

**Universidade Federal de Uberlândia
Faculdade de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**ALGORITMO DE EVOLUÇÃO DIFERENCIAL APLICADO NO
CONTROLE DE FORÇA DE UM MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR**

MATHEUS GARCIA SOARES

**UBERLÂNDIA
2019**

Matheus Garcia Soares

**Algoritmo de Evolução Diferencial Aplicado no
Controle de Força de um Motor de Indução
Linear**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia Elétrica

Orientador: Luciano Martins Neto

Uberlândia
2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

S676a Soares, Mateus Garcia, 1985-
2019 Algoritmo de evolução diferencial aplicado no controle de força de
um motor de indução linear [recurso eletrônico] / Mateus Garcia Soares.
- 2019.

Orientador: Luciano Martins Neto.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.te.2019.328>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. 2. Motores elétricos de indução. 3. Harmônicos (Ondas elétricas). 4. Algoritmos genéticos. I. Martins Neto, Luciano, 1948- (Orient.) II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3

Maria Salete de Freitas Pinheiro - CRB6/1262

Dedico este trabalho a minha esposa, Nayara, a minha mãe, Maria Cristina da Costa Garcia, ao meu pai, Adilson Soares, as minhas irmãs, Naira e Livia, e a todos aqueles que persistem em seus sonhos.

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a **Deus**, por iluminar os caminhos da minha vida e pela generosa companhia durante as etapas de realização deste trabalho, auxiliando minhas tomadas de decisão e dando-me forças para continuar.

Em especial, expresso meus sinceros agradecimentos ao meu orientador, **Luciano Martins Neto**, por todo o incentivo, colaboração, amizade, confiança e pelos ensinamentos fundamentais para a concretização deste trabalho. Estendo, ainda, o agradecimento aos professores **Carlos Augusto Bissochi Junior** e **Luciano Coutinho Gomes** por todo auxílio e colaboração.

À **minha família**, pelo apoio incondicional, compreensão e incentivo frente aos obstáculos superados em minha jornada.

À minha esposa, **Nayara**, pela paciência.

Aos amigos **Daniel Pereira de Carvalho**, **Rooney Ribeiro A. Coelho**, **Thiago Berger Canuto Alves** e **Will Roger Pereira**, do Laboratório de Máquinas Elétricas e Aterramentos, pelo companherismo, apoio, amizade e agradável convívio.

Aos amigos e colegas docentes **Afonso Bernardino de Almeida Junior** e **Paulo Cesar Alvares Mota**, pelo grande apoio e amizade.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFU, pela oportunidade de crescimento profissional e aprendizado.

À **CAPES**, pelo suporte financeiro durante o desenvolvimento do presente trabalho.

À **Universidade Estadual de Santa Cruz - UESC**, pela concessão de afastamento para que eu pudesse cumprir, com total dedicação, todas as atividades relacionadas com esta tese.

A todos, enfim, que, direta ou indiretamente, contribuíram para a viabilização desta tese de doutorado.

Resumo

Este trabalho apresenta o aperfeiçoamento de um método de controle por ondas não senoidais, que tem o objetivo de gerar variações periódicas de força no eixo de motores de indução lineares trifásicos operando em velocidades próximas de zero. O aprimoramento é desempenhado através da aplicação de um algoritmo de evolução diferencial para a determinação da tensão de alimentação dos motores de indução, sem necessidade da utilização de um equacionamento matemático dispendioso. Para isso, um modelo computacional, baseado nas equações tradicionais do motor de indução, é desenvolvido para atuar como função de avaliação do algoritmo. A validação do trabalho é feita por meio de testes experimentais, durante os quais a tensão aplicada ao motor é controlada por uma *Field-Programmable Gate Array* (FPGA) conectada a um inversor. Os resultados apresentam melhora em relação a trabalhos anteriores, encontrando valores otimizados de tensão para diferentes tipos de perfis de força. Uma vez comprovada a funcionalidade deste aperfeiçoamento, sua aplicação poderá ser ampliada para diferentes tipos de máquinas elétricas.

Palavras-chave: Evolução Diferencial. FPGA. Harmônicos. Inversor PWM. Motor de Indução Linear. Motor de Indução Rotativo. Oscilação de Conjugado. Oscilação de Força.

Abstract

This work presents an improvement of a non-sinusoidal wave control method, which has the objective of generating periodic variations of force in the shaft of a three-phase linear induction motors operating at speeds near zero. The improvement is performed through the application of a differential evolution algorithm for the determination of the supply voltage of induction motors without the use of an complex mathematical equation. For this, a computational model of the electric motor is developed to act as an evaluation function of the algorithm. The computational model was developed based on the traditional induction motor equations. The improvement of the method is validated through experimental tests, where the voltage applied to the motor is controlled by an FPGA connected to an inverter. The results show an improvement over previous work, finding optimal voltage values for different types of force profiles. Once proven the functionality of this improvement, its application can be extended to different types of electric machines.

Keywords: Differential Evolution. FPGA. Harmonics. PWM Inverter. Torque oscillations. Force oscillations. Rotary Induction Machine. Linear Induction Machine.

Listas de ilustrações

Figura 1 – Estrutura de um problema inverso.	22
Figura 2 – Representação do ponto ótimo de uma função objetivo.	24
Figura 3 – Procedimento de evolução diferencial.	26
Figura 4 – Processo de otimização de um indivíduo.	27
Figura 5 – Estrutura de um indivíduo.	30
Figura 6 – Determinação do <i>Fitness</i> de um indivíduo.	33
Figura 7 – <i>Crossover</i> uniforme utilizado na recombinação dos indivíduos.	35
Figura 8 – Fluxograma do algoritmo de evolução diferencial.	37
Figura 9 – Diagrama do modelo computacional.	40
Figura 10 – FMMs do rotor e estator em um motor de indução.	45
Figura 11 – Linearização do motor de indução.	48
Figura 12 – Conjugado e força no motor de indução.	50
Figura 13 – Fluxograma do algoritmo de simulação do motor elétrico	51
Figura 14 – Diagrama da simulação do MIT.	55
Figura 15 – Placa de dados do motor.	56
Figura 16 – Tensão de referência para o perfil Gaussiano - 4Nm e 3,33 segundos.	57
Figura 17 – Correntes simuladas do Perfil Gaussiano para o MIT.	57
Figura 18 – Análise do conjugado Gaussiano de 4Nm e 3,33 segundos.	58
Figura 19 – Comparação de conjugado Gaussiano com e sem inversor.	58
Figura 20 – Tensão de referência para o perfil Triangular - 4Nm e 3,33 segundos.	59
Figura 21 – Correntes simuladas do Perfil Triangular para o MIT.	60
Figura 22 – Análise do conjugado Triangular de 4Nm e 3,33 segundos.	61
Figura 23 – Comparação de conjugado Triangular com e sem inversor.	61
Figura 24 – Tensão de referência para o perfil Trapezoidal - 4Nm e 3,33 segundos.	62
Figura 25 – Correntes simuladas do Perfil Trapezoidal para o MIT.	63
Figura 26 – Análise do conjugado Trapezoidal de 4Nm e 3,33 segundos.	63
Figura 27 – Comparação de conjugado Trapezoidal com e sem inversor.	64
Figura 28 – Motor Linear	65

Figura 29 – Conjugado desenvolvido pelo MIT para uma alimentação contendo cinco harmônicas.	66
Figura 30 – Motor Linear	66
Figura 31 – Conjugado desenvolvido pelo MIT para uma alimentação contendo quatro harmônicas.	67
Figura 32 – Motor Linear	68
Figura 33 – Conjugado desenvolvido pelo MIT para uma alimentação contendo dez harmônicas.	68
Figura 34 – Motor Linear	69
Figura 35 – Conjugado desenvolvido pelo MIT para uma alimentação contendo onze harmônicas.	70
Figura 36 – Diagrama de simulação do MIL.	71
Figura 37 – Tensão de referência para o perfil Gaussiano.	72
Figura 38 – Correntes simuladas do Perfil Gaussiano para o MIL.	73
Figura 39 – Análise do perfil de Força Gaussiana de 25N e 0,5 segundo.	73
Figura 40 – Tensão de referência para o perfil Triangular.	74
Figura 41 – Correntes simuladas do Perfil Triangular para o MIL.	75
Figura 42 – Análise do perfil de Força Triangular de 25N e 0,5 segundo.	76
Figura 43 – Tensão de referência para o perfil Trapezoidal.	77
Figura 44 – Correntes simuladas do Perfil Trapezoidal para o MIL.	78
Figura 45 – Análise do Perfil de Força Trapezoidal de 25N e 0,5 segundo.	78
Figura 46 – Motor de indução trifásico utilizado nos testes experimentais. Montagem realizada com o eixo do rotor bloqueado.	81
Figura 47 – Motor Linear	82
Figura 48 – Sentido de deslocamento do linor no motor de indução linear com estator bilateral.	83
Figura 49 – Diagrama de ligação das bobinas de uma das partes do estator do MIL.	84
Figura 50 – Ligação das fases do estator em dupla estrela Y-Y.	84
Figura 51 – Motor Linear	85
Figura 52 – Circuito elétrico simplificado do Inversor de Frequência Semikron.	86
Figura 53 – Inversor de frequência conectado ao banco externo de capacitores e placa de controle FPGA; 1 - Inversor de Frequência; 2 - Banco de Capacitores Externo; 3 - Placa de Controle FPGA.	87
Figura 54 – Motor Linear	87
Figura 55 – Circuito simplificado do CI INA118.	88
Figura 56 – Circuito simplificado do filtro passa-baixa <i>Butterworth</i> de topologia <i>Sallen-Key</i>	89
Figura 57 – Circuito do condicionador de sinal. 1 - Saída do sinal amplificado; 2 - Alimentação do circuito $V+$ e $V-$; 3 - Entrada do sinal a ser amplificado.	90

Figura 58 – Dispositivo de controle do inversor de frequência. 1 - FPGA myRIO-1900; 2 - Circuito de ganho de tensão 3,3V - 15,0V.	91
Figura 59 – Motor Linear	91
Figura 60 – Representação do funcionamento do DDS.	92
Figura 61 – Representação do funcionamento do DDS.	93
Figura 62 – Interface gráfica do programa que gera a onda de referência.	95
Figura 63 – Interface gráfica do programa que comanda o inversor.	96
Figura 64 – Montagem experimental. 1 - Computador; 2 - MyRIO; 3 - Monitor; 4 - Inversor de Frequência; 5 - Alimentação do Inversor; 6 - Saída do Inversor, Alimentação do motor; 7 - Banco de Capacitores Externo. . .	98
Figura 65 – Diagrama da montagem experimental do motor rotativo.	99
Figura 66 – Perfil Gaussiano desejado.	100
Figura 67 – Tensão de referência para o pulso Gaussiano de 4N.m e período de 3,33 s.101	101
Figura 68 – Motor Linear	101
Figura 69 – Comparaçao dos resultados para o MIT - Perfil Gaussiano.	102
Figura 70 – Perfil Triangular desejado.	102
Figura 71 – Tensão de referência para o pulso Triangular de 4N.m e período de 3,33 s.103	103
Figura 72 – Motor Linear	103
Figura 73 – Comparaçao dos resultados para o MIT - Perfil Triangular.	104
Figura 74 – Perfil Triangular desejado.	105
Figura 75 – Tensão de referência para o pulso Trapezoidal de 4N.m e período de 3,33 s.	105
Figura 76 – Motor Linear	106
Figura 77 – Comparaçao dos resultados para o MIT - Perfil Trapezoidal.	106
Figura 78 – Montagem experimental utilizada nos testes do MIL.	107
Figura 79 – Perfil de força desejado - pulso Gaussiano	108
Figura 80 – Tensão de referência para o pulso Gaussiano de 25N e período de 0,5s. 108	108
Figura 81 – Motor Linear	109
Figura 82 – Comparaçao dos resultados para o MIL - Perfil Gaussiano.	109
Figura 83 – Perfil de força desejado - pulso Triangular.	110
Figura 84 – Tensão de referência para o pulso Triangular de 25N e período de 0,5s. 111	111
Figura 85 – Motor Linear	111
Figura 86 – Comparaçao dos resultados para o MIL - Perfil Triangular.	112
Figura 87 – Perfil de força desejado - pulso Trapezoidal.	112
Figura 88 – Tensão de referência para o pulso Trapezoidal de 25N e período de 0,5s. 113	113
Figura 89 – Motor Linear	113
Figura 90 – Comparaçao dos resultados para o MIL - Perfil Trapezoidal.	114
Figura C.0.1-Código do programa que gera forma de onda de referência	133
Figura C.0.2-Código do programa que gera forma de onda de referência	134

Lista de tabelas

Tabela 1 – Comparação dos métodos de controle de força	21
Tabela 2 – Comparativo entre os parâmetros de controle sugeridos e utilizados.	29
Tabela 3 – Parâmetros do motor de 3cv ensaiado.	56
Tabela 4 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Gaussiano com um período de 3,33 segundos.	56
Tabela 5 – Correntes do estator MIT, perfil Gaussiano.	57
Tabela 6 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Triangular com um período de 3,33 segundos.	59
Tabela 7 – Correntes do estator do MIT, perfil Triangular.	60
Tabela 8 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Trapezoidal com um período de 3,33 segundos.	62
Tabela 9 – Correntes do estator MIT, perfil Trapezoidal.	62
Tabela 10 – Tensões harmônicas obtidas para um índice de cinco harmônicas.	65
Tabela 11 – Tensões harmônicas obtidas para um índice de quatro harmônicas.	66
Tabela 12 – Tensões harmônicas obtidas para um índice de dez harmônicas.	67
Tabela 13 – Tensões harmônicas obtidas para um índice de onze harmônicas.	69
Tabela 14 – Parâmetros do protótipo de motor linear	71
Tabela 15 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Gaussiano com um período de 0,5 segundo.	72
Tabela 16 – Correntes do estator MIL, perfil Gaussiano.	73
Tabela 17 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Triangular com um período de 0,5 segundo.	74
Tabela 18 – Correntes do estator MIL, perfil Triangular.	75
Tabela 19 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Trapezoidal com um período de 0,5 segundo.	76
Tabela 20 – Correntes do estator MIL, perfil Trapezoidal.	77
Tabela 21 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Gaussiano com um período de 3,33 s.100	
Tabela 22 – Correntes do estator MIT, perfil Gaussiano.	101

Tabela 23 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Triangular com um período de 3,33 s.	103
Tabela 24 – Correntes do estator MIT, perfil Triangular.	104
Tabela 25 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Trapezoidal com um período de 3,33 s.	105
Tabela 26 – Correntes do estator MIT, perfil Trapezoidal.	106
Tabela 27 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Gaussiano com um período de 0,5 s.	108
Tabela 28 – Correntes do estator MIL, perfil Gaussiano.	109
Tabela 29 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Triangular com um período de 0,5 s.	110
Tabela 30 – Correntes do estator MIL, perfil Triangular.	111
Tabela 31 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Trapezoidal com um período de 0,5 s.	113
Tabela 32 – Correntes do estator MIL, perfil Trapezoidal.	114
Tabela 33 – Comparaçao entre as correntes eficazes, simuladas e experimentais. . .	115
Tabela A1 – Aferição da célula de carga.	130

Lista de siglas

AGs Algoritmos Genéticos

CONS “Controle por Ondas Não Senoidais”

DDS *Direct Digital Synthesis*

DTC *Direct Torque Control*

ED Evolução Diferencial

EDO Equação Diferencial Ordinária

EES Estratégias de Evolução

FMM Força Magnetomotriz

FOC *Field Oriented Control*

FPGA *Field-Programmable Gate Array*

IGBT *Insulated Gate Bipolar Transistor*

MIL Motor de Indução Linear

MIT Motor de Indução Trifásico

PIs Problemas Inversos

PROM *Programmable read-only memory*

VSI *Voltage Source Inverter*

Lista de símbolos

$V_x(t)$	Tensão instantânea da fase x
$i_x(t)$	Corrente instantânea da fase x
$\lambda_x(t)$	Fluxo concatenado instantâneo da fase x
R_s	Resistência de estator
R_r	Resistência de rotor
L_{xy}	Indutâncias entre as fases x e y
L_{SS}	Indutância própria
F_{mm_x}	Força magnetomotriz da fase X
h	Índice harmônico
A_h	Amplitude da harmônica de índice h
θ_h	Fase da harmônica de índice h
θ	Posição angular do rotor
P	Número de polos
$T(t)$	Conjugado instantâneo
$F(t)$	Força instantânea
F_S	Força magnetomotriz girante do estator
F_R	Força magnetomotriz girante do rotor
F_\perp	Força perpendicular
δ_{SR}	Ângulo entre as FMMs girantes do estator e do rotor

T_{SR}	Conjugado resultante da interação entre as FMMs do estator e do rotor
K_x	Constante de desbalanceamento da fase x
t	Tempo
f	Frequência
k	Coeficiente de acoplamento entre enrolamentos
l	Comprimento
R	Raio

Sumário

1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	18
1.1	Aspectos gerais	18
1.2	Contextualização do tema	18
1.3	Estado da arte	19
1.4	Contribuição desta tese	21
1.5	Estrutura da tese	23
2	EVOLUÇÃO DIFERENCIAL	24
2.1	Considerações Iniciais	24
2.2	Visão Geral sobre Evolução Diferencial	26
2.2.1	Parâmetros de Controle	28
2.2.2	O Indivíduo	30
2.2.3	Inicialização	31
2.2.4	Cálculo do <i>Fitness</i>	32
2.2.5	Mutação	34
2.2.6	Recombinação	35
2.3	Seleção por <i>Fitness</i>	36
2.4	Visão Geral do Algoritmo ED	36
2.5	Considerações Finais	38
3	MODELAGEM DOS MOTORES DE INDUÇÃO	39
3.1	Considerações Iniciais	39
3.2	Fonte de Alimentação	40
3.3	Motor de Indução Trifásico	42
3.3.1	Independência da posição inicial do rotor	46
3.3.2	Determinação das Correntes no MIT	47
3.4	Motor Linear de Indução	48
3.4.1	Desbalanceamento do Motor de Indução	49

3.4.2	Conversão de conjugado em força	49
3.5	Algoritmo de Simulação	51
3.6	Considerações Finais	52
4	DESENVOLVIMENTO E SIMULAÇÕES	53
4.1	Considerações Iniciais	53
4.2	Simulações	54
4.3	Simulações de Perfis de Conjugado	55
4.3.1	Perfil Gaussiano	56
4.3.2	Perfil Triangular	59
4.3.3	Perfil Trapezoidal	62
4.3.4	Variações no Índice Harmônico	64
4.4	Simulações de Perfis de Força	70
4.4.1	Perfil Gaussiano	72
4.4.2	Perfil Triangular	74
4.4.3	Perfil Trapezoidal	76
4.5	Considerações Finais	79
5	DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL E RESULTADOS	80
5.1	Considerações Iniciais	80
5.2	Equipamentos Utilizados	80
5.2.1	Motor de Indução Trifásico	81
5.2.2	Motor de Indução Linear	81
5.2.3	Conversor (Inversor)	85
5.2.4	Torquímetro e Sensor de Força	86
5.2.5	Condicionador de sinal	88
5.3	Controle do Conversor	90
5.3.1	Software de Controle	92
5.4	Confrontação Teórico Experimental	97
5.4.1	Montagens Experimentais	98
5.4.2	Testes Realizados no Motor de Indução Rotativo	99
5.4.3	Testes Realizados no Motor de Indução Linear	107
5.4.4	Discussão dos Resultados	114
5.5	Consideração Final	115
6	CONCLUSÕES	117
6.1	Considerações Finais	117
6.2	Recomendações	119
REFERÊNCIAS	120	

APÊNDICE A	SIMULADOR DA MÁQUINA ELÉTRICA	124
APÊNDICE B	AFERIÇÃO DA CÉLULA DE CARGA	130
APÊNDICE C	DETALHAMENTO DO PROGRAMA CONTRO- LADOR DA FPGA	132
APÊNDICE D	TRABALHOS PUBLICADOS	135

CAPÍTULO 1

Considerações Iniciais

1.1 Aspectos gerais

Esta tese apresenta o aperfeiçoamento de um método alternativo para o controle de força em malha aberta. Esse controle se baseia na existência de um conjunto de tensões trifásicas não senoidais equilibradas que, quando aplicadas nos terminais de um motor elétrico, são capazes de gerar um perfil de força específico.

A melhoria proposta neste trabalho simplifica e flexibiliza o método de controle de força proposto por (GONTIJO, 2011). A simplificação reside na utilização de um algoritmo evolutivo que busca a tensão de alimentação ideal a ser aplicada em motores elétricos de indução operando em baixas velocidades. A versatilidade do método é obtida pela utilização de uma função de avaliação baseada em modelos matemáticos das máquinas elétricas, permitindo, assim, o emprego em outros tipos de máquinas.

Neste capítulo, será apresentada a fundamentação do tema para melhor compreensão do conteúdo desenvolvido no trabalho. Na sequência, são apresentados a contextualização do tema, o estado da arte, a contribuição da tese e, por fim, a estruturação dos capítulos deste trabalho.

1.2 Contextualização do tema

A utilização de motores elétricos para cargas que exigem conjugado ou força aplicada em uma determinada direção e em baixas velocidades tem sido alvo de diversas pesquisas como (NIX; LAITHWAITE, 1966), (SADOUGH; GHANDEHARI; AMIRI, 2013) e (LU et al., 2013). Nesse contexto, existem aplicações onde a carga necessita mais de força do que de velocidade. Alguns exemplos podem ser encontrados em guilhotinas, estamparias e, mais recentemente, em máquinas desenvolvidas para bioengenharia e biomecânica (JULIANI et al., 2010), (BARTIK; NOVOTNY, 2015). De forma geral, essas aplicações são desenvolvidas através de equipamentos mecânicos contendo molas, pesos e, até mesmo, por equipamentos hidráulicos ou pneumáticos. Existem, também, outras

aplicações que utilizam motores de indução rotativos acoplados a componentes mecânicos externos. Entretanto, a utilização desses equipamentos mecânicos eleva os custos de utilização e sobrecarrega o sistema, aumentando o número de manutenções periódicas e diminuindo a confiabilidade do processo.

A proposta deste trabalho é aprimorar o método desenvolvido por (GONTIJO, 2011), que enfoca a eliminação dos sistemas mecânicos acoplados em motores de indução, simplificando o sistema de operação, melhorando sua eficiência e reduzindo os custos de aquisição e manutenção.

Para que os acoplamentos mecânicos sejam dispensados, o conjugado ou a força gerada pelos motores de indução deve ser compatível com a exigência da carga. Assim, uma solução viabilizada por (GONTIJO, 2011) se faz presente através da alimentação da máquina por meio de ondas de tensão não senoidais, produzindo, assim, as variações de força necessárias para a carga.

1.3 Estado da arte

Esta seção propõe apresentar o estado da arte dos métodos de controle de conjugado mais conhecidos: *Field Oriented Control* (FOC), *Direct Torque Control* (DTC) (KARIMI; VAEZ-ZADEH; SALMASI, 2016) e o método desenvolvido por (GONTIJO, 2011), aqui denominado “Controle por Ondas Não Senoidais” (CONS).

O FOC foi proposto por F. Blaschke em 1971 (BLASCHKE, 1971), tendo sido amplamente aplicado no controle de máquinas de corrente alternada. O princípio básico do FOC é a separação entre as correntes do estator, o fluxo magnetizante e o conjugado, baseando-se no controle independente entre o conjugado e o fluxo. Esse método utiliza um modelo dq do motor de indução, colocando o componente do conjugado alinhado ao eixo direto e o componente do fluxo alinhado ao eixo em quadratura da corrente, o que facilita o controle do motor, tornando-o semelhante ao controle da máquina de corrente contínua. No entanto, esse método tem seu desempenho prejudicado quando operando em baixas velocidades (HOLTZ; QUAN, 2002).

Outro método de controle muito utilizado é o DTC, desenvolvido por (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986), (TAKAHASHI; OHMORI, 1989), com a participação de (DEPENBROCK, 1987). Comparado ao FOC, o DTC controla diretamente o conjugado e o fluxo concatenado, sem a necessidade de uma realimentação de corrente. Existem várias topologias DTC, sendo a mais conhecida o DTC com tabela de comutação. O princípio básico dessa topologia consiste nos cálculos instantâneos do fluxo e do conjugado desenvolvido pela máquina através de suas tensões e correntes. Em seguida, compara-se o fluxo e o conjugado calculado com valores de referência. Com base nessas comparações, utiliza-se um algoritmo de chaveamento, criando-se, assim, uma tabela de comutação das chaves do inversor para alcançar o conjugado desejado. Entretanto, essa topologia apresenta

algumas desvantagens, tais como frequência de chaveamento variável e desempenho ruim em baixas velocidades.

As duas estratégias descritas apresentam excelente desempenho quando controlam máquinas em velocidades nominais, porém, em baixas velocidades, encontram dificuldades (CHUNHUA; YIXIAO, 2017). De forma geral, esses métodos necessitam da posição do fluxo magnético, e, quando o rotor está operando em baixas velocidades, a utilização de sensores de velocidade se faz necessária. Nos casos em que a utilização de sensores é restrita, o uso de acoplamentos mecânicos representam uma alternativa. Sendo assim, as soluções adotadas pelos métodos FOC e DTC não são as opções mais adequadas segundo a proposta deste trabalho.

Visando ao acoplamento direto entre motor e carga e, assim, mitigando as desvantagens dos métodos citados para operações em baixas velocidades, (GONTIJO, 2011) apresenta uma solução. Aplicando harmônicos na tensão de alimentação do motor trifásico, geram-se oscilações periódicas de conjugado (TANIGUCHI et al., 1993)(LEE; LEE, 1999)(TRIPATHI; NARAYANAN, 2014). As tensões, nesse método, são relacionadas analiticamente com o conjugado produzido pela máquina. Dessa forma, com o controle do índice harmônico, podem-se gerar perfis específicos de conjugados. O método foi unicamente desenvolvido para motores de indução trifásicos e adaptado para máquinas lineares (GONTIJO et al., 2012).

De acordo com as referências (GONTIJO, 2011) (CHUNHUA; YIXIAO, 2017)(MAGALHÃES, 2009) e (CASADEI et al., 2002), elaborou-se a Tabela 1, comparando-se os três métodos apresentados nesta seção.

