θ_3). Também conhecida como zona morta, esse período é caracterizado por um fluxo que atravessa fortemente as laminações do ferro. Qualquer pequeno movimento dos polos do rotor não mudam o caminho do fluxo majoritário, o que causa uma indutância máxima constante (indutância de alinhamento). Consequentemente, nessa região, nenhum torque é gerado. O período de indutância constante é de muita importância para o acionamento do MRC, uma vez que permite que a corrente elétrica da fase seja extinta a tempo, evitando torque negativo.

- Período de desalinhamento (Compreendida entre θ3 e θ4). Neste período, os polos do rotor e estator, antes alinhados, estão se afastando. A indutância começa seu decaimento. Caso a corrente elétrica da fase seja aplicada durante esse intervalo, o MRC passa a funcionar como gerador.

É importante salientar que, experimentalmente, não é possível atingir o perfil de indutância mostrado na Figura 2.4. A saturação causa um arredondamento na curva próxima ao topo [3]. As equações que governam o funcionamento do MRC, conforme segue, são baseadas em [3]. Como as indutâncias mútuas no MRC são muito pequenas quando comparadas às indutâncias próprias das fases, é possível descartá-las e desenvolver um circuito equivalente elementar para o MRC, onde a tensão elétrica aplicada a uma fase é igual a soma da queda de tensão elétrica resistiva no enrolamento e a taxa de variação do fluxo concatenado, segundo equação (2.2):

$$V = R \cdot i + \frac{d\lambda}{dt} \tag{2.2}$$

Onde R é a resistência da fase e λ é o fluxo concatenado, dado por:

$$\lambda = L(\theta, i) \cdot i \tag{2.3}$$

Onde L é a indutância do enrolamento da fase, dependente da corrente elétrica i e da posição rotórica θ.

Substituindo a equação (2.3) em (2.2), vem:

$$V = R \cdot i + \frac{d(L(\theta, i) \cdot i)}{dt} \tag{2.4}$$

Aplicando a derivada:

$$V = R \cdot i + \frac{d\big(L(\theta, i)\big)}{dt} \cdot i + L(\theta, i)\frac{di}{dt} \tag{2.5}$$

É possível determinar a potência de entrada, multiplicando todos os termos da equação (2.5) pela corrente elétrica i:

$$P_{entrada} = V \cdot i = R \cdot i^2 + \frac{d\big(L(\theta, i)\big)}{dt} \cdot i^2 + L(\theta, i) \cdot i \cdot \frac{di}{dt} \tag{2.6}$$

Rearranjando a equação (2.6) em termos conhecidos, têm-se [3]:

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}\cdot L(\theta,i)\cdot i^2\right) = L(\theta,i)\cdot i\cdot\frac{di}{dt}+\frac{1}{2}\cdot i^2\cdot\frac{d\big(L(\theta,i)\big)}{dt} \tag{2.7}$$

Substituindo (2.7) na equação da potência (2.6), obtêm-se a equação da potência de entrada em uma forma mais familiar, uma vez que a potência de entrada é a soma das perdas resistivas do enrolamento, dada por $R\cdot i^2$:

$$P_{entrada} = R\cdot i^2+\frac{d}{dt}(L(\theta,i)\cdot i^2)+\frac{1}{2}\cdot i^2\cdot\frac{d(L(\theta,i))}{dt} \tag{2.8}$$

Analisando ainda (2.8), é possível identificar a taxa de variação do fluxo (termo central da equação), além da potência do entreferro (termo mais externo à direita). Sabendo que o tempo, em termos da posição do rotor θ e da velocidade ω_m, é dada por $t = {\theta}/{\omega_m}$ e substituindo na equação (2.8), têm-se:

$$P_{entreferro} = \frac{1}{2}\cdot i^2\cdot\frac{d\big(L(\theta,i)\big)}{dt} = \frac{1}{2}\cdot i^2\cdot\frac{d\big(L(\theta,i)\big)}{d\theta}\cdot\frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{2}\cdot i^2\cdot\frac{d\big(L(\theta,i)\big)}{d\theta}\cdot\omega_m \tag{2.9}$$

Sabendo que a potência do entreferro da máquina é produto entre o torque eletromagnético e a velocidade do rotor, define-se:

$$P_{entreferro} = \omega_m\cdot T_e \tag{2.10}$$

Então, da equação (2.10) obtém-se a expressão do torque, dada por:

$$T_e = \frac{1}{2}\cdot i^2\cdot\frac{dL(\theta,i)}{d\theta} \tag{2.11}$$

Ainda segundo [3], a equação de torque mostrada em (2.11), dentre outras, tem as seguintes implicações:

1. O torque é proporcional ao quadrado da corrente elétrica, o que significa dizer que a corrente elétrica pode ser unipolar para produzir um torque unidirecional, o que proporciona a possibilidade de utilizar um número menor de dispositivos de chaveamento no conversor de acionamento. Além disso, sendo o torque proporcional

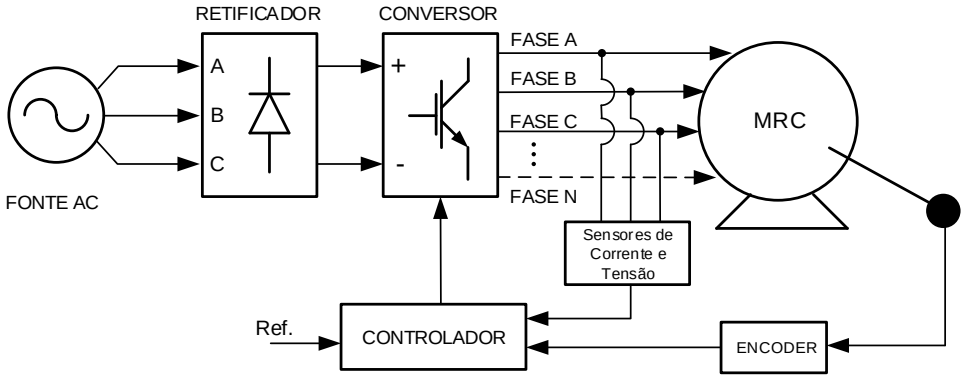
ao quadrado da corrente elétrica, o torque de partida é alto. Semelhante ao que ocorre com os motores de corrente elétrica contínua com excitação série.

2. O torque é dado pela variação de indutância vs. posição do rotor. Sabe-se que a indutância apresenta um perfil não linear, uma vez que depende tanto da corrente elétrica da fase como da posição do rotor, o que torna o torque uma função também não linear.
3. O MRC pode funcionar como gerador se a corrente elétrica da fase for aplicada durante o período de decrescimento da indutância. A direção de rotação pode ser alterada caso a sequência de excitação for trocada.

2.3. Drive de Acionamento do Motor de Relutância Chaveada

Comparando com o *drive* de aplicações que requerem velocidade variável, o MRC apresenta em seu sistema de acionamento os mesmos componentes utilizados por outros motores, como retificador (quando a única fonte de alimentação disponível é de natureza alternada), conversor e controlador. O sistema de acionamento do MRC deve garantir, basicamente, a comutação entre as fases aplicando corrente elétrica nos enrolamentos durante o período de derivada positiva da indutância. A Figura 2.5 apresenta o diagrama típico do sistema de acionamento do MRC e as próximas seções trazem considerações sobre o conversor e as estratégias de controle para o motor em questão.

Figura 2.5 - Componentes do sistema de acionamento do MRC



Fonte: Adaptado de [3].

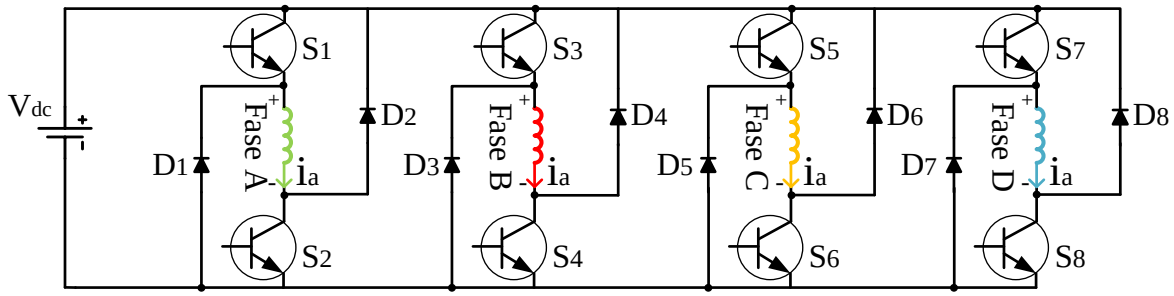
2.3.1. Conversor para o Acionamento do Motor de Relutância Chaveada

Nos motores de relutância chaveada, a produção de torque em qualquer direção independe da direção da corrente elétrica, mas sim, da sequência de excitação das fases do estator, o que significa dizer que a corrente elétrica é unipolar, permitindo que o drive possua

apenas um dispositivo de chaveamento por fase [5]. Uma característica importante dos conversores aplicados ao MRC, é o fato de sempre existir um enrolamento em série com uma chave, isto é, em caso de falta, a indutância do enrolamento auxilia na contensão elétrica da amplitude da corrente elétrica [3]. A fim de gerar torque positivo, o conversor deve ser capaz de aplicar corrente elétrica às fases do MRC em intervalos de tempo bem definidos, pois o torque é função tanto da posição do rotor como da indutância do enrolamento excitado, e ainda, da própria corrente elétrica circulante. Logo, existe uma relação altamente não linear entre torque, indutância e corrente elétrica de fase. Caso o conversor não seja devidamente controlado, a oscilação de torque aumenta, fazendo com que ocorram perdas excessivas, decrementando a eficiência global do sistema [6].

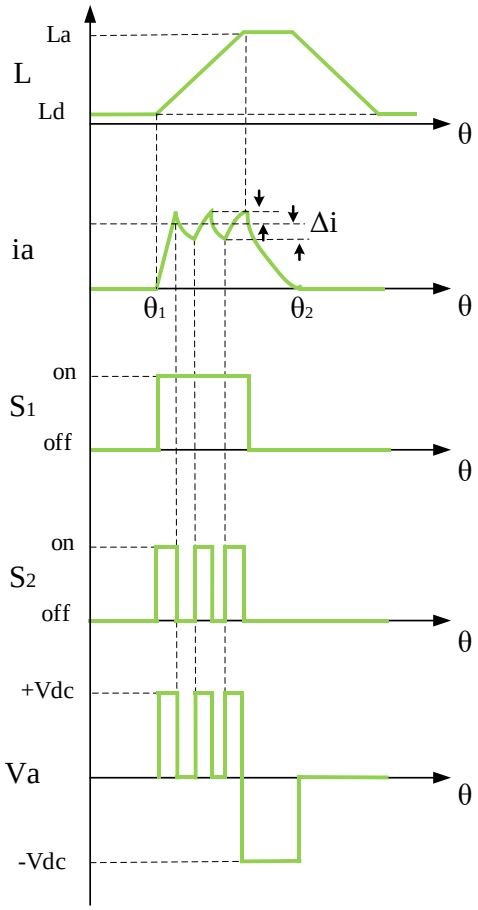
Existem diversas topologias de conversores que atendem às exigências do MRC. Os conversores *C-Dump*, *R-Dump* e *DC link Buck* são alguns exemplos da vasta gama citada [7]. No entanto, a topologia mais flexível e utilizada para o acionamento do MRC é o conversor em ponte assimétrica, mostrado na Figura 2.6. Este conversor requer 2 chaves e dois diodos por braço e propicia o controle independente de todas as fases, portanto, a operação com sobreposição (comutação simultânea) entre fases é facilmente implementada [3]. Porém, pelo número de componentes semicondutores por fase, essa opção pode encarecer o *setup* de acionamento para projetos de baixo custo. O chaveamento do conversor pode ocorrer de duas maneiras: unipolar, chamada também de *soft-switching*, e bipolar, ou *hard-switching*. No modo unipolar, adotado neste trabalho, entre θ_1 e θ_2, na Figura 2.7, a chave S_1 é mantida ligada e S_2 recebe o comando de chaveamento de acordo com a referência da corrente elétrica, operando com controle por banda de histerese. Quando S_2 está ligada, o enrolamento de fase recebe em seus terminais uma tensão elétrica positiva (V_{dc}), fazendo a corrente elétrica i_a crescer. Quando a corrente elétrica atinge o limite superior estabelecido, S_2 é desligada. Neste ponto, a corrente elétrica i_a começa a decrescer, pois circula por S_1 e D_2. Nesse estágio de operação, a tensão elétrica aplicada à fase (V_a) é igual zero, iniciando assim desmagnetização suave da fase e a energia armazenada magneticamente é dissipada nos vários elementos resistivos inerentes. Depois de θ_2 ambas as chaves são desligadas e a tensão elétrica aplicada à fase é, neste caso, negativa e igual à do barramento CC ($-V_{dc}$). Na Figura 2.7, L se refere à indutância própria da fase (L_a e L_d se referem às indutâncias de alinhamento e desalinhamento, respectivamente), i_a a corrente elétrica da fase. No caso do chaveamento bipolar, ambas as chaves recebem o mesmo comando de controle, de acordo com a referência de corrente elétrica, e a tensão elétrica de fase alterna entre $+V_{dc}$ e $-V_{dc}$.

Figura 2.6 - Conversor em ponte assimétrica.



Fonte: Adaptado de [3].

Figura 2.7 - Formas de onda do conversor operando no modo soft-switching.



Fonte: Adaptado de [3].

2.3.2. Estratégias de controle do Motor de Relutância Chaveada

As estratégias de controle para o drive do MRC devem levar em consideração a alta não linearidade inerente a seus parâmetros, além das limitações do próprio circuito de chaveamento. A fim de evitar a geração de torque negativo no modo motor, os instantes de chaveamento, que dependem da posição rotórica, devem ser rigorosamente respeitados. Dessa

forma, a informação e/ou estimação da velocidade e posição relativa do rotor se tornam indispensáveis ao controlador, pois são peça chave na obtenção de uma boa performance do motor, [5].

Os parâmetros envolvidos na implementação do controle são, comumente, o ângulo de disparo (θ_{on}) e ângulo de extinção (θ_{off}), que acabam por definir todo o período de chaveamento por fase, que inclui o instante de aplicação de corrente elétrica do enrolamento da fase, o tempo de comutação e o instante de desligamento. A amplitude da corrente elétrica pode ou não ser controlada, a depender da região de operação, ou seja: a definição das variáveis de controle, além da técnica aplicada vai determinar o torque e a eficiência desenvolvida pela máquina. Como a abordagem do controle depende da velocidade de operação do MRC, é necessário aplicar diferentes estratégias de chaveamento quando o sistema de acionamento opera em velocidade é variável [5]. Em baixas velocidades, a taxa de crescimento da corrente elétrica (que é dependente da amplitude da tensão elétrica eletromotriz induzida) é alta, o que culmina na necessidade de limitar a amplitude da corrente elétrica, utilizando por exemplo, o controle por banda de histerese. A relação entre essas variáveis é indicada pela equação (2.12):

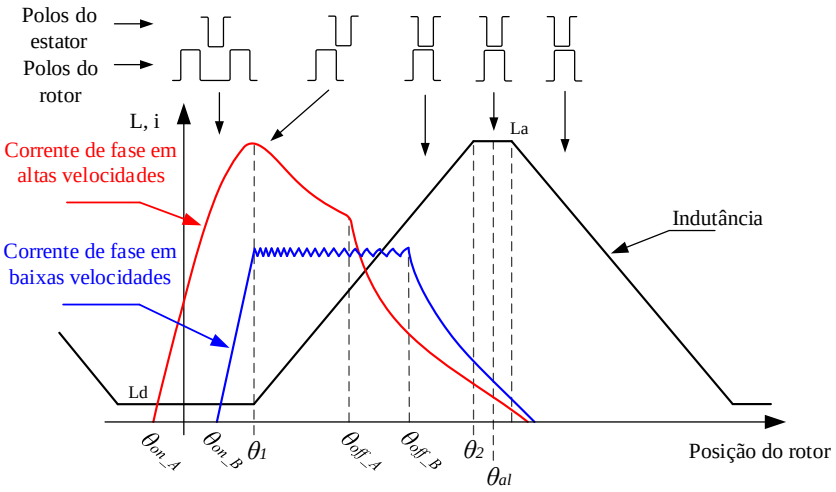
$$V_{Eletromotriz\ Induzida} = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \cdot \omega_m \cdot i \tag{2.12}$$

Por outro lado, em altas velocidades, a tensão elétrica contra eletromotriz induzida se torna dominante e não é necessário limitar o valor máximo da corrente elétrica. Logo, para o caso do drive de velocidade variável, aplica-se dois diferentes padrões de controle [5]:

- Baixas velocidades: A corrente elétrica precisa ser limitada e utiliza-se, geralmente, o controle por bande de histerese, além de ser necessário controlar os ângulos de comutação.
- Altas velocidades: É necessário controlar com rigor apenas os ângulos de comutação.

É valido citar que, entre os extremos de velocidades baixas e altas, existe uma condição a qual usualmente a literatura se refere como a velocidade base para qual a tensão elétrica induzida é praticamente igual à tensão elétrica do barramento CC, e nesse caso, a corrente elétrica apresenta um padrão de topo plano. A Figura 2.8 apresenta a relação entre a posição dos dentes do estator e rotor, a indutância e a corrente elétrica de fase, para altas e baixas velocidades.

Figura 2.8 - Acionamento do MRC em alta e baixa velocidade



Fonte: Adaptado de [5].

2.3.3. Controle por Banda de Histerese

Sendo largamente aplicado no controle do MRC, o controle por banda de histerese é eficaz e de simples implementação. Conforme já abordado na seção anterior, em baixas velocidades, a corrente elétrica deve ser limitada de forma a não exceder as limitações térmicas e manter o funcionamento pleno do motor. No controle por banda de histerese, o comando de corrente elétrica i_{ref} é, geralmente, indicado pelo operador ou pelo ponto de operação desejado, o que diz respeito à velocidade e /ou restrições térmicas ou de capacidade. O controlador de corrente elétrica gera sinais que são enviados às chaves do conversor e assim, regular a corrente elétrica de fase. Para manter esta corrente elétrica dentro de uma faixa praticamente constante, dois limites são definidos I_{sup} e I_{inf}. Esses valores são calculados utilizando o valor de referência i_{ref} e uma tolerância Δ (expressão 2.13), que geralmente é dada como uma porcentagem da corrente elétrica de referência.

$$I_{sup} = i_{ref} \times \left(1 + {}^{\Delta}/_{2}\right)$$
$$I_{inf} = i_{ref} \times \left(1 - {}^{\Delta}/_{2}\right) \quad (2.13)$$

Conforme a Figura 2.9 (c), a tensão elétrica varia entre o valor máximo (V_{DC}) e zero, o que mantém a corrente elétrica dentro da faixa determinada (Fig. 2.9 (b)). Outra importante observação é em relação ao valor da tensão elétrica induzida, que se mantém notavelmente abaixo do valor da tensão elétrica do barramento e conforme anteriormente citado, é motivo da necessidade de controle da corrente elétrica. A frequência de chaveamento desse tipo de controle é variável, isto é, como a corrente elétrica é função da indutância, o tempo de

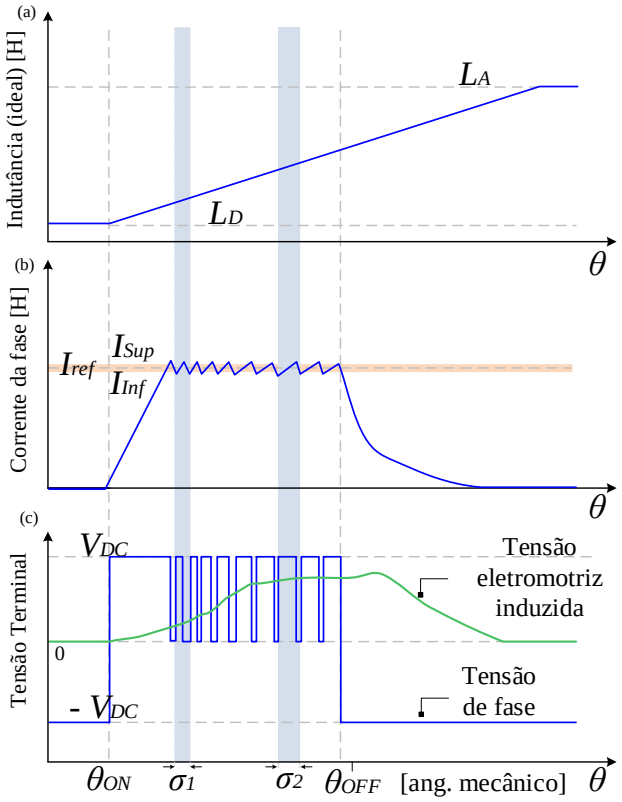
crescimento e decaimento da corrente elétrica pode ser maior ou menor, conforme denotado pela largura dos pulsos σ_1 e σ_2 na Figura 2.9. Logo, quanto mais próximo da posição alinhada L_A menor a frequência de chaveamento, e maior quanto mais próximo da posição desalinhada L_D. Limitar a largura da banda do controle ajuda a melhorar a resposta de torque e, além disso, a resposta vibracional e de ruído. Porém, nem sempre é possível deixar a banda em sua largura ótima, uma vez que esta mudança impacta a frequência de chaveamento. Em suma, a seleção da largura da banda é função da capacidade de chaveamento dos dispositivos usados, do sensor de corrente elétrica e do controlador como um todo [3].

2.3.4. Efeito dos ângulos de comutação

Os ângulos de excitação da corrente elétrica de fase, que definem o período de comutação, devem ser escolhidos de forma a maximizar o desempenho do MRC. Muitos objetivos podem se tornar conflitantes na escolha e/ou otimização dos ângulos de comutação, pois as não linearidades da máquina, mais uma vez, limitam os horizontes de decisão. Nas aplicações de baixa velocidade, quando o controle por histerese entrega o torque requerido quando selecionada propriamente a corrente elétrica de referência, a qualidade deste torque gerado pode ser melhorada se os ângulos de comutação forem selecionados de maneira apropriada. Enquanto isso, em altas velocidades, os ângulos de comutação são os únicos parâmetros de controle, conforme abordado no item 2.3.2.