Tabela 1 – Comparação dos métodos de controle de força

	VANTAGENS	DESVANTAGENS
FOC	<ul style="list-style-type: none"> • Controle separado de fluxo e conjugado • Bom desempenho dinâmico • Tecnologia viável • Corrente e conjugado com baixo conteúdo harmônico 	<ul style="list-style-type: none"> • Utilização de transformações de coordenadas com referência em movimento • Utilização de controladores PI • Sensor de velocidade • Sensibilidade aos parâmetros do rotor • Desempenho ruim em baixas velocidades
DTC	<ul style="list-style-type: none"> • Simplicidade e robustez • Excelente controle dinâmico • Estabilidade em face de incertezas na modelagem 	<ul style="list-style-type: none"> • Frequência de comutação variável • Corrente e conjugado com conteúdo harmônico elevado • Desempenho dependente da frequência de amostragem • Desempenho ruim em baixas velocidades
CONS	<ul style="list-style-type: none"> • Simples implementação • Não necessita de nenhuma realimentação (malha aberta) • Frequência de comutação fixa • Ideal para baixas velocidades 	<ul style="list-style-type: none"> • Corrente e conjugado com conteúdo harmônico elevado • Aplicação restrita em baixas velocidades • Controle harmônico restrito à 11^a harmônica

Fonte: Elaboração própria.

1.4 Contribuição desta tese

Com base nos métodos de controle apresentados, reconhecendo as áreas de carência destacadas, e apoiando-se no trabalho desenvolvido pela referência (GONTIJO, 2011), esta tese avança no contexto da sistematização da determinação da tensão de alimentação de motores de indução lineares, trazendo melhorias aos seguintes pontos:

- ❑ Implementação computacional de um algoritmo utilizando computação evolutiva, a fim de relacionar as tensões de alimentação com a força gerada por motores elétricos de indução lineares;
- ❑ Desenvolvimento de modelos matemáticos para motores de indução lineares operando em baixas velocidades;
- ❑ Simulação computacional da operação de motores trifásicos de indução alimentados com tensões não senoidais em baixa frequência;
- ❑ Construção de um sistema que permita a alimentação do motor de indução linear com tensões não senoidais e em frequências muito baixas;

- ❑ Avaliação e validação do método proposto, através de experimentos envolvendo motores de indução lineares.

Como mencionado, o método proposto por (GONTIJO, 2011) tem o objetivo de obter o conjugado magnético em função das tensões de alimentação no domínio do tempo. Para alcançar isso, a referência citada precisou referenciar as correntes da máquina em função das tensões de alimentação, representadas simbolicamente por $i(t) = f[v(t)]$.

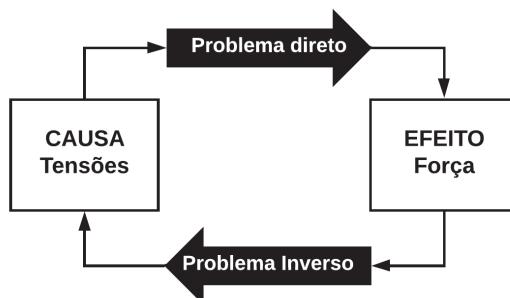
Como o equacionamento desenvolvido considera a máquina operando em baixas velocidades, as tensões e correntes no domínio do tempo estão relacionadas por equações diferenciais lineares, e as indutâncias, por sua vez, não variam no tempo. Essa condição permitiu a aplicação da transformada de Laplace, onde as tensões em função das correntes podem ser obtidas simbolicamente por $V(s) = f[I(s)]$.

A transformada de Laplace permite a inversão algébrica $I(s) = f[V(s)]$. É importante destacar que $V(s)$ não é conhecido. No entanto, no domínio do tempo, as tensões podem ser compostas por funções cossenoidais. Através dessa composição é possível obter a transformada de Laplace e, consequentemente, a função $V(s)$.

Portanto, aplicando-se a anti-transformada para $I(s)$, as correntes em função do tempo são obtidas. O método desenvolvido por (GONTIJO, 2011) resolve o problema de forma direta, obtendo a solução por métodos analíticos. Essa solução fica restrita somente a aplicações utilizando motores de indução rotativos, não sendo possível aplicá-la diretamente em outros tipos de máquinas. Posteriormente, em (GONTIJO et al., 2012), o método foi aplicado em máquinas lineares, porém sua adaptação foi realizada de forma empírica, o que restringe sua utilização.

Assim, mudando a perspectiva e analisando o problema de forma inversa, pode-se chegar a uma mesma solução, sem a necessidade da elaboração de um cálculo matemático dispendioso. Um problema inverso determina as causas desconhecidas com base na observação de seus efeitos. Dessa forma, uma vez que se saiba o perfil de força de saída, é possível determinar as tensões que o geraram, como mostra a Figura 1.

Figura 1 – Estrutura de um problema inverso.



Fonte: Elaboração própria.

O primeiro aspecto relacionado ao desenvolvimento de um algoritmo evolutivo encontra sustentação na utilização de computação evolutiva como solução iterativa de Problemas

Inversos (PIs) (QING, 2006) e (ROCCA et al., 2009). Assim, o método desenvolvido por (GONTIJO, 2011) será tratado como um problema inverso, onde um perfil de força representa a resposta de um sistema e as tensões de alimentação, a entrada.

1.5 Estrutura da tese

Para alcançar os objetivos propostos, além do presente capítulo, este trabalho apresenta a seguinte estrutura:

Capítulo 2 - Evolução Diferencial

Com o intuito de apresentar o método utilizado para controlar a força de máquinas de indução lineares operando em baixas velocidades, esta unidade visa expor a estratégia computacional desenvolvida com base em meta-heurísticas populacionais.

Capítulo 3 - Modelagem dos Motores de Indução

Nesta seção, são apresentados as equações matemáticas das modelagens utilizadas para motores trifásicos de indução e os motores lineares de indução, ambos operando em baixas velocidades.

Capítulo 4 - Desenvolvimento e Simulações

Esta unidade encontra-se voltada para o desenvolvimento e a simulação do sistema proposto neste trabalho, bem como para a estratégia utilizada na aplicação experimental.

Capítulo 5 - Desenvolvimento Prático

Esta seção destina-se a avaliar o desempenho prático do novo método utilizado para a determinação das tensões de alimentação, empregando-se, para tanto, testes experimentais em um motor de indução trifásico e um protótipo de motor linear.

Capítulo 6 - Considerações Finais

Por fim, apresenta-se uma síntese dos principais pontos e conclusões relacionados ao trabalho como um todo. Além disso, serão ressaltadas questões vinculadas às principais contribuições, bem como sugestões para trabalhos futuros.

Os apêndices apresentam o conteúdo específico desenvolvido neste trabalho, com destaque para os principais códigos fonte e diagramas de circuitos.

CAPÍTULO 2

Evolução Diferencial

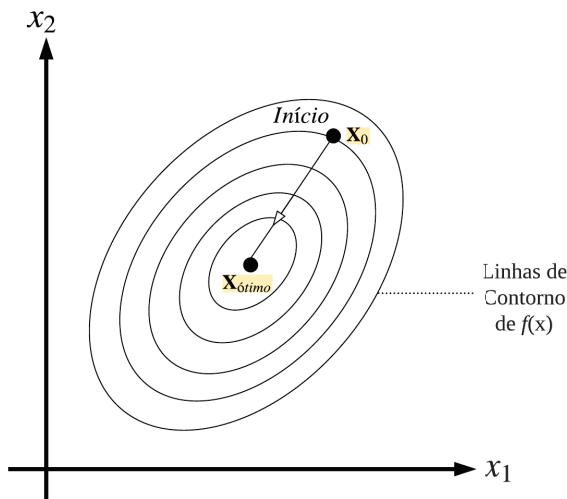
2.1 Considerações Iniciais

Os algoritmos evolutivos, dentro da área de inteligência artificial, são métodos de busca e otimização baseados em mecanismos de seleção natural, tais como reprodução, mutação, recombinação e seleção. Esses algoritmos são utilizados em problemas onde soluções analíticas e algoritmos diretos não se apresentam como alternativas válidas (PEREIRA, 2016).

De forma geral, esses algoritmos são utilizados em otimização de sistemas, buscando potencializar determinada propriedade, enquanto minimizam as características indesejadas. O aspecto das propriedades e a forma como elas podem ser melhoradas dependem do problema proposto. O algoritmo evolutivo parte da criação de uma função objetivo $f(x)$, que avaliará as soluções propostas seguindo uma heurística pré-determinada.

A Figura 2 mostra, de forma simplificada, a operação de um algoritmo evolutivo e representa uma função objetivo genérica, onde se busca a otimização.

Figura 2 – Representação do ponto ótimo de uma função objetivo.



Fonte: Elaboração própria.

O algoritmo parte de um ponto inicial X_o , determinado de forma aleatória dentro do espaço de busca representado pelas linhas da função. Qualquer ponto dentro do espaço de busca compõe uma solução válida para o problema, porém não constitui a melhor solução. Após algumas gerações, o algoritmo converge para uma solução próxima da ótima X_{otimo} . A definição da função objetivo é o maior desafio encontrado na utilização de um algoritmo evolutivo. O simples trajeto entre os pontos inicial X_o e final X_{otimo} comprehende a geração de vários dados dentro do espaço de busca, a determinação da qualidade desses dados e a comparação entre eles, permitindo, assim, a escolha entre o término ou a continuação do processo de otimização.

Para que a solução ótima seja alcançada, todo algoritmo evolutivo deve definir suas condições de parada. Como o algoritmo é executado na forma de iterações(gerações), faz-se necessária a definição de um erro máximo, assim como da quantidade máxima de gerações. Uma vez que o melhor indivíduo alcance a faixa de erro estipulada, o algoritmo cessa a sua execução. Caso o algoritmo não atinja a faixa de erro, a quantidade máxima de gerações impede sua execução por tempo indeterminado.

Na busca de estratégias de otimização que melhor se empregariam na solução do problema proposto neste trabalho, destacaram-se as Estratégias de Evolução (EEs) e os Algoritmos Genéticos (AGs). As EEs começaram com (RECHENBERG, 1973), um efetivo otimizador de funções contínuas, uma vez que codifica os parâmetros do algoritmo utilizando notação em ponto flutuante e os manipula através de operadores aritméticos. Os AGs, desenvolvidos por (GOLDBERG, 1989) e (HOLLAND, 1962), por sua vez, destacam-se na otimização combinatória, pois codificam seus parâmetros através de strings de bits e os modificam utilizando operadores lógicos. Seguindo o ramo das EEs, (PRICE, 1997) e (PRICE; STORN; LAMPINEN, 2005) apresentaram a Evolução Diferencial (ED), um algoritmo de busca estocástica, simples e direto, que não se limita a uma otimização global, mas que realiza, também, uma otimização local à medida que a solução converge para um ponto ótimo. Para verificar o desempenho da ED frente a outros algoritmos evolutivos, diversos trabalhos foram realizados, onde (VESTERSTROM; THOMSEN, 2004) (PANDURO et al., 2009) (DEB; GUPTA; ROY, 2011), comprovaram a superioridade da ED em termos de performance e simplicidade.

A utilização da ED não fica restrita somente a uma área de conhecimento, podendo ser aplicada na otimização de diversos tipos de cenários. Recentemente, trabalhos relacionados à área de engenharia elétrica utilizaram a ED (PEREIRA; SOARES; NETO, 2016) e (COELHO; PEREIRA; NETO, 2017) como meta-heurística na busca de otimização de parâmetros envolvendo estratificação de solos para aterramentos elétricos.

Vista toda a potencialidade da ED em comparação a outros algoritmos evolutivos, além de sua versatilidade de aplicação, fica claro que a ED corresponde ao estado da arte das meta-heurísticas populacionais, sendo, assim, escolhida para ser utilizada neste trabalho. Além dos fatores já citados e das comparações e aplicações realizadas, a ED

possui algumas características que devem ser destacadas, como:

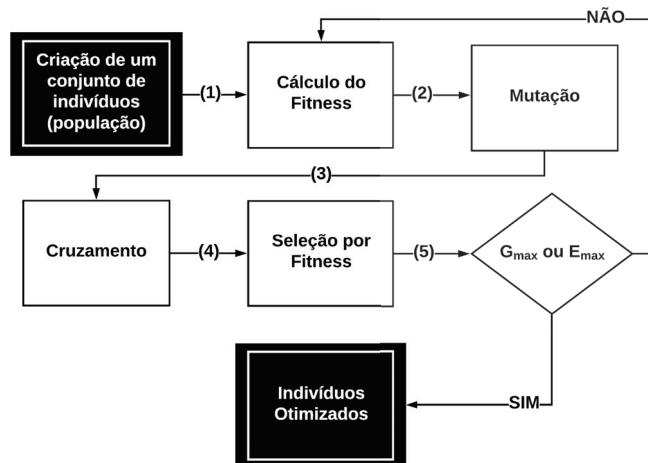
- ❑ A capacidade de lidar com funções objetivo não lineares, não diferenciáveis e multimodais.
- ❑ O método possui um passo de adaptação autoajustável: conforme a população converge, os passos são cada vez menores, pois a progressão do algoritmo é baseada na diferenciação.
- ❑ Dispensa a necessidade de uma população grande para convergir.
- ❑ Performance aprimorável com o uso da computação paralela, de modo a utilizar todo o potencial das máquinas atuais.

2.2 Visão Geral sobre Evolução Diferencial

A Evolução Diferencial, assim como as Estratégias de Evolução, utiliza a notação de seus parâmetros em ponto flutuante, o que simplifica o desenvolvimento do algoritmo, além de diminuir o esforço computacional frente ao passo extra que os AGs necessitam fazer para converter seus parâmetros em bits.

A Figura 3 ilustra, de forma simples, o processo de evolução diferencial. A otimização ocorre através da manipulação de um conjunto de parâmetros, aqui chamados de população. Esses parâmetros são aqui denominados indivíduos da população, e cada um se caracteriza como uma potencial solução dentro do espaço de busca.

Figura 3 – Procedimento de evolução diferencial.

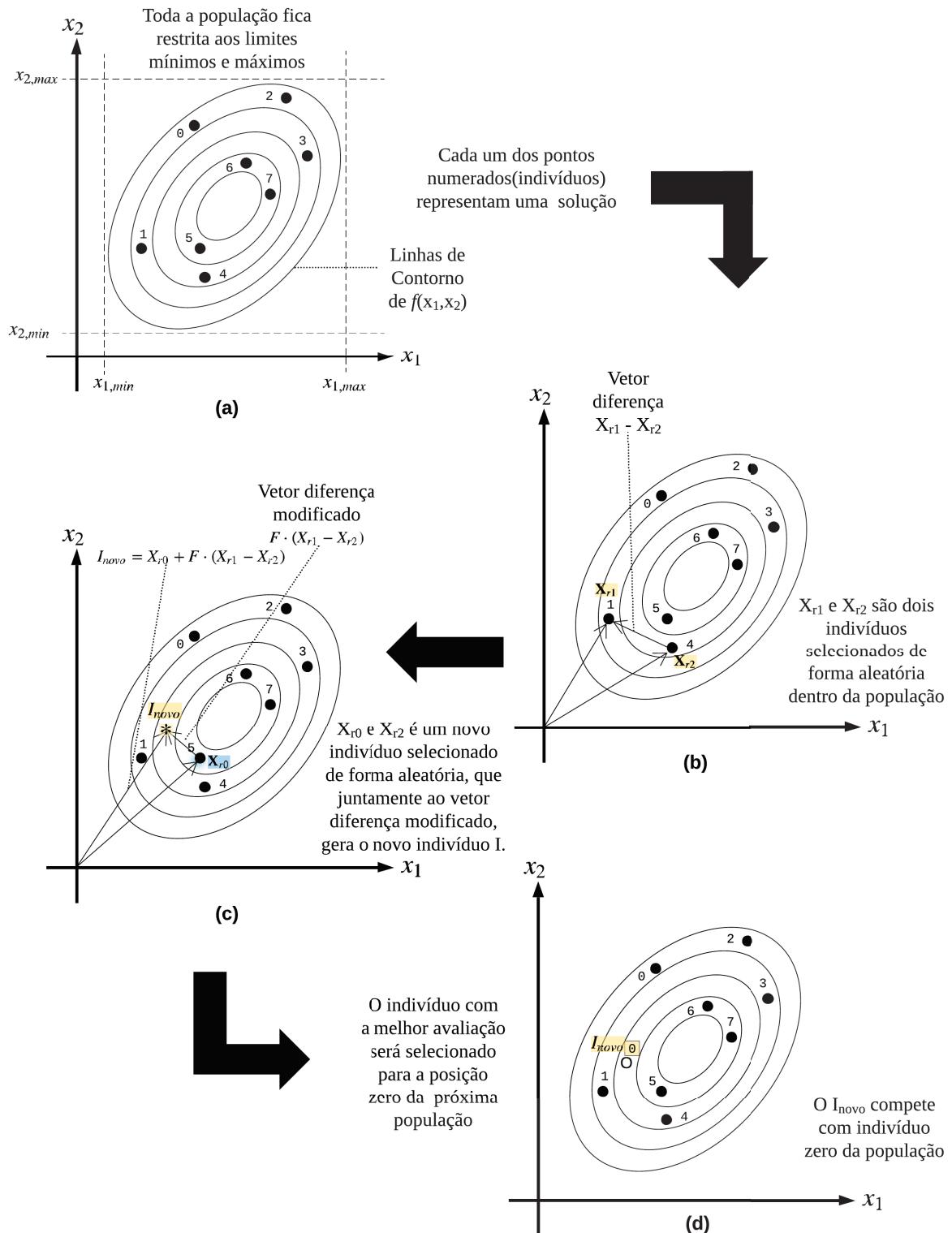


Fonte: Elaboração própria.

Todos os indivíduos são avaliados pelo *Fitness* e submetidos aos processos evolutivos de mutação, cruzamento e seleção. Uma vez que um dos indivíduos atinja o erro máximo admissível, ou que o número máximo de gerações seja atingido, o algoritmo finaliza sua

execução. Para facilitar a compreensão do processo de otimização realizado pela ED, será desenvolvida, passo a passo, a otimização de um indivíduo. A Figura 4 descreve essa otimização.

Figura 4 – Processo de otimização de um indivíduo.



Fonte: Elaboração própria.

A ED começa a partir da criação da população, gerando, de forma aleatória, um número "N" de indivíduos, representados por pontos em um plano cartesiano. Cada um dos indivíduos receberá um índice, variando de 0 até "N", representando sua posição na população (Figura 4 (a)). A delimitação do espaço de busca criado na geração da população, representado por $X_{n,max}$ e $X_{n,min}$ faz com que todos os indivíduos sempre se apresentem como uma solução válida para o problema. Na ED, a geração de novos indivíduos é feita através da perturbação dos pontos existentes. Essa perturbação é criada por meio de dois vetores escolhidos aleatoriamente, X_{r1} e X_{r2} (Figura 4 (b)). A criação de um novo indivíduo I_{novo} é composta pela alteração do vetor perturbação por um fator "F", somado a um terceiro ponto escolhido aleatoriamente X_{r0} (Figura 4 (c)). Dessa forma, cada indivíduo evolui de maneira singular, sempre se baseando na geração atual. Uma vez criado, o novo indivíduo irá competir com um indivíduo existente de mesmo índice. Dentre esses dois competidores, o que apresentar melhor avaliação permanecerá para a próxima geração (Figura 4 (d)). O novo indivíduo apresenta uma avaliação melhor do que o indivíduo de índice zero, ficando, assim, selecionado para a nova geração. Como o processo de otimização ilustrado faz referência somente a um indivíduo, apenas o processo de otimização do índice zero foi representado. O algoritmo continuará sua execução, de modo que todos os indivíduos sejam selecionados e comparados, seguindo a ordem dos índices de 0 até "N". O processo de otimização só terminará quando o erro máximo ou o número máximo de gerações for alcançado, como visto na Figura 3.

As seções a seguir descreverão detalhadamente as etapas do método de Evolução Diferencial desenvolvido para este trabalho. Alguns detalhes referentes à construção do algoritmo são fornecidas via pseudocódigo.

2.2.1 Parâmetros de Controle

A ED, conforme mencionado anteriormente, é um algoritmo de busca estocástico, ou seja, que efetua a busca utilizando mecanismos baseados na aleatoriedade. A palavra "aleatoriedade" pode dar a impressão de que o programa irá executar a busca sem um direcionamento, porém essa aleatoriedade é controlada, o que a torna uma ferramenta para explorar o espaço de busca. Nesse sentido, os parâmetros de controle auxiliam a ED, estipulando limites no uso da incerteza. Por se tratar de um método simples, a ED possui poucos parâmetros de controle. Esses parâmetros são definidos pelo usuário, sendo ajustados para que o algoritmo funcione de forma efetiva. Os parâmetros são:

- ❑ Tamanho da População(N_P) : Indica a quantidade de indivíduos presentes em cada geração.
- ❑ Taxa de Cruzamento(T_C) : Determina a probabilidade do cruzamento ocorrer entre dois indivíduos, $0 < T_C < 1$;

- ❑ Fator de Perturbação(\mathbf{F}) : Parâmetro utilizado no processo de mutação. Seu valor é definido como $0 < F < 1$;

A bibliografia (PRICE; STORN; LAMPINEN, 2005) define algumas faixas de valores para a definição dos parâmetros de controle. A Tabela 2 mostra as faixas de ajuste sugeridas pela referência citada e os parâmetros de controle utilizados neste trabalho.

Tabela 2 – Comparativo entre os parâmetros de controle sugeridos e utilizados.

Parâmetros de Controle	Storn e Price	Algoritmo ED
N_P	$10 \cdot G$	15, 0
T_C	0, 8 - 1, 0	0, 6
F	0, 5 - 1, 0	0, 5

Fonte: Elaboração própria.

A letra G, presente na Tabela 2, indica o número de componentes de um indivíduo. Esses componentes são definidos como genes. Os parâmetros de controle utilizados no trabalho foram adequados à estratégia de busca utilizada, diferindo, assim, dos parâmetros sugeridos.

2.2.1.1 Fuga de Mínimos Locais

Durante a otimização, podem ocorrer casos em que o processo fica estagnado, não havendo um aprimoramento dos indivíduos entre gerações diferentes. Nesses casos, existe a possibilidade da ED ter ficado presa em um mínimo local.

Nesse sentido, e adicionalmente aos três parâmetros citados, utilizou-se mais um, denominado **Estagnação**. Esse parâmetro define um número máximo de geração que o algoritmo irá aguardar, sem que o valor de erro máximo mude. Uma vez atingido o valor estipulado de estagnação, o algoritmo será reiniciado, criando uma nova população inicial. A utilização desse parâmetro confere dinâmica ao processo de otimização. O objetivo de sua utilização é evitar que o programa fique preso em um mínimo local por meio do direcionamento do algoritmo para uma nova região dentro do espaço de busca. O valor desse parâmetro foi ajustado de acordo com testes realizados no algoritmo.

2.2.1.2 Parâmetros de Parada

Conforme mencionado anteriormente, o algoritmo ED interrompe sua execução mediante o ajuste de dois parâmetros. São eles:

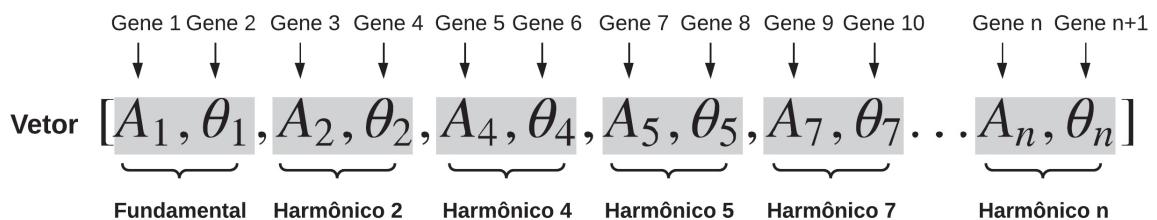
- ❑ Erro Máximo(ε) : Define a tolerância máxima entre o valor desejado e o valor obtido (otimizado).
- ❑ Número de Gerações(N_G) : Quantidade máxima de gerações que o algoritmo será executado.

O cálculo do erro em algoritmos evolutivos depende do escopo do problema abordado. Sendo assim, métricas de erro diferentes são utilizadas em problemas distintos. Mais detalhes do cálculo do erro são fornecidos em seções subsequentes.

2.2.2 O Indivíduo

Cada indivíduo é definido como uma unidade da população. Isso quer dizer que um conjunto de indivíduos formará a população. A estrutura de cada indivíduo é particular de cada problema em que será aplicada a ED, e, dessa forma, o indivíduo deve ser elaborado de acordo com o escopo do problema. Neste trabalho, deseja-se determinar perfis de força exercidos por máquinas elétricas lineares em operações de baixa velocidade, e, portanto, com base na estrutura dos resultados encontrados por (GONTIJO; NETO, 2010), cada indivíduo fica caracterizado por um vetor de números reais, formado por amplitudes e ângulos de harmônicas que irão compor a tensão de alimentação fornecida ao motor elétrico. A Figura 5 mostra a estrutura de um indivíduo.

Figura 5 – Estrutura de um indivíduo.



Fonte: Elaboração própria.

Cada número que compõe o vetor chamado de indivíduo constitui um de seus genes, e cada par de genes (A_i e θ_i) representa um índice harmônico da tensão. A estrutura criada para o indivíduo simula a decomposição, na série de Fourier, de um perfil de tensão não senoidal. O índice harmônico da tensão é determinado pela quantidade de genes presentes no indivíduo. Devido à característica de cada harmônico possuir uma amplitude e uma fase associadas a cada índice, a quantidade de genes presente em cada indivíduo sempre será par. A frequência da tensão é definida como um parâmetro de entrada do programa, e seu valor é determinado de acordo com o período do conjugado. Mais detalhes da determinação da frequência são fornecidos em capítulos posteriores.

Ao analisar a Figura 5, nota-se a ausência de índices harmônicos múltiplos de três. A presença desses índices, conforme constatado por (GONTIJO; NETO, 2010), não gera oscilações no conjugado de saída da máquina elétrica, de forma que tais índices foram desconsiderados na composição da tensão de alimentação. De forma geral, pode-se esta-

belecer uma ordem de formação na criação do indivíduo quanto ao número de genes e à ordem harmônica, como mostra a equação (1).

$$\begin{aligned}
 I_2 &= [A_1, \theta_1] \rightarrow \text{Fundamental} \\
 I_4 &= [A_1, \theta_1, A_2, \theta_2] \rightarrow 2^{\text{a}} \text{ ordem} \\
 I_6 &= [A_1, \theta_1, A_2, \theta_2, A_4, \theta_4] \rightarrow 4^{\text{a}} \text{ ordem} \\
 I_8 &= [A_1, \theta_1, A_2, \theta_2, A_4, \theta_4, A_5, \theta_5] \rightarrow 5^{\text{a}} \text{ ordem} \\
 I_{10} &= [A_1, \theta_1, A_2, \theta_2, A_4, \theta_4, A_5, \theta_5, A_7, \theta_7] \rightarrow 7^{\text{a}} \text{ ordem} \\
 I_{12} &= [A_1, \theta_1, A_2, \theta_2, A_4, \theta_4, A_5, \theta_5, A_7, \theta_7, A_8, \theta_8] \rightarrow 8^{\text{a}} \text{ ordem} \\
 I_{14} &= [A_1, \theta_1, A_2, \theta_2, A_4, \theta_4, A_5, \theta_5, A_7, \theta_7, A_8, \theta_8, A_{10}, \theta_{10}] \rightarrow 10^{\text{a}} \text{ ordem} \\
 I_{16} &= [A_1, \theta_1, A_2, \theta_2, A_4, \theta_4, A_5, \theta_5, A_7, \theta_7, A_8, \theta_8, A_{10}, \theta_{10}, A_{11}, \theta_{11}] \rightarrow 11^{\text{a}} \text{ ordem} \\
 &\vdots
 \end{aligned} \tag{1}$$

A quantidade de harmônicos é escolhida antes que o algoritmo seja iniciado, sendo, portanto, um parâmetro ajustável. Como é observado em (1), a quantidade de genes será superior ao índice harmônico.