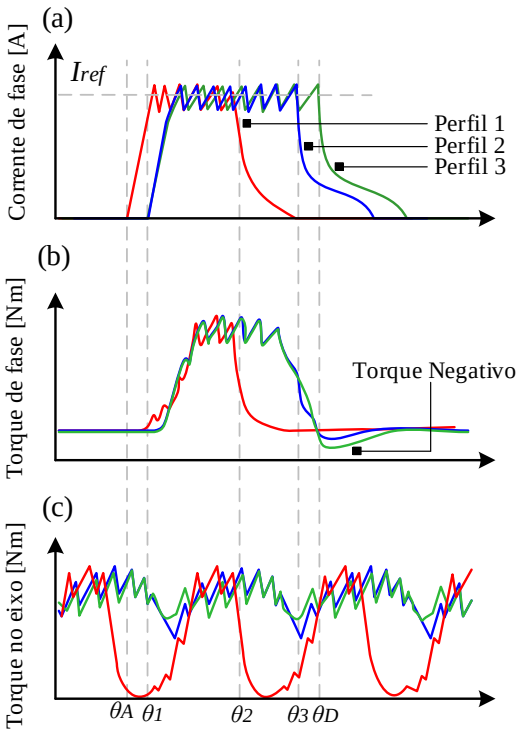
A Figura 2.10 apresenta três perfis de excitação que evidenciam os efeitos dos ângulos de comutação. No perfil 1, um curto período de excitação é apresentado. Esse perfil utiliza menos corrente elétrica e, consequentemente, apresenta menor perdas ôhmicas. Porém, o curto período de comutação resulta em torque produzido de baixa qualidade, uma vez que seu valor médio é reduzido e existe maior *ripple*, dado o grande período de tempo até que a próxima fase seja excitada. Já nos perfis 2 e 3, o período de comutação é maior que no perfil 1, melhorando assim a qualidade do torque gerado (tanto em oscilação quanto em valor médio). Outro efeito visível nos dois últimos perfis é a geração de torque negativo dado o atraso no desligamento da excitação da fase. Esse efeito é causado pela invasão de corrente elétrica à região de derivada negativa da indutância, ou seja, após o completo alinhamento dos polos. Vale ressaltar que algum torque negativo de fase pode ser tolerado em benefício do torque total gerado no eixo do MRC, conforme mostrado pelos perfis 2 e 3.

Figura 2.9 - Controle por Banda de Histerese. (a) Indutância. (b) Corrente elétrica. (c) Tensão elétrica



Fonte: Adaptado de [17]

Figura 2.10 - Perfis de corrente elétrica para variações de ângulos de comutação. (a) Corrente elétrica de fase, (b) Torque de fase, (c) Torque no eixo

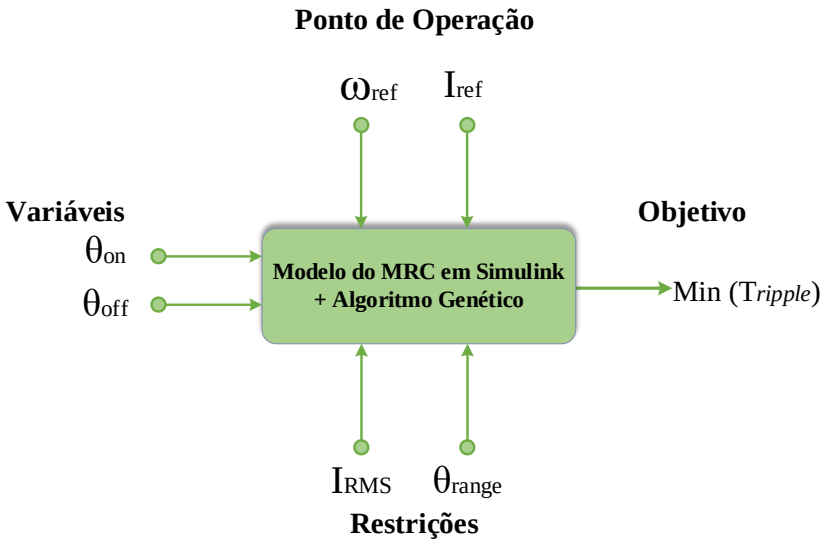


Fonte: Adaptado de [17].

2.4. Otimização dos Ângulos de Comutação

Modificar os ângulos de comutação afeta o torque médio de saída, a eficiência e a oscilação de torque do MRC. Buscar pelos valores ótimos para estes parâmetros de controle pode ser um trabalho de alto consumo de tempo se feito manualmente, e por isso, muitas técnicas de otimização podem ser empregadas para acelerar esse processo de busca. Como os valores de ângulos de comutação ótimos podem depender da velocidade, o processo de otimização deve ser realizado por faixa de velocidade, ou por ponto de operação, de modo que a velocidade de rotação se mantenha constante durante a otimização de cada ponto. Esse objetivo pode ser alcançado empregado o controle de velocidade à máquina em malha fechada, ou ainda é possível que este controle esteja em malha aberta, de forma que seja ajustada de forma manual a corrente elétrica de referência do controle que atua diretamente na velocidade. A Figura 2.11 apresenta um diagrama simples que resume a otimização dos ângulos de comutação, onde θ_{on} e θ_{off} são os ângulos relativos em que cada fase é energizada e desenergizada, respectivamente, N_{ref} e I_{ref} são a velocidade e a corrente elétrica de referência e I_{rms} e θ_{range} são a corrente elétrica RMS de fase e a região de busca dos ângulos que compreende a sobreposição entre duas fases.

Figura 2.11 - Formulação do problema de otimização dos ângulos de comutação



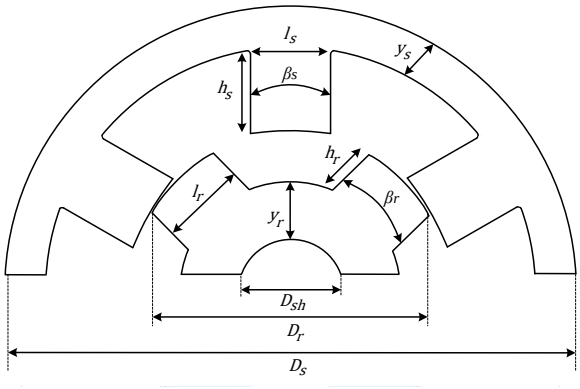
Fonte: Autora.

2.5. Considerações sobre o projeto básico do MRC

O procedimento de projeto do MRC compreende o cálculo das dimensões mostradas na Figura 2.12. Antes de calcular, de fato, as variáveis da Figura 2.11, é necessário estabelecer

algumas especificações iniciais, como a potência e torque de saída desejados, o material eletromagnético das laminações, a velocidade base e o número de fases, por exemplo. Neste trabalho, os parâmetros iniciais estão evidenciados na Tabela 2.1 e os tópicos seguintes detalham as equações de *design* do MRC.

Figura 2. 12 - Dimensões do MRC



β_s: Arco polar do estator
β_r: Arco polar do rotor
h_s: Altura do polo do estator
h_r: Altura do polo do rotor
y_s: Culatra do estator
y_r: Culatra do rotor
l_s: Largura do polo do estator
l_r: Arco do polo do rotor
D_{sh}: Diâmetro do eixo
D_S: Diâmetro externo do estator
D_R: Diâmetro externo do rotor

Tabela 2.1 - Especificações Iniciais

Parâmetro	Unidade	Símbolo
Potência de saída	W	P_o
Velocidade base	rpm	N_{rpm}
Tensão elétrica	V	V
Número de polos do rotor	unidades	N_r
Número de polos do estator	unidades	N_s
Comprimento do entreferro	mm	g
Número de fases	unidades	q
Corrente elétrica de pico	A	i
Densidade de Corrente elétrica	A/mm²	J_c
Material das Laminações	-	-
Indução	T	B

A partir dos parâmetros iniciais, o torque desenvolvido pelo MRC pode ser calculado pela equação 2.14.

$$T_m = \frac{P_o}{N_{rpm} \times {}^{\pi}/_{30}} \tag{2.12}$$

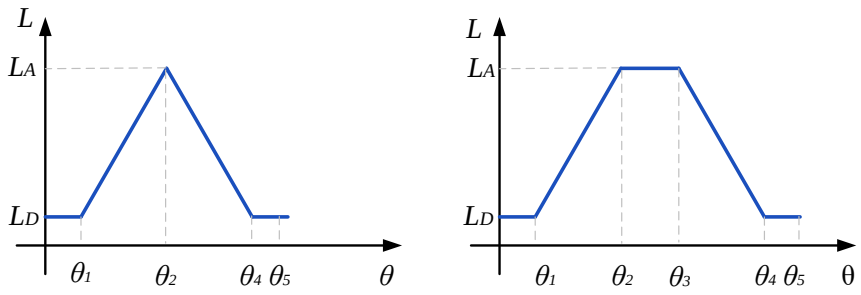
A. Arcos polares

Os arcos polares, tanto do rotor quanto do estator, devem ser calculados para que permitam que a máquina possua capacidade de partida em qualquer posição, o que implica na relação da expressão (2.13).

$$\frac{4\pi}{q \times N_r} \leq \beta_s + \beta_s < \frac{2\pi}{N_r} \tag{2.13}$$

A inequação da esquerda na expressão (2.13) indica o valor mínimo para os arcos, e já a porção da direita, o valor máximo [3]. Aqui, a relação que garante a capacidade de partida poderia ser mantida tanto se $\beta_s > \beta_r$ ou $\beta_r > \beta_s$, porém, convencionalmente, faz-se o arco polar rotórico maior que o estatórico. Além disso, é importante ainda considerar que esta relação facilita o acionamento do MRC, uma vez que a produção de torque positivo ocorre no período de crescimento da indutância, e é necessário extinguir a corrente elétrica em seu ponto máximo afim de evitar produção de torque negativo. Caso $\beta_s = \beta_r$, a máxima indutância é pontual (Figura 2.13 (a)), o que dificulta a extinção da corrente elétrica que é altamente indutiva. Portanto, é mais conveniente retirar a corrente elétrica da fase durante a zona morta (indutância constante no valor máximo), característica de máquinas onde o arco do polo do rotor é maior que o arco do polo do estator (Figura 2.13 (b)). Ainda, [3] recomenda que a relação β_r/β_s esteja entre 0,85 e 1,2.

Figura 2. 13 - Perfis de indutância. (a) Quando βs = βr, (b) Quando βs > βr



(a) (b)

Fonte: Adaptado de [5]

B. Diâmetros interno, externo e comprimento

O cálculo do diâmetro interno no estator do MRC provém da equação da potência nominal do MRC, desenvolvida por [3], e que envolve algumas variáveis importantes para o design neste motor. A equação em questão é mostrada na expressão (2.14).

$$P_{mec} = k_e \times k_d \times k_1 \times k_2 \times k \times B \times D_{si}^3 \times A_{esp} \times N_{rpm} \quad (2.14)$$

Onde D_{si} é o diâmetro interno do estator, A_{esp} é o carregamento elétrico específico do circuito de fase, sendo definido como o número de condutores carregados na periferia da superfície do entreferro por metro (geralmente compreendido entre 25.000 e 90.000), e por fim, e B é a indução eletromagnética do material das laminações. As constantes k_e, k_d, k_1, k_2 e k serão discutidas adiante:

- A variável k_1 é uma constante, cuja determinação é dada por $k_1 = {\pi^2}/{120}$.
- A variável k_2 depende do ponto de operação do motor e sua determinação está relacionada às características da corrente elétrica de fase, do material magnético e das dimensões do motor. Para cada ponto de operação, existe um valor fixo de k_2. Como na fase de projeto as dimensões ainda são incertas, a literatura recomenda que o valor de k_2 fique compreendido no intervalo $0{,}65 < k_2 < 0{,}75$ pois trata-se do intervalor que, no geral, o motor apresenta para operação nominal [3], [5].
- A variável k_e representa a eficiência na conversão eletromagnética do MRC e deve ser inferior à unidade.
- k_d indica o ciclo de trabalho, podendo ser determinada pela equação (2.15), onde θ representa o ângulo de comutação da corrente elétrica de fase do estator.
- A variável k está ligada à aplicação do motor. Para aplicação não servo-motora, é indicado que k fique entre, no mínimo, 0,25 e, 0,75, no máximo. Já para aplicações do tipo servo-motora, a faixa se estende para 1, no mínimo, e 3, no máximo.

$$k_e = \frac{\theta \times q \times N_r}{2\pi} \quad (2.15)$$

O diâmetro interno, por sua vez, é calculado como uma porção do diâmetro externo, conforme indica a expressão (2.16).

$$(D_s \times 0{,}4) \leq D_{si} \leq (D_s \times 0{,}7) \quad (2.16)$$

A partir da constante k e do diâmetro externo D_s, o comprimento das laminações L do rotor e do estator é calculado, segundo a equação (2.17).

$$L = k \times D_s \quad (2.17)$$

C. Largura dos polos e das culatras

A largura dos polos do rotor l_r e do estator l_s é calculada a partir do diâmetro interno do estator e de seus respectivos arcos, lembrando que, no caso do rotor, o comprimento do entreferro também deve ser considerado, conforme segue nas expressões (2.18) e (2.19). A escolha do entreferro não é arbitrária e também tem valores comuns dependendo da potência da máquina, uma vez que a corrente elétrica da fase é fator determinante para o carregamento elétrico que impacta o entreferro. Além disso, o comprimento do *gap* implica no desempenho tanto do fluxo polar quanto a indutância desenvolvida, e também, afeta a possibilidade de construção da máquina [8]. Para máquinas de potência inferior a 1 cv, o entreferro deve estar compreendido entre 0,18 e 0,25 mm e, para máquinas superiores a 1 cv, de 0,3 a 0,5 mm [9].

$$l_s = D_{si} \times sen\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \tag{2.18}$$

$$l_r = (D_{is} - 2 \cdot g) \times sen\left(\frac{\beta_r}{2}\right) \tag{2.19}$$

Segundo [10], a máxima densidade de fluxo ocorre no alinhamento, onde a maior concentração se dá nos polos do estator, podendo-se assumir que o fluxo no estator $\phi_s = \phi_{max}$. Dessa forma, é possível considerar que a culatra do estator y_s deva conduzir cerca de 50% do fluxo máximo no alinhamento, devendo ter, no mínimo, a metade da largura do polo do estator, como na expressão (2.20). É preciso lembrar também que uma culatra muito fina satura rapidamente dada a alta passagem de fluxo, o que faz com que a capacidade de torque da máquina seja reduzida. Em [3], é sugerido que a escolha do fator múltiplo seja maior que a metade.

$$y_{s\,mínimo} \geq 0{,}5 \cdot l_s \tag{2.20}$$

Em termos práticos, a culatra do rotor pode ser maior que a do estator a fim de fornecer uma alta relação entre as indutâncias de alinhamento e desalinhamento (menor entreferro entre polos), porém, também é desejável que a culatra nãos seja tão larga, a fim de encurtar os polos do rotor, contribuindo para menor vibração. Logo, a culatra do rotor deve ficar, segundo a literatura [3], [5], [10], compreendida no intervalor da expressão (2.21).

$$0{,}5 \cdot l_s < y_r < 0{,}75 \cdot l_s \tag{2.21}$$

D. Altura dos polos

Após o cálculo das culatras, é possível calcular as alturas dos polos do rotor h_r e do estator h_s, como mostram as expressões (2.22) e (2.23).

$$h_r = \frac{D_{si} - 2g - D_{sh} - 2y_r}{2} \quad (2.22)$$

$$h_s = \frac{D_s - D_{si} - 2y_s}{2} \quad (2.23)$$

E. Número de Espiras e seleção da seção do condutor

Em [3], o cálculo do número de espiras por fase leva em conta a intensidade do campo magnético no entreferro B_g/μ_0, o comprimento do entreferro g e a corrente elétrica de pico i_{pk}, como apresenta a expressão (2.24).

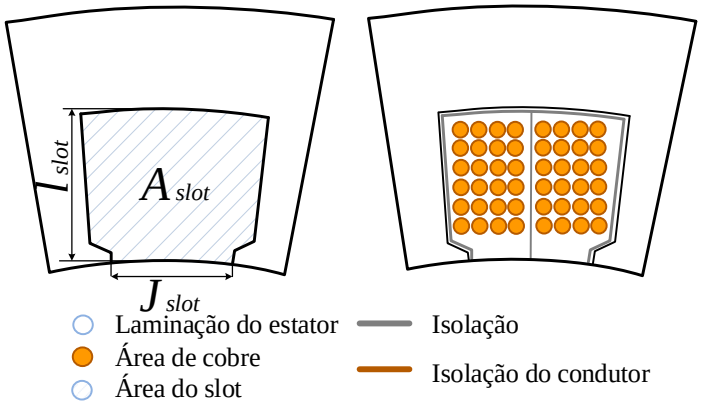
$$T_{ph} = \frac{2g \cdot B_g}{I_{pk} \cdot \mu_0} \quad (2.24)$$

Sendo J a densidade máxima de corrente elétrica nos enrolamentos, pode-se definir o a seção mínima do condutor das fases do MRC, seguindo a expressão (2.25).

$$S_c = \frac{i_{pk}}{J \cdot \sqrt{q}} \quad (2.25)$$

O projeto dos enrolamentos do MRC é bastante delicado, devido à preocupação com o fator de preenchimento da área do *slot*, local entre dois polos do estator onde se concentram as bobinas, como mostra a Figura 2.14, onde J_{slot}, A_{slot} e l_{slot} se referem à janela, à área e ao comprimento do slot, respectivamente. Esse passo no processo de design deve levar em consideração aspectos práticos como capacidade de fabricação, densidade de torque, custo e restrições térmicas [10]. Um alto fator de preenchimento significa que mais condutores então inseridos no mesmo *slot*, o que pode ser problemático, pois além dos condutores, no *slot* também deve haver espaço suficiente para as camadas de isolação. A literatura indica que, se utilizado condutor circular, o fator de preenchimento deve ficar entre 0,35 e 0,6.

Figura 2. 14 - Detalhes do Slot



Fonte: Adaptado de [21]

2.6. Origem dos problemas de vibração e ruído audível

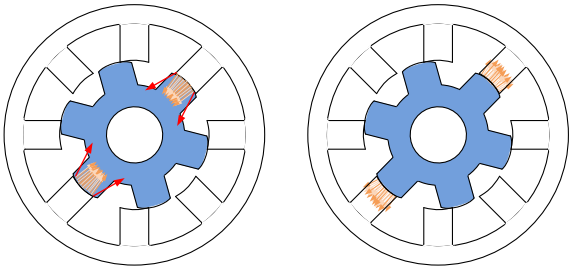
O MRC possui uma geometria de simples construção e baixo custo, além do rotor ser livre de enrolamentos, o que permite a operação robusta em altas velocidades e temperaturas [10]. Contudo, o MRC é conhecido pelos ruídos audíveis causados, majoritariamente, pelas deformações do estator, que são produto da interação entre as forças eletromagnéticas radiais e a estrutura do motor. Logo, por ser um subproduto da conversão de energia, o ruído acústico pode ter origem magnética, que também o faz ser dependente das características do material empregado nas laminações do rotor e estator. Por outro lado, o ruído acústico pode ser causado diretamente pelo acionamento do MRC (excitação sequencial das fases), dando ao ruído também a origem elétrica, fazendo com que o controle desempenhe papel fundamental em sua possível redução. Além disso, os componentes mecânicos também podem ser fonte de ruído acústico, como o desbalanceamento do rotor, encaixe precário dos rolamentos, ou ainda, a excentricidade entre rotor e estator. Por fim, o ruído também pode ter causa de origem aerodinâmica. Quando comparado a máquina de rotor cilíndrico, o MRC apresenta ruído acústico de origem aerodinâmica muito superior, por conta de três principais aspectos: o comprimento do entreferro, que influencia as forças de atração e repulsão entre os dentes do estator e do rotor; a geometria do rotor que desloca o ar dentro da máquina causando pressão sonora e a geometria do estator, mais precisamente os *slots*, que podem não estar bem preenchidos, fazendo com que as bobinas vibrem durante a excitação das fases [11], [12].

Apesar de todas as possíveis causas do ruído, é largamente aceito que a maior delas é a deformação do estator dada a força eletromagnética radial [12]. A magnitude da força radial é função da corrente elétrica de fase e da posição do rotor. Durante a excitação das fases, os polos do estator são puxados no sentido do centro da máquina, por conta da grande força de atração entre os polos. Dessa forma, o estator experimenta a força de atração e assume uma forma ovalada durante o crescimento da força radial. A máxima vibração do estator ocorre no instante de desligamento da fase, pois nesse momento, existe uma variação brusca na força radial, causando assim ruído audível [11], [12]. A Figura 2.15 ilustra a força radial no MRC.

Para levantar as características de vibração do MRC durante a fase de projeto, geralmente são utilizadas simulações de resposta modal via elementos finitos. A simulação modal apresenta o formato que o motor assumiria ao vibrar nas frequências naturais, que dependem dos materiais empregados na sua construção e da massa do objeto em si. Além disso, é possível verificar a aceleração do corpo, como mostra a Figura 2.16. Esse tipo de simulação possibilita a otimização da máquina ainda nos estágios de design, caracterizando um importante passo para o projeto ótimo do MRC. No caso de máquinas já manufaturadas, que não permitem

mais a otimização em seu projeto geométrico, existem outras abordagens que são capazes de levantar seu comportamento vibracional, como é o caso do *Hammer Test* (Figura 2.17), ou teste de impacto, que visa o mapeamento das frequências naturais de vibração do rotor e estator [13]. A identificação das frequências naturais de vibração possibilita a otimização de sua resposta modal e de ruído por meio do acionamento, mais especificamente, aplicando técnicas de controle ótimo, como por exemplo o cancelamento ativo das frequências de vibração [14].

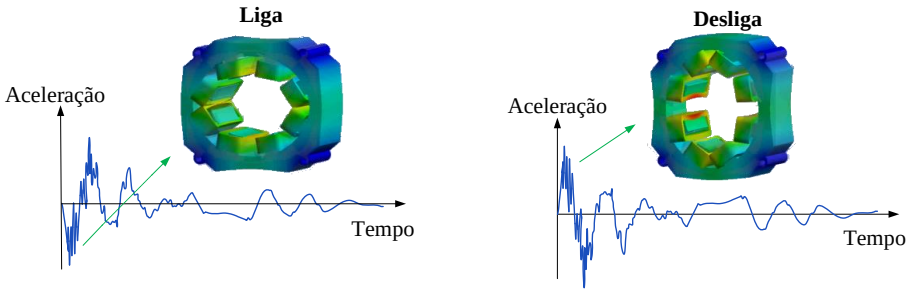
Figura 2. 15 - Forças Radiais no MRC. (a) Forças na superfície dos polos do estator, (b) Forças na superfície dos polos do rotor



(a) (b)

Fonte: Adaptado de [15].

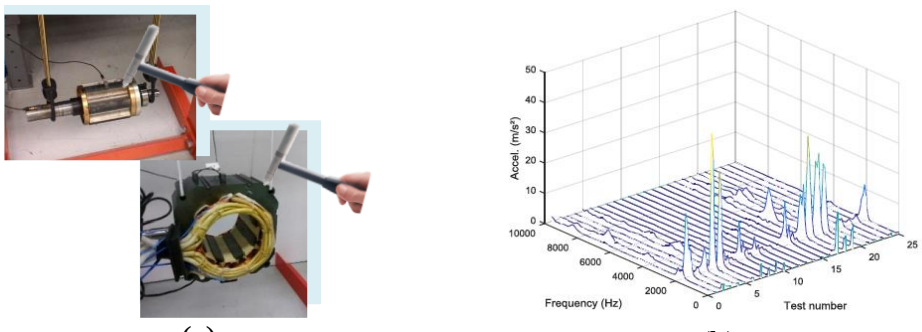
Figura 2.16 - Análise modal da deformação do estator. (a) No instante de ligação da fase, (b) No instante de desligamento da fase



(a) (b)

Fonte: Adaptado de [13].

Figura 2.17 - *Hammer* Test: Teste de impacto. (a) Alçamento do rotor e estator e aplicação do impacto com o martelo. (b) Determinação das frequências naturais



(a) (b)

Fonte: Adaptado de [14].

CAPÍTULO 3 - DESENVOLVIMENTO E AVALIAÇÃO COMPUTACIONAL DO MÉTODO DE OTIMIZAÇÃO

3.1. Introdução

Este capítulo tem como objetivo apresentar os resultados do método de busca utilizado para determinar os ângulos de comutação para que a máquina apresente melhoria de performance de torque. Primeiramente, é apresentado o protótipo utilizado neste trabalho, além dos resultados das simulações em elementos finitos para levantamento das tabelas de torque e fluxo que caracterizam a máquina em questão. Esses dados então são utilizados na simulação do *drive*, em ambiente Simulink. O algoritmo de otimização foi implementado em plataforma Matlab, a fim de permitir a interface com a simulação e terá como objetivo a determinação dos ângulos ótimos para permitir a redução da oscilação de torque para pontos de operação distintos.

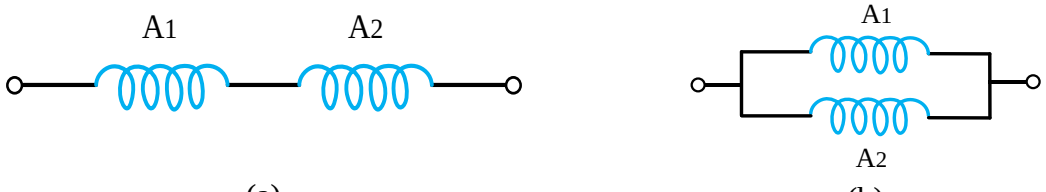
3.2. Protótipo do MRC

Os parâmetros do MRC utilizado nesta pesquisa estão listados na Tabela 3.1. Dependendo do modo de conexão das bobinas do motor, série ou paralelo, a tensão elétrica pode valer 180 ou 311 volts (máximo), respectivamente. Neste trabalho, optou-se pelo fechamento em série, conforme apresentado na Figura 3.1 (a).

Tabela 3.1 - Parâmetros do MRC

Parâmetro	Valor
Potência	2,2 kW
Velocidade base	3.500 rpm
Tensão elétrica	180 V ou 311
Corrente elétrica RMS	6 A
Número de polos do rotor	6 un.
Número de polos do estator	8 un.
Número de fases	4 un.
Material das Laminações	E185

Figura 3.1 - Esquema de fechamento das bobinas. (a) Série. (b) Paralelo.



(a) (b)

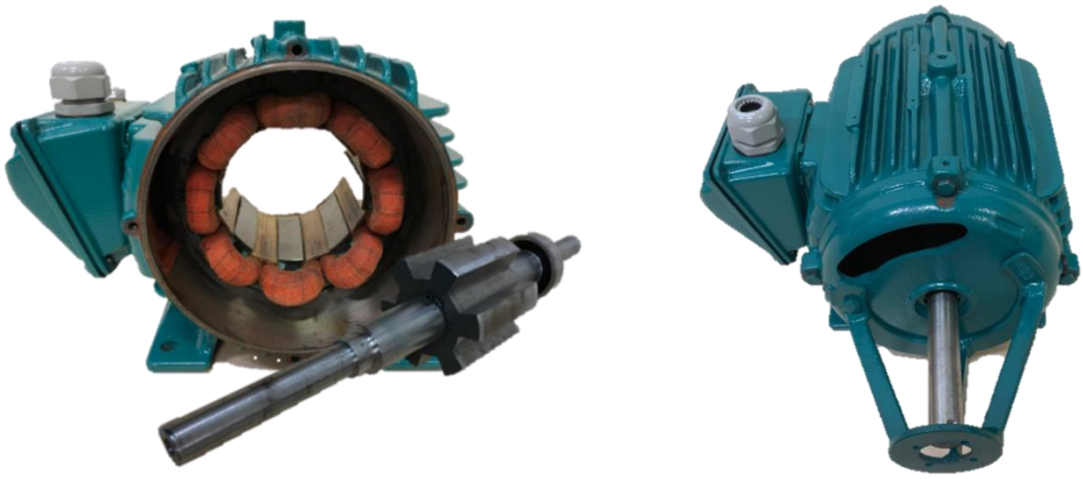
Fonte: Autora.

A Tabela 3.2 apresenta as dimensões do MRC em questão, as quais foram verificadas por meio de medições empíricas. A Figura 3.2 apresenta o protótipo utilizado.

Tabela 3.2 - Dimensões do MRC.

Parâmetro	Valor
Arco polar do estator	22,5°
Arco polar do rotor	24,5°
Altura do polo do estator	21 mm
Altura do polo do rotor	15 mm
Culatra do estator	13,4 mm
Culatra do rotor	13 mm
Largura do polo do estator	17,4 mm
Largura do polo do rotor	19,2 mm
Entreferro	0,3 mm
Diâmetro interno do estator	91,1mm
Diâmetro do eixo	34,5mm
Diâmetro externo do rotor	90,5 mm
Diâmetro externo do estator	160 mm
Número de voltas por fase	70
Comprimento da pilha	81 mm

Figura 3.2 - Detalhes do MRC. (a) Conjunto Estator e Rotor. (b) Carcaça



(a) (b)

Fonte: Fabricante

3.3. O modelo em Elementos Finitos

As grandezas eletromagnéticas que envolvem motores elétricos, em geral, podem ser analisadas por meio de equações analíticas, onde são feitas algumas simplificações. Nesse sentido, o problema pode ser modelado matematicamente através de equações diferenciais parciais e equações integrais. Contudo, esse cálculo pode se tornar um procedimento

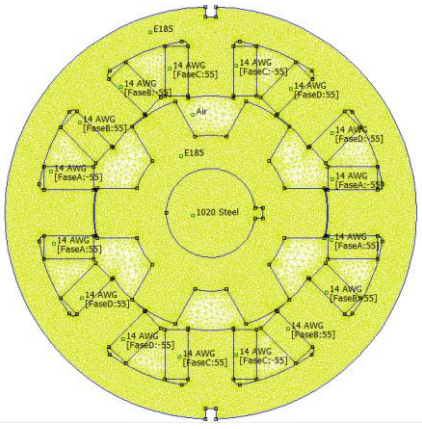
complicado por envolver, muitas vezes, geometria complexas, o que o torna impraticável e até mesmo sem solução por meios algébricos. Por esta razão, em problemas magnéticos, os métodos analíticos são substituídos por métodos numéricos. Dentre eles, o método de elementos finitos (MEF) é o mais conhecido e aceito para este propósito.

Em geral, o método dos elementos finitos é uma técnica computacional utilizada para obter soluções aproximadas de sistemas com um conjunto de restrições, ou seja, problemas de valor de contorno. Para solucionar este tipo de problema, é necessário determinar a função que satisfaça uma equação diferencial tal no domínio completo. Para tanto, o método discretiza o domínio da geometria em elementos de pequeno e finito tamanho, criando uma malha de *n* pontos (nós), onde cada nó é a ligação entre duas das arestas de um determinado elemento [16]. O nó determina o ponto específico do elemento no qual o resultado da variável deve ser encontrado.

3.3.1. Levantamento das Características de Indutância, Fluxo e Torque

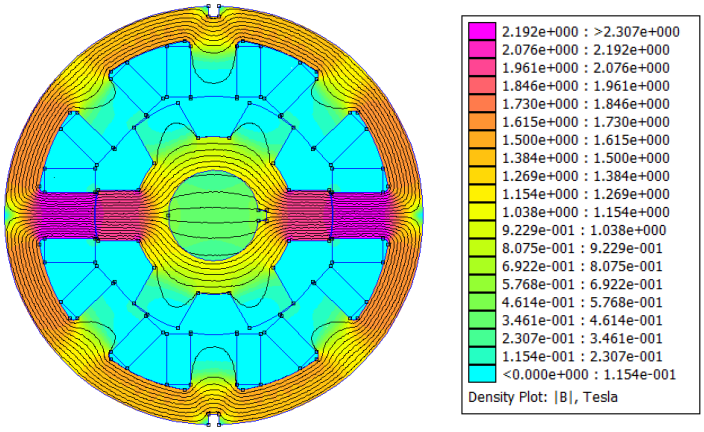
De forma a conhecer os perfis de fluxo para as posições de completo alinhamento e desalinhamento, torque e indutância, foram realizadas simulações no software FEMM para diversos valores de corrente elétrica e posição do rotor. Esses perfis são comumente utilizados na modelagem de máquinas de relutância, uma vez que a alta não linearidade dos parâmetros impede que um modelo acurado seja desenvolvido baseado apenas em equações lineares, como é o caso de outras máquinas. Como o FEMM é uma ferramenta que não possibilita a imposição de velocidade no eixo da máquina (simulação magnetostática), um código de automatização foi escrito em linguagem LUA para movimentar o rotor em passos de 1 grau para cobrir a região entre um completo alinhamento e um completo desalinhamento e a corrente elétrica foi variada de 1 A a 40 A. Os dados coletados foram enviados diretamente para o Matlab para posterior análise. Os resultados são apresentados nas Figuras 3.3 - 3.7.

Figura 3.3 - Malha de elementos finitos.



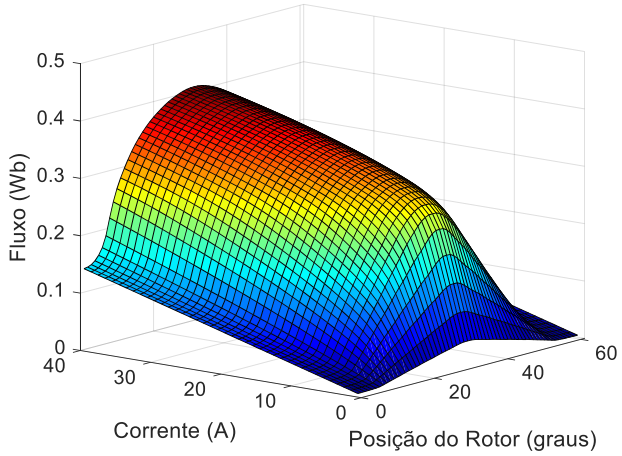
Fonte: Fabricante

Figura 3.4 - Densidade de fluxo magnético para a posição alinhada.



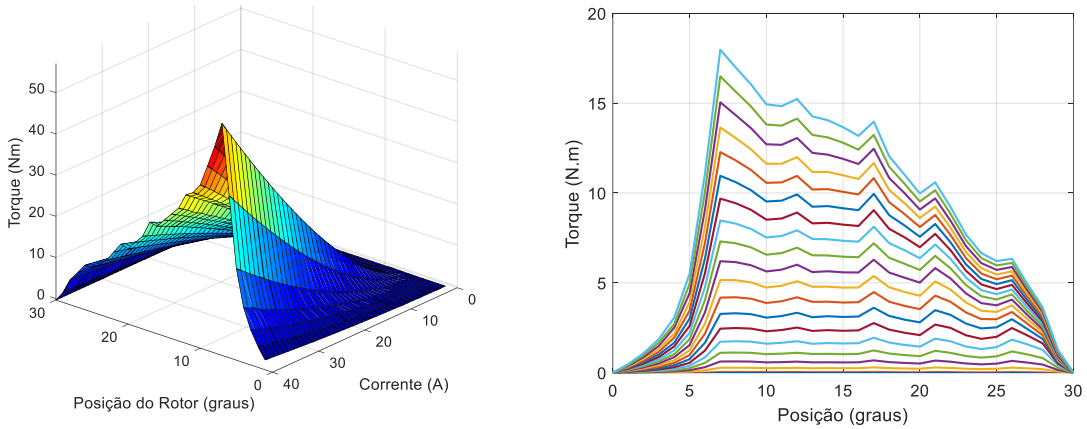
Fonte: Fabricante

Figura 3.5 - Perfil de fluxo em função de diferentes valores de corrente elétricas e posições do rotor.



Fonte: Autora

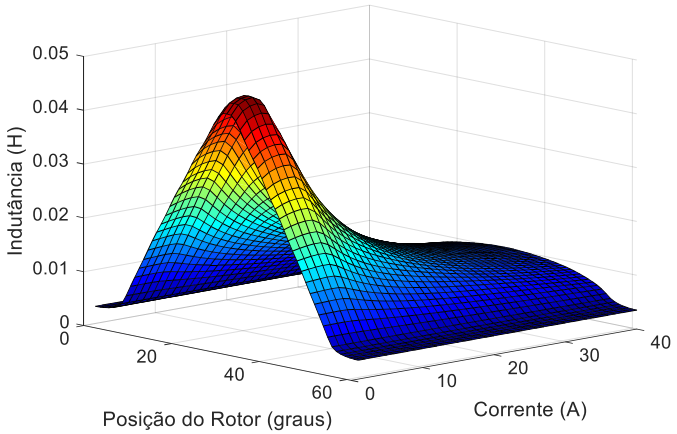
Figura 3.6 - Perfil de torque em função de diferentes valores de corrente elétricas e posições do rotor. (a) Superfície 3D. (b) Representação em 2D.



(a) (b)

Fonte: Autora

Figura 3.7 - Perfil de Indutância em função de diferentes valores de corrente elétricas e posições do rotor.



Fonte: Autora

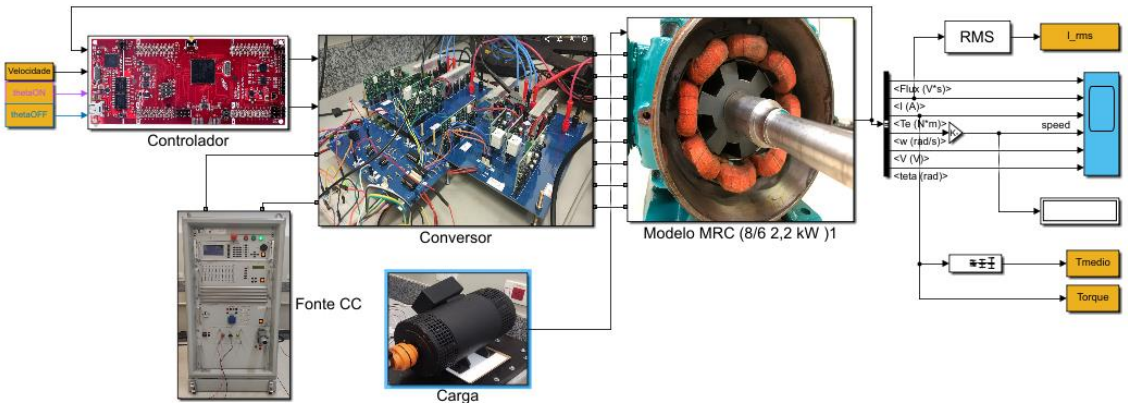
Os resultados de fluxo, torque e indutância são curvas clássicas para o MRC e fundamentais para a caracterização da máquina. Observando o fluxo (Figura 3.4), é possível notar o efeito da saturação nas laminações da máquina, que começa a ocorrer por volta de 6 A para as posições no sentido do alinhamento, que por sua vez, apresenta um valor máximo pouco acima de 0,4 Wb. Os resultados mostrados na Figura 3.5, nota-se que como o torque é uma espécie de transdutor de corrente elétrica, conforme aumenta-se a excitação do enrolamento, maior o torque desenvolvido. Já no caso da indutância (Figura 3.6), a relação entre sua amplitude e o valor da corrente elétrica é inverso, por conta da saturação da máquina. Logo, com o aumento da corrente elétrica, a indutância se torna achatada, atingindo cada vez valores menores em amplitude.

3.4 Modelo de Simulação em ambiente Matlab/Simulink®

Neste trabalho, optou-se por utilizar o ambiente Matlab/Simulink® para desenvolvimento tanto do algoritmo de busca dos ângulos ótimos baseado em algoritmo genético, quanto da avaliação computacional via simulação. É sabido que o próprio Simulink disponibiliza um modelo de simulação do MRC nativo. Porém, esse modelo é computacionalmente custoso, visto que é bastante completo, incluindo blocos de eletrônica de potência, além de modelar também grandezas mecânicas. Dessa forma, durante a busca dos ângulos ótimos por meio da técnica de algoritmo genético, optou-se por utilizar um modelo de simulação conforme descrito em [17]. Este modelo, apesar de também utilizar as tabelas de torque e fluxo, faz uso de equações analíticas para modelar o acionamento, tornando o modelo menos custoso computacionalmente, característica desejável para aplicação em um método iterativo de busca.

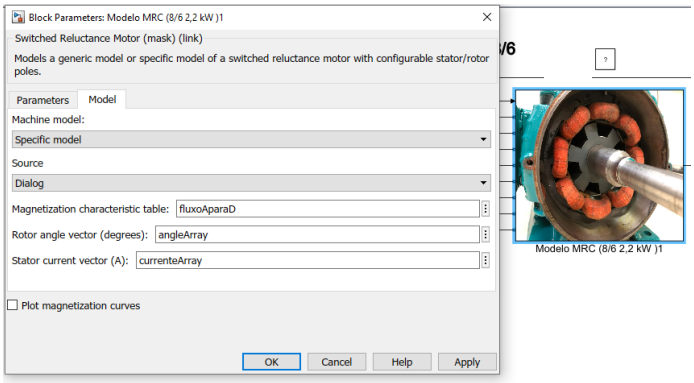
Uma vez encontrados os ângulos de acionamento, foi utilizado o modelo nativo do MRC no Simulink para uma análise mais completa do sistema, a fim de incorporar o conversor em ponte assimétrica e a modelagem da carga mecânica. A Figura 3.8 apresenta o diagrama de blocos completo utilizado para avaliação computacional neste. Neste caso, a característica de magnetização também foi incluída, como mostra a Figura 3.9 Os detalhes do bloco "controlador", mostrado na Figura 3.9, são apresentados na Figura 3.10 (a) e (b). Nesse caso, o controle aplicado é de corrente elétrica por banda de histerese. Além disso, a velocidade foi mantida constante a partir da utilização de um controlador Proporcional Integral (PI), ajustado por tentativa e erro. Ou seja, o PI atua sobre a corrente elétrica de referência da fase a fim de atingir a velocidade de referência.

Figura 3.8 - Diagrama de blocos da Simulação.



Fonte: Autora

Figura 3.9 - Entrada das características de magnetização.

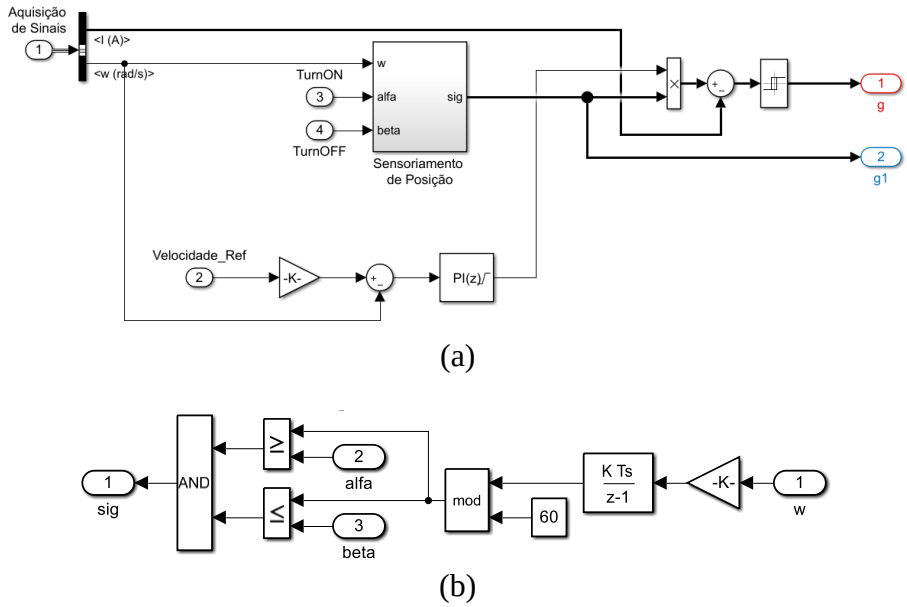


Fonte: Simulink.

A lógica de sensoriamento utiliza a velocidade angular do eixo para estimar a posição relativa do rotor e compará-la aos ângulos comutação fixados. Como o motor do tipo 8/6 tem 4 fases e, para cada fase, o ângulo mínimo de comutação é de 15º (ângulo de *stroke*), a cada

60º a lógica de controle é zerada para a excitação contínua. A Figura 3.10 apresenta a lógica de acionamento do MRC e o bloco de controle por banda de histerese.

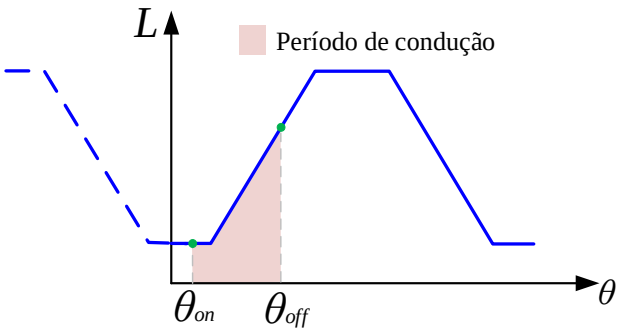
Figura 3.10 - Controle do MRC. (a) Controle de Velocidade, (b) Sensoriamento de posição.



Fonte: Simulink.

Neste modelo de acionamento do MRC do Simulink em particular, os ângulos comutação são definidos segundo a Figura 3.10, que indica que o valor em graus que define o período em que a fase é energizada é calculado como a diferença entre θ_{off} e θ_{on}.

Figura 3.11 - Referência de ângulo para acionamento do MRC.