2.2.3 Inicialização

Para que o algoritmo de evolução diferencial funcione de forma correta, é necessário que a geração de cada indivíduo esteja distribuída dentro dos limites da solução. Antes que seja gerada a população inicial, definem-se os limites superior \mathbf{L}_S e inferior \mathbf{L}_I da composição de cada indivíduo. Isso proporciona que a população gerada esteja sempre dentro do espaço de busca do problema e faz com que cada indivíduo seja uma possível solução, como apresentado pela Equação (2).

$$pop = rand(0, 1) \cdot (\mathbf{L}_S - \mathbf{L}_I) + \mathbf{L}_I \tag{2}$$

O Algoritmo 1 apresenta um pseudocódigo para a geração da população da evolução diferencial. O tamanho da população é definido pelo variável pop_size , sendo requerido um número inteiro. A variável N_H controla a quantidade de genes de cada indivíduo, ou seja, define a quantidade de harmônicos presentes na tensão de alimentação. Conforme demonstrado na seção anterior, cada indivíduo é composto por duas grandezas diferentes, e não são utilizados harmônicos de terceira ordem. Dessa forma, a título de exemplo, caso se determine o valor de $N_H = 10$, a harmônica máxima será de 7^a ordem e apresentará 5 valores de amplitudes e 5 valores de ângulos, como pode ser visto na Expressão (1).

Algoritmo 1 Geração da população

Require: pop_{size}, N_H

Ensure: pop

```

1: ☆ Define os Limites da Solução
2: for  $i \leftarrow 1$  to  $N_H$  do
3:   if  $\text{mod}(i, 2) \neq 0$  then
4:     ☆ limite para a Amplitude de cada harmônico
5:      $\mathbf{L}_I(i, 1) = 0$  ; limite inferior
6:      $\mathbf{L}_S(i, 2) = 21$ ; limite superior
7:   else
8:     ☆ limite para o Ângulo de cada harmônico
9:      $\mathbf{L}_I(i, 1) = -180^\circ$ ; limite inferior
10:     $\mathbf{L}_S(i, 2) = 180^\circ$ ; limite superior
11:   end if
12: end for
13: ☆ Gera a população
14: for  $i \leftarrow 1$  to  $pop_{size}$  do
15:   for  $j \leftarrow 1$  to  $N_H$  do
16:      $pop(i, j) = \text{bounds}(j, 1) + (\text{bounds}(j, 2) - \text{bounds}(j, 1)) \cdot \text{rand}()$  ;
17:   end for
18: end for

```

2.2.4 Cálculo do *Fitness*

Uma vez determinada a estrutura do indivíduo, cria-se a população, que, por sua vez, é composta por um número finito de indivíduos gerados de forma aleatória. Esses indivíduos precisam ser avaliados, e, para se quantificar a qualidade de cada um deles como solução, aplica-se uma função de avaliação, chamada de cálculo do *fitness*, como mostra a segunda operação do diagrama da Figura 3.

A avaliação é realizada com o auxílio de outro algoritmo que simula o funcionamento do motor de indução, sendo alimentado por uma fonte não senoidal. Esse algoritmo recebe, como entrada, os índices harmônicos de cada indivíduo e retorna, como saída, a força desenvolvida pela máquina. Assim, o simulador relacionará a tensão de alimentação com a força de saída da máquina, associando a força desenvolvida para cada indivíduo.

Definir uma força para cada indivíduo não é suficiente para avaliá-los individualmente, e, sendo assim, faz-se necessário fornecer um parâmetro de comparação. Dessa forma, é fornecido um perfil de força a ser alcançado.

A avaliação é feita através do espectro harmônico de cada perfil. É oportuno destacar que essa decomposição só é possível porque se busca gerar pulsos de força com repetição periódica. Dessa forma, o programa do MIL simula somente um período de operação. O espectro harmônico de cada pulso apresenta uma amplitude e uma fase associadas à cada harmônica. Isso posto, para o cálculo do desvio ε entre os pulsos, utilizou-se a equação

da distância euclidiana, de acordo com a expressão (3).

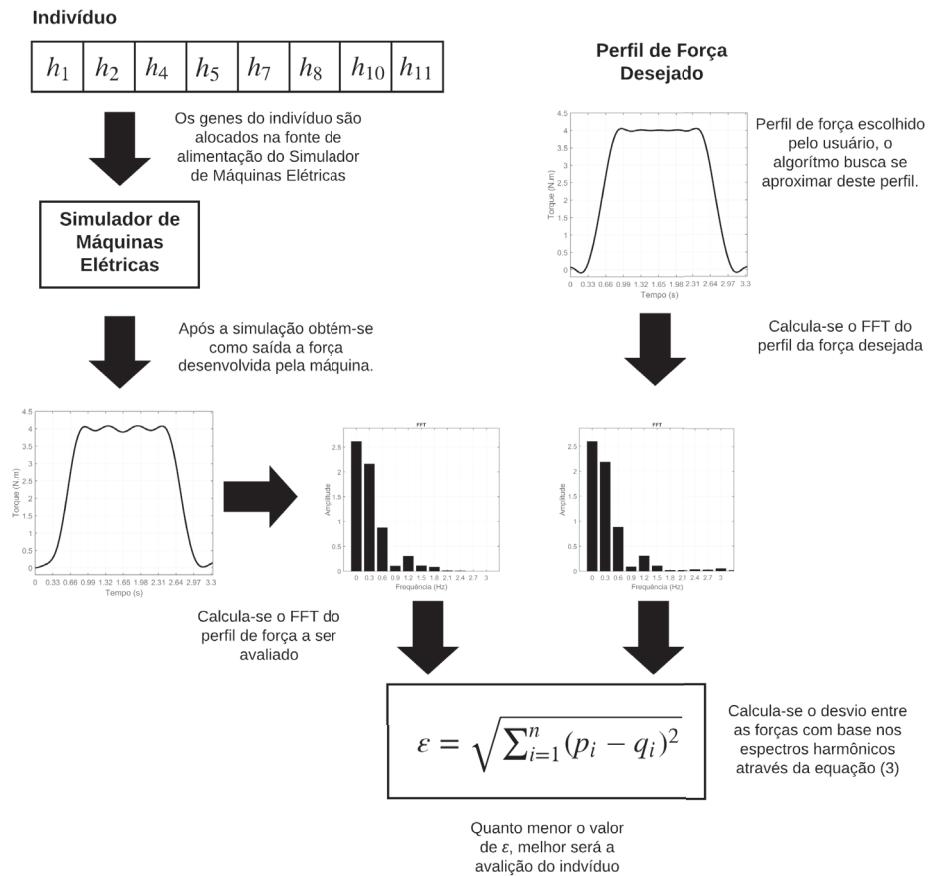
$$\varepsilon = \sqrt{\sum_{i=1}^n (p_i - q_i)^2} \quad (3)$$

onde:

- p_i - Harmônico de índice i da força desejada;
- q_i - Harmônico de índice i da força avaliada;

O desvio é calculado com base nas harmônicas da força desejada (p_i) e da força avaliada (q_i). O valor obtido pela função de avaliação representa a proximidade entre os pulsos dessas duas forças. Quanto menor esse valor, melhor será a avaliação atribuída ao indivíduo. A Figura 6 exemplifica o processo descrito para a avaliação de um indivíduo.

Figura 6 – Determinação do *Fitness* de um indivíduo.



Fonte: Elaboração própria.

Para dar prosseguimento à explicação do algoritmo ED, uma vez que cada indivíduo esteja avaliado, faz-se necessária a aplicação dos operadores mutação e recombinação, que fazem com que o algoritmo efetue a varredura do espaço de busca e consiga convergir para uma solução ótima. Esses operadores são explicados nas seções 2.2.5 e 2.2.6, respectivamente.

2.2.5 Mutação

A mutação ocorre através da diferenciação entre indivíduos. São escolhidos três indivíduos aleatórios para compor o processo de mutação, onde X_{r0} representa o indivíduo que sofrerá a mutação e X_{r1} e X_{r2} os indivíduos que sofrerão a diferenciação. Os indivíduos que se diferenciarem são multiplicados pelo fator de perturbação F e somados a X_{r0} , resultando em um novo indivíduo I . A equação (4) exemplifica o processo de mutação.

$$I = X_{r0} + F \cdot (X_{r1} - X_{r2}) \quad (4)$$

O Algoritmo 2 exibe o pseudocódigo para aplicação da mutação nos indivíduos de uma população (pop). Note-se que, após a realização da mutação, é necessário verificar se o indivíduo mutante ainda está dentro dos limites da solução. Caso esse indivíduo esteja fora dos limites, aplica-se uma correção (linhas 18-21).

Algoritmo 2 Mutação

Require: pop, N_H

Ensure: I_M

```

1:  $pop\_size = length(pop);$ 
2: for  $j \leftarrow 1$  to  $pop\_size$  do
3:   * Definição das posições dos indivíduos
4:    $r0 = mod(j + 2, pop\_size) + 1;$  Posição do indivíduo que sofrerá mutação
5:    $r1 = randi(pop\_size);$ 
6:    $r2 = randi(pop\_size);$ 
7:   * Impede que r1,r2 sejam iguais a j ou r0
8:   while  $r0 == r1 \parallel r0 == r2 \parallel r1 == r2 \parallel r0 == j \parallel r1 == j \parallel r2 == j$  do
9:      $r1 = randi(pop\_size);$ 
10:     $r2 = randi(pop\_size);$ 
11:   end while
12:   * Processo de mutação
13:   for  $i \leftarrow 1$  to  $N_H$  do
14:      $\mathbf{X}_{r0}(i) = pop(r0, i);$  Indivíduo que sofrerá mutação
15:      $\mathbf{F} = 0.5 + rand();$  Fator de perturbação
16:      $\mathbf{I}_M(i) = \mathbf{X}_{r0} + F * (pop(r1, i) - pop(r2, i));$  Indivíduo mutante
17:     * ajuste de limites
18:     if  $\mathbf{I}_M(i) < bounds(i, 1)$  then
19:        $\mathbf{I}_M(i) = bounds(i, 1) + (bounds(i, 2) - bounds(i, 1)) * rand();$ 
20:     else if  $\mathbf{I}_M(i) > bounds(i, 2)$  then
21:        $\mathbf{I}_M(i) = bounds(i, 1) + (bounds(i, 2) - bounds(i, 1)) * rand();$ 
22:     end if
23:   end for
24: end for

```

Toda a população será submetida ao processo de mutação. Uma vez que esteja terminado, existe a possibilidade de um par de indivíduos realizarem a recombinação, como será visto na próxima seção.

2.2.6 Recombinação

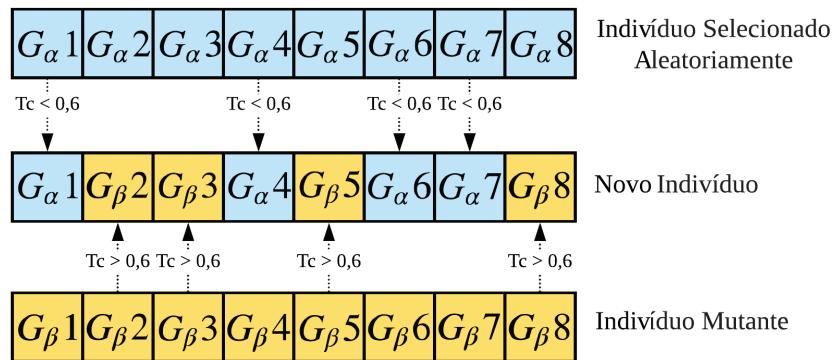
O processo de recombinação realiza aleatoriamente a troca ou fusão de parâmetros de dois ou mais vetores na criação de um terceiro, chamado aqui de vetor teste. Existem vários métodos de recombinação que podem ser aplicados em algoritmos evolutivos, divididos em dois grupos: a recombinação discreta e a recombinação aritmética ou contínua. O método de recombinação discreta é comumente conhecido como *crossover*. Nesse método, o vetor teste é criado a partir da cópia de parâmetros de vetores selecionados aleatoriamente. Esse método trabalha com a cópia de informação e, por isso, pode ser aplicado em conjuntos de dados binários, reais ou até simbólicos. A recombinação aritmética, por outro lado, é utilizada na combinação linear de vetores para a criação do vetor teste, o que inviabiliza sua aplicação para dados dos tipos binário e simbólico. Os dois métodos apresentam uma vasta gama de aplicação em algoritmos de evolução diferencial.

Devido à flexibilidade de aplicação em diferentes tipos de dados, o método de recombinação *crossover* foi escolhido para ser utilizado neste trabalho. O *crossover* permite diferentes tipos de implementação, podendo ser destacados o *crossover* de um ponto, o *crossover* de n pontos, o *crossover* exponencial e o *crossover* uniforme, tendo sido este último utilizado no desenvolvimento da tese.

2.2.6.1 Crossover Uniforme

O *crossover* uniforme é um processo que determina, de forma independente, cada um dos parâmetros que serão copiados para o vetor teste. Sendo assim, cada parâmetro do vetor teste possui a mesma probabilidade, T_C , de herdar o seu valor de outro vetor. A Figura 7 exemplifica o processo de recombinação aplicado aos indivíduos da população. O valor 0,6 apresentado nesta figura remete à taxa de cruzamento apresentada na Tabela 2.

Figura 7 – *Crossover* uniforme utilizado na recombinação dos indivíduos.



Fonte: Elaboração própria.

O vetor teste, conforme representado na Figura 7, será um novo indivíduo, que herdará as características de um indivíduo mutante caso T_C seja maior que 0,6, ou de outro

indivíduo selecionado aleatoriamente dentro da população, para um valor de T_C menor que 0,6. O algoritmo 3 apresenta o pseudocódigo do *crossover* uniforme aplicado aos indivíduos da população.

Algoritmo 3 *Crossover* uniforme

Require: pop, N_H, T_C

Ensure: I_{Novo}

```

1:  $pop\_size = length(pop);$ 
2:  $\star$  Processo de Crossover Uniforme
3: for  $i \leftarrow 1$  to  $pop\_size$  do
4:   for  $j \leftarrow 1$  to  $N_H$  do
5:     if  $rand() < T_C$  then
6:        $I_{Novo}(i, j) = I_M(j)$ 
7:     else
8:        $I_{Novo}(i, j) = X_{r0}(j)$ 
9:     end if
10:   end for
11: end for

```

2.3 Seleção por *Fitness*

A seleção por *fitness* escolhe os indivíduos que se apresentam mais aptos como solução do problema proposto, com base no valor atribuído pela função de avaliação. O algoritmo ED busca os valores de tensões harmônicas que geram o perfil de força mais próximo do perfil desejado. Nesse sentido, o indivíduo que apresentar o menor valor para ε obterá a melhor avaliação.

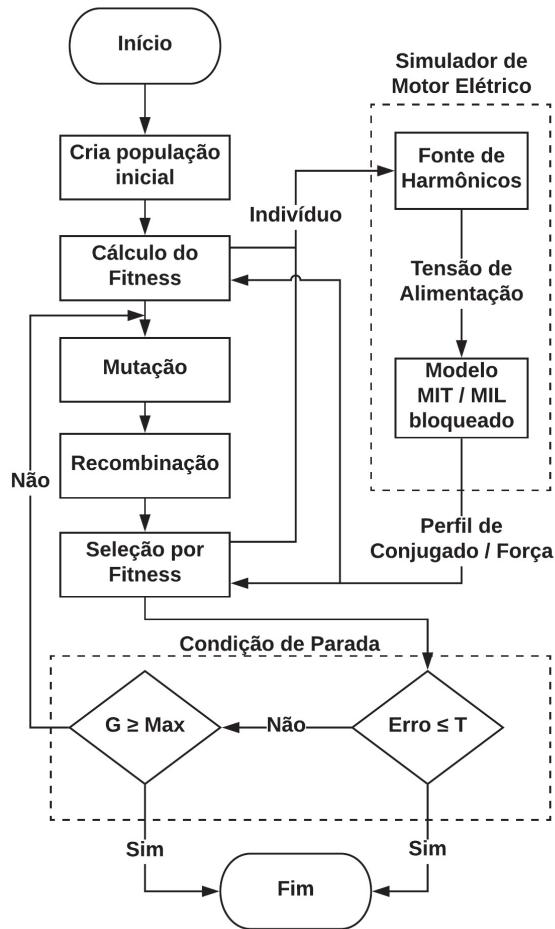
Durante a execução do algoritmo ED, o tamanho da população aumenta, pois os indivíduos criados pela recombinação vão fazer parte do conjunto total da população, uma vez que são somados ao montante total e não subscrevem os demais indivíduos. Assim, o tamanho da população deve ser sempre constante: uma vez que se passe de uma geração para outra, a seleção por *fitness* elege, de acordo com o tamanho da população, os N indivíduos com as melhores avaliações para prosseguirem para a próxima geração.

2.4 Visão Geral do Algoritmo ED

A fim de fornecer uma compreensão geral da execução do algoritmo ED e suas relações com outros programas, faz-se, aqui, uma explanação do processo iterativo desse algoritmo. A Figura 8 mostra, através de um fluxograma, a relação dos conteúdos expostos no presente capítulo. A primeira instrução a ser realizada é a criação da população, de acordo com a quantidade de indivíduos definida anteriormente à execução do algoritmo.

Cada indivíduo da primeira população é avaliado pelo **Cálculo do Fitness** com o auxílio do **simulador de Motor Elétrico** (mais detalhes deste simulador são fornecidos no próximo capítulo). Assim, os indivíduos avaliados sofrem os processos de **Mutação** e **Recombinação** e são avaliados novamente pelo **Cálculo do Fitness**. Passadas essas etapas, os indivíduos são submetidos à **Seleção por Fitness**, a fim de se verificar quais deles vão para a próxima geração, com base em suas avaliações. Por fim, o algoritmo analisa se a otimização pode ou não ser encerrada.

Figura 8 – Fluxograma do algoritmo de evolução diferencial.



Fonte: Elaboração própria.

O algoritmo opera através de gerações. Cada geração é uma iteração que ocorre quando o algoritmo não encontra uma resposta aceitável, determinada por duas condições. Assim, caso o número máximo de gerações **G** seja atingido, ou o erro estipulado entre os pulsos de conjugado/força for menor que um determinado valor **T**, a otimização será encerrada. Portanto, o indivíduo que tiver a melhor avaliação entre todas as gerações será apresentado como resposta.

2.5 Considerações Finais

Inicialmente, vale ressaltar que este capítulo foi centrado na descrição de um algoritmo de evolução diferencial, explorando aspectos gerais, tais como: conceito básico de algoritmos evolutivos, potencialidades da evolução diferencial, componentes do algoritmo e operação da evolução diferencial.

Uma vez realizada essa introdução de cunho didático, foram, então, explicados e desenvolvidos os conceitos de todas as etapas que compõem o algoritmo de evolução diferencial, quais sejam: Definição dos parâmetros de Controle e de Parada, Estruturação do indivíduo, Inicialização da população, Cálculo do *Fitness*, Mutação, Recombinação e Seleção por *Fitness*.

A definição dos parâmetros de controle auxilia o algoritmo na busca pela solução ótima, influenciando a forma como o algoritmo converge para a solução esperada. Os parâmetros de parada, por sua vez, indicam a quantidade máxima de iterações que o algoritmo poderá realizar durante a busca.

O indivíduo, para cada problema em que se aplica a ED, é caracterizado pelas grandezas que se desejam otimizar, pois a resposta que o algoritmo retorna será sempre um indivíduo com valores otimizados. Nesse sentido, a estrutura do indivíduo deve se apresentar como uma solução válida para o problema. O conjunto de indivíduos forma a população que realiza a busca pela solução ótima dentro de um espaço definido. Assim sendo, a inicialização da população garante que cada indivíduo fique contido dentro desse espaço e se apresente como uma solução válida.

O cálculo de *fitness* avalia cada indivíduo, indicando a aptidão de cada um deles como solução. Neste trabalho, o cálculo é feito com o auxílio de um simulador da máquina linear, o qual transforma cada indivíduo em um perfil de força. Posteriormente, o *fitness* é calculado utilizando-se a equação da distância euclidiana.

Os operadores de mutação e recombinação ficam responsáveis pela convergência dos indivíduos para a solução ótima. Esses operadores criam novos indivíduos dentro do espaço de busca, o que possibilita que indivíduos com melhores avaliações possam surgir.

A seleção por *fitness* identifica os melhores indivíduos dentro da população e os seleciona para continuarem para a próxima geração. Essa é a última etapa do algoritmo ED, que, uma vez finalizada, reinicia a operação do algoritmo até que um dos parâmetros de parada sejam alcançados.

CAPÍTULO 3

Modelagem dos Motores de Indução

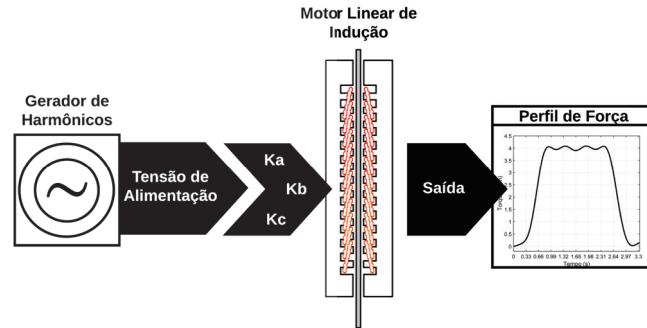
3.1 Considerações Iniciais

O algoritmo ED, como mostrado no Capítulo 2, utiliza um modelo computacional de motor elétrico alimentado por uma fonte não senoidal como função de avaliação. Esse modelo computacional pode ser definido conforme o tipo de máquina elétrica que se deseja simular. Dessa forma, o modelo contempla as características físicas da máquina simulada, assim como seu modo de operação.

Nesse sentido, é oportuno destacar que as aplicações realizadas neste trabalho visam somente à utilização de motores elétricos operando em velocidades muito baixas, próximas de zero. Com o intuito de aplicar o método aqui proposto em motores de indução lineares, primeiramente, foram desenvolvidas as equações do motor de indução trifásico rotativo operando em baixas velocidades. Posteriormente, utilizando-se o modelo do MIT como base, foram adotas as dimensões angulares como dimensões lineares, a velocidade angular como velocidade linear e o conjugado como força, desenvolvendo-se, assim, um modelo computacional para o MIL.

A alimentação do MIL foi realizada através da simulação de uma fonte não convencional, não restrita à frequência de 60 Hz e à forma senoidal, o que possibilita a utilização de vários harmônicos em sua composição. Posteriormente, a tensão fornecida pela fonte é desbalanceada por meio das constantes K_a , K_b e K_c aplicadas, separadamente, em cada uma das fases. Uma vez alimentado pela fonte, o modelo computacional da máquina elétrica gera um perfil de força em sua saída. A Figura 9 exemplifica o modelo computacional através de um diagrama.

Figura 9 – Diagrama do modelo computacional.



Fonte: Elaboração própria.

O desenvolvimento da fonte de alimentação, assim como o detalhamento das equações de cada modelo de motor, são apresentados nas seções subsequentes.

3.2 Fonte de Alimentação

Com o intuito de gerar oscilações no conjugado das máquinas elétricas, a inserção de harmônicos nas tensões de alimentação faz-se necessária. Para tanto, desenvolveu-se uma fonte de alimentação que permite a adição de um número finito de harmônicos.

A fonte de alimentação não convencional, aqui chamada de fonte de harmônicos, é constituída por uma somatória de senoides com harmônicos diferentes, como visto na Equação (5). A construção da fonte foi fundamentada na série de Fourier, por se tratar de um sinal periódico e não senoidal.

$$V = \sum_{h=1}^n A_h \cdot \cos(h \cdot (2\pi \cdot f \cdot t + \theta_h)) \quad (5)$$

onde:

V - Tensão não senoidal gerada;

h - índice harmônico;

A_h - amplitude da tensão de harmônica h ;

f - frequência;

t - tempo;

θ_h - fase da harmônica h .

A utilização de harmônicos é limitada na formação da tensão de alimentação, apresentando, assim, um índice harmônico definido. Conforme comprovado por (GONTIJO, 2011), as harmônicas múltiplas de três não geram oscilações no conjugado de saída. Dessa forma, as harmônicas dessa ordem não serão utilizadas na composição da tensão. O Algoritmo 4 mostra o pseudocódigo criado para gerar a tensão de alimentação. A geração da

tensão necessita de dois parâmetros de entrada, os vetores " A " e " O ", contendo as amplitudes e os ângulos de cada harmônico, respectivamente, ambos com a mesma dimensão.

Algoritmo 4 Fonte de alimentação - gerador de harmônicos.

Require: A, O, f, t, N_p

Ensure: V_a, Vb, Vc

```

1:  $n = \text{length}(A)$ ; Quantidade de Harmônico
2:  $h = 1$ ; Índice Harmônico
3:  $\alpha = 120^\circ$ ;
4:  $t_0 = t(1)$ ; Tempo Inicial
5:  $t_f = t(2)$ ; Tempo Final
6:  $\star$  Base de tempo
7:  $dt = (t_f - t_0)/(N_p - 1)$ ;
8: for  $i \leftarrow 0$  to  $N_p - 1$  do
9:    $t(i + 1) = t_0 + dt \cdot i$ ;
10: end for
11:  $\star$  Tensões harmônicas
12: for  $j \leftarrow 1$  to  $N_p$  do
13:   for  $i \leftarrow 1$  to  $n$  do
14:     if  $\text{mod}(k, 3) == 0$  then
15:        $h = h + 1$ ;
16:     end if
17:      $va = A(i) \cdot \cos(h \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(j) + O(i))) + V_a$ ;
18:      $vb = A(i) \cdot \cos(h \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(j) - \alpha + O(i))) + V_b$ ;
19:      $vc = A(i) \cdot \cos(h \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(j) + \alpha + O(i))) + V_c$ ;
20:      $h = h + 1$ ;
21:   end for
22:    $V_a(j) = va$ ; Tensão de saída fase A
23:    $V_b(j) = vb$ ; Tensão de saída fase B
24:    $V_c(j) = vc$ ; Tensão de saída fase C
25:    $h = 1$ ;
26: end for

```

Os parâmetros de entrada da fonte de alimentação compõem a estrutura do indivíduo presente no algoritmo de ED, estabelecendo, assim, a ligação entre o algoritmo evolutivo e a função de avaliação.