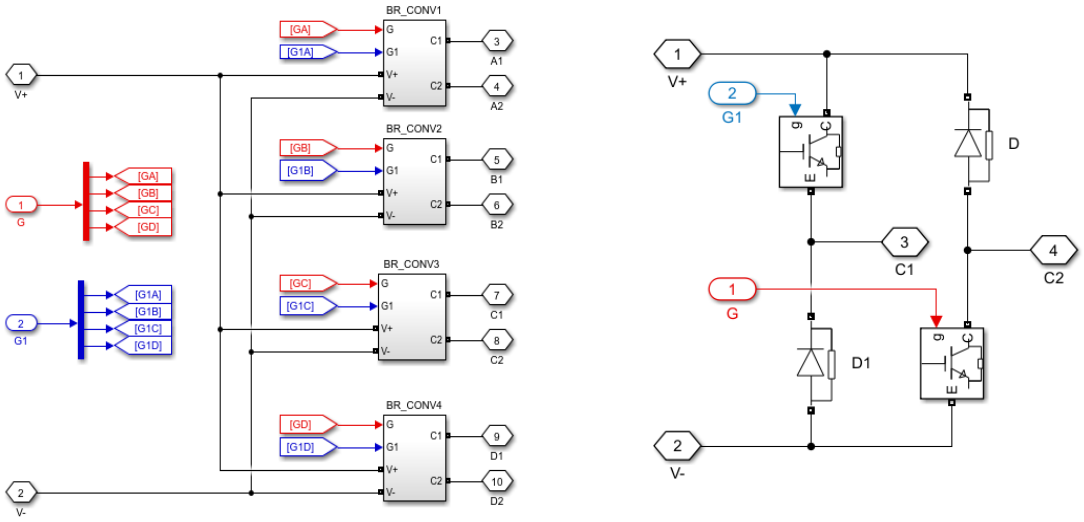


Fonte: Adaptado de Matlab/Simulink

O conversor utilizado neste modelo computacional é do tipo ponte assimétrica, cuja topologia foi abordada no item 2.3.1. As Figuras 3.12 (a) e (b) apresentam os detalhes do bloco "conversor", da Figura 3.8. O padrão de chaveamento unipolar (*soft-switching*) foi definido para esta simulação, e para sua implementação, sinais distintos de acionamento devem ser enviados às chaves superiores e inferiores de cada braço do conversor. Na Figura 3.12, os sinais

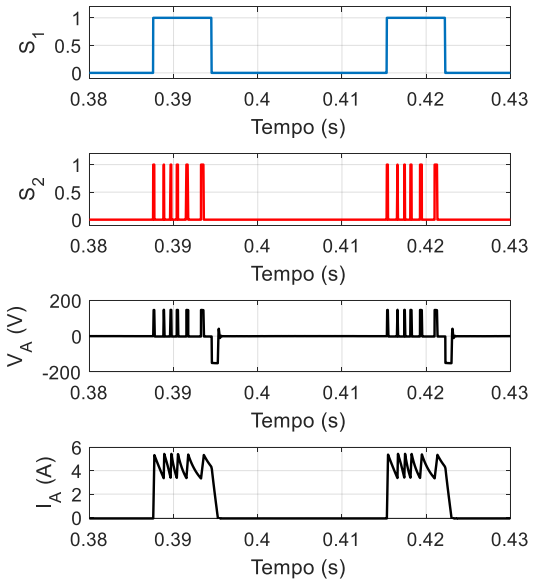
em azul são equivalentes ao sinal S_1 da Figura 2.7, e os sinais em vermelho são correspondentes ao sinal S_2 da Figura 2.7. A fim de verificar o funcionamento do chaveamento, a Figura 3.13 apresenta os sinais S_1, S_2, e a tensão elétrica e corrente elétrica da fase A.

Figura 3.12 - Conversor implementado no modelo computacional. (a) Detalhes do chaveamento unipolar. (b) Um dos 4 braços do conversor.



Fonte: Autora.

Figura 3.13 - Formas de ondas do chaveamento unipolar: comandos da chave superior, inferior, tensão elétrica de fase e corrente elétrica de fase.



Fonte: Autora

3.5 Algoritmo Genético

São vários os métodos de otimização que atualmente são empregados nas mais diversas aplicações, como negócios, ciências, economia, engenharias e outros. Geralmente, os métodos de otimização visam maximizar ou minimizar características inerentes aos processos aos quais são inseridos. Dessa forma, o termo otimização refere-se a encontrar valores de entradas de um dado problema de maneira a gerar o melhor valor de saída. A definição de melhor valor pode variar de problema para problema.

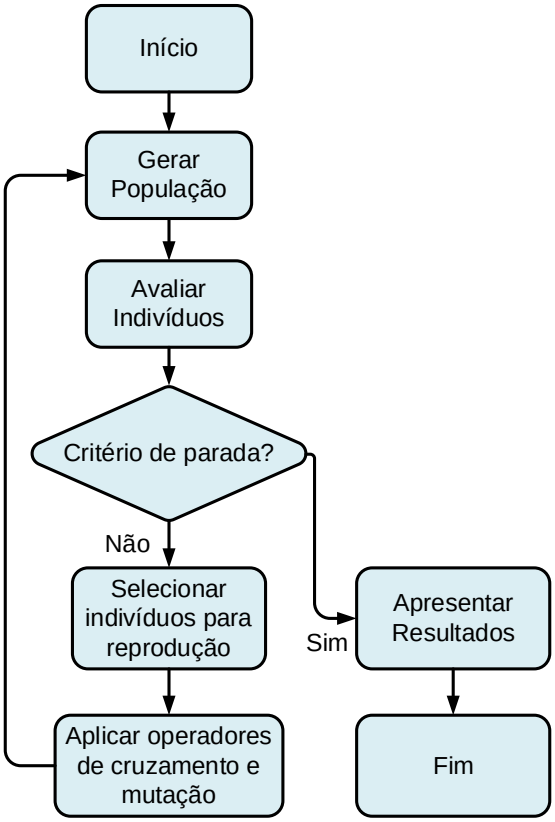
A escolha do método de otimização a ser empregado depende, dentre outros fatores, do tipo do problema a ser solucionado, do conhecimento ou não da função que modela este problema (relação entrada-saída), e também, da quantidade e qualidade dos dados disponíveis para análise. Por se tratar de um problema não linear de múltiplos objetivos, a otimização de máquinas elétricas tanto no controle como no *design* da geometria, abre caminho para aplicação de diversos métodos, existindo na literatura exemplos de aplicações bem-sucedidas no que diz respeito a, mais especificamente, os Algoritmos Genéticos (AGs) aplicados à otimização do MRC [19] - [21].

O AG pode ser classificado como uma técnica de inteligência computacional de busca randômica guiada, pelo fato de existir ao longo da rotina de otimização, uma forma de penalização aos indivíduos que não apresentam resultados satisfatórios. Além disso, o AG está inserido em ramo muito maior de algoritmos de otimização, chamados de algoritmos evolucionários, por ser baseado nas teorias da evolução biológica e seleção natural, ou o paradigma na sobrevivência do mais apto, proposta por Charles Darwin [22]. Por ser um processo de busca do tipo meta-heurística, o AG retorna, quase sempre, uma solução que pode ser classificada como suficientemente boa para o problema proposto. A expressão “quase sempre” faz referência à característica randômica da população inicial.

O processo de busca por meio de AG possui um conjunto indivíduos que são possíveis soluções, formando assim a população para o problema proposto. Tradicionalmente, o tamanho da população, isto é, o número de soluções, permanece o mesmo durante todo o processo de busca. Cada indivíduo, baseado em suas características (genes), possui um valor de *fitness*, que representa sua capacidade de sobrevivência. Esse valor de *fitness* é calculado com base em uma função chamada de objetivo, que deve ser definida com base no problema a ser solucionado. Baseado no resultado da função objetivo para cada indivíduo, pais são selecionados considerando um método de seleção que priorize os candidatos de melhor *fitness*. A partir dessa seleção, é realizado o cruzamento, onde as características dos pais são combinadas e dão origem a novos indivíduos, que em tese, deveriam representar uma evolução, já que são gerados a

partir de indivíduos promissores. A fim de evitar pontos ótimos locais, é aplicado ainda o operador mutação, que modifica alguns dos filhos gerados, a uma pequena taxa randômica. Esses operadores, em tese, garantem que os novos indivíduos sejam mais aptos à sobrevivência que os anteriores. Geração a geração, os indivíduos são avaliados e, quando a variação da função de avaliação é considerada suficientemente pequena, o algoritmo converge para um indivíduo. Ainda, outros critérios de parada podem ser definidos, como o número máximo de gerações, por exemplo, ou ainda a falta de variabilidade vinda dos indivíduos gerados. A Figura 3.14 apresenta o fluxograma básico para um AG.

Figura 3.14 - Algoritmo Genético



Fonte: Adaptado de [18].

Dentre as várias vantagens existentes nos AGs, podem ser citadas:

- É mais rápida e eficiente quando comparada a outros métodos;
- É passível de implementar otimizações do tipo objetivo único ou multiobjetivo;
- Produz uma família de boas soluções ao invés de retornar apenas um valor otimizado;
- Sempre retorna alguma solução ao problema proposto, mesmo que não seja a melhor existente.
- Não requer qualquer tipo de informação de derivada;

Como qualquer outro método de busca, o AG também apresenta limitações, como:

- Para alguns tipos de problema, pode ser computacionalmente custoso, por conta da avaliação recorrente da função *fitness*;
- Por conta da característica randômica, pode nem sempre retornar a melhor solução, ou convergir para o ótimo global;

3.5.1. Fundamentos de Algoritmo Genético a partir do Toolbox do Matlab

A. Geração da população inicial

A primeira ação do algoritmo é gerar a população inicial. De acordo com o tipo de problema, codificar os indivíduos pode auxiliar o processamento computacional. Dessa forma, o *toolbox* oferece uma série opções de tipos de população, à escolha do usuário, por meio da configuração do parâmetro `(PopulationType)`, como:

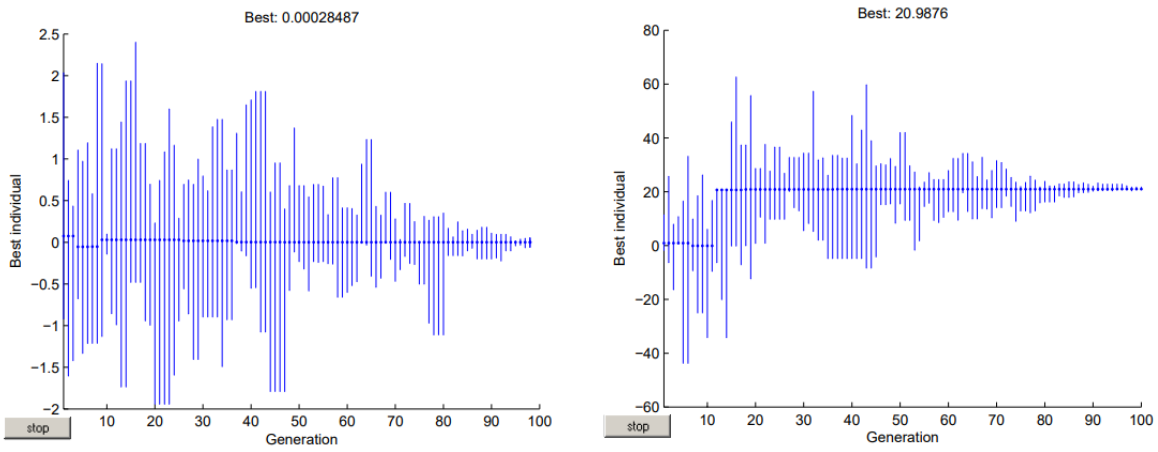
- `Double Vector ('doubleVector')` – Nessa opção (default) os indivíduos gerados são do tipo double.
- `Bit String ('bitstring')` – Caso selecionada, essa opção gera os indivíduos codificados a partir de sua representação em *bits*.
- `Custom ('custom') –` Nesse caso, o usuário pode informar qual o tipo de sua preferência. Caso seja selecionada, essa opção obrigada o usuário a criar as funções de criação, cruzamento e mutação.

Além do tipo de dado utilizado para criar a população, é possível ainda determinar seu tamanho através do parâmetro `(PopulationSize)`. Além disso, editar a função de criação `(CreationFcn)` possibilita que o usuário escolha, dentre duas opções (`'Uniform'` ou `'Custom'`), a forma com que os indivíduos são gerados.

Caso o usuário possua indícios de uma boa região para a geração dos indivíduos, é possível ainda indicar uma população inicial. Isso pode levar o algoritmo a convergir mais rapidamente. Essa opção faz uso do parâmetro `(InitialPopulation)` para sua configuração.

Por último, a região de busca é configurada a partir do parâmetro `(PopInitRange)` e dos valores de banda inferior `(lb)` e banda superior `(ub)`. Aliada a porção de mutação (a ser explorada nos próximos itens), essa configuração é fundamental para garantir a diversidade necessária para que o AG possa explorar o universo de maneira promissora e apresentar uma boa solução. A Figura 3.15 (a) denota a evolução de uma população em uma região mal formulada e em (b) a evolução de uma população em uma região que permite que os indivíduos migrem para regiões de ótimo mais rapidamente. É preciso indicar que, não é obrigatório que a região de busca cubra, necessariamente, o ponto de ótimo, sendo importante que ela seja definida de forma suficientemente próxima para que a própria mutação ajude o algoritmo a migrar para a área de ótimo global.

Figura 3.15 - Evolução vs. variação na região de busca de um mesmo problema. (a) Região pequena e mal formulada. (b) Região melhor formulada.



Fonte: [18].

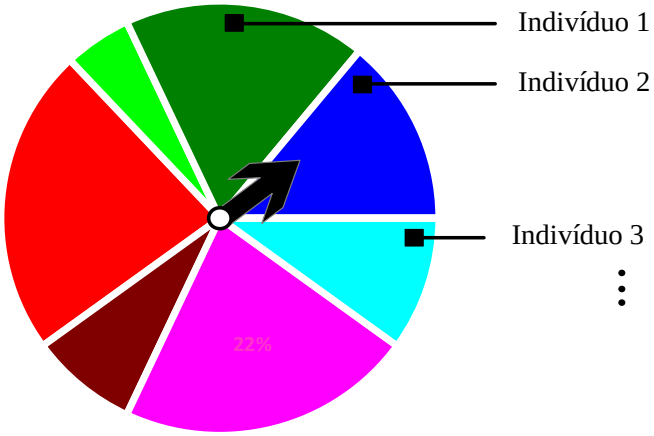
B. Seleção

A função de seleção `(SelectionFcn)` especifica como os pais da próxima geração são escolhidos pelo algoritmo. Algumas das opões disponíveis para a escolha do usuário são:

- Roulette `(@selectionroulette)` - A seleção pelo método da roleta escolhe os pais a partir de uma roleta imaginária, onde cada *slot* correspondente a um indivíduo

e é proporcional a seu valor *fitness*. Dessa forma, os indivíduos que apresentam melhor *fitness* têm mais chances de se tornarem pais. A Figura 3.16 apresenta um esquema da roleta de seleção. É importante citar que o número de sorteios deve garantir que o tamanho da população se mantenha constante.

Figura 3.16 - Método de seleção via roleta.



Fonte: Autora.

- Tournament (`@selectiontournament`) – A seleção via torneio seleciona cada pai a partir de uma disputa de pares de possíveis pais escolhidos para o torneio aleatoriamente. Nesse caso, os valores de *fitness* de cada candidato são comparados e o de melhor *fitness* é selecionado como pai.

C. Cruzamento

As opções de cruzamento indicam como o algoritmo trata a criação de indivíduos de uma nova geração, a partir da combinação das características de outros dois, selecionados como pais. A função (`crossoverFcn`) apresenta várias opções para o usuário, dentre elas, destacam-se:

- `Scattered` (`@crossoverscattered`) - Sendo a função *default*, essa função combina os pais a partir de um vetor binário randômico, sendo que, em sequência, o valor 1 atribui ao filho as características do pai 1 0 atribui a

característica do pai 2, conforme mostra a expressão (3.1) onde P_1 e P_2 se referem aos pais 1 e 2, respectivamente, V_r é o vetor de reprodução randômico e F_1 é o filho gerado a partir dos pais selecionados.

$$\begin{aligned} P_1 &= [a\ b\ c\ d\ e\ f\ g\ h] \\ P_2 &= [1\ 2\ 3\ 4\ 5\ 6\ 7\ 8] \\ V_r &= [1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0] \\ F_1 &= [a\ b\ 3\ 4\ e\ 6\ 7\ 8] \end{aligned} \tag{3.1}$$

- `Single point (@crossoversinglepoint)` - Nesse tipo de função de cruzamento, os filhos são gerados a partir do encadeamento das características de dois pais. Um número inteiro, chamado de ponto de cruzamento, é sorteado entre 1 e o tamanho do vetor dos pais. O filho recebe exatamente as características do pai 1 até o valor inteiro e a partir do número interno as características são herdadas do pai 2. Considerando os mesmos pais da equação (3.1) e sendo 3 o inteiro representando o ponto de cruzamento, o filho gerado seria $F_1 = [a\ b\ c\ 4\ 5\ 6\ 7\ 8]$.
- `Intermediate (@crossoverintermediate)` – Essa opção produz filhos a partir da implementação de uma média ponderada dos pais, sendo $F_1 = Pai_1 + \alpha(Pai_2 - Pai_1)$ onde αé um valor randômico.

D. Mutação

No toolbox de AG do Matlab, a mutação é definida como a aplicação de mudanças randômicas a um indivíduo.

- `Gaussian (mutationgaussian)` - Sendo a função de mutação padrão, adiciona um número aleatório escolhido a partir de uma distribuição gaussiana, para cada entrada do vetor pai. Normalmente, a quantidade de mutação, que é proporcional ao desvio padrão da distribuição, diminui a cada nova geração. É possível controlar a quantidade média de mutação que o algoritmo aplica a um

pai em cada geração por meio das opções *Scale*, que define a variância da mutação aplicada, e *Shrink*, que define como a variância é aplicada conforme as gerações passam. Por exemplo, caso o valor de *Shrink* for 1, ele varia linearmente até chegar a 0 na última geração, sendo esse fato importante para garantir baixa variabilidade dos indivíduos gerados e, consequentemente, maiores chances de convergência.

- `Custom –` Permite que o usuário escreva sua própria função de mutação.

E. Função *fitness* – É a função objetivo do GA. Para o *toolbox* do Matlab toda busca trata de minimizar uma dada função $f(x)$, e caso o problema trate de uma maximização, o usuário deve entrar com $-f(x)$.

F. Critério de parada

O critério de parada é uma importante característica do AG, pois sua escolha impacta diretamente o desempenho do método. O toolbox do Matlab oferece várias opções de critério de parada, como por exemplo:

- `Generations (Generations)` – Essa opção especifica como critério de parada um número máximo de iterações, sendo 100 o valor *default*.
- `Time Limit (TimeLimit)` – Define um tempo máximo, em segundo, antes da parada completa.
- `Stall Generations (StallGenLimit)` – Nesse caso, o algoritmo para caso não seja observada mais melhoria no valor da função *fitness* para o número de gerações definido sob a variável `StallGenerations.`

3.6 Otimização de θ_{on} e θ_{off} a partir de Algoritmos Genéticos

Como mostrado no Capítulo 2, os ângulos de comutação, que determinam a faixa de excitação das fases, afetam diretamente o perfil de torque. Fica claro, a partir dos perfis de funcionamento do MRC, que para maximizar o desempenho de torque, θ_{on} deve ser alocado

próximo à região de mínima indutância para que a corrente elétrica atinja um nível de amplitude que melhor aproveite o início da derivada positiva da indutância para geração de torque. Já θ_{off} deve estar no entorno da máxima indutância, para que a corrente elétrica tenha tempo de decair sem causar uma geração excessiva de torque negativo (vide Figuras 2.8 e 2.12). Logo, existe a possibilidade de otimizar os ângulos baseado em restrições de torque e levando em consideração a corrente elétrica de fase e a velocidade da máquina [23].

3.6.1. Definição do problema

Neste trabalho, o problema de otimização é definido conforme apresentado na expressão (3.2), onde T_{ripple} representa o valor da oscilação do torque gerado pelo MRC, I_{rms} é a corrente elétrica RMS de fase e os valores de θ_{sup} e θ_{inf} são os valores superior e inferior para a busca dos ângulos ótimos, dada uma velocidade constante ω_{ref}.

$$\mathbb{F} = \begin{cases} I_{rms} \leq \max(I_{rms}) \\ \min\,(T_{ripple}),\ \ \theta_{on_inf} \geq \theta_{on} \leq \theta_{on_sup} \\ \theta_{off_inf} \geq \theta_{off} \leq \theta_{off_sup} \\ \omega_{ref} = \ constante \end{cases} \tag{3.2}$$

O objetivo principal é minimizar a oscilação de torque para um ponto de operação definido pela velocidade e a corrente elétrica RMS máxima, com a busca estabelecida em uma faixa de possíveis valores de ângulos de comutação. Todo o processo de otimização foi desenvolvido em ambiente Matlab/Simulink®, a partir da utilização do *Global Optimization Toolbox*, chamado a partir de linhas de comando.

As configurações do algoritmo genético implementado são mostradas a seguir:

- Tamanho da população: 5;
- Número máximo de gerações: 10;
- Manutenção de Elite: 1 indivíduo;
- Método de seleção: roleta;
- Método de cruzamento *Intermediário*: cria filhos segundo a equação 3.3, onde α é um valor gerado de maneira randômica.

$$filho = Pai_1 + \alpha(Pai_2 - Pai_1) \tag{3.3}$$

- Método de mutação *Gaussiana*: Varia-se o gene com a aplicação de um valor randômico selecionado a partir de uma distribuição normal. A quantidade de mutação, que é proporcional ao desvio padrão da distribuição, decresce conforme o número de gerações avança. Isso garante que as novas gerações não

possuam tamanha variância que as faça desviar do mínimo global. Neste trabalho, o valor de controle da mutabilidade é igual a 1, o que garante que a quantidade de mutação seja zero na última geração.

- Região de busca: Definida em graus elétricos, conforme mostra a expressão (3.4).

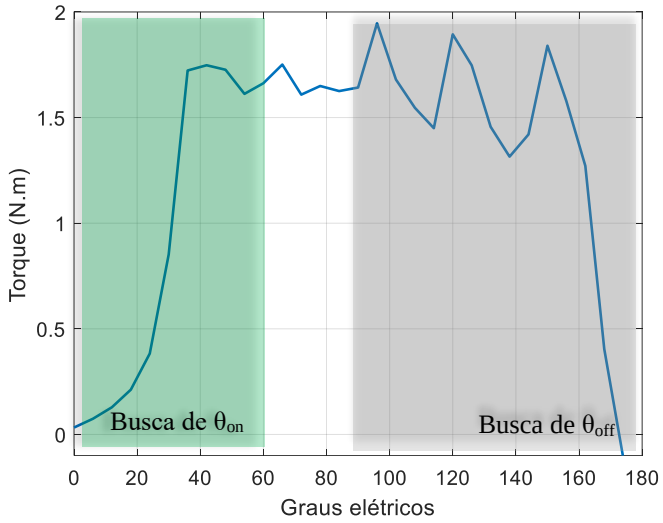
$$\begin{matrix} \theta_{on} \rightarrow [0, 60] \\ \theta_{off} \rightarrow [90, 180] \end{matrix} \tag{3.4}$$

- Função fitness: Foi utilizada a equação de oscilação percentual de torque, segundo mostra a expressão (3.5).

$$T_{ripple} = \frac{T_{máx} - T_{mín}}{T_{médio}} \times 100\% \tag{3.5}$$

A Figura 3.17 apresenta a localização da região de busca com relação a curva de torque da máquina em questão.

Figura 3.17 - Regiões de busca do AG.