A composição harmônica presente na fonte de alimentação é o que possibilita a definição de perfis no conjugado gerado pela máquina elétrica. Assim, a escolha correta da intensidade e da fase de cada harmônico, uma vez utilizado no modelo do motor, proporciona a geração dos perfis de força dos tipos Gaussiano, Triangular e Trapezoidal, presentes neste trabalho.

3.3 Motor de Indução Trifásico

A modelagem desenvolvida para o Motor de Indução Trifásico (MIT) apresenta um modelo *abc* de máquina de indução convencional, com suas fases conectadas em Y e seu rotor bloqueado. Esse modelo é utilizado na aplicação do método em máquinas de indução rotativas e fornece a base para o desenvolvimento da modelagem matemática do Motor de Indução Linear (MIL).

Como mencionado anteriormente, a modelagem aqui desenvolvida considera o rotor da máquina bloqueado, uma vez que o método desenvolvido será aplicado em velocidades muito baixas, admitindo, assim, o escorregamento igual a um. O desenvolvimento deste modelo foi baseados nas referências (FITZGERALD et al., 2002), (ONG, 1998) e (TORO; MARTINS, 1994).

Inicialmente, é estabelecida a relação entre as tensões de alimentação(V) de cada uma das fases e suas respectivas correntes(i), através dos fluxos concatenados (λ) e das indutâncias(L). As equações das tensões nos enrolamentos do motor de indução no domínio do tempo são apresentadas da Equação (6) até a Equação (11). As letras minúsculas a, b e c representam as grandezas do estator, e as letras maiúsculas fazem referência às grandezas do rotor. Essa nomenclatura será utilizada ao longo de todo o equacionamento.

$$V_a(t) = R_s \cdot i_a(t) + \frac{d\lambda_a(t)}{dt} \quad (6)$$

$$V_b(t) = R_s \cdot i_b(t) + \frac{d\lambda_b(t)}{dt} \quad (7)$$

$$V_c(t) = R_s \cdot i_c(t) + \frac{d\lambda_c(t)}{dt} \quad (8)$$

$$0 = R_r \cdot i_A(t) + \frac{d\lambda_A(t)}{dt} \quad (9)$$

$$0 = R_r \cdot i_B(t) + \frac{d\lambda_B(t)}{dt} \quad (10)$$

$$0 = R_r \cdot i_C(t) + \frac{d\lambda_C(t)}{dt} \quad (11)$$

As máquinas de indução apresentam enrolamento do rotor totalmente fechado. Assim, não é possível ter acesso a esses enrolamentos e, consequentemente, a tensão aplicada é igual a zero, como indicado pelas equações (9) a (11).

O fluxo concatenado pode ser definido de acordo com a Equação (12). Esse fluxo é dividido em duas parcelas: o fluxo de dispersão λ_{di} e o fluxo sem dispersão λ_{mi} .

$$\lambda_i = \lambda_{di} + \lambda_{mi} \quad i \rightarrow a, b, c, A, B, C \quad (12)$$

Em circuitos magnéticos com uma permeabilidade magnética constante ou compostos por um entreferro dominante, a relação entre o fluxo e a corrente será linear (FITZGERALD et al., 2002). Pode-se definir λ da seguinte forma, como demonstra a Equação (13):

$$\lambda = L \cdot i \quad (13)$$

Dessa forma, o fluxo de dispersão será representado por um produto resultante da indutância de dispersão e da corrente da fase que se está analisando. O fluxo concatenado sem a dispersão compreende os fluxos próprios e mútuos de cada bobina, de acordo com a Equação (14).

$$\begin{aligned} \lambda_{mi} &= \sum_{j=1}^{n_i} L_{ij} \cdot i_j \\ i &\rightarrow a, b, c, A, B, C \\ j &\rightarrow a, b, c, A, B, C \end{aligned} \quad (14)$$

Desenvolvendo-se a expressão (12), com base nas definições das equações (13) e (14), os fluxos concatenados presentes nas equações (6) a (11) são apresentados nas equações (15) a (20).

$$\begin{aligned} \lambda_a(t) &= L_{da} \cdot i_a(t) + L_{aa} \cdot i_a(t) + L_{ab} \cdot i_b(t) + L_{ac} \cdot i_c(t) + L_{aA} \cdot i_A(t) + \\ &L_{aB} \cdot i_B(t) + L_{aC} \cdot i_C(t) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \lambda_b(t) &= L_{db} \cdot i_b(t) + L_{ba} \cdot i_a(t) + L_{bb} \cdot i_b(t) + L_{bc} \cdot i_c(t) + L_{bA} \cdot i_A(t) + \\ &L_{bB} \cdot i_B(t) + L_{bC} \cdot i_C(t) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \lambda_c(t) &= L_{dc} \cdot i_c(t) + L_{ca} \cdot i_a(t) + L_{cb} \cdot i_b(t) + L_{cc} \cdot i_c(t) + L_{cA} \cdot i_A(t) + \\ &L_{cB} \cdot i_B(t) + L_{cC} \cdot i_C(t) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \lambda_A(t) &= L_{dA} \cdot i_A(t) + L_{Aa} \cdot i_a(t) + L_{Ab} \cdot i_b(t) + L_{Ac} \cdot i_c(t) + L_{AA} \cdot i_A(t) + \\ &L_{AB} \cdot i_B(t) + L_{AC} \cdot i_C(t) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \lambda_B(t) &= L_{dB} \cdot i_B(t) + L_{Ba} \cdot i_a(t) + L_{Bb} \cdot i_b(t) + L_{Bc} \cdot i_c(t) + L_{BA} \cdot i_A(t) + \\ &L_{BB} \cdot i_B(t) + L_{BC} \cdot i_C(t) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \lambda_C(t) &= L_{dC} \cdot i_C(t) + L_{Ca} \cdot i_a(t) + L_{Cb} \cdot i_b(t) + L_{Cc} \cdot i_c(t) + L_{CA} \cdot i_A(t) + \\ &L_{CB} \cdot i_B(t) + L_{CC} \cdot i_C(t) \end{aligned} \quad (20)$$

Para facilitar a representação das equações da máquina desenvolvidas até o momento, as equações (6) a (11) podem ser manipuladas na forma matricial, apresentando-se no formato da Equação (21).

$$[V(t)] = [R] \cdot [i(t)] + [L] \cdot \frac{d[i(t)]}{dt} \quad (21)$$

Onde:

$$[V(t)] = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$[i(t)] = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_R \end{bmatrix} \quad (24)$$

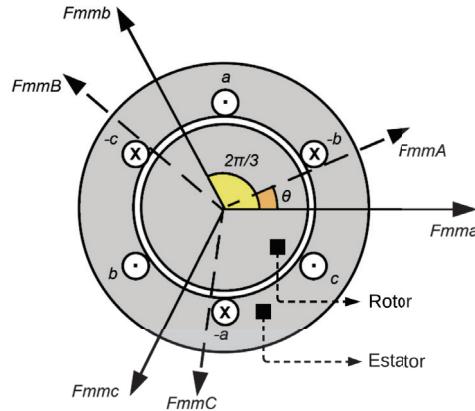
$$[L] = \begin{bmatrix} L_{da} + L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} \\ L_{ba} & L_{db} + L_{bb} & L_{bc} & L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{dc} + L_{cc} & L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} \\ L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} & L_{dA} + L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} & L_{BA} & L_{dB} + L_{BB} & L_{BC} \\ L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} & L_{CA} & L_{CB} & L_{dC} + L_{CC} \end{bmatrix} \quad (25)$$

Para enrolamentos distribuídos com N espiras por fase, as indutâncias próprias e mútuas podem ser definidas, de forma simplificada, através da Equação (26).

$$L_{ij} = k \cdot N_i \cdot N_j \cdot (\theta_i - \theta_j) \quad (26)$$

Os enrolamentos do estator e do rotor apresentam o mesmo número de espiras entre suas respectivas fases. Dessa forma, a primeira parte da Equação (26), $k \cdot N_i \cdot N_j$, será igual para todas as fases do estator e do rotor. As indutâncias do circuito do rotor são refletidas para o estator. A definição dos ângulos θ_i e θ_j é feita com base na Figura 10.

Figura 10 – FMMs do rotor e estator em um motor de indução.



Fonte: Elaboração própria.

Dessa maneira, as indutâncias da Equação (25) são determinadas através das equações (27) a (43).

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{SS} \quad (27)$$

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{RR} = L_{SS} \quad (28)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{SS} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad (29)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = L_{SS} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad (30)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = L_{SS} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad (31)$$

$$L_{AB} = L_{BA} = L_{SS} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad (32)$$

$$L_{AC} = L_{CA} = L_{SS} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad (33)$$

$$L_{BC} = L_{CB} = L_{SS} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad (34)$$

$$L_{aA} = L_{Aa} = L_{SS} \cdot \cos(\theta) \quad (35)$$

$$L_{aB} = L_{Ba} = L_{SS} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (36)$$

$$L_{aC} = L_{Ca} = L_{SS} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (37)$$

$$L_{bA} = L_{Ab} = L_{SS} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (38)$$

$$L_{bB} = L_{Bb} = L_{SS} \cdot \cos(\theta) \quad (39)$$

$$L_{bC} = L_{Cb} = L_{SS} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (40)$$

$$L_{cA} = L_{Ac} = L_{SS} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (41)$$

$$L_{cB} = L_{Bc} = L_{SS} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (42)$$

$$L_{cC} = L_{Cc} = L_{SS} \cdot \cos(\theta) \quad (43)$$

Antes de se prosseguir com o equacionamento do motor de indução, é importante destacar as condições em que o equacionamento está sendo desenvolvido. Os efeitos da saturação magnética estão sendo desprezados, como afirma a Equação (13). Outro fator a ser destacado é a simetria dos enrolamentos da máquina. Assim, suas indutâncias poderiam ser simplificadas, como mostrado nas equações (27) a (43). Dessa forma, de acordo com as condições citadas, (KRAUSE; THOMAS, 1965) apresenta a Equação do conjugado eletromagnético instantâneo, Equação (44), em função das correntes $i(t)$, números de polo P e indutâncias L , sendo positivas para a máquina operando como motor.

$$T = \frac{P}{4} \cdot [i_a(t) \ i_b(t) \ i_c(t) \ i_A(t) \ i_B(t) \ i_C(t)] \cdot \frac{d[L]}{d\theta} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (44)$$

A derivada da matriz de indutâncias $[L]$ em relação a θ está expressa na Equação (45).

$$\frac{d[L]}{d\theta} = -L_{SS} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (45)$$

Substituindo a Equação (45) em (44), obtém-se a Equação (46).

$$T(t) = -\frac{P}{2} \cdot L_{SS} \cdot \left\{ \begin{array}{l} i_a(t) \cdot [i_A(t) \text{sen}(\theta) + i_B(t) \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) + i_C(t) \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3})] + \\ i_b(t) \cdot [i_A(t) \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_B(t) \text{sen}(\theta) + i_C(t) \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3})] + \\ i_c(t) \cdot [i_A(t) \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) + i_B(t) \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_C(t) \text{sen}(\theta)] \end{array} \right\} \quad (46)$$

A Equação (46) depende da posição do rotor em relação ao estator, θ . Como o objetivo deste trabalho é estudar as oscilações de conjugado com o motor operando em baixas velocidades, a referida Equação pode ser simplificada, conforme descrição a seguir.

3.3.1 Independência da posição inicial do rotor

A simplificação da Equação (46) é elaborada mediante o estudo realizado por (GONTIJO, 2011), onde o conjugado de um motor de indução com o seu rotor bloqueado independe de sua posição inicial. Neste estudo, são desconsiderados os harmônicos espaciais provenientes da distribuição dos enrolamentos do estator.

O conjugado eletromagnético também pode ser calculado através da Equação (47), sendo proporcional à multiplicação das forças magnetomotrices do estator e do rotor pelo seno do ângulo δ_{SR} formado entre elas.

$$T_{SR} \propto F_S \cdot F_R \cdot \sin(\delta_{SR}) \quad (47)$$

O processo de geração do conjugado em máquinas de indução é baseado em FMMs girantes. A corrente de cada uma das fases do estator produz uma Força Magnetomotriz (FMM) pulsante em cada uma das respectivas fases. A combinação dessas FMMs produz uma FMM girante no estator F_S , e está sincronizada com a velocidade angular da rede ω_o . A FMM do estator gera uma densidade de fluxo distribuído B_S , que induz uma tensão E_R no rotor da máquina. Devido à característica indutiva predominante no circuito do rotor, ocorre um atraso na corrente em relação à tensão no rotor.

As correntes geradas no rotor formam uma FMM no rotor F_R , que também gira na velocidade síncrona da rede. Conforme visto na Equação (47), o conjugado é o resultado da interação entre duas forças magnetomotrices. O ângulo δ_{SR} não tem relação com a posição inicial da máquina, mas, sim, com a posição instantânea das FMMs girantes do estator e do rotor. Portanto, a posição inicial do rotor não influencia o valor do conjugado, pois a FMM do rotor será induzida a partir da FMM do estator.

Conforme descrito, o valor do conjugado não é influenciado pela posição inicial do rotor. Assim, assume-se que a posição θ seja igual a zero. Dessa forma, a Equação do conjugado eletromagnético (46) pode ser simplificada e se tornará a Equação (48), que será utilizada nas simulações do MIT.

$$T(t) = -\frac{\sqrt{3} \cdot P}{4} \cdot L_{SS} \cdot \left\{ \begin{array}{l} i_a(t) \cdot [i_B(t) - i_C(t)] + \\ i_b(t) \cdot [i_C(t) - i_A(t)] + \\ i_c(t) \cdot [i_A(t) - i_B(t)] \end{array} \right\} \quad (48)$$

3.3.2 Determinação das Correntes no MIT

Para que o conjugado eletromagnético possa ser determinado, faz-se necessária a obtenção das correntes do estator e do rotor em função do tempo. Para que isso seja possível, utiliza-se a Equação (21), isolando-se a derivada da corrente, e formando-se a Equação (49).

$$\frac{d[i(t)]}{dt} = [v(t)] - [R] \cdot [i(t)] \cdot [L]^{-1} \quad (49)$$

Assim, a Equação (49) pode ser tratada como uma Equação Diferencial Ordinária (EDO), ou seja, uma Equação que apresenta uma variável dependente i em relação a uma variável independente t , neste caso, o tempo. A Equação (49) é equivalente à Equação

(50), podendo ser resolvida com a utilização de algum método computacional, como o ode23tb, presente no MATLAB®.

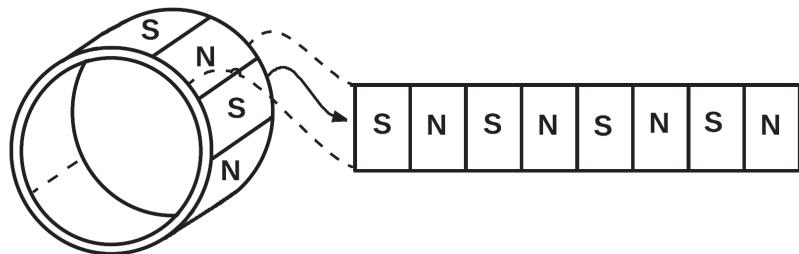
$$\frac{dX}{dt} = A - (B \cdot X) \quad (50)$$

De forma geral, a EDO é solucionada a partir de uma condição inicial, aqui definida como y_0 . Além da condição inicial, faz-se necessário estipular o período de tempo em que se deseja obter a resposta (t_0, t_f) . A solução é obtida de forma iterativa, sempre tomando como base o passo anterior da iteração. Como resposta, o algorítimo da EDO retorna um vetor de tempo $t = [t_0, t_1, t_2, \dots, t_f]$ e a solução correspondente a cada instante $y = [y_0, y_1, y_2, \dots, y_f]$. Os detalhes da construção do algoritmo para a obtenção das correntes encontram-se no apêndice A deste trabalho.

3.4 Motor Linear de Indução

As máquinas de indução lineares são comumente vistas como máquinas de indução rotativa, cortadas em seu eixo axial e desenroladas de forma a constituírem uma máquina de indução linearizada, como pode ser visto na Figura 11.

Figura 11 – Linearização do motor de indução.



Fonte: Elaboração própria.

O equacionamento matemático desenvolvido para o MIL, assim como no MIT, considera a máquina operando em velocidades muito baixas. Dessa forma, a máquina linear trabalha com o seu secundário bloqueado, e os efeitos de extremidade podem ser desconsiderados, tornando o estudo do motor linear similar ao do motor de indução (BOLDEA, 2013).

Considerando o modelo matemático do MIT como base, é possível adotar as dimensões angulares como dimensões lineares, a velocidade angular como velocidade linear e o conjugado como força. Dessa forma, as expressões matemáticas para o MIL são análogas às expressões desenvolvidas nas sessões anteriores, exceto por algumas mudanças.

As mudanças necessárias para a utilização das equações já definidas são o desbalanceamento entre as fases do motor e a conversão de conjugado em força. Alguns trabalhos

desenvolveram equacionamentos similares a esses, como (PONTES, 2003), (GONTIJO, 2011) e (SOARES, 2013).

3.4.1 Desbalanceamento do Motor de Indução

As máquinas lineares apresentam uma assimetria inerente à sua construção, responsável pelo desbalanceamento de seu circuito elétrico. A representação do motor linear, conforme (PONTES, 2003), pode ser feita através da utilização das equações de um motor de indução trifásico desbalanceado. Posteriormente, (GONTIJO et al., 2012) representou o motor linear utilizando as equações do motor de indução balanceado, aplicando o desbalanceamento através das tensões de alimentação e utilizando, em cada fase, um fator de multiplicação, aqui referido como K_a , K_b e K_c . O desbalanceamento aplicado por (GONTIJO et al., 2012) foi realizado de forma empírica, sendo mais tarde aprimorado por (SOARES, 2013), utilizando algoritmos genéticos.

Dessa forma, a assimetria do MIL é representada pelo desbalanceamento das tensões de alimentação. O Algoritmo 5 mostra que a mesma fonte de alimentação desenvolvida na seção 3.2 pode ser desbalanceada para aplicação no MIL.

Como se pode notar no Algoritmo 5, o desbalanceamento é aplicado durante a criação das tensões de cada fase (linhas 17, 18 e 19), o que permite que a máquina linear seja alimentada por uma fonte balanceada. São utilizadas constantes de desbalanceamento diferentes em cada fase, representando, assim, a assimetria do MIL. A utilização desse método simplifica a simulação da máquina linear, fazendo com que sua modelagem para baixas velocidades seja igual ao motor de indução rotativo. A determinação dos parâmetros da máquina, como as resistências e as indutâncias, é realizada através da medição direta e dos ensaios a vazio e linor bloqueado.

3.4.2 Conversão de conjugado em força

Para o motor rotativo, o conjugado desenvolvido T é o produto da força perpendicular desenvolvida em uma certa direção F_{\perp} pela distância a partir do centro do rotor, neste caso, o raio R , como mostram a Figura 12 e a Equação (51).

$$T = R \cdot F_{\perp} \quad (51)$$

As máquinas rotativas apresentam dimensões circulares que podem ser encontradas através da Equação do comprimento da circunferência (52).

$$l = 2 \cdot \pi \cdot R \quad (52)$$

Algoritmo 5 Desbalanceamento das tensões de alimentação

Require: $A, O, f, t, N_p, Ka, Kb, Kc$

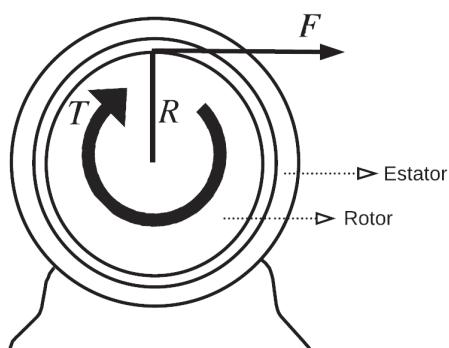
Ensure: V_a, V_b, V_c

```

1:  $n = \text{length}(A)$ ; Quantidade de Harmônicos
2:  $h = 1$ ; Índice Harmônico
3:  $\alpha = 120^\circ$ ;
4:  $t_0 = t(1)$ ; Tempo Inicial
5:  $t_f = t(2)$ ; Tempo Final
6:  $\star$  Base de tempo
7:  $dt = (t_f - t_0)/(N_p - 1)$ ;
8: for  $i \leftarrow 0$  to  $N_p - 1$  do
9:    $t(i + 1) = t_0 + dt \cdot i$ ;
10: end for
11:  $\star$  Tensões harmônicas
12: for  $j \leftarrow 1$  to  $N_p$  do
13:   for  $i \leftarrow 1$  to  $n$  do
14:     if  $\text{mod}(k, 3) == 0$  then
15:        $h = h + 1$ ;
16:     end if
17:      $v_a = Ka \cdot A(i) \cdot \cos(h \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(j) + O(i))) + V_a$ ;
18:      $v_b = Kb \cdot A(i) \cdot \cos(h \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(j) - \alpha + O(i))) + V_b$ ;
19:      $v_c = Kc \cdot A(i) \cdot \cos(h \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(j) + \alpha + O(i))) + V_c$ ;
20:      $h = h + 1$ ;
21:   end for
22:    $V_a(j) = v_a$ ; Tensão de saída fase A
23:    $V_b(j) = v_b$ ; Tensão de saída fase B
24:    $V_c(j) = v_c$ ; Tensão de saída fase C
25:    $h = 1$ ;
26: end for

```

Figura 12 – Conjugado e força no motor de indução.



Fonte: Elaboração própria.

Substituindo-se o raio R da Equação (51) pela Equação (52), obtém-se a Equação (53), onde a força desenvolvida é inversamente proporcional ao comprimento da máquina.

$$F = \frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot T \quad (53)$$

Substitui-se o conjugado T da Equação (53) pelo da Equação (48), obtendo-se a Equação (54). Da mesma forma que o conjugado do MIT, a força gerada pelo MIL pode ser determinada através das correntes da máquina.

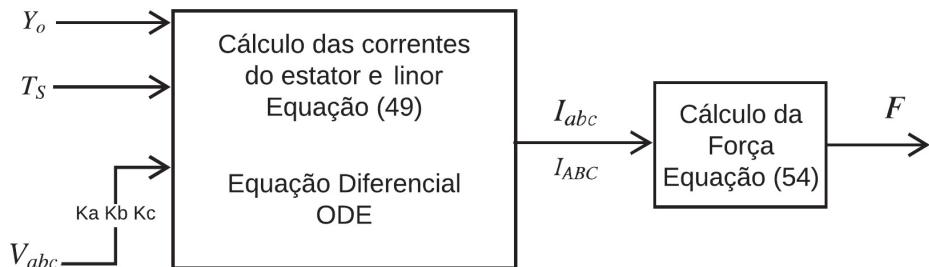
$$F(t) = -\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot P}{4} \cdot L_{SS} \cdot \begin{cases} i_a(t) \cdot [i_B(t) - i_C(t)] + \\ i_b(t) \cdot [i_C(t) - i_A(t)] + \\ i_c(t) \cdot [i_A(t) - i_B(t)] \end{cases} \quad (54)$$

A Equação (54) será utilizada nas simulações do MIL.

3.5 Algoritmo de Simulação

Todas as equações desenvolvidas nas seções anteriores são utilizadas na construção do simulador do motor elétrico. Esse simulador é utilizado para simulações de perfis dos perfis de força do MIL, atuando como função de avaliação do algoritmo de evolução diferencial. A Figura 13 apresenta o funcionamento do simulador para o MIL.

Figura 13 – Fluxograma do algoritmo de simulação do motor elétrico



Fonte: Elaboração própria.

O simulador necessita de alguns parâmetros de entradas: as condições iniciais Y_o , representando os valores iniciais das tensões de alimentação da máquina. As tensões de alimentação V_{abc} são os valores de tensões desenvolvidos na seção 3.2. Para a simulação do motor linear, as tensões de alimentação vão sofrer um desbalanceamento por fase, representado pelas constantes K_a , K_b e K_c . O tempo de simulação T_S determina o período de tempo em que o algoritmo irá efetuar a simulação, que varia de acordo com o tempo de duração do perfil de força que se deseja simular.

Apesar de não estarem representados no diagrama da Figura 13, os valores das resistências e indutâncias são necessários para a simulação. Esses parâmetros estão inseridos nas equações (48), (49) e (54). Os valores são determinados via medição direta, no caso das resistências, e ensaios a vazio e linor bloqueado, para as indutâncias.

Uma vez que todos os parâmetros estejam inseridos no algoritmo, a simulação da máquina elétrica pode ser iniciada. O primeiro passo é o cálculo das correntes do estator

e do linor, efetuado pela Equação (49), com a resolução da equação diferencial. As correntes calculadas são inseridas na Equação (54) para o cálculo da força no MIL.

3.6 Considerações Finais

As contribuições feitas neste capítulo foram centradas no desenvolvimento de um equacionamento matemático que representasse o funcionamento de motores de indução rotativos e lineares operando em baixas velocidades. Tais desenvolvimentos apoiam-se na busca de meios para simplificar e flexibilizar o método CONS, visando ao seu uso em máquinas de indução lineares.

Tendo em vista que, no atual estágio de desenvolvimento do método, sua aplicação direta fica restrita a motores de indução rotativos apenas, torna-se necessária a utilização de desbalanceamento entre as fases para que se possa aplicá-la em motores lineares de indução. Outra característica a se destacar consiste na utilização de um índice harmônico fixo. Assim, a possibilidade de aprimorar esse método motivou os estudos ora realizados. Visando contemplar esses últimos aspectos de forma pontual, este capítulo foi centrado na proposição de dois modelos computacionais de máquinas de indução alimentadas por uma fonte não senoidal para atuação em conjunto com a função de avaliação do algorítimo ED.

Uma vez fornecidas as considerações gerais sobre a matéria, a elaboração do modelo matemático do motor de indução foi estabelecido através das equações tradicionais de máquinas elétricas. Já o modelo do motor linear apoia-se nas equações já consagradas do motor rotativo, tendo suas dimensões linearizadas e sua assimetria construtiva representada por constantes de desbalanceamento. A fonte de alimentação não senoidal resulta, então, representada por uma somatória finita de harmônicos, tendo o seu índice harmônico máximo como um parâmetro de escolha.

A criação desses modelos matemáticos possibilitou a viabilidade da proposta sugerida como solução, visto que a utilização das equações e modelagens tradicionais das máquinas de indução dispensaram a necessidade da utilização de um equacionamento matemático dispendioso, como o realizado por (GONTIJO, 2011).

CAPÍTULO 4

Desenvolvimento e Simulações

4.1 Considerações Iniciais

Uma vez realizados os estudos do algoritmo da ED e do simulador do motor de indução linear, os trabalhos de pesquisa desta tese avançam em direção ao desenvolvimento da simulação do método de controle proposto para motores de indução lineares operando em baixas velocidades. Em linhas gerais, o método consiste na busca dos índices harmônicos da tensão de alimentação do motor que geram um perfil de força desejado. A busca é realizada com o auxílio de um algoritmo de evolução diferencial que testa e refina os índices da tensão de alimentação.

O algoritmo de evolução diferencial criado no Capítulo 2, assim como os modelos computacionais das máquinas de indução desenvolvidas no Capítulo 3, são aplicados em conjunto para determinar as tensões de alimentação que geram os perfis de força desejados. Conforme já mencionado no Capítulo 2, os modelos computacionais das máquinas irão atuar como função de avaliação do algoritmo, recebendo, como entrada, os índices harmônicos da tensão e fornecendo, como saída, um perfil de força. Uma vez executado o algoritmo de evolução diferencial, obtém-se um conjunto de harmônicas que compõem as tensões de alimentação da máquina, referentes a um perfil de força desejado.

Como o algoritmo define previamente as características da tensão de alimentação, a aplicação do método necessita de uma fonte de alimentação não senoidal ligada à máquina elétrica. Essa fonte tem uma atribuição fundamental no método, sendo a responsável direta pelo desenvolvimento da força desejada. Sendo assim, a fonte deve permitir o ajuste dos harmônicos que compõem a forma de onda da tensão e a frequência da onda fundamental. A presença dos harmônicos modela o formato da força na saída do motor linear, e a frequência está diretamente relacionada com a velocidade de operação.

As simulações desenvolvidas neste capítulo tem o propósito de verificar o funcionamento da máquina linear, quando aplicadas as tensões encontradas pelo algoritmo ED, buscando uma aplicação mais próxima da prática. Sendo a proposição deste trabalho estudar a operação dos motores lineares operando em velocidades muito baixas, a frequência

das tensões de alimentação serão muito baixas também.

4.2 Simulações

Para que o algoritmo da ED encontre as componentes harmônicas da tensão de alimentação, faz-se necessária a definição do perfil de força e de seu período. Dessa forma, o software realiza a busca das melhores componentes harmônicas que atendam ao perfil desejado. Vale ressaltar que todos os perfis testados neste capítulo foram previamente encontrados através da utilização do algoritmo ED, e, assim sendo, são descritas, em cada simulação, as características do pulso desejado.

Para as simulações, foram escolhidos três perfis de força: o Gaussiano, o Triangular e o Trapezoidal. Esses perfis são bastante distintos entre si, o que permite verificar a potencialidade do algoritmo em encontrar as tensões que os geram. O índice harmônico máximo utilizado nas simulações foi o mesmo de (GONTIJO, 2011), facilitando, assim, a comparação entre os resultados deste trabalho e o citado. Portanto, são realizadas buscas para tensões de alimentação que contenham até a décima primeira harmônica.

Devido às características do problema, existe uma grande quantidade de possíveis combinações para as tensões de alimentação da máquina, combinações essas que geram um mesmo perfil de força para o motor linear. Ao ser executado, o algoritmo ED sempre encontrará uma solução diferente para o problema, dependendo das condições de fronteira impostas na busca.

Diante do que já foi exposto, e objetivando uma aplicação experimental futura, foi adicionada mais uma condição na busca da tensão de alimentação, permitindo ao algoritmo selecionar a tensão de alimentação que gere as menores correntes eficazes por fase. Uma vez definidos os parâmetros de controle, os parâmetros de parada e o perfil de força, executou-se o algoritmo ED. Todos os valores de tensões encontrados pelo algoritmo são apresentados nas seções 4.3 e 4.4.

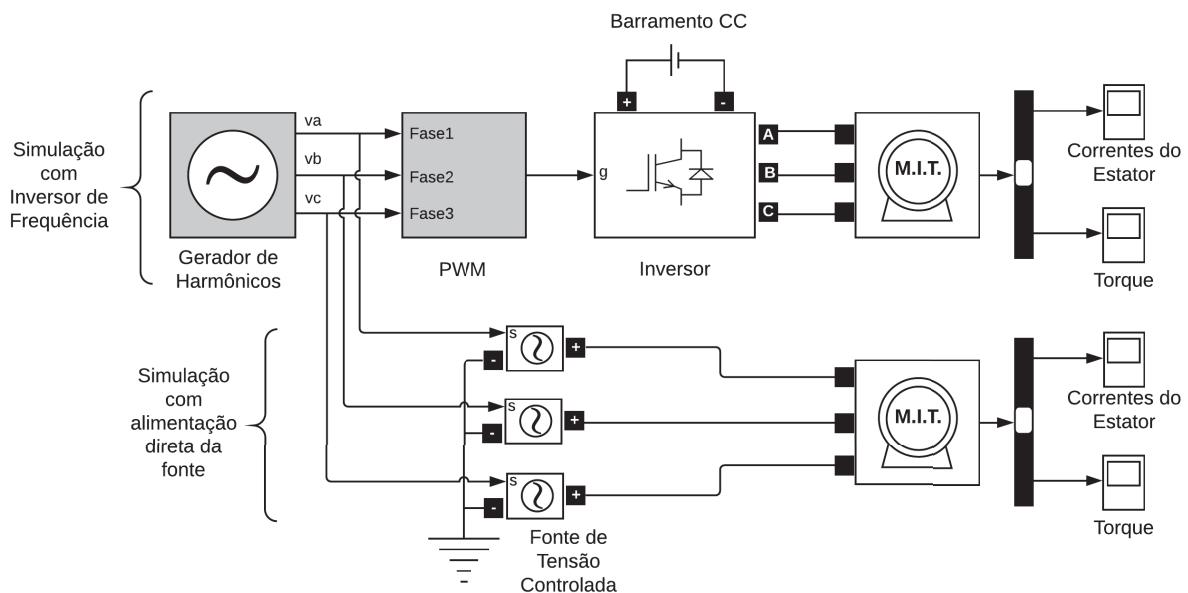
As simulações foram desenvolvidas no software Simulink®, e utilizou-se todo o equacionamento apresentado no Capítulo 3 para a construção da fonte de harmônicos e dos modelos dos motores de indução rotativo e linear. Para a simulação, empregou-se, também, um modelo de inversor de frequência *Voltage Source Inverter* (VSI) trifásico. O emprego do inversor nesses testes pretende simular os efeitos de sua utilização na alimentação das máquinas submetidas com tensões não senoidais, de forma que, em uma implementação experimental, o controle das harmônicas e da frequência na alimentação possa ser desenvolvido em laboratório.

4.3 Simulações de Perfis de Conjugado

Com a finalidade de validação do método proposto neste trabalho, foram comparados os resultados aqui obtidos com os testes realizados por (GONTIJO, 2011), realizando-se, para isso, a simulação de um motor de indução trifásico alimentado por uma fonte não senoidal. Os parâmetros das tensões de alimentação foram encontrados pelo algoritmo ED.

A simulação testa, de duas formas diferentes, as tensões aplicadas na máquina elétrica. A primeira alimenta o motor diretamente pela fonte de harmônicos. Idealmente, esse tipo de alimentação é o mais desejado, mas a utilização de uma fonte com essas características, nos testes experimentais, apresenta um custo muito elevado, o que leva à busca por uma forma de alimentação alternativa. A segunda forma modula o sinal de tensão em pulsos PWM e alimenta a máquina com o auxílio de um inversor de frequência. A Figura 14 mostra o diagrama de blocos da simulação desenvolvida para o motor de indução rotativo.

Figura 14 – Diagrama da simulação do MIT.



Fonte: Elaboração própria.

Os valores das tensões harmônicas obtidos pelo algoritmo ED são inseridos no bloco "Gerador de Harmônicos", sendo também necessário o fornecimento da frequência fundamental " f ". Os parâmetros do motor rotativo utilizado nas simulações podem ser vistos na Tabela 3 e na Figura 15.

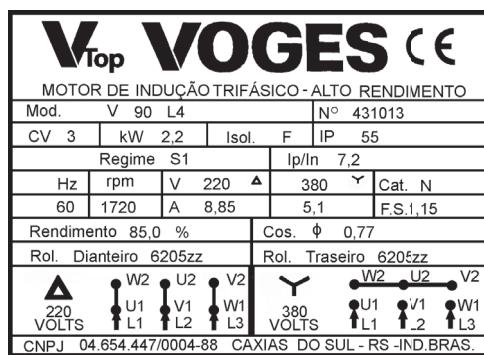
Os três perfis de conjugado desejados para o MIT apresentam uma amplitude de 4Nm, com uma frequência de repetição de 0,3 Hz. A componente fundamental da tensão de alimentação apresenta sempre um terço do valor da frequência de cada pulso, aqui definido como 0,1 Hz.

Tabela 3 – Parâmetros do motor de 3cv ensaiado.

Parâmetro	Valor
Número de polos (P)	4 Polos
Resistência do Estator (R_S)	3,45 Ω
Resistência do Rotor (R_R)	2,39 Ω
Indutância de Dispersão do Estator (L_S)	6,92 mH
Indutância de Dispersão do Rotor (L_R)	10,18 mH
Indutância Mútua Estator-Rotor (L_{SR})	235,39 mH

Fonte: Elaboração própria.

Figura 15 – Placa de dados do motor.



Fonte: Elaboração própria.

As seções a seguir apresentam os resultados obtidos para cada um dos três perfis de conjugado desejados, sendo realizada uma comparação gráfica com as simulações de (GONTIJO, 2011).

4.3.1 Perfil Gaussiano

A primeira simulação busca a geração de um perfil Gaussiano de conjugado na saída do motor de indução. Para isso, com uso do algoritmo ED, encontram-se as componentes harmônicas apresentadas na Tabela 4.

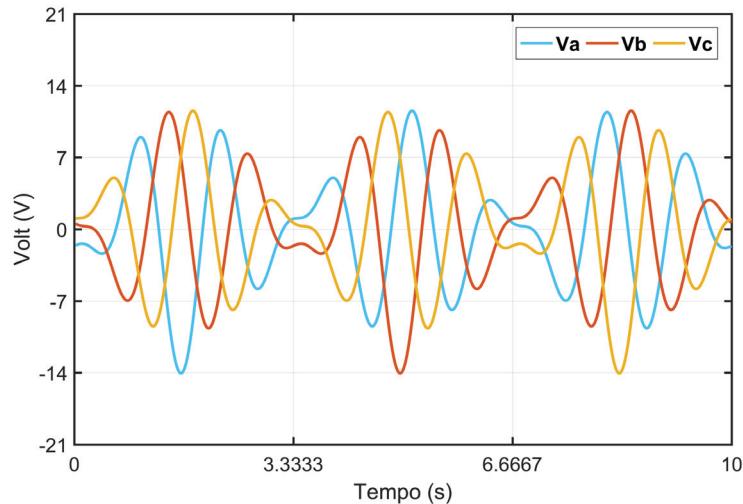
Tabela 4 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Gaussiano com um período de 3,33 segundos.

Componentes Harmônicas							
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a
V_{pico}	0,427 V	0,517 V	4,098 V	0,795 V	6,239 V	1,186 V	2,716 V
θ	65,173°	25,416°	-17,250°	-93,607°	-31,655°	-79,349°	-77,088°

Fonte: Elaboração própria.

O perfil gráfico da tensão de alimentação pode ser visto na Figura 16. Essa tensão será usada como onda de referência para o inversor, comparada com uma onda portadora triangular, e os pulsos provenientes desse processo irão alimentar a máquina elétrica.

Figura 16 – Tensão de referência para o perfil Gaussiano - 4Nm e 3,33 segundos.



Fonte: Elaboração própria.

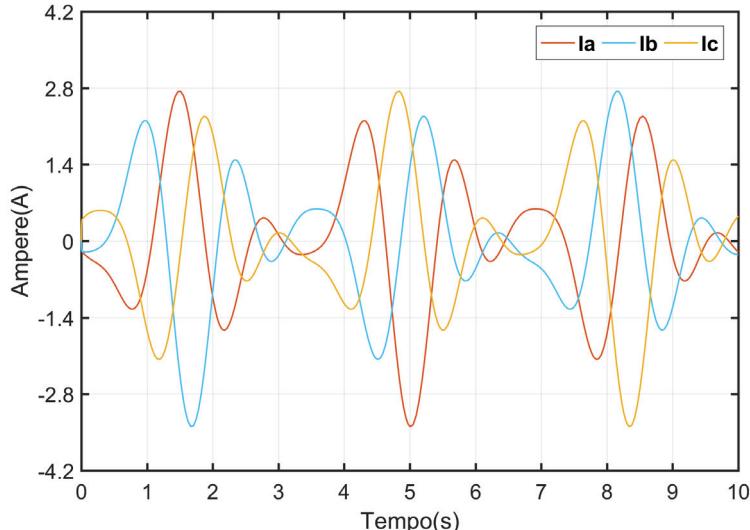
Os valores eficazes das correntes do estator da máquina encontram-se na Tabela 5. O cálculo desses valores foi realizado com base nas correntes obtidas na simulação do motor rotativo alimentado pelo inversor, conforme mostradas na Figura 17.

Tabela 5 – Correntes do estator MIT, perfil Gaussiano.

Correntes	
$I_{a_{rms}}$	1,148 A
$I_{b_{rms}}$	1,153 A
$I_{c_{rms}}$	1,148 A

Fonte: Elaboração própria.

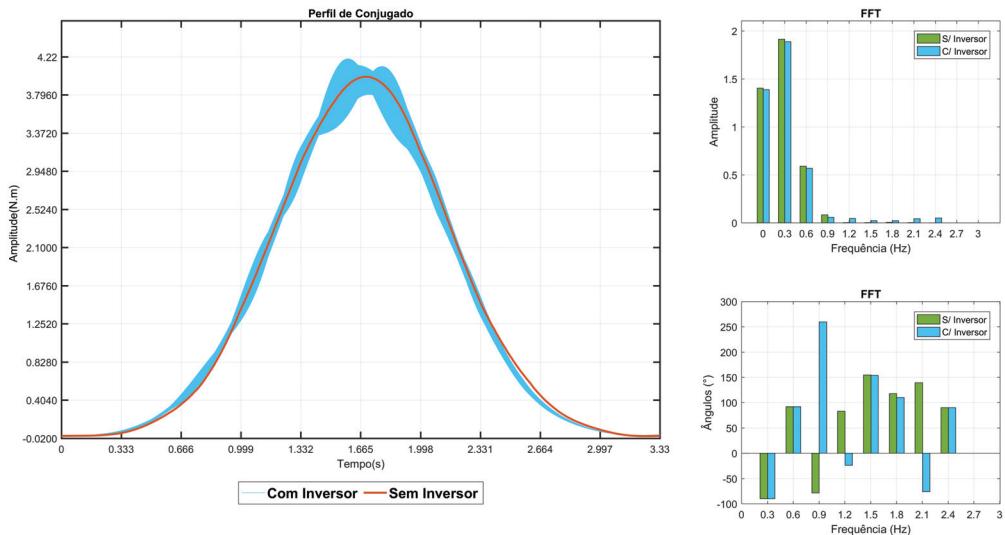
Figura 17 – Correntes simuladas do Perfil Gaussiano para o MIT.



Fonte: Elaboração própria.

A resposta para esse perfil de conjugado é mostrada na Figura 18. Note-se a comparação realizada entre o conjugado gerado pela alimentação direta da fonte de harmônicos e o conjugado gerado pelo sinal de tensão da fonte na modulação PWM, aplicado via inversor de frequência.

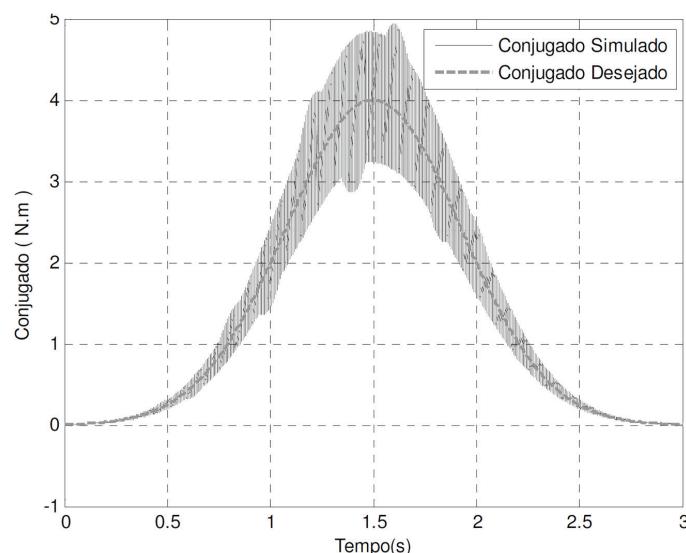
Figura 18 – Análise do conjugado Gaussiano de 4Nm e 3,33 segundos.



Fonte: Elaboração própria.

A resposta da simulação feita por (GONTIJO, 2011) para o perfil Gaussiano pode ser vista na Figura 19. Nela são apresentados dois pulsos de conjugado: o "Conjugado Simulado" aplica a tensão de entrada da máquina utilizando o inversor de frequência; já o "Conjugado Desejado" representa o perfil a ser alcançado.

Figura 19 – Comparaçāo de conjugado Gaussiano com e sem inversor.



Fonte: (GONTIJO, 2011).

Comparando graficamente os pulsos de conjugado deste trabalho com os da referência citada, para uma alimentação direta da fonte de harmônicos, o perfil da Figura 18 está muito próximo do perfil desejado da Figura 19, indicando que o algoritmo conseguiu encontrar as componentes harmônicas necessárias para esse caso.

4.3.2 Perfil Triangular

A segunda simulação busca a geração de um perfil Triangular de conjugado. Para isso, da mesma forma como no item anterior, utilizou-se o algoritmo ED. As componentes harmônicas encontradas são apresentadas na Tabela 6.

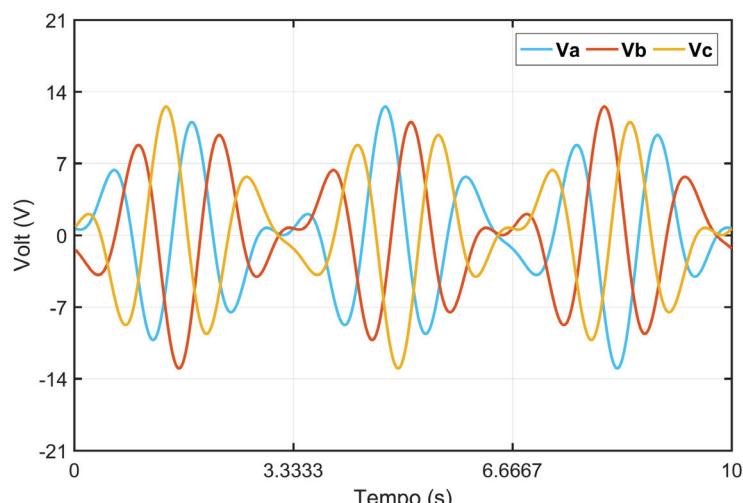
Tabela 6 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Triangular com um período de 3,33 segundos.

Componentes Harmônicas								
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a	11 ^a
V _{pico}	0,227 V	0,796 V	1,160 V	0,258 V	6,790 V	0,523 V	4,217 V	0,370 V
θ	50,983°	-16,041°	-164,954°	-33,553°	-117,542°	136,818°	152,674°	-94,344°

Fonte: Elaboração própria.

O perfil gráfico da tensão de alimentação para essa simulação pode ser visto na Figura 20. A tensão é usada como onda de referência para o inversor, e comparada a uma onda portadora triangular, e os pulsos provenientes desse processo irão alimentar a máquina elétrica.

Figura 20 – Tensão de referência para o perfil Triangular - 4Nm e 3,33 segundos.



Fonte: Elaboração própria.

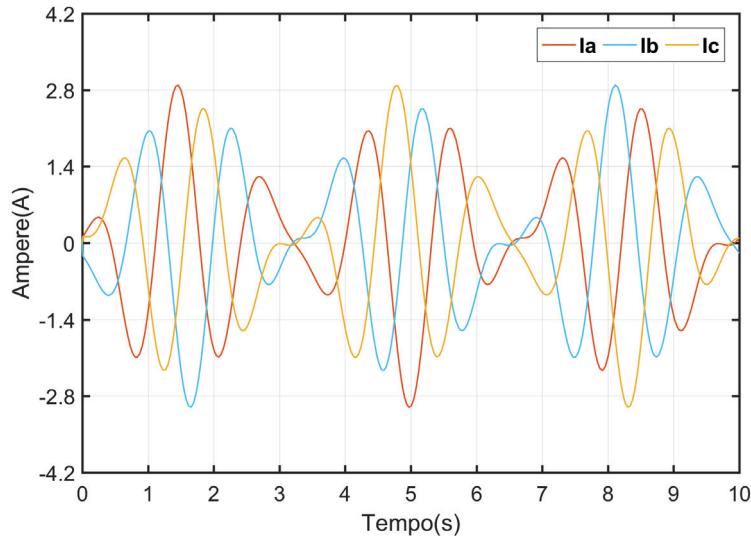
Para esse perfil, os valores eficazes das correntes do estator da máquina podem ser encontrados na Tabela 7. O cálculo das correntes eficazes foi realizado com base nas correntes apresentadas na Figura 21.

Tabela 7 – Correntes do estator do MIT, perfil Triangular.

Correntes	
$I_{a_{rms}}$	1,193 A
$I_{b_{rms}}$	1,187 A
$I_{c_{rms}}$	1,195 A

Fonte: Elaboração própria.

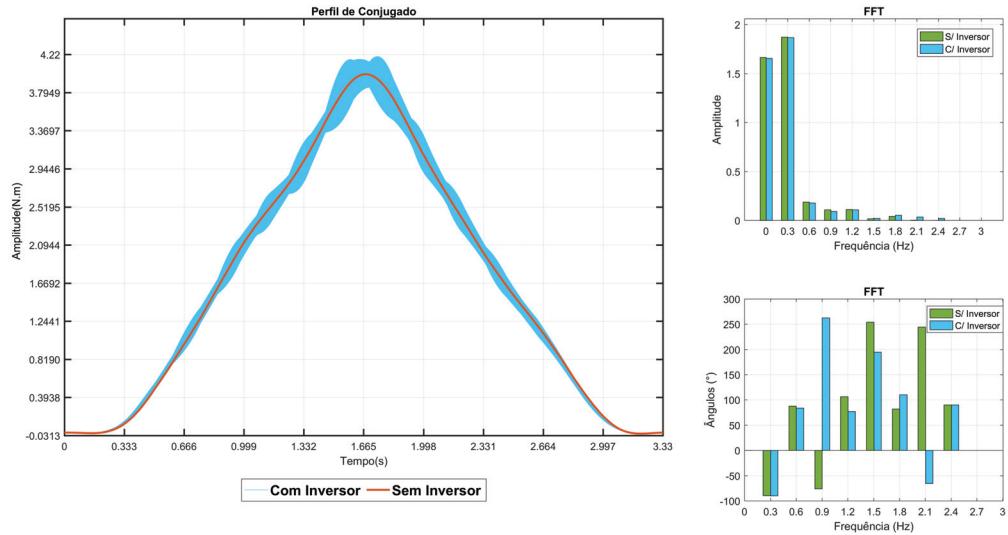
Figura 21 – Correntes simuladas do Perfil Triangular para o MIT.



Fonte: Elaboração própria.

A resposta para esse perfil de conjugado mostra a comparação entre o conjugado gerado por uma alimentação sem o inversor e a outra com inversor, bem como seus respectivos espectros harmônicos, como mostra a Figura 22.

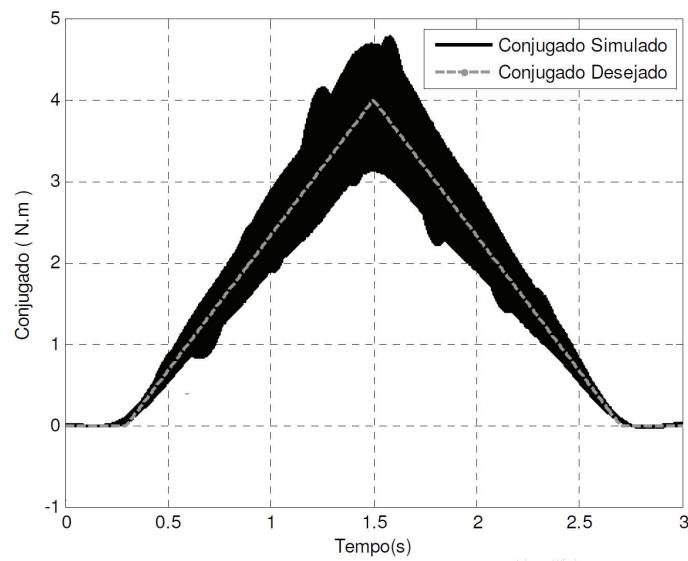
Figura 22 – Análise do conjugado Triangular de 4Nm e 3,33 segundos.



Fonte: Elaboração própria.

A resposta da simulação feita por (GONTIJO, 2011) para o perfil Triangular pode ser vista na Figura 23. Assim como no item anterior, o "Conjugado Simulado" é a resposta à aplicação da tensão de entrada da máquina, utilizando o inversor de frequência, e o "Conjugado Desejado" representa o perfil a ser alcançado.

Figura 23 – Comparação de conjugado Triangular com e sem inversor.



Fonte: (GONTIJO, 2011).

Comparando graficamente os pulsos de conjugado deste item com os da referência citada, para uma alimentação direta da fonte de harmônicos, o perfil da Figura 22 está muito próximo do perfil desejado da Figura 23, indicando que o algoritmo também conseguiu encontrar as componentes harmônicas necessárias para esse caso.

4.3.3 Perfil Trapezoidal

A terceira simulação busca a geração de um perfil Trapezoidal de conjugado, e, para esse fim, o algoritmo ED encontrou as componentes harmônicas apresentadas na Tabela 8.

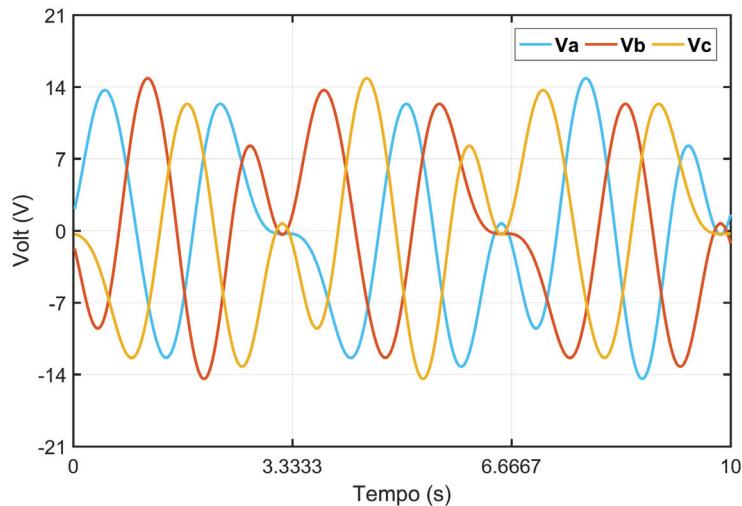
Tabela 8 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Trapezoidal com um período de 3,33 segundos.