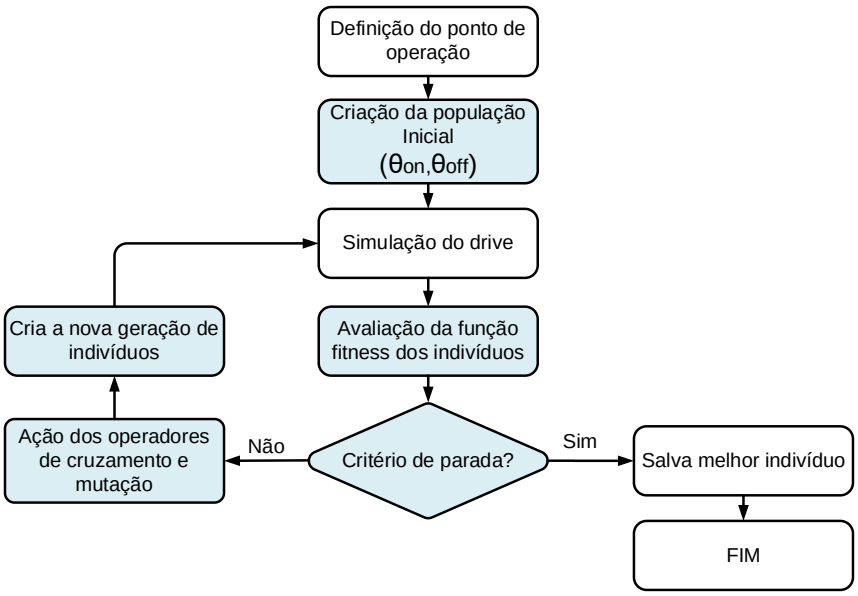
Fonte: Autora

O tamanho da população e o número máximo de gerações foram definidos com base em testes preliminares, optando-se por utilizar valores que retornassem uma boa convergência com baixo custo computacional, dado que a cada iteração é necessário avaliar a função custo para cada indivíduo gerado. Além disso, a implementação prática também limita o tamanho da população, uma vez que os instrumentos utilizados no sistema de acionamento, mais especificamente o sensor de posição (*encoder*), possui uma resolução fixa, reduzindo o número de indivíduos passíveis de implementação. A fim de confirmar que uma população maior não era necessária para a solução deste problema específico, os ângulos gerados em cada população tiveram seus valores acrescidos de um incremento de ângulo (±Δθ). Na análise dos resultados,

não foram observadas variações expressivas que justificassem um maior número de indivíduos para cobrir de maneira mais efetiva a região de busca. Nesse sentido, caso a solução de determinado tipo de problema exija uma análise mais profunda da sensibilidade da região de busca em relação à discretização desse espaço, uma alternativa é implementar o método de busca exaustiva, que realiza tal atividade, a um custo computacional maior.

Durante o processo de otimização, os pares de ângulos gerados pelo AG foram enviado à simulação em ambiente Simulink, gerando assim as respostas de torque e a corrente elétrica de referência originada pelo controle de velocidade. Esses resultados foram avaliados pelo algoritmo de otimização através do cálculo da função *fitness*. Uma vez atingidos os objetivos, os dados foram salvos em uma *lookup table* que relaciona o ponto de operação (velocidade e corrente elétrica) e os ângulos ótimos. A Figura 3.16 apresenta o fluxograma do método proposto.

Figura 3.18 - Procedimento de otimização



Fonte: Autora

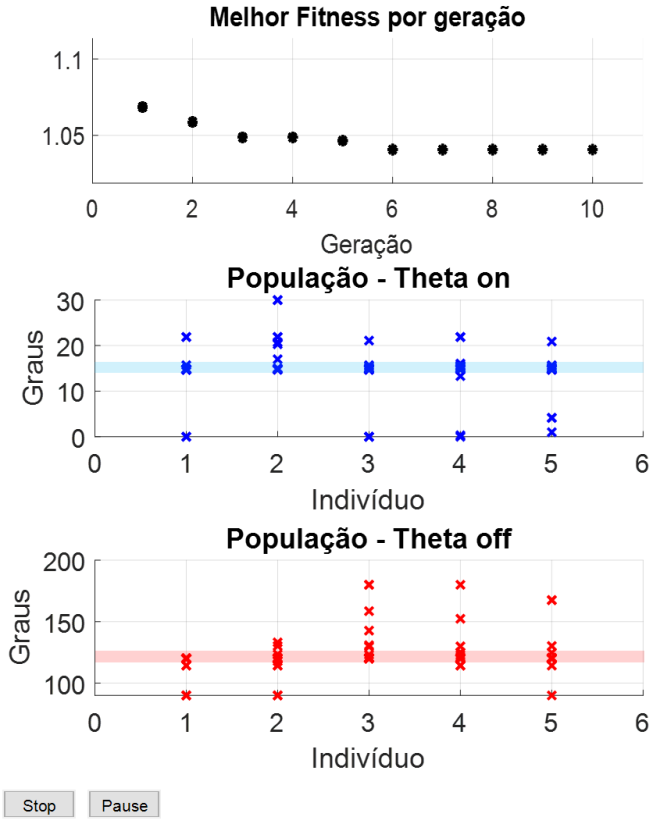
Como os ângulos também são avaliados experimentalmente, e por motivos de limitação da estrutura de avaliação experimental, como por exemplo a questão do acoplamento mecânico entre o MRC e a carga, foram definidos 4 pontos de operação considerados seguros do ponto de vista prático, sendo 160, 200, 360 e 600 rpm. Dessa forma, para cada uma dessas velocidades será encontrado um par de ângulos ótimos de comutação, além de uma corrente elétrica de referência.

3.6.2. Resultados de Simulação

Os passos apresentados no fluxograma da Figura 3.14 foram cumpridos para os 4 pontos de operação definidos. A Figura 3.17 mostra o resultado de convergência e os indivíduos gerados durante a busca de ângulos para a velocidade de 160 rpm. Para os outros pontos de simulação, os resultados foram obtidos de maneira semelhante.

A partir da Figura 3.17, observa-se que com o avanço das gerações, novos indivíduos são gerados a partir dos operadores de cruzamento e mutação, fazendo com que a evolução nesses indivíduos gere um melhor resultado na função custo. Logo, a partir da 7ª geração o método de busca converge, uma vez que a partir dessa geração o valor da função custo não apresenta variação. Para 160 rpm a função custo, ou a oscilação de torque, vale 93,55%. Ainda, os dois gráficos que mostram a população de ângulos indicam a dispersão dos indivíduos gerados e os resultados ótimos se mostram por meio da concentração de indivíduos em torno de, neste caso, 15º elétricos para θ_{on} e 120º para θ_{off}.

Figura 3.19 - Resultado da busca de ângulos para a velocidade de 160 rpm.



Fonte: Autora.

A Tabela 3.3 apresenta os resultados do método de busca para todos os pontos de operação testados.

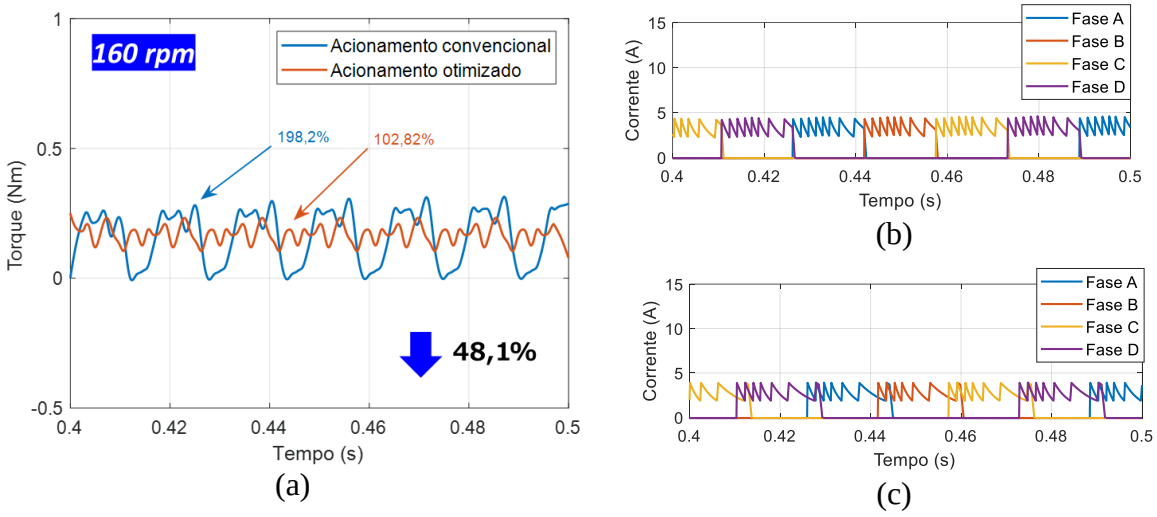
Tabela 3.3 - Resultados ótimos para os pontos de operação de 160, 200, 360 e 600 rpm.

Velocidade	Parâmetro	Graus elétricos
160 rpm	θ_{on} otimizado	15
	θ_{off} otimizado	120
	$\theta_{dwell} = (\theta_{on} - \theta_{off})$	105
200 rpm	θ_{on} otimizado	9
	θ_{off} otimizado	117
	$\theta_{dwell} = (\theta_{on} - \theta_{off})$	108
360 rpm	θ_{on} otimizado	6
	θ_{off} otimizado	98
	$\theta_{dwell} = (\theta_{on} - \theta_{off})$	92
600 rpm	θ_{on} otimizado	7,5
	θ_{off} otimizado	104
	$\theta_{dwell} = (\theta_{on} - \theta_{off})$	96,5

A fim de verificar a melhoria percentual em relação ao acionamento convencional, os resultados de simulação foram confrontados. Salienta-se que, segundo [28], o acionamento convencional significa acionar o MRC durante 1 ciclo de produção de torque, que no caso de uma máquina 8/6, vale 15º e é calculado segundo a expressão (2.1). Ainda, para o acionamento convencional, θ_{on} deve estar alocado na posição de completo desalinhamento. As Figuras 3.18 a 3.21 confrontam os resultados para as duas situações.

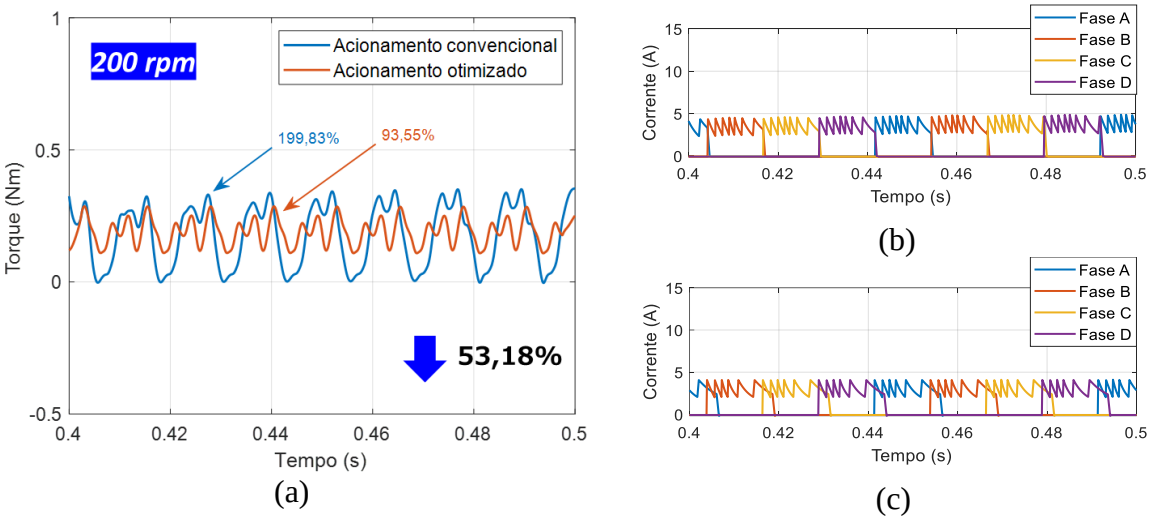
A partir da análise dos resultados de simulação mostrados nas Figuras 3.18 a 3.21, nota-se que todos os pontos testados apresentam redução na oscilação de torque quando comparados os acionamentos convencional e otimizado. Conforme esperado, é possível observar que a geração de torque é sensível aos ângulos de comutação, uma vez que os valores mínimo e máximo são distintos para cada tipo de acionamento. A aferição do torque médio é uma importante métrica para avaliar a qualidade dos ângulos encontrados pelo AG, pois em uma aplicação prática, é desejável que o motor continue a atender a carga mesmo com a variação dos ângulos de controle.

Figura 3.20 - Resultado de simulação para 160 rpm. (a) Comparação dos torques; (b) Corrente elétrica convencional; (c) Corrente elétrica do ponto otimizado.



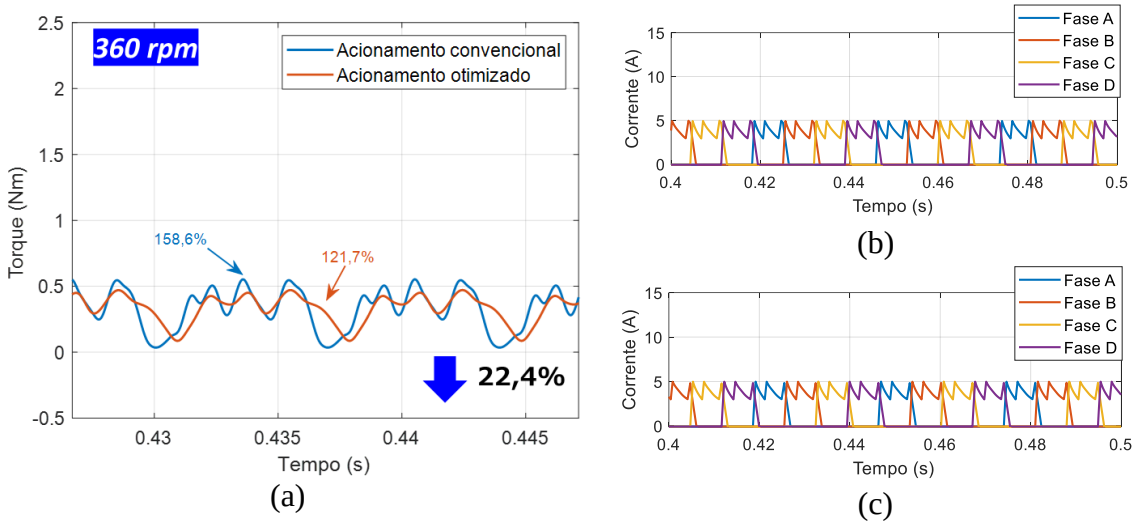
Fonte: Autora.

Figura 3.21 - Resultado de simulação para 200 rpm. (a) Comparação dos torques; (b) Corrente elétrica convencional; (c) Corrente elétrica do ponto otimizado.



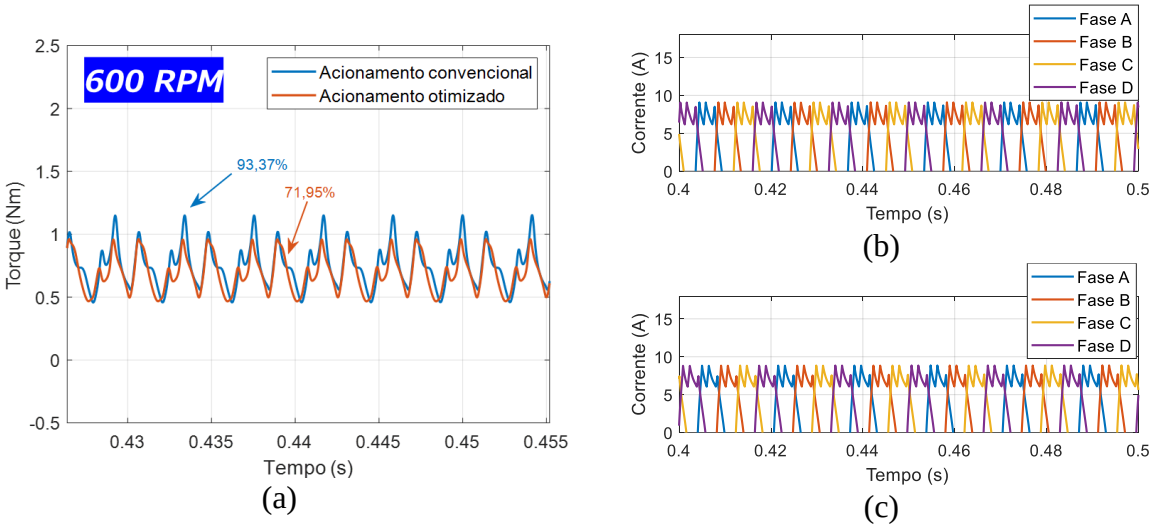
Fonte: Autora.

Figura 3.22 - Resultado de simulação para 360 rpm. (a) Comparação dos torques; (b) Corrente elétrica convencional; (c) Corrente elétrica do ponto otimizado.



Fonte: Autora.

Figura 3.23 - Resultado de simulação para 600 rpm. (a) Comparação dos torques; (b) Corrente elétrica convencional; (c) Corrente elétrica do ponto otimizado.



Fonte: Autora.

Para 160 rpm, o torque médio girou em torno de 0,167 N.m para ambos os acionamentos. No caso de 200 rpm, dada a pouca variação na velocidade do eixo, foi gerado uma quantidade de torque próxima daquela atingida no ponto anterior, valendo agora 0,18 N.m para o acionamento convencional e 0,17 para o acionamento otimizado. Já para o caso de 360 rpm o torque médio vale 0,334 N.m para o acionamento convencional e 0,331 N.m para o acionamento otimizado. O ponto de velocidade igual a 600 rpm permitiu o desenvolvimento

de um torque médio igual a 0,75 N.m para o acionamento convencional e 0,71 N.m para o caso do acionamento otimizado. Essa pequena variação no valor do torque médio, apresentando um decréscimo máximo de 5,5%, pode ser tolerada em benefício do desempenho geral de torque, uma vez que a oscilação no conjugado foi reduzida. Ainda, há de se considerar que a busca implementada não é do tipo multiobjetivo, uma vez que a redução do *ripple* de torque é a única função custo.

Além da verificação do torque médio, a corrente elétrica de referência também pode ser utilizada como parâmetro de avaliação. Para todos os 4 pontos de operação testados, a corrente elétrica de referência do ponto otimizado é igual ou ligeiramente menor que a do ponto operando sob acionamento convencional. Esse fato sugere que as perdas podem ser menores caso os ângulos ótimos sejam utilizados.

Dessa forma, os resultados de simulação foram considerados satisfatórios, e assim, foram selecionados para que sua manutenção fosse analisada a partir da verificação experimental. A Tabela 3.4 apresenta o resumo dos resultados de simulação para os 4 casos analisados.

Tabela 3.4 - Resultados de simulação: acionamento convencional vs. Ótimo.

Velocidade	Parâmetro	Convencional	Ótimo
160 rpm	$T_{médio}$	0,167 N.m	0,167 N.m
	I_{ref}	3,6 A	3,5 A
200 rpm	$T_{médio}$	0,18 N.m	0,17 N.m
	I_{ref}	3,5 A	3,0 A
360 rpm	$T_{médio}$	0,334 N.m	0,331 N.m
	$T_{médio}$	4,3 A	4,1 A
600 rpm	$T_{médio}$	0,75 N.m	0,71 N.m
	I_{ref}	8,0 A	7,5 A

CAPÍTULO 4 - VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

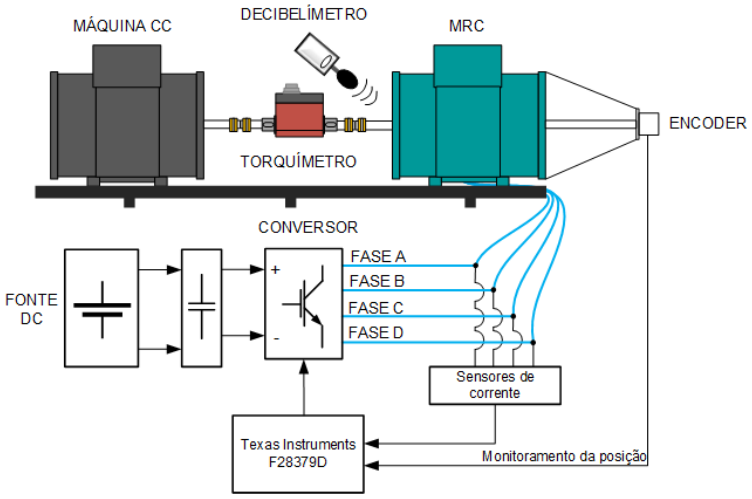
4.1. Introdução

A fim de conduzir experimentalmente a verificação do desempenho de torque do MRC bem como a validação dos ângulos ótimos de comutação encontrados pelo AG, um sistema completo de acionamento foi desenvolvido. Basicamente, o *setup* é composto de um conversor em ponte assimétrica de 4 fases, uma placa de condicionamento de sinais, um DSP (*Digital Signal Processor*), o MRC, uma máquina de corrente elétrica contínua utilizada como carga, além de um torquímetro, um *encoder* e um decibelímetro.

4.2. Sistema de Acionamento do MRC

Por ser o primeiro estudo do tipo conduzido na UFMS, este trabalho também ter por objetivo equipar o laboratório com uma plataforma de acionamento que possa ser facilmente rearranjada caso necessário e, no futuro, possibilite o acionamento de máquinas de maior potência. Além disso, a ideia foi desenvolver uma bancada robusta, que permita que outros tipos de controle e otimizações possam ser testados em trabalhos futuros. A Figura 4.1 apresenta um esquemático detalhado da bancada. Além disso, nos itens seguintes serão discutidos os pontos relevantes quanto ao desenvolvimento e/ou especificação de cada componente. Cita-se que a seleção e montagem dos itens teve como base os dados de placa do motor, os resultados de simulação, a disponibilidade de componentes no laboratório e ainda um fator de sobre dimensionamento para criar uma plataforma de acionamento o mais universal possível.

Figura 4.1 - Esquema da bancada de testes implementada



Fonte: Autora.

4.2.1 Conversor Ponte Assimétrica

Conforme abordado nas seções anteriores, o conversor em ponte assimétrica é a topologia mais empregada para o acionamento do MRC, dada sua simplicidade construtiva e sua flexibilidade quanto à utilização de padrões de chaveamento distintos (*hard e soft switching)*. Assim, o conversor foi desenvolvido em 2 placas (vide esquemático em Apêndice), e os itens que as compõe, serão detalhados na sequência.

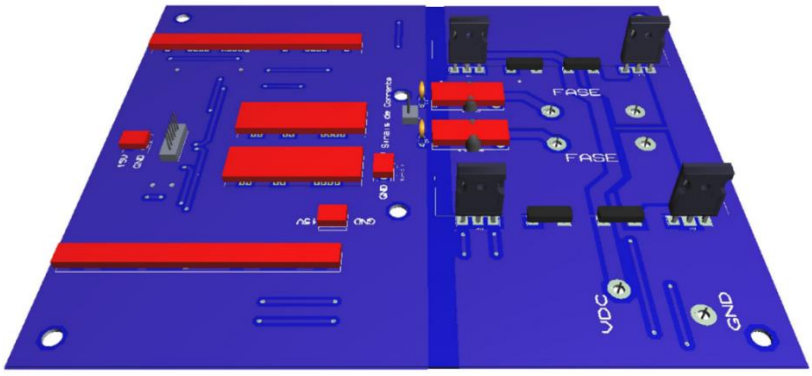
A. Dispositivos semicondutores: Chaves e Diodos

Os dispositivos semicondutores foram selecionados levando-se em consideração a disponibilidade dos mesmos no laboratório, fato esse que barateou a construção do conversor, e a capacidade elétrica dos mesmos. Como a ideia é que o conversor seja flexível e robusto, optou-se por aplicar um fator de sobredimensionamento aos dispositivos, preparando assim o conversor para aplicações futuras de maior potência. A Figura 4.2 apresenta o design em 3D da placa do conversor, feito em ambiente Proteus®.