	Harmônicas							
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a	11 ^a
V_{pico}	2,631 V	0,068 V	7,986 V	0,425 V	7,729 V	1,843 V	0,653 V	0,758 V
θ	-19,552°	-55,719°	175,858°	-87,088°	25,566°	148,164°	95,402°	56,920°

Fonte: Elaboração própria.

O perfil gráfico da tensão de alimentação para esta simulação é visto na Figura 20. Essa tensão é usada como onda de referência para o inversor, e comparada a uma onda portadora triangular, e os pulsos provenientes desse processo irão alimentar a máquina elétrica.

Figura 24 – Tensão de referência para o perfil Trapezoidal - 4Nm e 3,33 segundos.



Fonte: Elaboração própria.

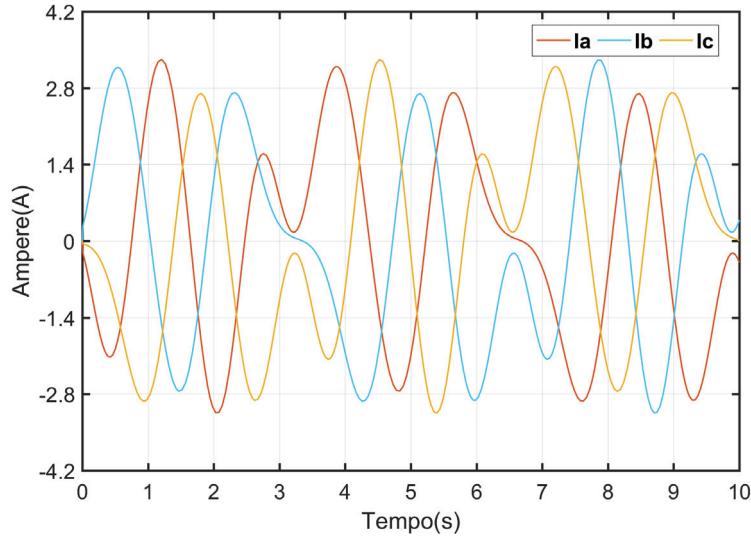
Para este perfil, os valores eficazes das correntes do estator da máquina encontram-se na Tabela 9. O cálculo desses valores foi realizado com base nas correntes obtidas a partir da simulação do motor rotativo alimentado pelo inversor, como apresentado na Figura 25.

Tabela 9 – Correntes do estator MIT, perfil Trapezoidal.

Correntes	
$I_{a_{\text{rms}}}$	1,835 A
$I_{b_{\text{rms}}}$	1,809 A
$I_{c_{\text{rms}}}$	1,814 A

Fonte: Elaboração própria.

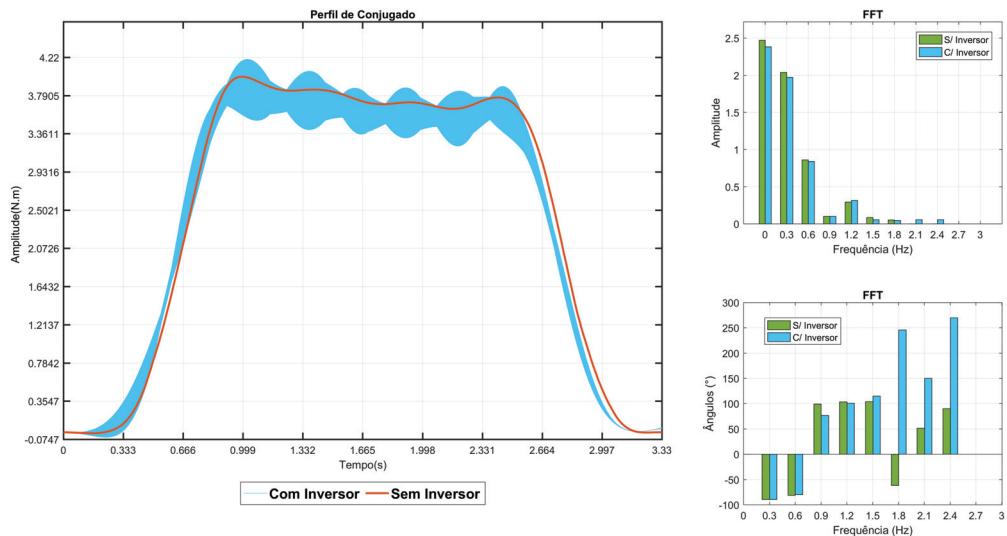
Figura 25 – Correntes simuladas do Perfil Trapezoidal para o MIT.



Fonte: Elaboração própria.

A resposta para este perfil mostra a comparação entre o conjugado gerado por uma alimentação sem o inversor e uma outra, com inversor, bem como seus respectivos espectros harmônicos, como visto na Figura 26.

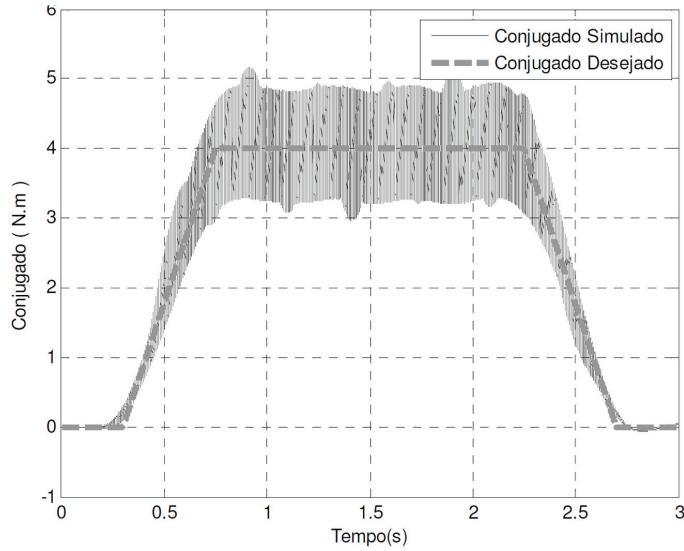
Figura 26 – Análise do conjugado Trapezoidal de 4Nm e 3,33 segundos.



Fonte: Elaboração própria.

A resposta da simulação feita por (GONTIJO, 2011) para o perfil Trapezoidal pode ser vista na Figura 27. De forma análoga aos itens anteriores, o "Conjugado Simulado" representa a resposta à aplicação da tensão de entrada da máquina, utilizando o inversor de frequência, e o "Conjugado Desejado" representa o perfil a ser alcançado.

Figura 27 – Comparação de conjugado Trapezoidal com e sem inversor.



Fonte: (GONTIJO, 2011).

Comparando graficamente os pulsos de conjugado deste item com os da referência citada, para uma alimentação direta da fonte de harmônicos, o perfil da Figura 26 é semelhante ao perfil desejado da Figura 27, indicando que o algoritmo também conseguiu encontrar as componentes harmônicas necessárias para esse caso.

4.3.4 Variações no Índice Harmônico

As seções anteriores mostram a capacidade do algoritmo para encontrar os índices harmônicos das tensões para os principais perfis de conjugado utilizados por (GONTIJO, 2011) nos testes do motor de indução rotativo, utilizando até a décima primeira harmônica. No entanto, a utilização de um índice harmônico fixo não garante a melhor combinação de harmônicos para um determinado perfil de conjugado, podendo haver circunstâncias onde o índice utilizado não seja o mais adequado. Dessa forma, para ilustrar a potencialidade do algoritmo desenvolvido neste trabalho, e a fim de explorar a existência de índices harmônicos diferentes que gerem um mesmo perfil de conjugado, variou-se a quantidade de harmônicos da tensão para um perfil de conjugado Gaussiano com 4 N.m de pico e um período de 3,33 segundos.

São apresentados quatro testes para as variações dos índices harmônicos, onde os dois primeiros buscam uma resposta para uma quantidade inferior a oito harmônicas, e os dois últimos, para uma quantidade superior. De acordo com o exposto nas seções anteriores, é oportuno recordar que os harmônicos de terceira ordem não fazem parte da tensão de alimentação, e, assim, a presença de oito harmônicas na tensão indica que a harmônica máxima será de 11^a ordem. Com a intenção de criar um padrão nas buscas realizadas, executou-se o algoritmo ED duzentas vezes para cada um dos testes, ou seja, os resul-

tados apresentados mostram a melhor resposta encontrada dentre duzentas tentativas. A comparação dos resultados entre os testes é realizada com base no ε e no gráfico dos conjugados.

4.3.4.1 Redução dos Índices de harmônicas

No primeiro teste, reduziu-se a quantidade de harmônicas para cinco. A Tabela 10 apresenta os valores das harmônicas que compõem a tensão de alimentação do motor. Note-se que a harmônica de maior ordem é a 7^a.

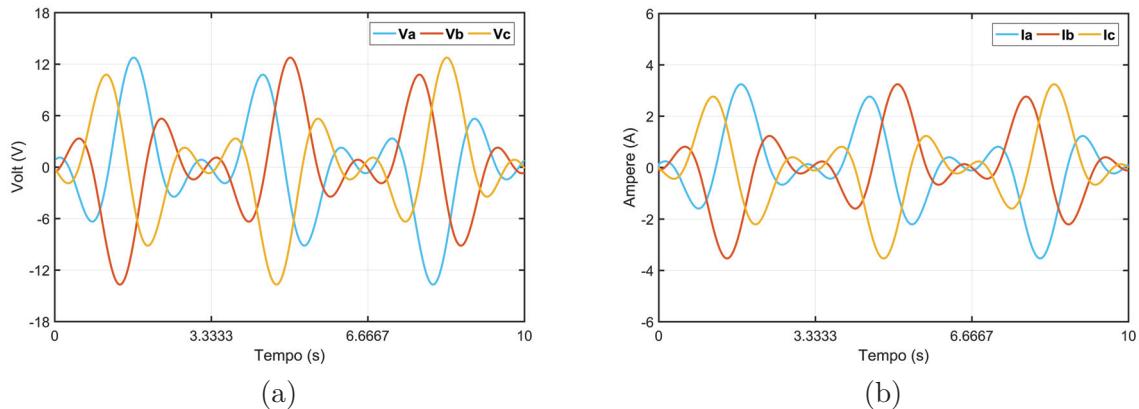
Tabela 10 – Tensões harmônicas obtidas para um índice de cinco harmônicas.

	Harmônicas				
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a
V _{pico}	2,637 V	0,682 V	5,878 V	0,058 V	4,636 V
θ	-96.425°	1.520°	26.978°	-1.749°	94.817°

Fonte: Elaboração própria.

A figura 28 exibe as formas de onda da tensão de alimentação e da corrente para o primeiro teste.

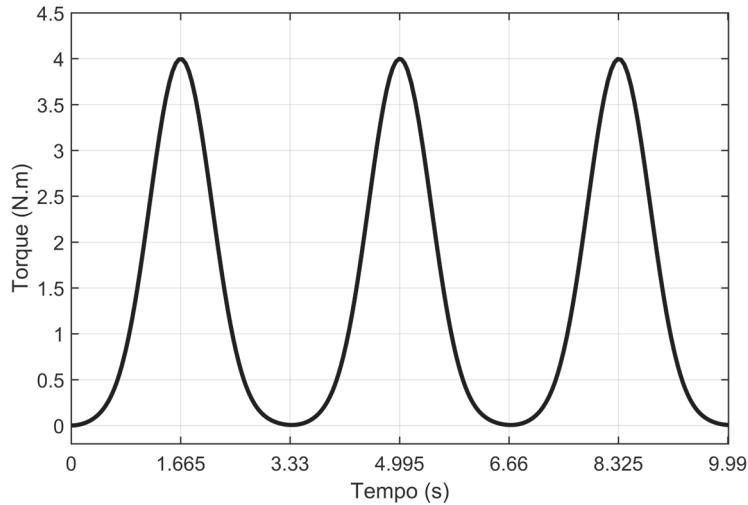
Figura 28 – Tensões e correntes simuladas para um índice de cinco harmônicas. (a) Tensões; (b) Correntes.



Fonte: Elaboração própria.

O conjugado obtido no primeiro teste é exibido na Figura 29. Dentre os quatro testes, esse foi o que apresentou melhor resultado, com um $\varepsilon = 0.003715$. A forma do perfil Gaussiano encontrado está muito próxima do perfil desejado e não apresenta nenhum tipo de deformação visível.

Figura 29 – Conjunto desenvolvido pelo MIT para uma alimentação contendo cinco harmônicas.



Fonte: Elaboração própria.

A menor quantidade de harmônicos que o algoritmo aceita para realizar uma busca são quatro, conforme executado no segundo teste. Dessa forma, a harmônica máxima presente na tensão de alimentação será de 5^a ordem, como mostra a Tabela 11.

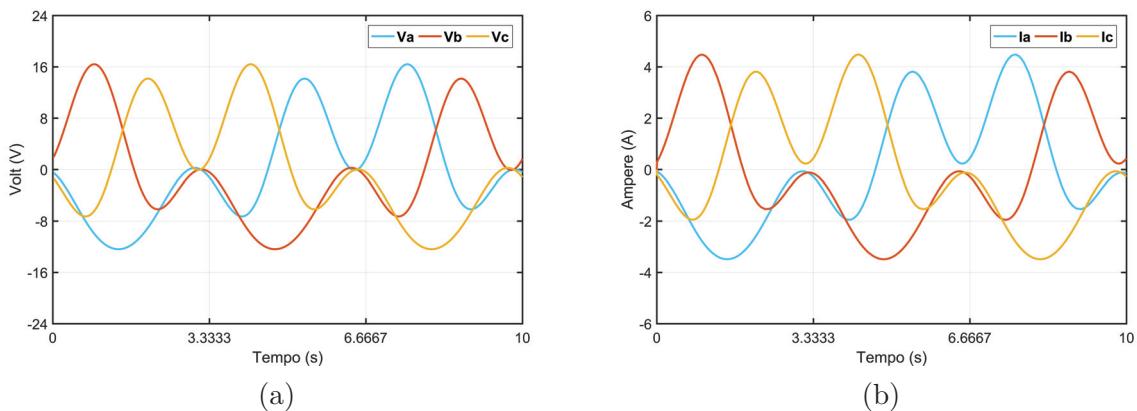
Tabela 11 – Tensões harmônicas obtidas para um índice de quatro harmônicas.

Harmônicas				
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a
V _{pico}	8,791 V	0,774 V	6,427 V	2,635 V
θ	124,256°	90,407°	83,002°	-124,345°

Fonte: Elaboração própria.

A figura 30 exibe as formas de onda da tensão de alimentação e da corrente para o segundo teste.

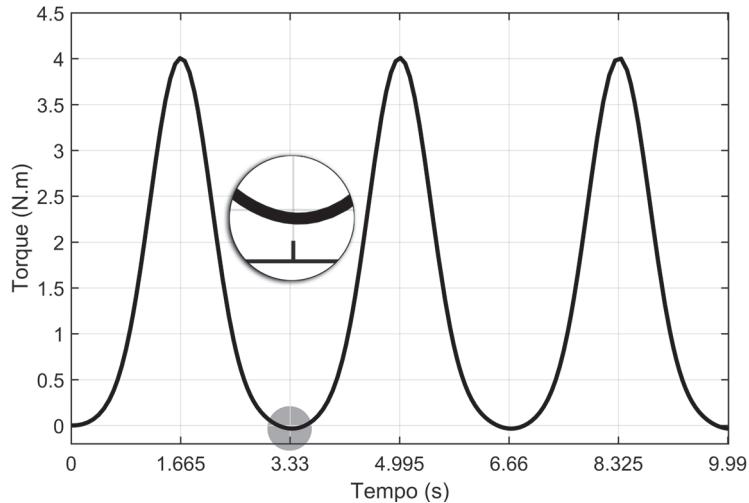
Figura 30 – Tensões e correntes simuladas para um índice de quatro harmônicas. (a) Tensões; (b) Correntes.



Fonte: Elaboração própria.

O conjugado obtido no segundo teste é exibido na Figura 31. O resultado encontrado tem um $\varepsilon = 0.009174$. A forma do perfil encontrado nesse teste apresenta uma pequena alteração, como destaca a Figura 31. Neste ponto, o conjugado atinge um valor ligeiramente negativo.

Figura 31 – Conjugado desenvolvido pelo MIT para uma alimentação contendo quatro harmônicas.



Fonte: Elaboração própria.

4.3.4.2 Incremento dos Índices de Harmônicas

O terceiro teste aumenta a quantidade de harmônicas que compõem a tensão. Dessa forma, a harmônica máxima presente é de 14^a ordem, como mostra a Tabela 12.

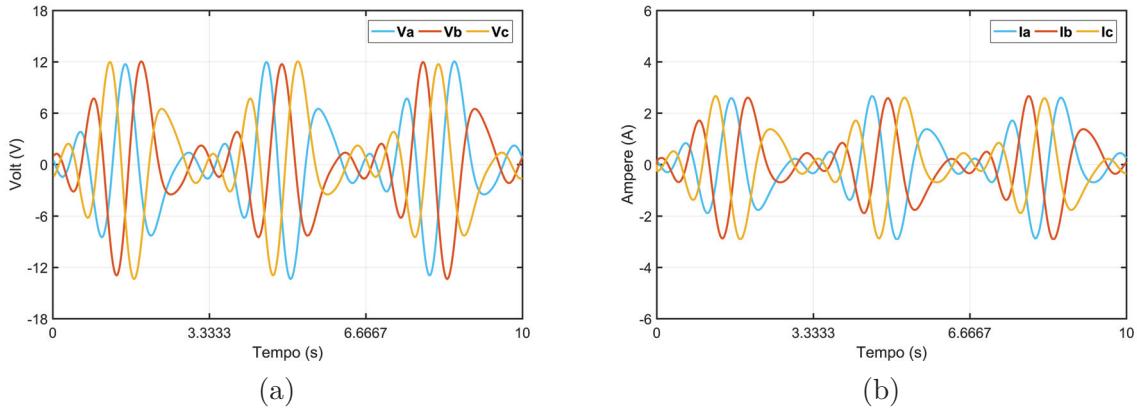
Tabela 12 – Tensões harmônicas obtidas para um índice de dez harmônicas.

	Harmônicas	
	V _{pico}	θ
1 ^a	0,474 V	71,218°
2 ^a	0,327 V	-177,827°
4 ^a	1,495 V	132,842°
5 ^a	0,190 V	-73,742°
7 ^a	4,861 V	97,927°
8 ^a	0,688 V	56,416°
10 ^a	5,318 V	-21,110°
11 ^a	0,412 V	123,712°
13 ^a	2,383 V	-25,818°
14 ^a	0,151 V	-38,671°

Fonte: Elaboração própria.

A figura 32 exibe as formas de onda da tensão de alimentação e da corrente para o terceiro teste.

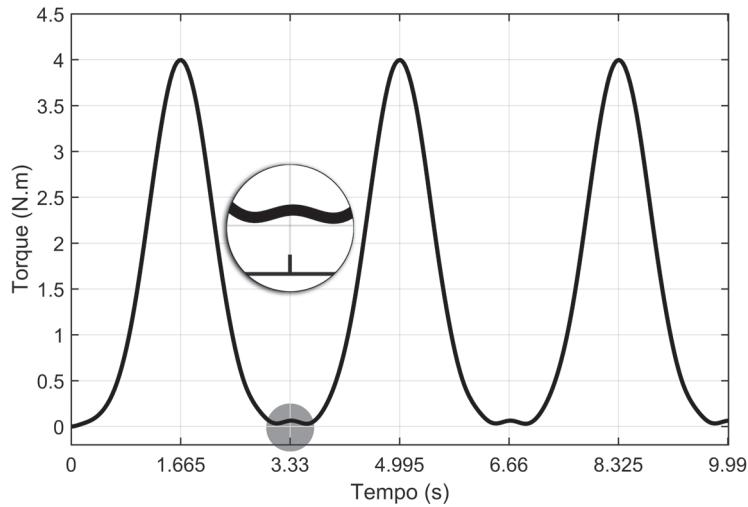
Figura 32 – Tensões e correntes simuladas para um índice de dez harmônicas. (a) Tensões; (b) Correntes.



Fonte: Elaboração própria.

O conjugado obtido no terceiro teste é apresentado na Figura 33. Esse conjugado apresenta um $\varepsilon = 0,004220$. Apesar do valor de ε desse conjugado ser muito próximo do encontrado no primeiro teste, nota-se uma deformação positiva entre os pulsos, em destaque na Figura 33.

Figura 33 – Conjugado desenvolvido pelo MIT para uma alimentação contendo dez harmônicas.



Fonte: Elaboração própria.

O quarto e último teste eleva a quantidade de harmônicos para onze e atinge a harmônica máxima de 16^a ordem, como apresentado na Tabela 13.

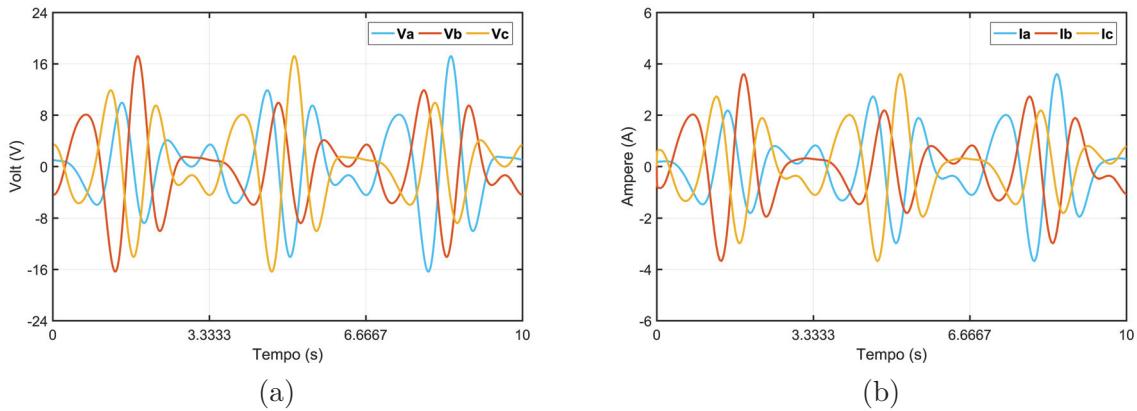
Tabela 13 – Tensões harmônicas obtidas para um índice de onze harmônicas.

Harmônicas		
	V _{pico}	θ
1 ^a	0,238 V	-152,294°
2 ^a	0,366 V	105,527°
4 ^a	0,522 V	-99,786°
5 ^a	0,556 V	105,115°
7 ^a	5,167 V	50,172°
8 ^a	2,539 V	146,055°
10 ^a	5,842 V	18,960°
11 ^a	1,236 V	123,677°
13 ^a	2,574 V	-28,385°
14 ^a	0,978 V	-123,221°
16 ^a	0,764 V	56,080°

Fonte: Elaboração própria.

A figura 34 exibe as formas de onda da tensão de alimentação e da corrente para o quarto teste.

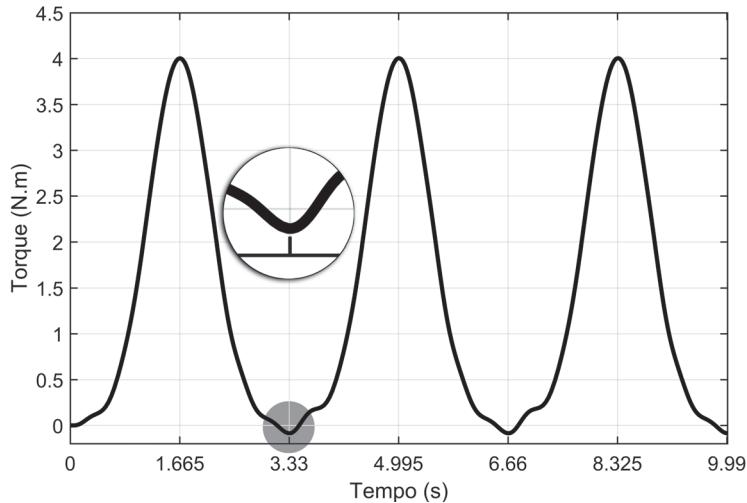
Figura 34 – Tensões e correntes simuladas para um índice de onze harmônicas. (a) Tensões; (b) Correntes.



Fonte: Elaboração própria.

O conjugado do último teste é exibido pela Figura 35 e apresenta um $\varepsilon = 0,015678$. Com o aumento da quantidade de harmônicas, as deformações presentes no perfil tornaram-se mais evidentes, com oscilações positivas e negativas, como destaca a Figura 35. Através deste teste, fica evidente que pequenas diferenças nos valores de ε representam deformações nos perfis de conjugado encontrados.

Figura 35 – Conjugado desenvolvido pelo MIT para uma alimentação contendo onze harmônicas.



Fonte: Elaboração própria.

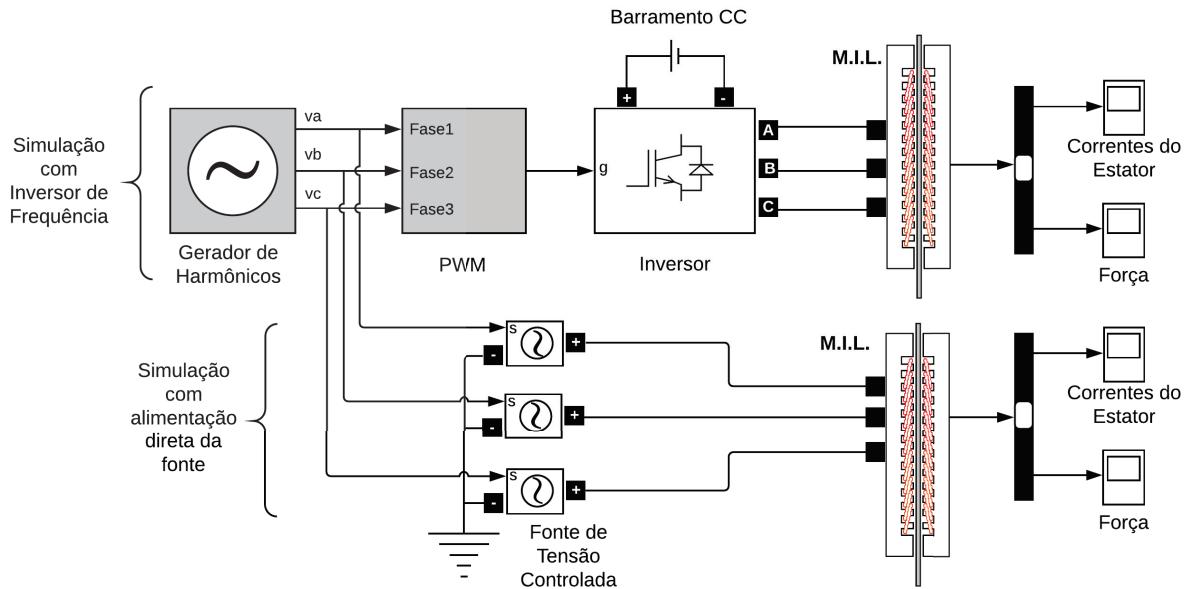
Os testes realizados nesta seção visaram a comprovar a existência de tensões de alimentação com índices harmônicos diferentes, que geram um mesmo perfil de conjugado. Por meio desses testes, fica evidente que existe uma faixa de índices harmônicos que conseguem encontrar perfis muito próximos dos desejados. No caso do perfil Gaussiano, uma quantidade de harmônicas entre 5 e 8 geraram excelentes resultados.

Os resultados encontrados nesta seção ampliam as possibilidades de composições harmônicas das tensões de alimentação. Nesse sentido, faz-se necessário um estudo mais aprofundado, onde se relacione a quantidade de harmônicas presentes na tensão com o tipo de perfil que se deseja. Como, durante o desenvolvimento deste trabalho, o índice harmônico ficou fixo em oito, para fins de comparação com trabalhos anteriores propõe-se, aqui, a realização desse estudo em trabalhos futuros.

4.4 Simulações de Perfis de Força

Uma vez realizados todos os testes de validação com o modelo do motor rotativo, e visando à validação do algoritmo, simulou-se o motor linear. Nos testes realizados, foram também utilizados os perfis Gaussiano, Triangular e Trapezoidal, porém com uma amplitude de 25N e uma frequência de repetição de 2Hz. As tensões de alimentação apresentam a componente fundamental de 0,667 Hz . A Figura 36 mostra o diagrama da simulação. Assim como na simulação anterior, o MIL será simulado para os dois tipos de alimentação.

Figura 36 – Diagrama de simulação do MIL.



Fonte: Elaboração própria.

Os parâmetros de entrada desta simulação são semelhantes aos do MIT, onde os valores das tensões harmônicas obtidos pelo algoritmo ED são inseridos no bloco "Gerador de Harmônicos", sendo igualmente necessário o fornecimento da frequência fundamental "f".

Essa simulação necessita de um parâmetro de entrada extra, aqui representado por "K". Conforme explicado no Capítulo 3, a modelagem do motor é feita com base no motor de indução desbalanceado, e, sendo assim, a entrada "K" representa as constantes K_a , K_b e K_c . A determinação dessa entrada foi feita com base em (SOARES et al., 2018), e, portanto, os valores de desbalanceamento adotados são $K_a = 0,9878$, $K_b = 1,1245$ e $K_c = 1,2634$.

A máquina linear utilizada nas simulações corresponde ao modelo do protótipo de motor bilateral no formato de guilhotina. A Tabela 14 apresenta todos os parâmetros do motor utilizados no presente estudo, e os valores das reatâncias são definidos na frequência de 60 Hz.

Tabela 14 – Parâmetros do protótipo de motor linear

Parâmetros	Valor
Número de polos(P)	4 Polos
Resistência do primário	4,1120 Ω
Resistência do secundário	7,6054 Ω
Reatância do primário	14,063 Ω
Reatância do secundário	1,1133 Ω
Reatância Mútua	9,1014 Ω

Fonte: (GONTIJO, 2011)

As seções a seguir apresentam os resultados obtidos para cada um dos três perfis de

força desejados. Os resultados são apresentados por meio da comparação gráfica e do espectro harmônico dos dois tipos de alimentação.

4.4.1 Perfil Gaussiano

A primeira simulação busca a geração de um perfil Gaussiano de força na saída do motor de indução linear, e, para isso, o algoritmo ED encontrou as componentes harmônicas apresentadas na Tabela 15.

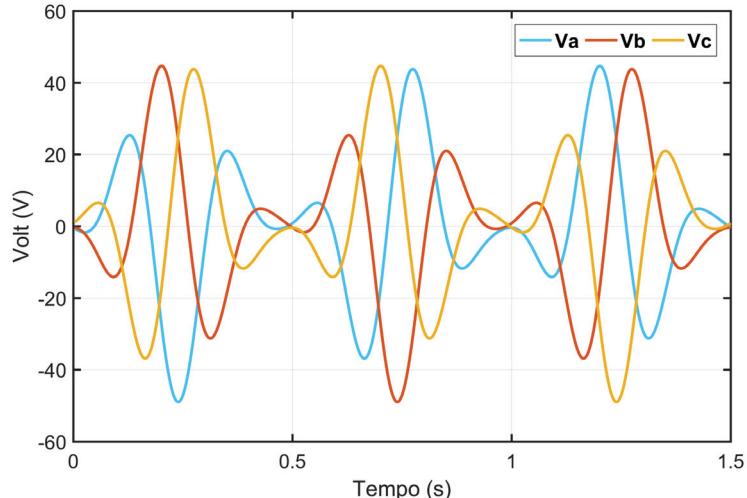
Tabela 15 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Gaussiano com um período de 0,5 segundo.

	Componentes Harmônicas							
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a	11 ^a
V_{pico}	3,323 V	0,688 V	18,348 V	0,559 V	20,698 V	0,437 V	5,624 V	0,134 V
θ	112,157°	-148,918°	76,822°	37,886°	-31,704°	-132,388°	-38,479°	-114,541°

Fonte: Elaboração própria.

O perfil gráfico da tensão de alimentação para esta simulação pode ser visto na Figura 37. Essa tensão será usada como onda de referência para o inversor, e comparada a uma onda portadora triangular, e os pulsos provenientes desse processo irão alimentar a máquina elétrica.

Figura 37 – Tensão de referência para o perfil Gaussiano.



Fonte: Elaboração própria.

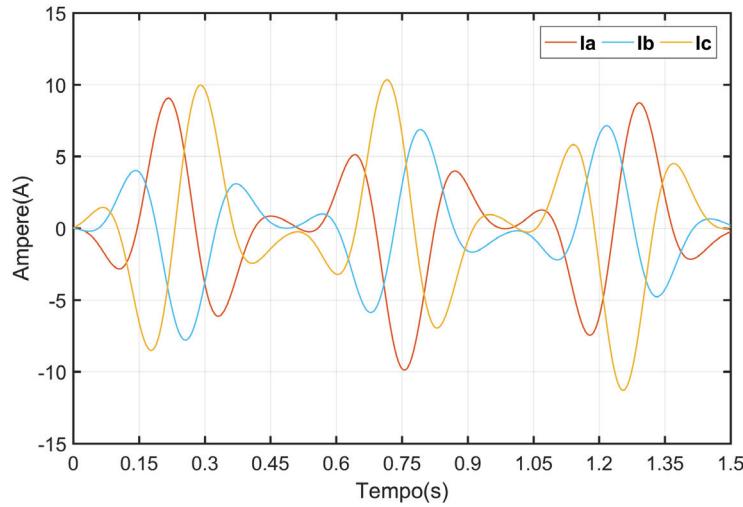
Os valores das correntes eficazes do estator da máquina encontram-se na Tabela 16. O cálculo desses valores foi feito com base nas correntes obtidas na simulação do motor alimentado pelo inversor de frequência. As correntes mostradas na Tabela 16 apresentam uma diferença entre os valores de cada fase, o que já era esperado, caracterizando, assim, a assimetria do motor linear. Graficamente, essa diferença é mostrada na Figura 38.

Tabela 16 – Correntes do estator MIL, perfil Gaussiano.

Correntes	
$I_{a_{rms}}$	2,777 A
$I_{b_{rms}}$	3,045 A
$I_{c_{rms}}$	3,421 A

Fonte: Elaboração própria.

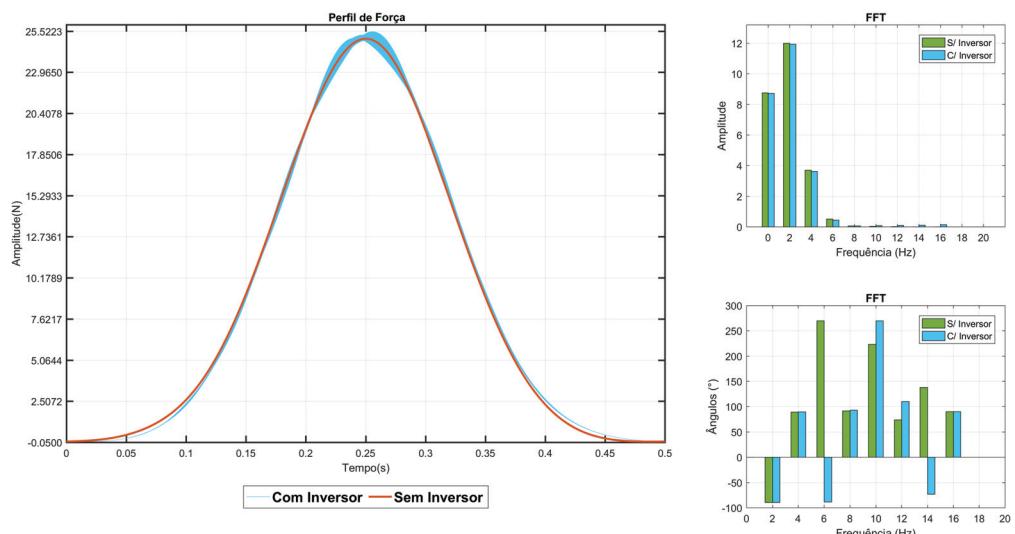
Figura 38 – Correntes simuladas do Perfil Gaussiano para o MIL.



Fonte: Elaboração própria.

A resposta para este perfil mostra a comparação entre a força gerada por uma alimentação sem o inversor e uma outra, com inversor, bem como seus respectivos espectros harmônicos, como pode ser visto na Figura 39.

Figura 39 – Análise do perfil de Força Gaussiana de 25N e 0,5 segundo.



Fonte: Elaboração própria.

Os pulsos de força demonstrados na Figura 39 são muito semelhantes entre si, ainda que a alimentação da máquina seja feita de forma distinta. Por apresentar uma frequência de operação maior, o perfil de força gerado pelo inversor de frequência apresentou menos oscilações, se comparado às simulações do MIT. Os resultados aqui apresentados indicam que, para este caso, o motor linear pode ser alimentado por um inversor de frequência, sem muitos prejuízos no formato da força.

4.4.2 Perfil Triangular

A segunda simulação visa à geração de um perfil Triangular de força na saída do motor de indução linear, e, para isso, assim como no item anterior, o algoritmo ED encontrou as componentes harmônicas da tensão, como visto na Tabela 17.

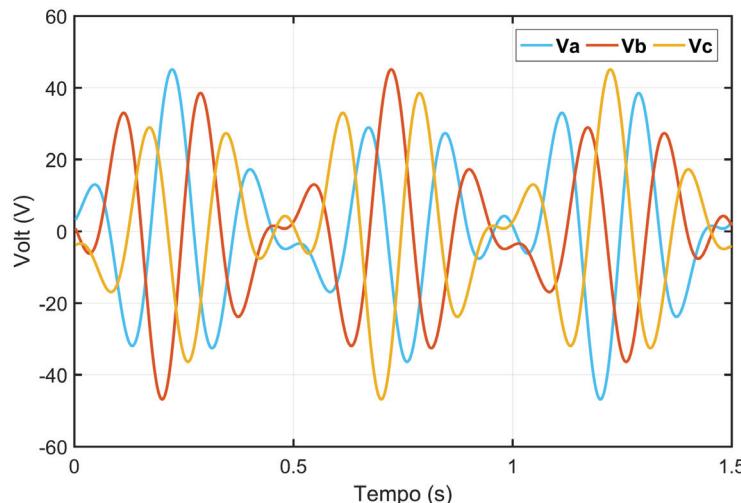
Tabela 17 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Triangular com um período de 0,5 segundo.

	Componentes Harmônicas							
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a	11 ^a
V(volts)	0,709 V	2,856 V	3,378 V	1,258 V	21,922 V	3,822 V	16,728 V	2,221 V
θ(graus)	122,501°	-55,277°	32,881°	-114,389°	-2,792°	-91,278°	125,096°	-42,508°

Fonte: Elaboração própria.

O perfil gráfico da tensão de alimentação para esta simulação pode ser visto na Figura 40. Essa tensão será usada como onda de referência para o inversor, e comparada a uma onda portadora triangular, e os pulsos provenientes desse processo irão alimentar a máquina elétrica.

Figura 40 – Tensão de referência para o perfil Triangular.



Fonte: Elaboração própria.

Os valores das correntes eficazes do estator da máquina, para o perfil Triangular, encontram-se na Tabela 18. O cálculo desses valores foi feito com base nas correntes

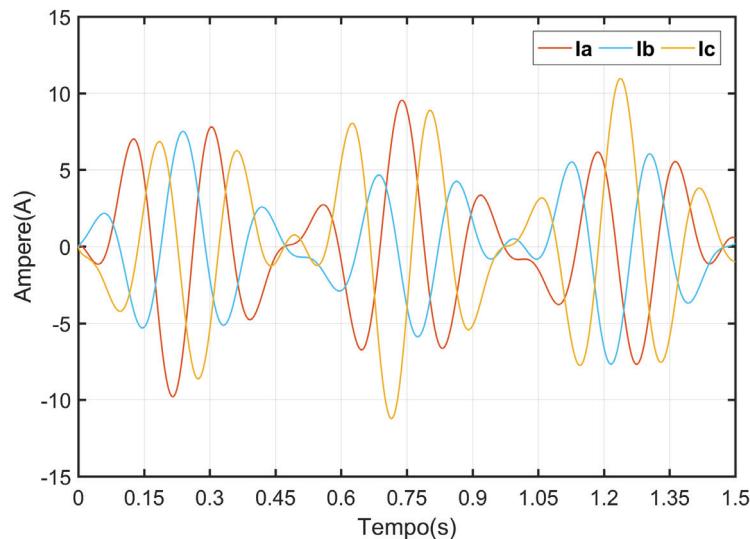
obtidas na simulação do motor alimentado pelo inversor de frequência. Assim como na seção anterior, as correntes apresentaram uma diferença entre os valores de cada fase, como visto na Figura 41.

Tabela 18 – Correntes do estator MIL, perfil Triangular.

Correntes	
$I_{a_{rms}}$	2,949 A
$I_{b_{rms}}$	3,346 A
$I_{c_{rms}}$	3,701 A

Fonte: Elaboração própria.

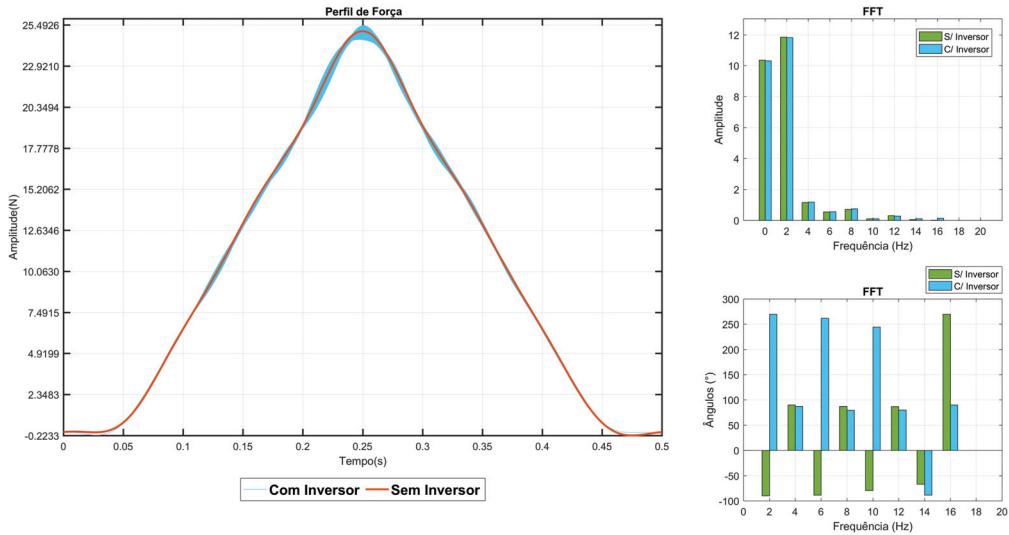
Figura 41 – Correntes simuladas do Perfil Triangular para o MIL.



Fonte: Elaboração própria.

A resposta para este perfil mostra a comparação entre a força gerada por uma alimentação sem o inversor e uma outra, com inversor, bem como seus respectivos espectros harmônicos, como pode ser visto na Figura 42.

Figura 42 – Análise do perfil de Força Triangular de 25N e 0,5 segundo.



Fonte: Elaboração própria.

Os pulsos de força demonstrados na Figura 42 também apresentam uma grande semelhança entre si, ainda que a alimentação da máquina seja feita de forma distinta. Os resultados apresentados para este perfil indicam que o motor linear pode ser alimentado por um inversor de frequência, sem muitos prejuízos no formato da força.

4.4.3 Perfil Trapezoidal

A terceira simulação busca a geração de um perfil Trapezoidal de força na saída do motor de indução linear, e, para isso, o algoritmo ED encontrou as componentes harmônicas apresentadas na Tabela 19.

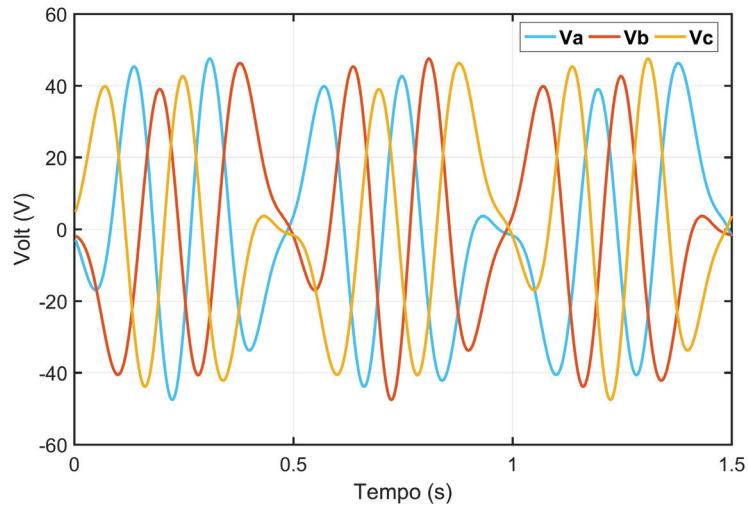
Tabela 19 – Tensões harmônicas obtidas, perfil Trapezoidal com um período de 0,5 segundo.

Componentes Harmônicas								
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a	11 ^a
V _{pico}	7,151 V	7,350 V	3,620 V	3,406 V	30,845 V	2,531 V	18,433 V	2,847 V
θ	-31,334°	-154,778°	34,724°	13,713°	127,050°	11,469°	-143,645°	-39,550°

Fonte: Elaboração própria.

O perfil gráfico da tensão de alimentação para esta simulação pode ser visto na Figura 43. Esta tensão será usada como onda de referência para o inversor, e comparada a uma onda portadora triangular, e os pulsos provenientes desse processo irão alimentar a máquina elétrica.

Figura 43 – Tensão de referência para o perfil Trapezoidal.



Fonte: Elaboração própria.

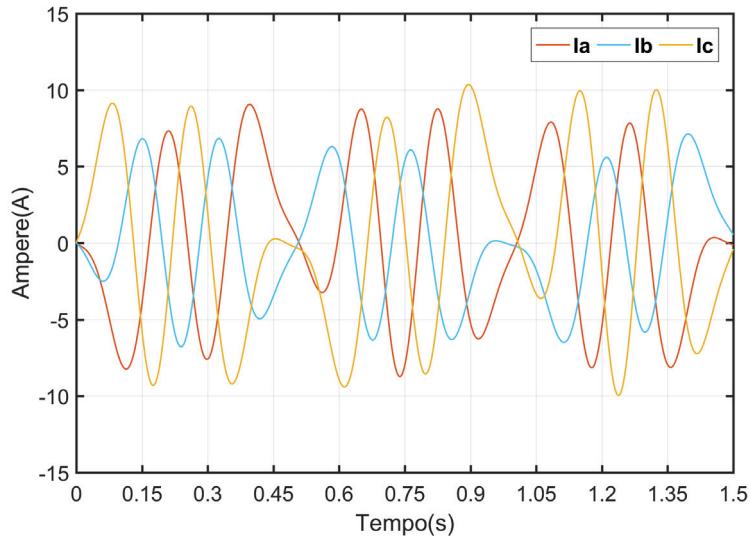
Os valores das correntes eficazes do estator da máquina para o perfil Trapezoidal encontram-se na Tabela 20. O cálculo desses valores foi feito com base nas correntes obtidas na simulação do motor alimentado pelo inversor de frequência. Assim como nas seções anteriores, as correntes também apresentaram uma diferença entre os valores de cada fase, como apresentado na Figura 44.

Tabela 20 – Correntes do estator MIL, perfil Trapezoidal.

Correntes	
I _a _{rms}	4,161 A
I _b _{rms}	4,597 A
I _c _{rms}	5,142 A

Fonte: Elaboração própria.

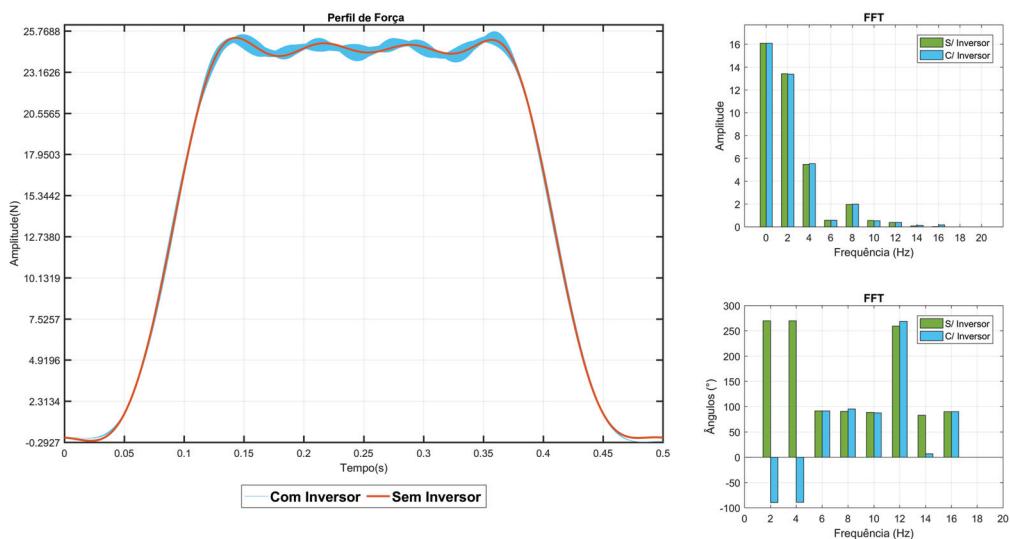
Figura 44 – Correntes simuladas do Perfil Trapezoidal para o MIL.



Fonte: Elaboração própria.

A resposta para este perfil mostra a comparação entre a força gerada por uma alimentação sem o inversor e uma outra, com inversor, bem como seus respectivos espectros harmônicos, como pode ser visto na Figura 45.

Figura 45 – Análise do Perfil de Força Trapezoidal de 25N e 0,5 segundo.



Fonte: Elaboração própria.

Os pulsos de força demonstrados na Figura 45 também apresentam uma grande semelhança entre si, ainda que a alimentação da máquina seja feita de forma distinta. Os resultados apresentados para este perfil indicam que o motor linear pode ser alimentado por um inversor de frequência, sem muitos prejuízos no formato da força.

Em uma comparação com a resposta mostrada na Figura 26, o algoritmo ED apresentou melhor resultado para o motor linear do que para o motor rotativo, mostrando um perfil Trapezoidal mais próximo do desejado.

4.5 Considerações Finais

Objetivando a avaliação do desempenho do algoritmo ED em encontrar as tensões de alimentação que geram os perfis de força, o qual passa a simplificar a utilização da metodologia CONS, procedeu-se, neste capítulo, à realização de simulações visando evidenciar a potencialidade do algoritmo ED e o teste do método em motores lineares alimentados por inversores de frequência.

O algoritmo ED foi executado, e uma grande gama de possíveis soluções foi encontrada. Diante do exposto, aplicou-se mais uma seleção em tudo o que foi encontrado, elegendo-se os perfis de tensão que apresentassem as menores correntes eficazes. A busca realizada por algoritmos evolutivos pode ser direcionada, o que amplia as possibilidades de estudo para o método aplicado.

Inicialmente, as simulações realizadas foram centradas no motor de indução rotativo, que, embora não sendo o foco de estudo deste trabalho, foi utilizado para a validação do algoritmo, uma vez que os resultados apresentados foram comparados com os dados de (GONTIJO, 2011). Para tais fins, foram utilizados três perfis: o Gaussiano, o Triangular e o Trapezoidal. Uma vantagem do método utilizado neste trabalho é a liberdade de escolha da quantidade de harmônicas, não se restringindo somente a 8 harmônicas, o que expande suas possibilidades de estudo, possibilitando a verificação do melhor índice harmônico para cada perfil de conjugado. Os resultados apresentados alcançaram as expectativas.

Por fim, as avaliações conduzidas para as simulações do motor linear condizem com as expectativas e ratificam a funcionalidade do algoritmo em encontrar as tensões necessárias a diferentes tipos de perfis de força. De fato, os resultados mostraram que, para uma alimentação via inversor de frequência, o perfil de força desenvolvido está muito próximo do desejado. De forma geral, as análises mostram que a alimentação das máquinas via inversor de frequência criam pequenas distorções nos perfis de saída, porém os espectros harmônicos apresentaram grande proximidade, o que permite que a mesma montagem feita nas simulações possa ser realizada nos testes experimentais.

CAPÍTULO 5

Desenvolvimento Experimental e Resultados

5.1 Considerações Iniciais

Os resultados alcançados por meio das simulações realizadas no Capítulo 4 promovem o progresso dos estudos da pesquisa no sentido da realização dos testes práticos aplicados em um protótipo do motor linear com o seu linor bloqueado. Os testes práticos irão seguir os mesmos padrões das simulações, ou seja, o motor elétrico será alimentado pelo inversor de frequência. Os índices harmônicos de cada um dos perfis testados nas simulações serão utilizados durante os testes práticos.

Para que os testes experimentais sejam executados de forma análoga às simulações, faz-se necessária a utilização de uma série de equipamentos, dentre os quais se destacam a FPGA para gerar a tensão de alimentação via modulação PWM, o inversor de frequência para alimentar a máquina elétrica em baixas frequências e a célula de carga para medir o sinal de força proveniente do motor.