Dessa forma, os seguintes dispositivos foram selecionados para aplicação neste trabalho:

- IGBT IXRH 50N120: semicondutor com V_{ces} = 1200 V e I_c = 50 A;
- BYW77PI-200: Diodo com I_{Frms} = 50 A e $V_{Rmáx}$ = 200 V;

Figura 4.2 - Design 3D da placa do conversor.



Fonte: Autora.

B. Drives de comando

O acionamento do conjunto de IGBTs presente no conversor depende da aplicação de um tipo específico de circuito: o *gate driver*, ou circuito de gatilho. Este circuito é capaz de amplificar o sinal de controle enviado pelo DSP para níveis de tensão elétrica e/ou corrente

elétrica requeridos para o acionamento efetivo semicondutor. Ainda, é importante salientar que o circuito de gatilho, por ser completamente isolado, garante a cada IGBT um referencial de terra exclusivo. Dessa forma, o circuito garante a isolação entre os circuitos de controle e potência, além da isolação das chaves entre si, além de incorporar proteções contra curto-circuito e subtensão elétrica. Para esta aplicação, foram adquiridos 4 drivers duplos da empresa Supplier®, conforme a Figura 4.3 (a). Cada secundário do driver deve ser alimentado por uma fonte dedicada, e para tanto, foram adquiridas 4 fontes de dois canais para alimentação dos 4 drivers, como ilustra a Figura 4.3 (b).

Figura 4.3 - *Gatedriver*. (a) Drive DRO100D25A; (b) Fonte DS320-08A.



(a) (b)

Fonte: Supplier®.

Os circuitos de gatilho são alimentados por uma fonte de 15 V e funcionam com sinais de mesmo valor de tensão elétrica para acionar os interruptores e contam ainda com frequência de comutação de até 100 kHz, podendo acionar IGBTs de até 1200 V.

C. Sensores de corrente elétrica

Como o controle a ser implementado no conversor é o de corrente elétrica, por meio da banda de histerese, é indispensável que a corrente elétrica seja monitorada a todo instante. Para isso, foram utilizados 4 sensores de corrente elétrica ACS712 30A, sendo aplicado um sensor por fase. Os sensores são alimentados em 5 V e podem monitorar corrente elétricas de até ±30 A. A Figura 4.4 apresenta o modelo do sensor utilizado e a aplicação do mesmo na placa do conversor.

Figura 4.4 - Sensor ACS712 30A.



Fonte: Allegro®.

4.2.2 Placa de condicionamento de sinais e interface

Para realizar a interface entre a placa do conversor e o DSP, além de ajustar os níveis de tensão elétrica dos sinais de comando e leitura de corrente elétrica, foi desenvolvida uma placa (Figura 4.5) que contém, basicamente, 3 partes principais:

- Condicionamento dos sinais dos sensores de corrente elétrica;

Como a faixa de funcionamento do sensor de corrente elétrica é ±30 A com saída de 0 a 5 V e nessa aplicação haverá somente leitura de corrente elétricas positivas, foi necessário ajustar a faixa de leitura da tensão elétrica de saída do sensor, eliminando o *offset* por meio de um circuito subtrator.

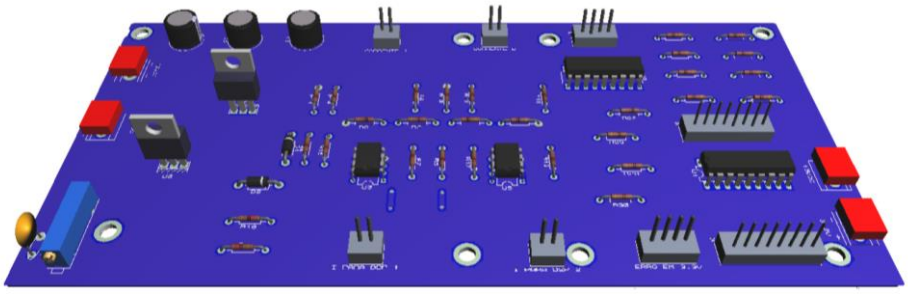
- Reguladores de tensão elétrica;

Foi necessário criar duas referências de tensão elétrica, uma de 2,5 V que foi enviada aos amplificadores operacionais utilizados no condicionamento dos sinais de corrente elétrica, e outra de 5 V para alimentação dos sensores de corrente elétrica, alocados na placa do conversor.

- Condicionamento dos sinais de gate dos interruptores;

Como os circuitos de gatilho comerciais trabalham com 15 V para o acionamento dos interruptores, foi necessário criar tal referência a partir do nível de 3,3 V utilizado pelo DSP. Para tal tarefa, foram utilizados dois circuitos integrados ULN2003A, sendo um para o elevar o nível do sinal de acionamento das chaves, e outro para a ajustar os sinais de erro que são lidos pelo DSP.

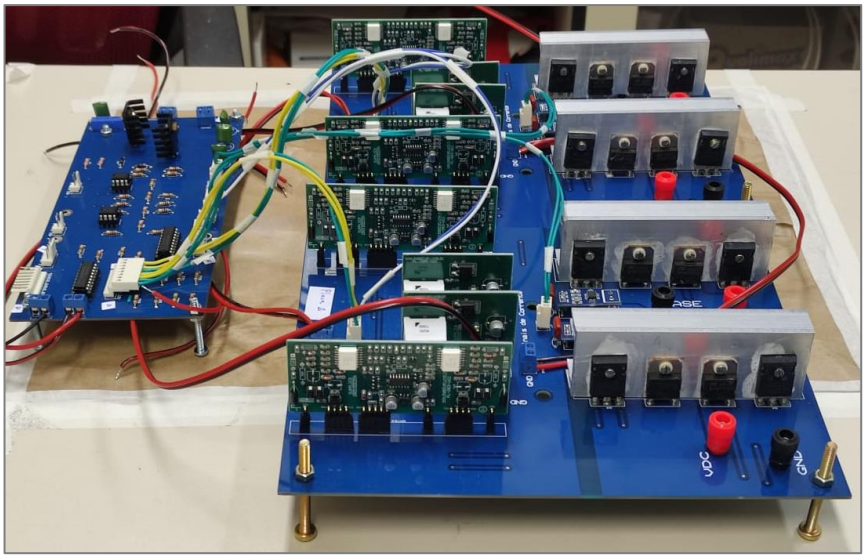
Figura 4.5 - Placa de condicionamento de sinais e interface.



Fonte: Autora.

O esquemático completo da placa de condicionamento está disponível no Apêndice II. A Figura 4.6 apresenta a implementação física das duas placas do conversor e da placa de condicionamento e interface que foram desenvolvidas e implementadas neste trabalho.

Figura 4.6 - Placas de potência e controle.



Fonte: Autora.

4.2.3 Processador Digital de Sinais (DSP)

Toda a lógica de controle do MRC foi desenvolvida utilizando um DSP, como o mostrado na Figura 4.7, modelo TMS320F28379d que apresenta 4 módulos com 16 canais de conversores analógico/digital independentes de 16 e 12 bit, além de uma frequência de operação de até 200MHz. O código foi escrito em ambiente *Code Composer Studio*®, versão 8.3.1.

A lógica de controle implementada é mostrada no pseudocódigo a seguir:

```
INÍCIO
 Configura GPIOs
 Configura Interrupções
 Configura ADCs
 Inicia a leitura dos ADCs
 Enquanto flag de interrupção = verdadeiro faça
   Leitura dos GPIOs da posição;
   Cálculo da posição em graus;
    SE POSIÇÃO_ON ≤ posição FASE ≥ POSIÇÃO_OFF então
      Ligue a chave superior
      Calcule a corrente elétrica e aplique o filtro de média;
      Verifica o limite superior e atue na chave inferior;
      Verifica o limite inferior e atue na chave inferior;
    SENÃO
      Desligue as chaves;
FIM.
```

Ao todo, foram utilizados 10 GPIOs para a leitura de posição, 8 GPIOs para o controle dos interruptores e 4 canais de ADC de 12 bits cada para a leitura das corrente elétricas de fase.

O código fonte completo para o acionamento do MRC desenvolvido neste trabalho está disponível no Apêndice III.

Figura 4.7 - Processador Digital de Sinais (DSP)



Fonte: Texas Instruments®

4.2.4 *Encoder*

Como o controle efetivo do MRC depende da posição relativa do rotor, e como neste trabalho não será aplicada a técnica de acionamento sem sensores, é indispensável que seja empregada a monitorização da posição rotórica. Para tal tarefa, apresenta-se na Figura 4.8 o *encoder* rotativo absoluto modelo Autonics® EPM50S8-1013-B-S-24 de 10 bits empregado neste trabalho. Este *encoder* pode operar com velocidade igual a, no máximo, 3.000 rpm, é alimentado com tensão elétrica entre 12 e 24 V. A resolução do equipamento pode ser calculada pela expressão (4.1).

$$Resolução = \frac{360°}{2^{10}} = 0{,}3515625° \tag{4.1}$$

Figura 4.8 - *Encoder* absoluto Autonics EPM50S8-1013-B-S-24



Fonte: Autonics®

4.2.5 Torquímetro

Para monitorar a variável de maior interesse neste trabalho, foi necessário empregar um transdutor de torque. Este equipamento, mostrado na Figura 4.9, apresenta fundo de escala de até 10 N.m. A etapa de alinhamento entre o MRC, o torquímetro e a carga foi uma das etapas mais desafiadoras deste trabalho pois as máquinas utilizadas possuem carcaças de altura e pontos de fixação diferentes entre si, além do diâmetro dos eixos também serem diferentes.

Além disso, o peso elevado de cada uma delas dificultou o processo de encaixe dos eixos. Tentou-se ao máximo obstar o desalinhamento entre os equipamentos a fim de evitar vibrações mecânicas, entretanto, a falta de ferramentas específicas para este fim tornou o procedimento bastante árduo.

Figura 4.9 -Torquímetro FUTEK TRS600



Fonte: Futek®

4.2.6 Decibelímetro

Por ser conhecido como uma das desvantagens do MRC, é interessante monitorar o ruído acústico e verificar sua variação com a mudança dos pontos de operação do motor. Para isso, um decibelímetro como o mostrado na Figura 4.10 foi utilizado para captar o nível de ruído emitido pelo MRC. O equipamento possui faixa de medição de 10 a 130 dB com 0,1 dB de resolução.

Figura 4. 10 - Decibelímetro BK 735.



Fonte: BK Precision.

4.2.7 Medição de velocidade

A verificação do método de otimização depende da garantia do funcionamento do MRC em pontos de operação definidos pela corrente elétrica de referência e pela velocidade. Dessa forma, para monitoramento da velocidade, foi utilizado um Tacômetro Digital modelo DT-

2234C, com capacidade de medição de 2,5 a 99.999 rpm, apresentando precisão de 0,05% e tempo de amostragem de 0,8 s. A Figura 4.11 apresenta um exemplo da medição realizada.

Figura 4. 11 - Medição de velocidade a partir da utilização de tacômetro digital.

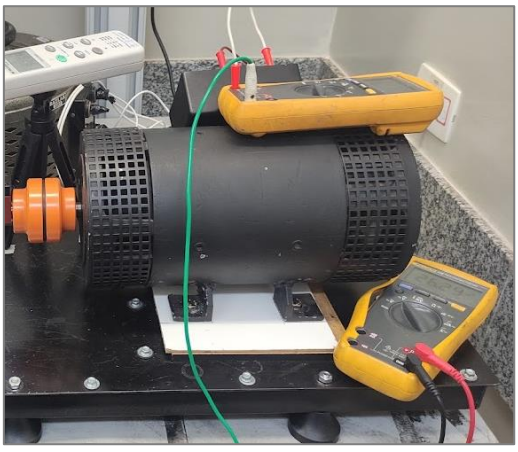


Fonte: Autora.

4.2.8 Carga Mecânica

Como carga acoplada ao eixo do MRC, foi utilizada uma máquina de corrente elétrica contínua, operando no modo gerador. A máquina em questão é do fabricante Motron e teve seu circuito de campo alimentado com 190 V, que corresponde a uma corrente elétrica de campo de 0,33 A. Além disso, uma carga puramente resistiva foi conectada à armadura da MCC. Figura 4.12 apresenta a máquina CC utilizada neste trabalho.

Figura 4. 12 - MCC aplicada como carga.



Fonte: Autora.

4.3. Resultados Experimentais

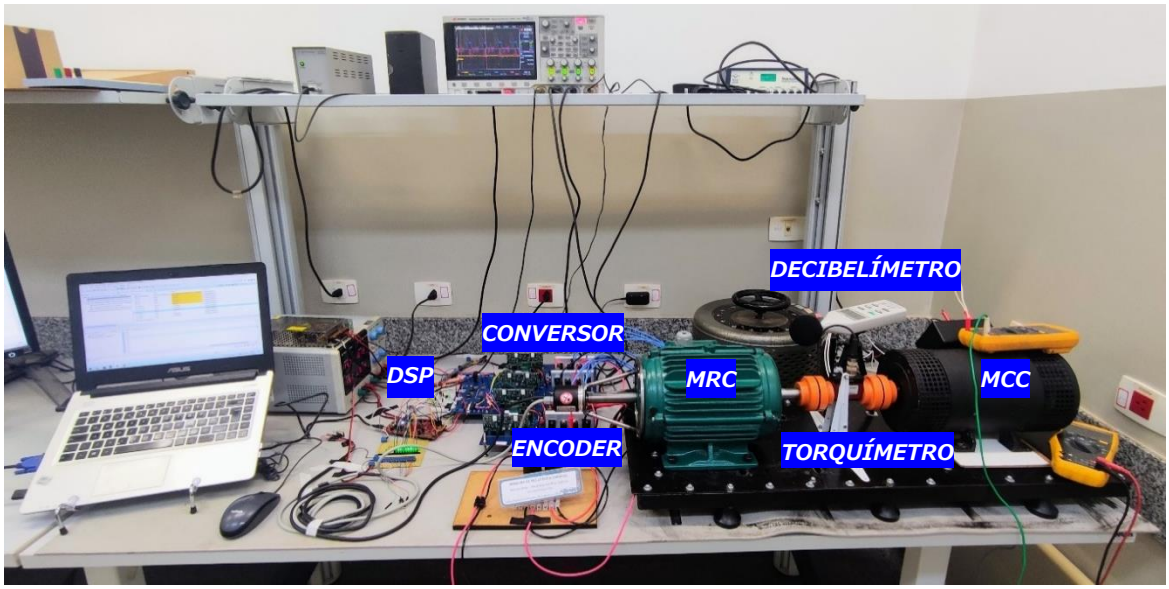
4.3.1. Introdução

Este capítulo compreende a validação experimental e verificação da efetividade do método de otimização aplicado ao MRC neste trabalho. Os resultados foram aquisitados a partir da bancada experimental preparada para este estudo, se valendo de todos os circuitos, subcircuitos e equipamentos listados na seção 4.2.

4.3.2. Bancada experimental

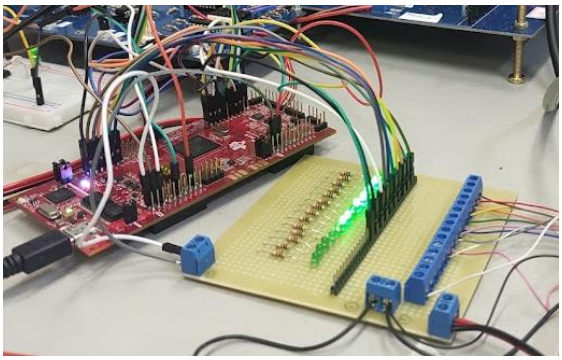
As Figuras 4.13 e 4.14 apresentam a bancada de testes completa desenvolvida neste trabalho.

Figura 4.13 - Bancada experimental.

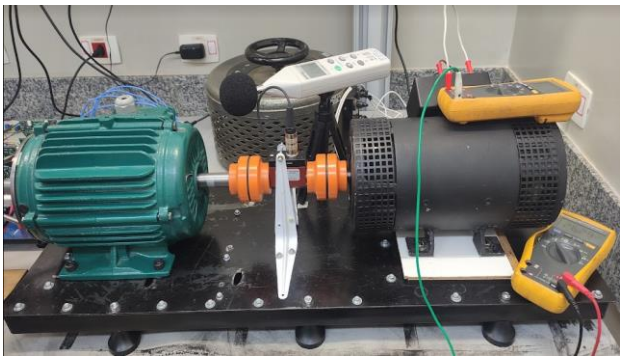


Fonte: Autora.

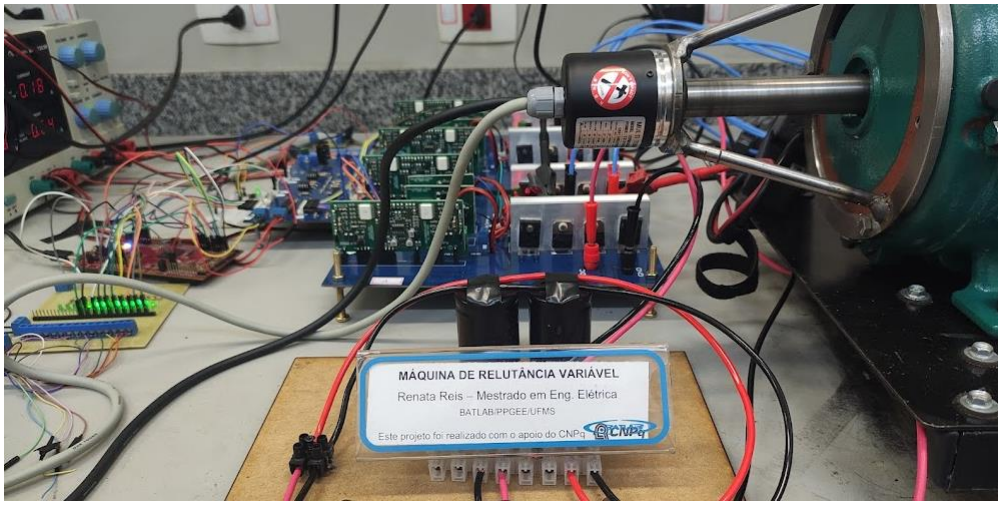
Figura 4.14 - Detalhes da bancada experimental. (a) DSP e sinais do *encoder*; (b) Alinhamento entre MRC, torquímetro e MCC; (c) *Encoder*, DSP e conversor



(a)



(b)



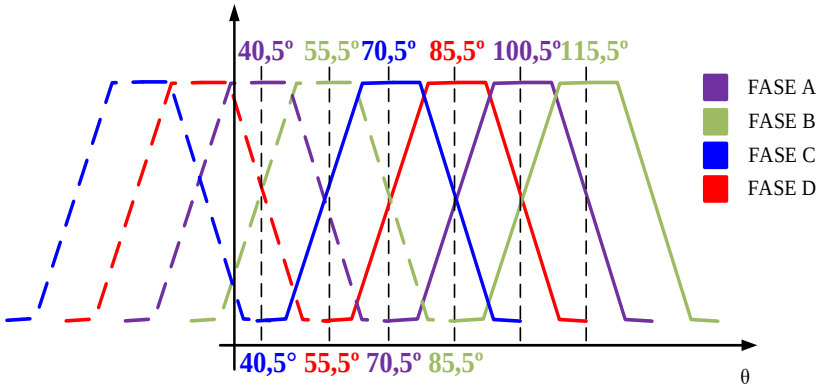
(c)

Fonte: Autora.

4.3.3. Mapeamento das posições de alinhamento e desalinhamento do MRC

Para proceder com o acionamento do MRC, é preciso mapear as posições de alinhamento e desalinhamento das 4 fases. Esse procedimento cria as referências de ângulo para o controle e é essencial para a correta excitação do motor e, consequentemente, a produção de torque. Basicamente, aplica-se à fase do motor uma corrente elétrica contínua com amplitude que seja suficiente para atrair o rotor para a posição de alinhamento e anota-se a leitura da posição enviado pelo *encoder* ao DSP. Este procedimento é necessário, pois sendo o *encoder* absoluto, a sua posição no momento de conexão ao eixo do motor ditará a posição relativa dos polos do estator em relação aos do rotor. O resultado do procedimento de mapeamento para todas as fases é mostrado na Figura 4.15.

Figura 4.15 - Mapeamento das fases do MRC em graus mecânicos.



Fonte: Autora.

Como o algoritmo de busca pelos ângulos de comutação leva em consideração a referência em graus elétricos, foi preciso converter essa referência de busca para aquela do

mapeamento da máquina em questão, uma vez que o código de acionamento tem sua referência em graus mecânicos uma vez que recebe o sinal diretamente do *encoder*. Dessa forma, a tabela 4.1 resume os ângulos do sistema de busca para o sistema de acionamento.

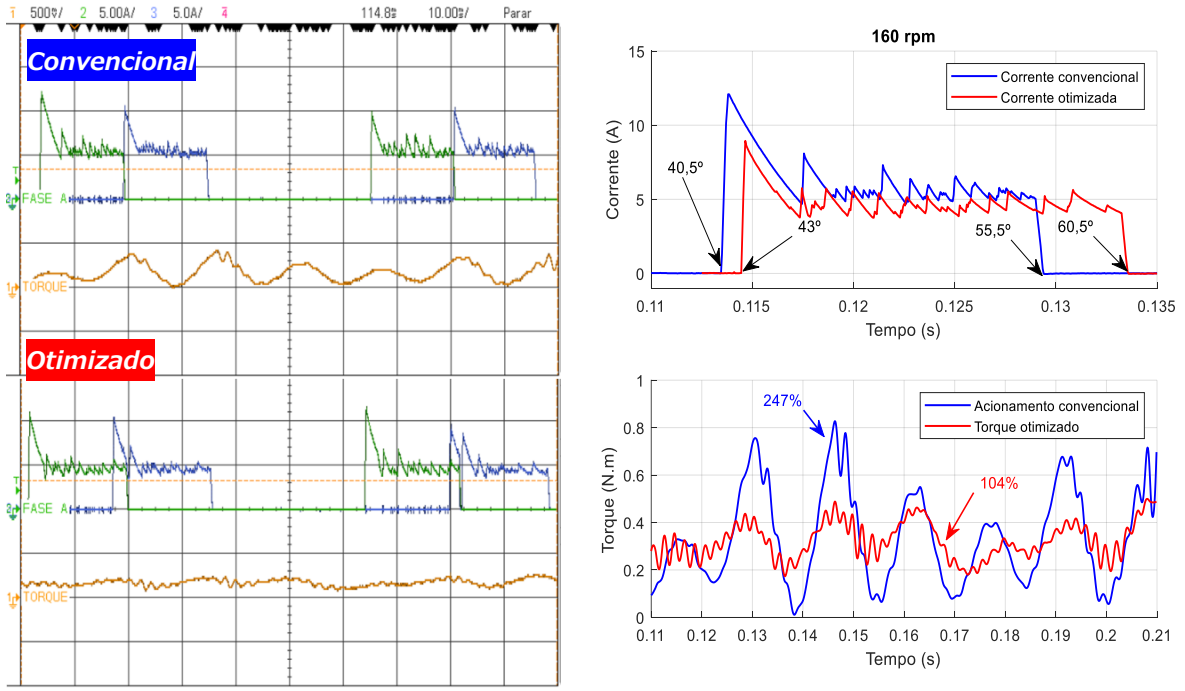
Tabela 4.1 - Relação entre as referências de busca e acionamento para o MRC.

Velocidade	Parâmetro	Graus elétricos	Graus mecânicos
160 rpm	θ_{on} otimizado	15	43
	θ_{off} otimizado	120	60,5
	$\theta_{dwell} = \theta_{on} - \theta_{off}$	105	17,5
200 rpm	θ_{on} otimizado	9	42
	θ_{off} otimizado	117	60
	$\theta_{dwell} = \theta_{on} - \theta_{off}$	108	18
360 rpm	θ_{on} otimizado	6	41,5
	θ_{off} otimizado	98	56,8
	$\theta_{dwell} = \theta_{on} - \theta_{off}$	92	15,3
600 rpm	θ_{on} otimizado	7,5	41,8
	θ_{off} otimizado	104	57,8
	$\theta_{dwell} = \theta_{on} - \theta_{off}$	96,5	16

4.3.4. Resultados experimentais

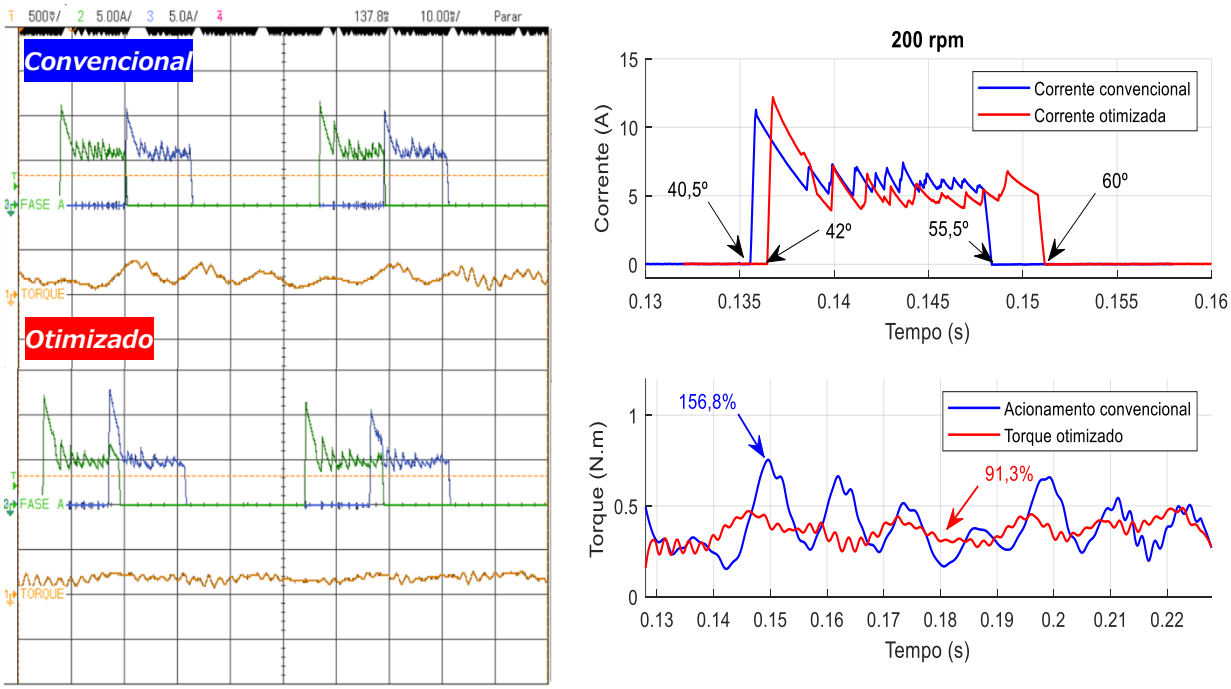
Uma vez finalizada a montagem da bancada experimental e com os ângulos otimizados bem definidos, os ensaios foram iniciados. Os resultados obtidos nos 4 testes estão dispostos nas Figuras 4.16 a 4.19. Em todos, a velocidade foi mantida constante a partir da corrente elétrica de referência, ajustada logo após o comando dos ângulos de disparo. Além disso, a carga resistiva ligada à armadura do MCC permaneceu inalterada, mantendo assim constante a configuração de carga do MRC. Os principais objetivos dessa análise são observar o efeito da variação dos ângulos de acionamento do MRC, além de demonstrar a melhoria que os ângulos otimizados proporcionam à performance de torque.

Figura 4.16 - Ensaio 1: 160 rpm; (a) Resultados de corrente elétrica e torque do método convencional e otimizado. (b) Comparação dos resultados experimentais.



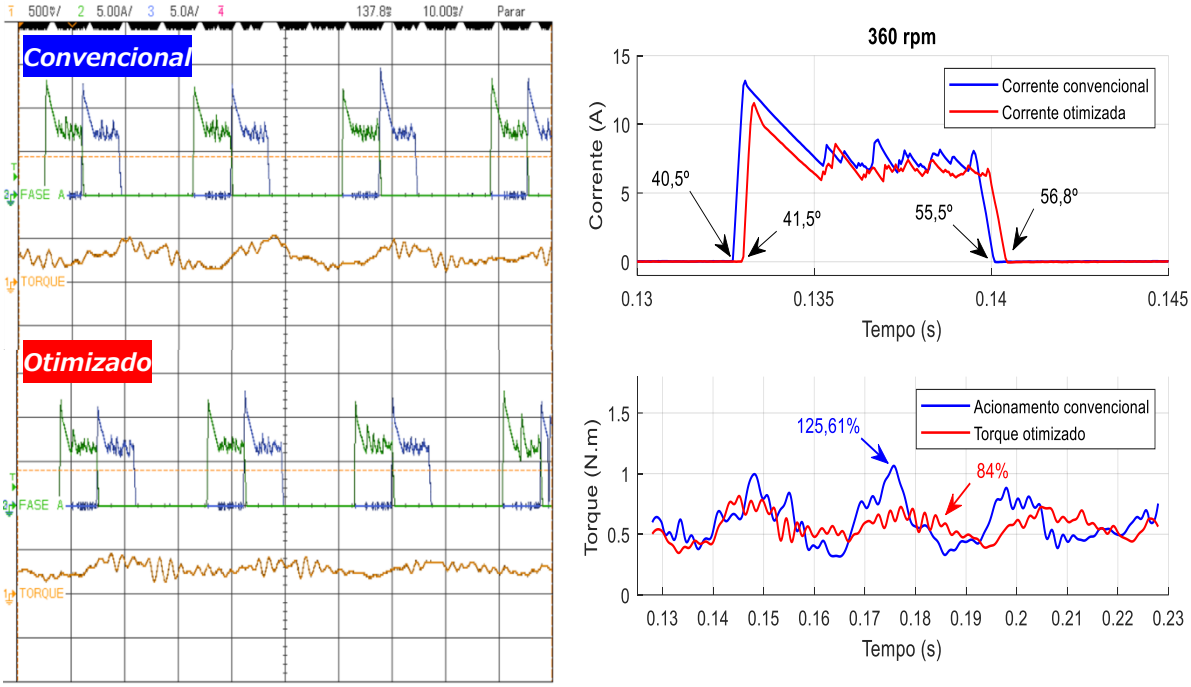
(a) (b)

Figura 4.17 - Ensaio 2: 200 rpm; (a) Resultados de corrente elétrica e torque do método convencional e otimizado. (b) Comparação dos resultados experimentais.



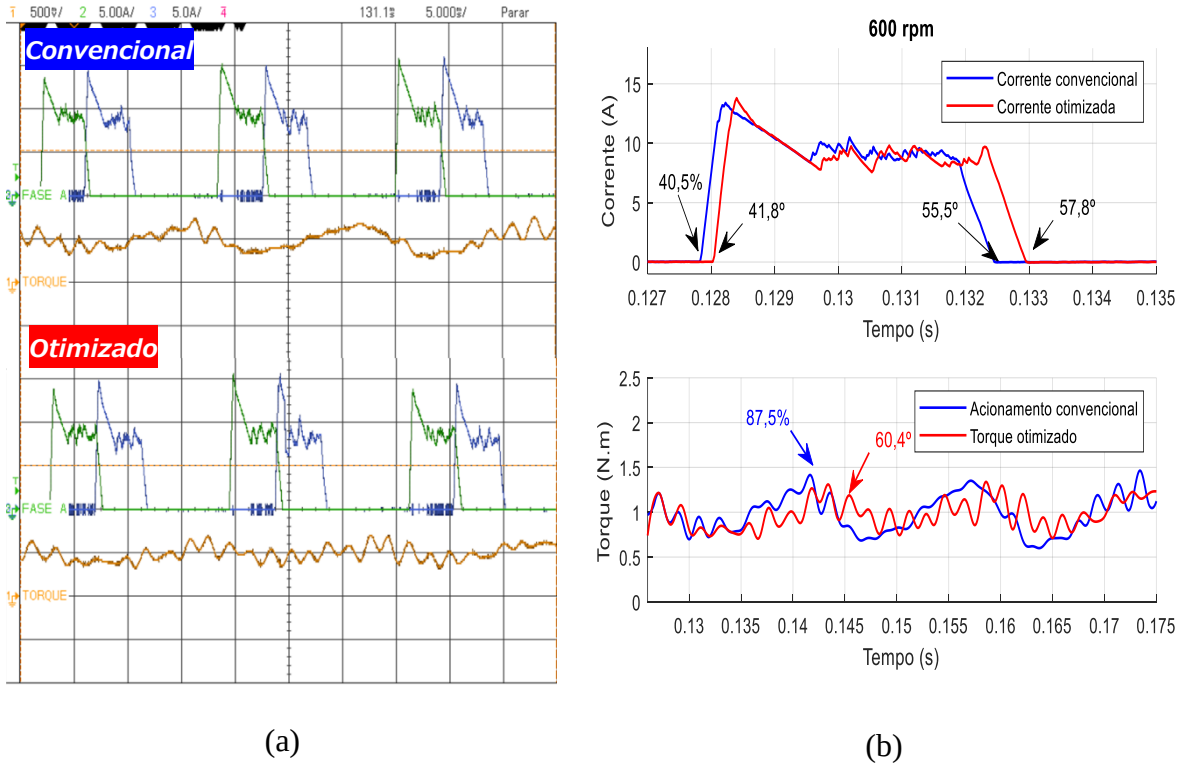
(a) (b)

Figura 4.18 - Ensaio 3: 360 rpm; (a) Resultados de corrente elétrica e torque do método convencional e otimizado. (b) Comparação dos resultados experimentais.



(a) (b)

Figura 4.19 - Ensaio 4: 600 rpm; (a) Resultados de corrente elétrica e torque do método convencional e otimizado. (b) Comparação dos resultados experimentais.



(a) (b)

A partir dos resultados experimentais, conforme esperado, observa-se que o comportamento do torque varia com a imposição de ângulos de comutação diferentes. Para as quatro velocidades testadas, quando comparados os resultados do acionamento convencional com aqueles do acionamento otimizado, é notória a melhoria da oscilação de torque. Para a velocidade de 160 rpm, o resultado de redução percentual na oscilação de torque foi expressivo, atingindo 57,9% e neste caso, o torque médio se manteve em 0,337 N.m para ambos os casos. Quando a máquina foi testada em 200 rpm, a redução na oscilação de torque alcançou 41,7% com torque médio de 0,384 N.m para o acionamento convencional, e 0,361 N.m para o acionamento otimizado. No caso da velocidade de 360 rpm, o desempenho otimizado de torque revelou uma redução na oscilação de 33,12% com torque médio de 0,594 N.m para o acionamento convencional e 0,564 N.m para o acionamento otimizado. Já para 600 rpm, a otimização proporcionou uma redução na oscilação de torque igual a 30,9%, com torque médio de 0,987 N.m para o acionamento convencional e 0,984 N.m para o acionamento otimizado. Assim como ocorreu na etapa de simulação, é possível também observar nos resultados experimentais que a corrente elétrica RMS requerida pelo *drive*, quando operando sob ângulos otimizados, é menor do que aquela requerida pelo método convencional.

A análise da corrente elétrica RMS é bastante relevante pois é a partir dela que as perdas (expressão 4.2) são levantadas, e ainda, reflete a eficiência de operação.

$$P_{cobre} = {I^2}_{RMS} \times R_{bobina} \tag{4.2}$$

Esse efeito de redução na corrente elétrica pode ser compreendido se analisada a expressão que calcula a corrente elétrica RMS, mostrada na expressão (4.3), onde nota-se que o valor da corrente elétrica depende dos ângulos de comutação, que definem o período de condução. Dessa forma, cada configuração do controle de ângulos gerará um perfil de corrente elétrica RMS diferente. Esse efeito ocorre por conta das diferentes regiões de capazes de gerar torque no MRC, além disso, essas regiões são ditadas pela não linearidade presente no MRC, dado que a indutância da máquina varia tanto com a posição quanto com a amplitude da corrente elétrica. Por exemplo, caso a fase seja excitada em uma região capaz de gerar alto torque, uma corrente elétrica de amplitude menor pode gerar um alto valor de torque.

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\theta_{off} - \theta_{on}} \int_{\theta_{on}}^{\theta_{off}} I(\theta)^2 \, d\theta} \tag{4.3}$$

A Tabela 4.2 indica os valores de corrente elétrica RMS para cada um dos pontos de operação sob ambos os tipos de controle, convencional e otimizado. Logo, os ângulos de

acionamento definidos por meio de AG foram capazes de reduzir a oscilação de torque e proporcionar melhoria na corrente elétrica RMS requerida pelo sistema de acionamento, uma vez que existe redução na amplitude dessa grandeza em todos os pontos de operação.

Tabela 4. 2 - Comparação da corrente elétrica RMS experimental.

Velocidade	Parâmetro	Convencional	Ótimo
160 rpm	I_{RMS}	3,44 A	3,20 A
200 rpm	I_{RMS}	3,33 A	3,16 A
360 rpm	I_{RMS}	4,38 A	4,02 A
600 rpm	I_{RMS}	5,21 A	4,98 A

Conforme já tratado anteriormente, o ruído audível é uma conhecida desvantagem do MRC e acaba por frear, em algumas aplicações, sua utilização. Por conta do decibelímetro presente no sistema de acionamento desenvolvido, foi possível observá-lo em todos os pontos de operação e levantar sua curva de variação, que é mostrada na Figura 4.20. Uma simples análise das curvas mostra que para 360 rpm e 600 rpm a redução no ruído audível, na operação otimizada, foi mais acentuada que para as velocidades de 160 e 200 rpm.

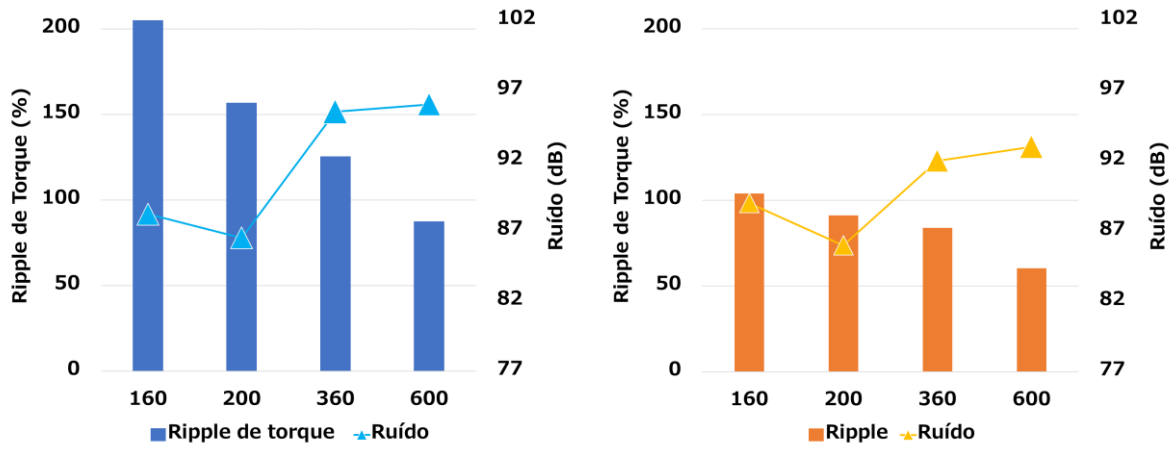
A principal causa do ruído audível é a deformação do estator, causada pelas forças radiais durante o chaveamento das fases. Dessa forma, observar o ruído audível é importante para verificar se a operação sob determinados ângulos de comutação acaba por excitar alguma frequência natural de vibração do motor, o que pode causar um nível de ruído audível bastante proeminente. Nesse sentido, o ruído audível foi monitorado para que fosse analisado de forma preliminar, visto que seu estudo aprofundado, além de depender de testes mais específicos, como por exemplo o teste de impacto, citado na seção 2.6, não faz parte do escopo de otimização abordado neste trabalho. Porém, pode-se citar que uma análise em frequência da forma de onda do torque também poderia contribuir para uma análise mais completa do ruído audível.

Com os dados coletados, foi possível notar que a tendência de aumento no ruído audível com o aumento da velocidade, que pode ter origens elétricas (maior frequência de chaveamento dada a maior velocidade) e também aerodinâmicas dada a movimentação de ar no interior do MRC, está presente no envelope da curva, uma vez que os maiores níveis de ruído ocorrem para 360 e 600 rpm. O ruído aerodinâmico pode ser subdivido em algumas categorias, como

ruído de escape, de entrada, de cavidades e ainda, campos de pressão girante. Todos os tipos estão ligados diretamente ao movimento do ar pelo interior da estrutura da máquina, ou ainda, por haver barreiras para o movimento livre do fluxo de ar. Neste caso, a frequência emita é uma função da velocidade do ar, uma vez que é gerado pelos polos do rotor dada a geometria peculiar da peça girante, que acaba por funcionar como um ventilador de pás [29].

Apesar de ruído audível e *ripple* de torque possuírem causas diferentes no MRC, é possível encontrar trabalhos recentes na literatura que mitigam tanto a vibração quando o *ripple* de torque a partir do controle preciso da corrente elétrica [25].

Figura 4.20 - Variação do ruído audível. (a) Acionamento convencional; (b) Acionamento otimizado



(a) (b)

Fonte: Autora.

CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Nas últimas décadas, a máquina de relutância chaveada vem ganhando notoriedade por conta de algumas de suas características positivas, como estrutura simples e robusta, a não utilização de metais raros, e o aumento da gama de sua aplicabilidade na eletrificação do transporte e geração de energia. Além disso, essa máquina tem sido alvo de estudos cada vez mais abrangentes e complexos na busca pela mitigação de algumas de suas conhecidas desvantagens, como o torque pulsante e o ruído audível.

Este trabalho abordou uma técnica de otimização aplicada ao drive de acionamento do MRC, via algoritmo genético, com o objetivo de reduzir uma de suas desvantagens mais conhecidas: o *ripple* de torque. Foi possível determinar ângulos de excitação que proporcionaram melhora no desempenho do torque produzido pela máquina quando comparado com o acionamento convencional. Além disso, os ângulos de comutação ótimos foram validados experimentalmente para quatro pontos de operação diferentes a partir do desenvolvimento e implementação de uma plataforma de acionamento microcontrolada. Os resultados foram discutidos e houve uma boa correlação entre a avaliação computacional e experimental. O melhor resultado experimental foi observado em baixa velocidade, dadas as características do *setup*. Foi possível atingir, com a implementação do controle proposto, uma redução de até 57,9% na pulsação de torque além de reduzir a corrente elétrica RMS requerida pelo sistema de acionamento, indicando que a operação sob ângulos otimizados pode levar a uma melhoria de eficiência do conversor.

Dessa forma, pode-se também considerar que o *drive* obteve um desempenho satisfatório durante o acionamento do MRC, proporcionando rápida resposta às variações impostas, além de um controle de corrente elétrica considerado suficiente para os objetivos propostos.

Como trabalhos futuros, propõe-se:

a. A generalização dos resultados do AG por meio da aplicação de redes neurais para toda a faixa de velocidade da máquina;
b. A implementação de melhorias no método de sensoriamento de corrente elétrica a fim de melhorar o ruído na leitura e a controlabilidade da corrente elétrica;

c. A realização de testes experimentais com controle em malha fechada;
d. A melhoria no alinhamento entre o MRC, o torquímetro e a carga a fim de possibilitar testes em velocidades mais elevadas;
e. A substituição do MCC como carga por uma carga dinâmica, como por exemplo o Freio de Foucault, a fim de impor torques mais elevados ao eixo do MRC mesmo em velocidades baixas;
f. Propor uma otimização multiobjetivo através da implementação de novas funções custo na busca por ângulos ótimos, como por exemplo, a incorporação da eficiência do MRC.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] P. J. Lawreson et al., “Variable-speed switched reluctance motor. IEEE Proceedings B-Electric Power Applications”, 1980. V.127, N.4, P. 253-265, JUL 1980. Issn 0142-7038

[2] A. Kumar, A., Bindu, G.R., Cherian, E. et al., “Energy Saving and Economic Analysis of Switched Reluctance Motor in Agricultural Applications”. Technol Econ Smart Grids Sustain Energy 5, 2 (2020). https://doi.org/10.1007/s40866-019-0075-z

[3] R. Krishnan., “Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications”, CRC Press LLC, 2001.

[4] A. Ahmad., “High Performance AC Drives Modelling Analysis and Control”, Springer, 2010.

[5] M. Moallem., “Performance Characteristics of Switched Reluctance Motor Drive”, Tese (Ph.D.). Purdue University, 1989.

[6] V. Bernardeli., “Controle de Conjugado em Motores a Relutância Variável Multifásicos”. Tese. Universidade Federal de Uberlândia, 2008.

[7] V. F. Pires, A. J. Pires, A. Cordeiro, and D. Foito., “A Review of the Power Converter Interfaces for Switched Reluctance Machines”, Energies, vol. 13, no. 13, p. 3490, Jul. 2020.

[8] A.V. Radun., “Design considerations for the switched reluctance motor”. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE), v. 31, n. 5, p. 1079–1087, 1995

[9] G. T. Paula., “Projeto de uma máquina síncrona com imã permanente no rotor”. Monografia. Escola de engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2011.

[10] P. Vijayraghanvan., “Design of Switched Reluctance Motors and Development of a Universal Controller for Switched Reluctance and Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives”. Tese. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.

[11] S. D. Calverley; G. W. Jewell, R. J Saunders, R.J., “Aerodynamic losses in switched reluctance machines”, IEEE Proceedings – Electric Power Applications, 147(6), 443–0., 2000.

[12] P. Pillay, W. Cai., “A investigation into Vibrations in Switched Reluctance Motors”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 35, nº 3, 1999.

[13] M. Kimpara, S. Wang, R. Reis, J. Pinto, M. Moallem and B. Fahimi., “On the Cross-Coupling Effects in Structural Response of Switched Reluctance Motor Drives”, in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 34, no. 2, pp. 620-630, June 2019, doi: 10.1109/TEC.2018.2863199.

[14] M. L. M. Kimpara et al., “Active Cancellation of Vibration in Switched Reluctance Motor Using Mechanical Impulse Response Method”, in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 34, no. 3, pp. 1358-1368, Sept. 2019, doi: 10.1109/TEC.2019.2916401.

[15] S. Wang., “Vibration Analysis and Mitigation in Switched Reluctance Machine Drives”, Tese, University of Texas at Dallas, 2017.

[16] Hutton, D. , “Fundamentals of Finite Element Analysis”, McGraw, New York, 2004.

[17] B. Bilgin, J. Jiang, A. Emadi, “Switched reluctance motor drives: fundamentals to applications”. CRC Press/Taylor & Francis, April 2019.

[18] Mathworks. Global Optimization Toolbox User’s Guide, 2016 [Online]. Disponível em: https://www.mathworks.com/help/pdf_doc/gads/gads.pdf

[19] S. Owatchaiphong and N. H. Fuengwarodsakul, “Multi-objective-based optimization for switched reluctance machines using fuzzy and genetic algorithms” 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Taipei, 2009, pp. 1530-1533.

[20] C. Ma and L. Qu, “Multiobjective Optimization of Switched Reluctance Motors Based on Design of Experiments and Particle Swarm Optimization”, in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 30, no. 3, pp. 1144-1153, Sept. 2015, doi: 10.1109/TEC.2015.2411677.

[21] J. W. Jiang, B. Bilgin, B. Howey and A. Emadi, “Design optimization of switched reluctance machine using genetic algorithm”, 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), Coeur d'Alene, ID, 2015, pp. 1671-1677, doi: 10.1109/IEMDC.2015.7409288.

[22] http://www2.peq.coppe.ufrj.br/Pessoal/Professores/Arge/COQ897/Naturais/aulas_piloto/aula1.pdf

[23] J. H. Fisch, Yun Li, P. C. Kjaer, J. J. Gribble and T. J. E. Miller, “Pareto optimal firing angles for switched reluctance motor control”, Second International Conference On Genetic Algorithms In Engineering Systems: Innovations And Applications, Glasgow, 1997, pp. 90-96.

[24] C. Lin e B. Fahimi, “Prediction of radial vibration in switched reluctance machines”, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 28, nº 4, pp. 1072-1081, 2013.

[25] M. L. M. Kimpara. “Mitigation of Torque Ripple and Vibration in Switched Reluctance Motor Drives: A Switching Optimization.” 2018. 108 f. Tese (Doutorado em Engenharia Eletrica) - Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2018.

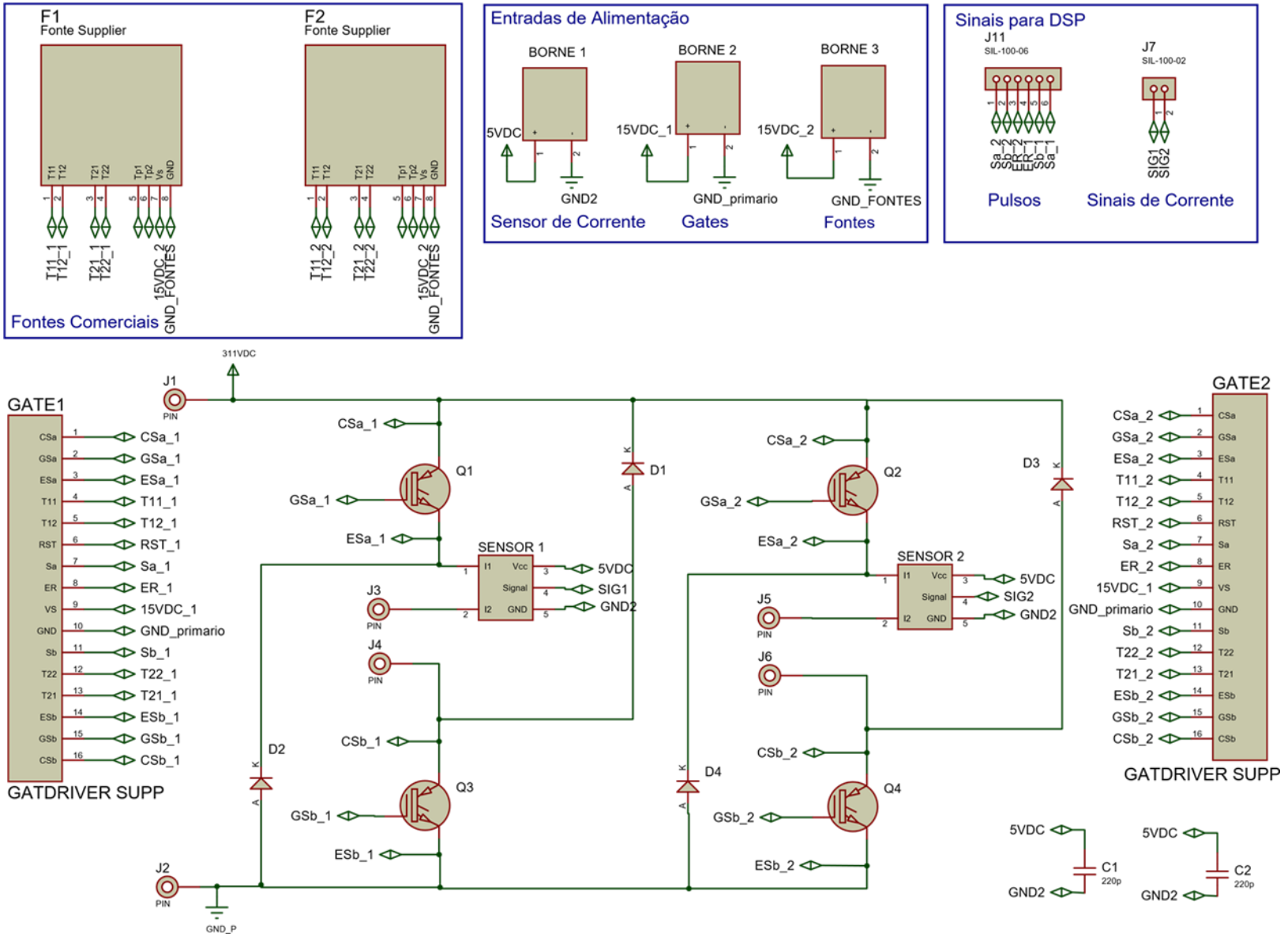
[26] J. Ye, B. Bilgin and A. Emadi, “An Extended-Speed Low-Ripple Torque Control of Switched Reluctance Motor Drives”, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 3, pp. 1457-1470, March 2015.

[27] R.R.C. Reis, M. L. M. Kimpara, J. O. P. Pinto, B. Fahimi, “Multy-Physics Simulations of 6/4 Switched Reluctance Motor by Finite Element Method”, Eletrônica de Potência SOBRAEP, vol. 26, nº 1, março 2021.

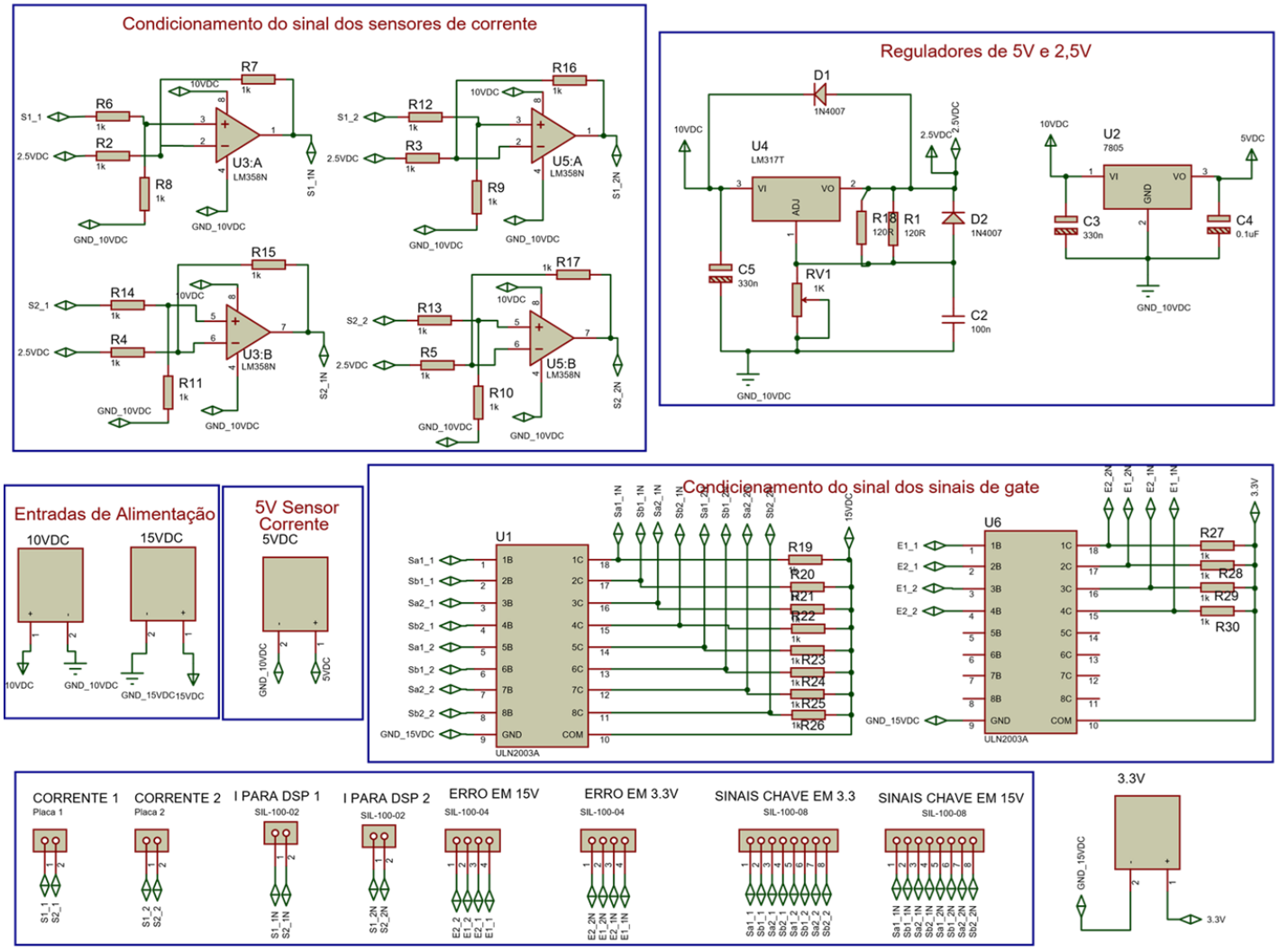
[28] R., Sashankh, “Multi-Objective Optimization of the Switched Reluctance Motor for Improved Performance in a Heavy Hybrid Electric Vehicle Application” (2016). Open Access Theses. 1134.

[29] G. Fang, F. P. Scalcon, D. Xiao, R. P. Vieira, H. A. Gründling and A. Emadi, “Advanced Control of Switched Reluctance Motors (SRMs): A Review on Current Regulation, Torque Control and Vibration Suppression”, in IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, vol. 2, pp. 280-301, 2021, doi: 10.1109/OJIES.2021.3076807.

APÊNDICE I - ESQUEMÁTICO DA PLACA DO CONVERSOR


F1
Fonte Supplier
F2
Fonte Supplier
T11
T12
T21
T22
Tp1
Tp2
Vs
GND
T11_1
T12_1
T21_1
T22_1
15VDC_2
GND_FONTES
T11_2
T12_2
T21_2
T22_2
15VDC_2
GND_FONTES
Fontes Comerciais
Entradas de Alimentação
BORNE 1
BORNE 2
BORNE 3
5VDC
15VDC_1
15VDC_2
GND2
GND_primario
GND_FONTES
Sensor de Corrente
Gates
Fontes
Sinais para DSP
J11
SIL-100-06
J7
SIL-100-02
Sa_2
Sb_2
ER_2
ER_1
Sb_1
Sa_1
SIG1
SIG2
Pulsos
Sinais de Corrente
311VDC
J1
PIN
GATE1
CSa
GSa
ESa
T11
T12
RST
Sa
ER
VS
GND
Sb
T22
T21
ESb
GSb
CSb
CSa_1
GSa_1
ESa_1
T11_1
T12_1
RST_1
Sa_1
ER_1
15VDC_1
GND_primario
Sb_1
T22_1
T21_1
ESb_1
GSb_1
CSb_1
GATDRIVER SUPP
Q1
D1
SENSOR 1
I1
I2
Vcc
Signal
GND
5VDC
SIG1
GND2
J3
J4
D2
Q3
CSb_1
GSb_1
ESb_1
J2
GND_P
CSa_2
GSa_2
ESa_2
Q2
D3
SENSOR 2
5VDC
SIG2
GND2
J5
J6
D4
Q4
CSb_2
GSb_2
ESb_2
GATE2
CSa_2
GSa_2
ESa_2
T11_2
T12_2
RST_2
Sa_2
ER_2
15VDC_1
GND_primario
Sb_2
T22_2
T21_2
ESb_2
GSb_2
CSb_2
GATDRIVER SUPP
5VDC
C1
220p
GND2
5VDC
C2
220p
GND2

APÊNDICE II - ESQUEMÁTICO DA PLACA DE CONDICIONAMENTO


Condicionamento do sinal dos sensores de corrente
R7
R6
R2
R8
U3:A
LM358N
S1_1
2.5VDC
10VDC
GND_10VDC
S1_1N
R16
R12
R3
R9
U5:A
S1_2
S1_2N
R15
R14
R4
R11
U3:B
S2_1
S2_1N
R17
R13
R5
R10
U5:B
S2_2
S2_2N
Reguladores de 5V e 2,5V
D1
1N4007
U4
LM317T
VI
VO
ADJ
R18
120R
R1
D2
C5
330n
RV1
1K
C2
100n
U2
7805
GND
C3
C4
0.1uF
5VDC
Entradas de Alimentação
15VDC
GND_15VDC
5V Sensor Corrente
Condicionamento do sinal dos sinais de gate
U1
ULN2003A
Sa1_1
Sb1_1
Sa2_1
Sb2_1
Sa1_2
Sb1_2
Sa2_2
Sb2_2
R19
R20
R21
R22
R23
R24
R25
R26
U6
E1_1
E2_1
E1_2
E2_2
R27
R28
R29
R30
CORRENTE 1
Placa 1
CORRENTE 2
Placa 2
I PARA DSP 1
SIL-100-02
I PARA DSP 2
ERRO EM 15V
SIL-100-04
ERRO EM 3.3V
SINAIS CHAVE EM 3.3
SIL-100-08
SINAIS CHAVE EM 15V
3.3V

APÊNDICE II - CÓDIGO FONTE

```
/**
 * main.c
 * Código Principal - SOFT SWITCHING
 * Author: RK
 * 12/12/2021
 */

#include "F28x_Project.h"
#include<math.h>
#include"Perif2.h"

//Declaração de Variáveis
uint32_t count = 0;
float32 IA = 0;
float32 IB = 0;
float32 IC = 0;
float32 ID = 0;
float32 Vout_A = 0;
float32 Vout_B = 0;
float32 Vout_C = 0;
float32 Vout_D = 0;
volatile float Iref = 5;
volatile float Idelta = 1;
float32 Imax;
float32 Imin;
volatile float KA = 0.94;
volatile float KB = 0.931;
volatile float KC = 0.917;
volatile float KD = 0.9438;
double vetCorrente elétrica_A[5];
double vetCorrente elétrica_B[5];
double vetCorrente elétrica_C[5];
double vetCorrente elétrica_D[5];
float32 valor_medio_A = 0;
float32 valor_medio_B = 0;
float32 valor_medio_C = 0;
float32 valor_medio_D = 0;
int x0, x1, x2, x3, x4, x5, x6, x7, x8, x9;
int x = 0;
int posicao[10];
double angulo;
volatile float turn_on = 40.5;
volatile float turn_off = 55.5;


//__interrupt void isr_timer0(void);
__interrupt void pwm6_isr(void);


void main(void)
{
//
// Step 1. Initialize System Control:
// PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
// This example function is found in the F2837xS_SysCtrl.c file.
//
    InitSysCtrl();                              // Initialize System Control;
    EALLOW;
    //CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.CPUTIMER0 = 1;       // Turn ON CPU TIMER 0
    //CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.CPUTIMER1 = 1;      // Turn ON CPU TIMER 1
    //CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.CPUTIMER2 = 1;     // Turn ON CPU TIMER 2
    CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM6 = 1;         // Turn ON EPWM6 TIMER
    EDIS;
```

```
    InitGpio();

    DINT;

    InitPieCtrl();

    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

    InitPieVectTable();

    //Interrupts
    EALLOW;

    //PieVectTable.TIMER0_INT = &isr_timer0;
    PieVectTable.EPWM6_INT= &pwm6_isr;
    //PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx6 = 1;

    EDIS;

    //IER |= M_INT1;
    IER |= M_INT3;

    //Inicializa e configura o Timer0
    InitCpuTimers();
    ConfigCpuTimer(&CpuTimer0,200,1000000);
    CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001;


    //ConfigureInterrupt();

    ConfigureGPIO();
    ConfigurePWM();
    ConfigureADC();
    SetupADCSoftware();

    //DELAY_US(10000L);
    EINT;                       // Enable Global interrupt INTM
    ERTM;                      // Enable Global realtime interrupt DBGM

    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO34 = 0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = 1;

    while(1)
    {
        for(count = 0; count < 0x00FFFFFF;count++){
        }

    GpioDataRegs.GPBTOGGLE.bit.GPIO34 = 1;



    }
}

__interrupt void pwm6_isr(void)
{
    GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPIO31 = 1;

    //Leitura da Posição - Encoder
    posicao[9] = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO0;
```

```
    posicao[8] = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO1;
    posicao[7] = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO2;
    posicao[6] = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO3;
    posicao[5] = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO4;
    posicao[4] = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO5;
    posicao[3] = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO6;
    posicao[2] = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO7;
    posicao[1] = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO8;
    posicao[0] = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO9;

      x9 = posicao[9]; //Menos Significativo - 2^0
      x8 = posicao[8]*2;
      x7 = posicao[7]*4;
      x6 = posicao[6]*8;
      x5 = posicao[5]*16;
      x4 = posicao[4]*32;
      x3 = posicao[3]*64;
      x2 = posicao[2]*128;
      x1 = posicao[1]*256;
      x0 = posicao[0]*512; //Mais Significativo - 2^9

      angulo = ((x0+x1+x2+x3+x4+x5+x6+x7+x8+x9)*0.3515625);

      Imax = Iref+Idelta;
      Imin = Iref-Idelta;

// ------------------------------FASE A-----------------------------------//
    if((angulo>turn_on && angulo<turn_off) || (angulo>turn_on+60 &&
angulo<turn_off+60) || (angulo>turn_on+120 && angulo<turn_off+120) ||
(angulo>turn_on+180 && angulo<turn_off+180) || (angulo>turn_on+240 &&
angulo<turn_off+240) || (angulo>turn_on+300 && angulo<turn_off+300))
    {

        int somaTotal_A = 0;
        for(x=0;x<5;x++)
          {
              vetCorrente elétrica_A[x] = AdcaResultRegs.ADCRESULT1;
              somaTotal_A = vetCorrente elétrica_A[x]+somaTotal_A;
          }
         valor_medio_A = somaTotal_A/5;
         Vout_A = (valor_medio_A*0.0007324)-KA;
         IA = Vout_A*15.15;

         GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO11 = 1;

         if(IA>Imax || IA>35){

               GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO14 = 1;
             }
         if(IA<Imin){

             GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO14 = 1;
             }
    }
    else
    {
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO11 = 1;
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO14 = 1;
    }

// ------------------------------FASE B-----------------------------------//
    if((angulo>turn_on+15 && angulo<turn_off+15) || (angulo>turn_on+75 &&
angulo<turn_off+75) || (angulo>turn_on+135 && angulo<turn_off+135) ||
```

```
(angulo>turn_on+195 && angulo<turn_off+195) || (angulo>turn_on+255 &&
angulo<turn_off+255) || (angulo>turn_on+315 && angulo<360) || (angulo>0 &&
angulo<turn_off+315-360))
    {

        int somaTotal_B = 0;
        for(x=0;x<5;x++)
          {
              vetCorrente elétrica_B[x] = AdcaResultRegs.ADCRESULT2;
              somaTotal_B = vetCorrente elétrica_B[x]+somaTotal_B;
          }
         valor_medio_B = somaTotal_B/5;
         Vout_B = (valor_medio_B*0.0007324)-KB;
         IB = Vout_B*15.15;

         GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO15 = 1;              //Fase B

         if(IB>Imax || IB>35){

             GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO63 = 1;              //Fase B
             }
         if(IB<Imin){

             GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO63 = 1;              //Fase B
             }
    }
    else
    {
            GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO15 = 1;              //Fase B
            GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO63 = 1;              //Fase B
    }

// ----------------------------------FASE C-------------------------------//
    if((angulo>turn_on+30 && angulo<turn_off+30) || (angulo>turn_on+90 &&
angulo<turn_off+90) || (angulo>turn_on+150 && angulo<turn_off+150) ||
(angulo>turn_on+210 && angulo<turn_off+210) || (angulo>turn_on+270 &&
angulo<turn_off+270) || (angulo>turn_on+330-360 && angulo<turn_off+330-
360))
    {

        int somaTotal_C = 0;
        for(x=0;x<5;x++)
          {
              vetCorrente elétrica_C[x] = AdcaResultRegs.ADCRESULT3;
              somaTotal_C = vetCorrente elétrica_C[x]+somaTotal_C;
          }
         valor_medio_C = somaTotal_C/5;
         Vout_C = (valor_medio_C*0.0007324)-KC;
         IC = Vout_C*15.15;

         GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO64 = 1;              //Fase C

         if(IC>Imax || IC>35){

             GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO26 = 1;              //Fase C
             }
         if(IC<Imin){

             GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO26 = 1;              //Fase C
             }
    }
    else
    {
```

```
            GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO64 = 1;              //Fase C
            GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO26 = 1;              //Fase C
    }

// ---------------------------------FASE D---------------------------------//
    if((angulo>turn_on+45 && angulo<turn_off+45) || (angulo>turn_on+105 &&
angulo<turn_off+105) || (angulo>turn_on+165 && angulo<turn_off+165) ||
(angulo>turn_on+225 && angulo<turn_off+225) || (angulo>turn_on+285 &&
angulo<turn_off+285) || (angulo>turn_on+345-360 && angulo<turn_off+345-
360))
    {

        int somaTotal_D = 0;
        for(x=0;x<5;x++)
          {
              vetCorrente elétrica_D[x] = AdcaResultRegs.ADCRESULT4;
              somaTotal_D = vetCorrente elétrica_D[x]+somaTotal_D;
          }
         valor_medio_D = somaTotal_D/5;
         Vout_D = (valor_medio_D*0.0007324)-KD;
         ID = Vout_D*15.15;

         GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO27 = 1;              //Fase D

         if(ID>Imax || ID>35){

             GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO25 = 1;              //Fase D
             }
         if(ID<Imin){

             GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO25 = 1;              //Fase D
             }
    }
    else
    {
            GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO27 = 1;              //Fase D
            GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO25 = 1;              //Fase D
    }



    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
    EPwm6Regs.ETCLR.bit.INT=1;
}
```