Neste capítulo, portanto, são apresentados os equipamentos utilizados na realização dos testes experimentais, o hardware e o software empregados no controle do inversor de frequência, as montagens experimentais dos motores de indução rotativo e linear, e a confrontação entre os dados práticos obtidos e os dados simulados no Capítulo 4.

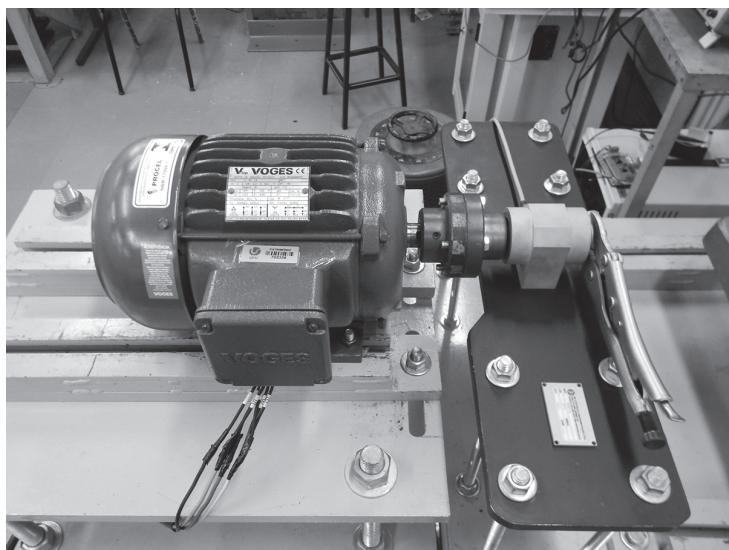
5.2 Equipamentos Utilizados

A seguir, são descritos todos os equipamentos utilizados e o modo como foram ligados durante os testes experimentais.

5.2.1 Motor de Indução Trifásico

O motor de indução rotativo utilizado nos ensaios foi um motor trifásico, da marca VOGES, de 3 CV, com quatro polos (mais informações podem ser vistas na Figura 15). Os parâmetros do circuito equivalente foram obtidos por meio de ensaios usuais de máquinas elétricas, quais sejam, o ensaio a vazio e o ensaio com o rotor bloqueado. Uma descrição mais detalhada desses métodos pode ser encontrada em (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2003).

Figura 46 – Motor de indução trifásico utilizado nos testes experimentais. Montagem realizada com o eixo do rotor bloqueado.



Fonte: Elaboração própria.

As bobinas do motor foram ligadas em estrela com o neutro flutuante. As medições da tensão e da corrente, para os dois ensaios, foram realizadas por fase, e, assim, os parâmetros do circuito equivalente foram calculados a partir da média dos valores encontrados para cada uma das fases. Os parâmetros do circuito equivalente do motor rotativo podem ser vistos na Tabela 3, apresentada no Capítulo 4.

5.2.2 Motor de Indução Linear

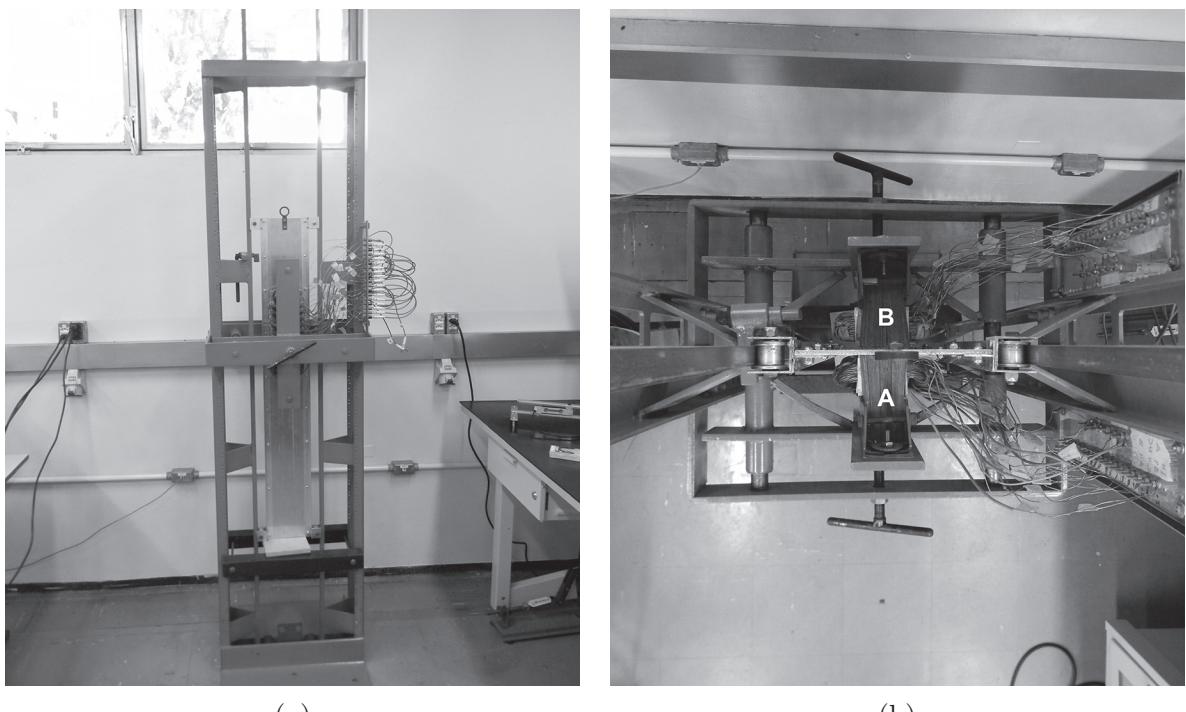
A máquina linear utilizada corresponde a um protótipo de motor bilateral no formato de guilhotina, como mostra a Figura 47a. O termo "bilateral" refere-se ao duplo estator no primário da máquina. A Figura 47b destaca as duas partes do primário, denominadas A e B. O secundário, a parte móvel desta máquina, denominado de linor por (LAITHWAITE, 1957), é constituído por uma chapa de alumínio.

Cada parte do primário possui 15 ranhuras com 10mm de largura e 50 mm de profundidade, e distância entre ranhuras de 12 mm. As bordas são mais largas, a fim de atenuar os efeitos de extremidade. Os enrolamentos de cada uma das partes é constituído por um

conjunto de quatro boninas por fase, com 40cm de comprimento, 5cm de largura e 10 cm de profundidade. O motor é dotado de quatro polos, cada um composto por uma bobina de 150 espiras de fio AWG 19. O passo polar tem 6,5 cm, e seu comprimento, excluindo as bordas laterais, é de 32 cm.

O protótipo tem opção de variação do entreferro, o que possibilita a realização de diversos ensaios, bem como a substituição do linor por chapas de maior espessura ou materiais diferentes. As alavancas que permitem a variação do entreferro estão em destaque na Figura 47b.

Figura 47 – Motor de indução linear trifásico utilizado nos testes experimentais. (a) Motor linear bilateral com chapa de alumínio, vista frontal; (b) Destaque para os pacotes de bobinas do primário, vista superior.

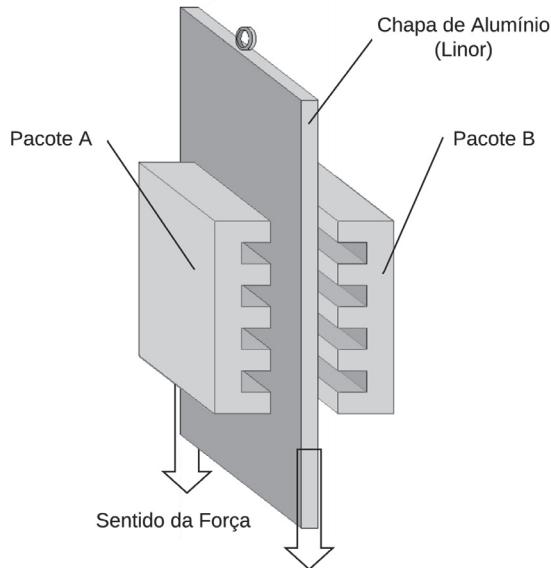


Fonte: Elaboração própria.

Por se tratar de um motor em configuração de guilhotina, o linor pode se deslocar para cima ou para baixo. Nos testes experimentais realizados, a medição da força é feita por uma célula de carga posicionada abaixo do linor, uma vez que se deseja que a máquina exerça força descendente. A Figura 48 ilustra o sentido da força.

Por se tratar de um motor bilateral, como mencionado anteriormente, o estator apresenta duas partes, que, por sua vez, devem ser conectadas de forma a gerarem força em um mesmo sentido. Além das conexões entre as duas partes do estator, cada uma das bobinas deve ser conectada. O próximo item descreve como realizar a ligação de todas as bobinas da máquina linear.

Figura 48 – Sentido de deslocamento do linor no motor de indução linear com estator bilateral.



Fonte: Elaboração própria.

5.2.2.1 Ligação das bobinas

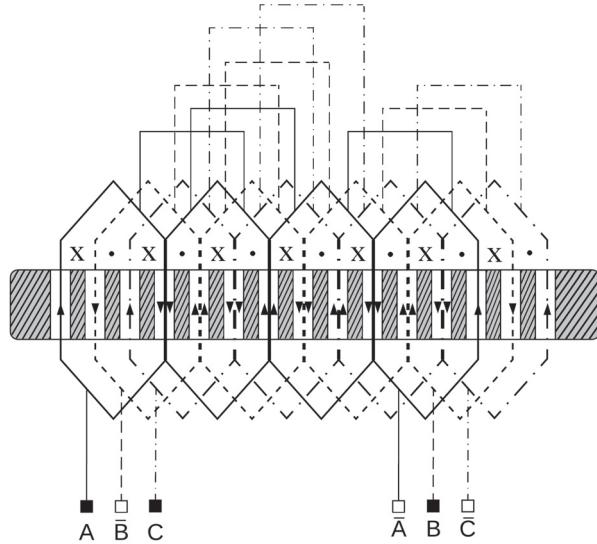
O protótipo de motor linear tem acesso a todas as bobinas de seu primário. Dessa forma, é necessário que cada enrolamento seja conectado de forma correta, a fim de gerar força em um determinado sentido. As bobinas devem ser conectadas em série, como mostra a Figura 49. Note-se que uma das fases é alimentada de forma inversa às outras duas, onde as letras *A*, *B* e *C* representam a entrada da fase, e as letras \bar{A} , \bar{B} e \bar{C} , a saída. Essa forma de alimentação dos enrolamentos faz com que as correntes que circulam nas bobinas estejam em sentidos opostos, o que gera campos magnéticos com sentidos alternados em cada espaço entre as bobinas.

A regra da mão direita auxilia na compreensão do sentido do campo magnético: posicionando os dedos no sentido da corrente, o polegar indicará o sentido do campo. Na Figura 49, os campos entrando no plano da folha são representados com um **X**, e os campos saindo, com um ponto.

Além das conexões das bobinas, faz-se necessário realizar a ligação entre as fases. Para os experimentos, as fases do motor foram ligadas na configuração estrela com neutro flutuante. Assim, conectou-se o estator em dupla estrela, como mostra a Figura 50.

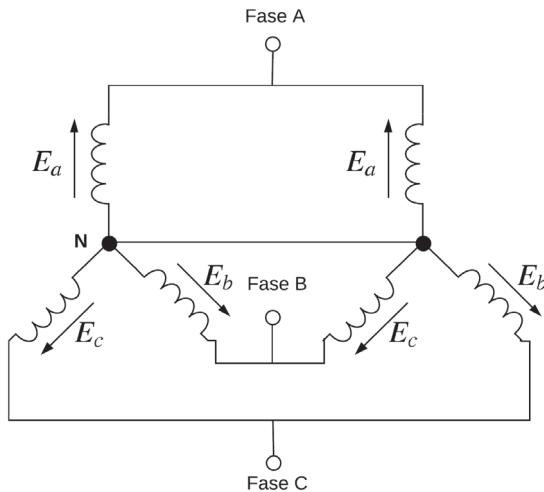
Mais detalhes da conexão das bobinas do estator são mostrados na Figura 51. Devido à quantidade de cabos utilizados nas ligações, foram destacadas as entradas de cada uma das fases na Figura 51a, e a conexão do neutro na Figura 51b. Uma vez efetuadas todas as conexões, é necessário testar o sentido de deslocamento do linor. O sentido do deslocamento é determinado pela sequência de fases da alimentação. Caso se verifique que o sentido não é o desejado, alternam-se duas das três fases.

Figura 49 – Diagrama de ligação das bobinas de uma das partes do estator do MIL.



Fonte: Elaboração própria.

Figura 50 – Ligação das fases do estator em dupla estrela Y-Y.

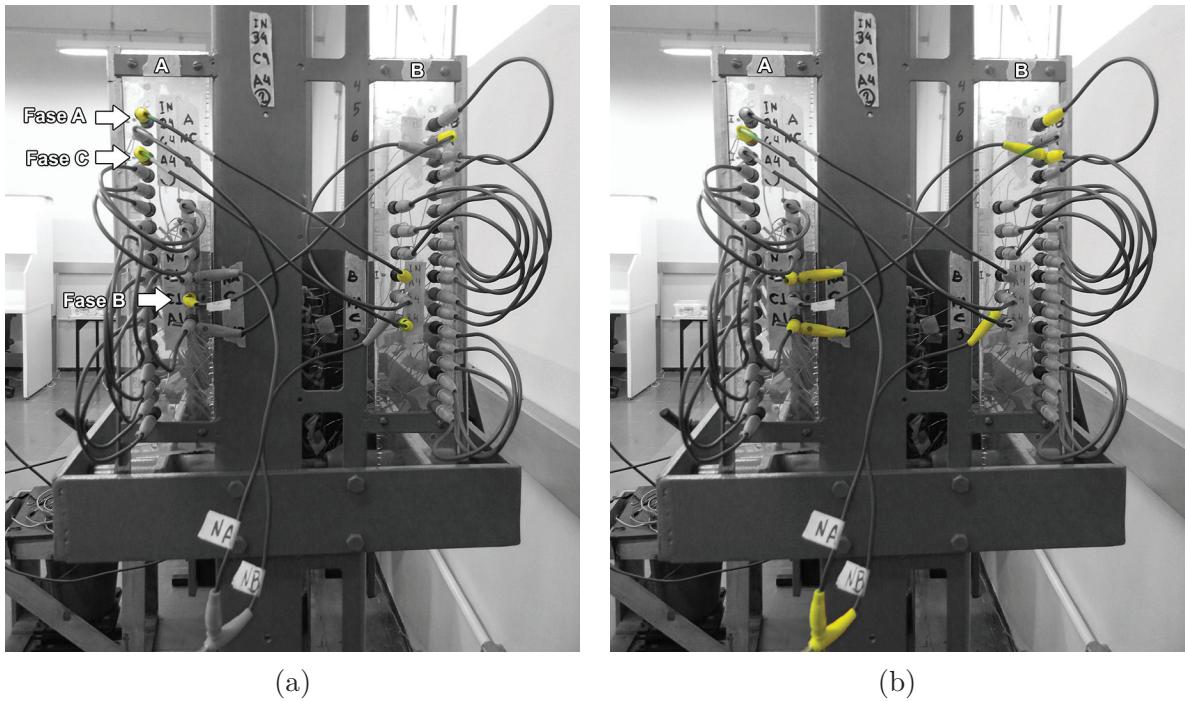


Fonte: Elaboração própria.

A determinação dos parâmetros do motor linear foram feitas através da medição da resistência do estator, do ensaio a vazio e do ensaio com linor bloqueado, obtidos das referências (GONTIJO, 2011) e (PONTES, 2003). A Tabela 14 apresentou todos os parâmetros do motor utilizados no presente estudo, e os valores das reatâncias são definidos na frequência de 60 Hz.

Os parâmetros apresentados na Tabela 14 foram encontrados para um determinado valor de entreferro. No entanto, a referência (GONTIJO, 2011) não informa a distância do entreferro utilizada em seus ensaios, razão pela qual adotou-se o menor entreferro possível, para que o linor pudesse se movimentar livremente.

Figura 51 – Conexões das bobinas do estator. (a) Ligação da tensão de alimentação em destaque; (b) Conexão do neutro em destaque.



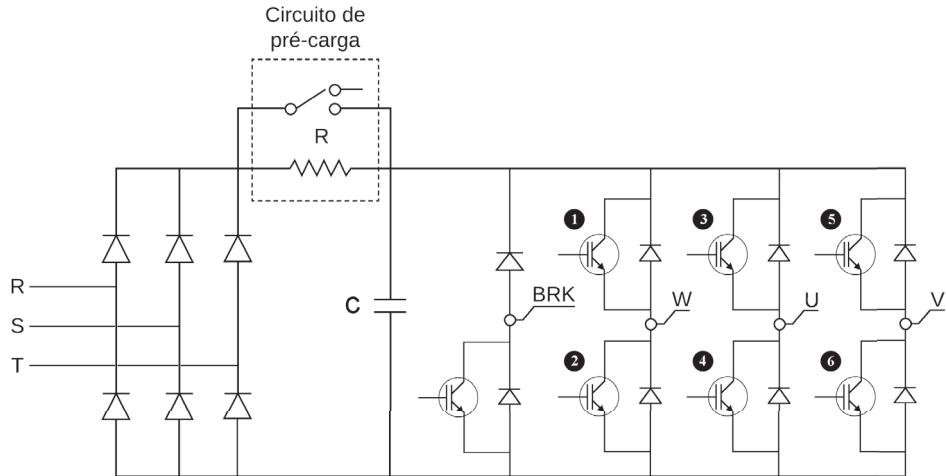
Fonte: Elaboração própria.

5.2.3 Conversor (Inversor)

Para que seja possível a alimentação dos motores com tensões não senoidais e baixas frequências, utilizou-se um inversor de frequência da marca Semikron®, modelo SEMISTACK – IGBT, do tipo SKS 32F B6U + EICIF + B6CI 12V06, caracterizado como VSI. A tensão de operação é de 350 V(rms), e corrente nominal, de 32 A(rms), atendendo, assim, às demandas de acionamento de cada uma das máquinas elétricas utilizadas. O chaveamento é realizado por *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT), sendo recomendada a frequência máxima de chaveamento de 10 kHz, valor este utilizado nos testes experimentais. A definição do valor da frequência de chaveamento é de grande importância para o cálculo da frequência de saída da tensão de alimentação devido à utilização da técnica *Direct Digital Synthesis* (DDS) na composição da tensão de saída, como pode ser conferido na seção 5.3.1. A Figura 52 mostra o circuito elétrico de potência do inversor.

O circuito de potência do inversor é alimentado pelos terminais R, S e T, e apresenta a resistência de *inrush*, um banco resistivo de 56Ω , que é utilizado no momento de sua energização, atuando como limitador da corrente, até que o banco de capacitores seja carregado. O banco de capacitores interno tem um valor de $3000 \mu F$. Em virtude da baixa frequência da tensão a ser modulada nos testes experimentais, aumentou-se o valor do banco para $6000 \mu F$, adicionado-se um banco externo de $3000 \mu F$.

Figura 52 – Circuito elétrico simplificado do Inversor de Frequência Semikron.



Fonte: Elaboração própria.

Em aplicações de máquinas elétricas que envolvem baixas frequências, deve-se tomar cuidado com o nível de tensão aplicada. O valor da impedância em máquinas elétricas é diretamente proporcional à frequência da fonte de alimentação, logo uma diminuição da frequência implica em uma diminuição da impedância. Assim, em aplicações dessa natureza, a tensão deve ser reduzida, a fim de evitar que a corrente da máquina atinja valores muito altos. Portanto, em aplicações em baixas frequências, torna-se essencial o monitoramento da corrente da máquina quando se controla sua tensão de alimentação.

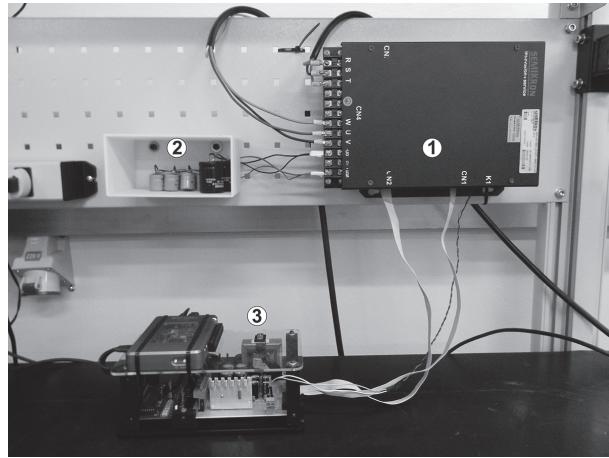
Esse inversor necessita de um sistema externo para o controle dos pulsos de suas seis chaves, o que é proporcionado por uma placa de FPGA, conforme será descrito na seção 5.3. Na Figura 52, nota-se a numeração das chaves que serão acionadas para gerar a tensão de alimentação pelos terminais W, U e V. A Figura 53 apresenta o inversor conectado com seu banco de capacitores externo e a placa de controle.

O circuito de chaveamento necessita de uma fonte simétrica e ± 15 Vcc para o acionamento dos IGBTs, e também de uma fonte de até ± 24 V para alimentação dos ventiladores e do relé de manobra do banco de capacitores.

5.2.4 Torquímetro e Sensor de Força

As máquinas elétricas utilizadas produzem dois tipos de saídas, sendo o torque para o MIT e a força para o MIL. Cada uma dessas grandezas necessita de um equipamento diferente para que possam ser mensuradas. Assim, foram utilizados um sensor de torque, comumente conhecido como torquímetro, e um sensor de força. Ambos os sensores apresentam suas medidas através de sinais de tensão.

Figura 53 – Inversor de frequência conectado ao banco externo de capacitores e placa de controle FPGA; 1 - Inversor de Frequência; 2 - Banco de Capacitores Externo; 3 - Placa de Controle FPGA.

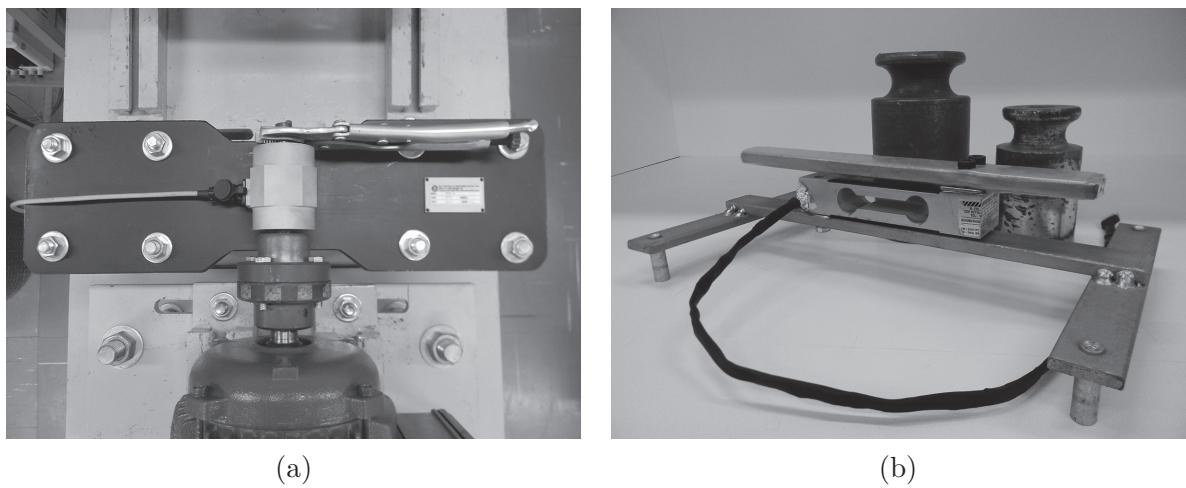


Fonte: Elaboração própria.

As medições de torque foram feitas por um torquímetro da marca MK, modelo MKDC-50, com sensibilidade de 2 mV/V e tensão de excitação de 10 V, o que significa que, para esta alimentação, o sensor terá uma resposta entre 0 e 20 mV, correspondendo de 0 a 50 N.m de conjugado. A Figura 54a destaca o acoplamento do torquímetro ao eixo do MIT bloqueado.

A força gerada pelo MIL foi mensurada por uma célula de carga que apresenta sensibilidade semelhante à do torquímetro de 2 mV/V e tensão de excitação de 10 V. Tem capacidade de medir até 25Kg, com uma resposta em tensão de 0 a 20 mV, correspondendo de 0 a 25 kg, respectivamente. Para estabelecer uma relação entre tensão de saída e força, realizou-se um ensaio da célula. A relação encontrada foi 0,0414 volts por Newton de força. Mais detalhes sobre o processo de aferição podem ser vistos no Apêndice B.

Figura 54 – Sensores utilizados nos testes experimentais. (a) Torquímetro acoplado ao eixo do MIT; (b) Célula de Carga utilizada para medição de força do MIL.



Fonte: Elaboração própria.

A leitura dos sinais dos sensores foi realizada por um osciloscópio da marca TEKTRONIX, modelo TPS2024B, porém foi necessária a amplificação do sinal de tensão, a fim de melhorar sua resolução. Dessa forma, projetou-se um condicionador de sinal com esse fim.

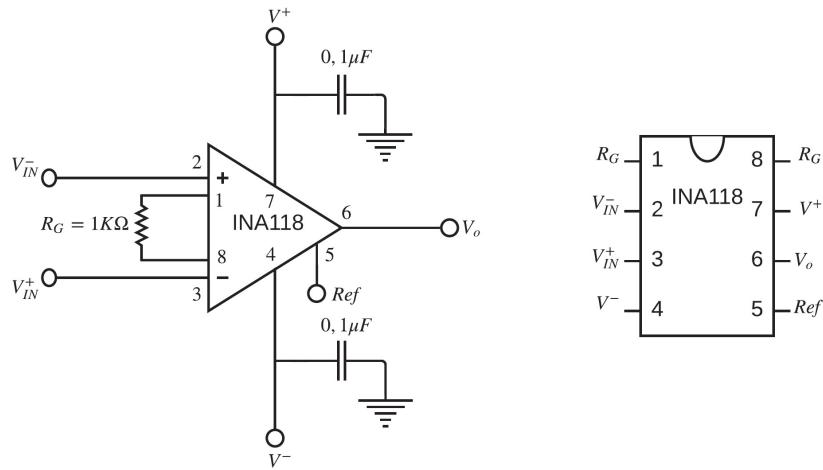
Tendo em vista que a variação do sinal de saída dos dois sensores é a mesma para uma alimentação de 10 volts, o condicionador de sinal pode ser utilizado nos dois sensores, sem nenhuma restrição.

5.2.5 Condicionador de sinal

A amplificação dos sinais provenientes dos sensores foi desenvolvida em duas etapas, cada uma delas fornecendo uma parcela do ganho final.

A primeira etapa de amplificação consiste em um circuito eletrônico projetado com base no CI INA118, um amplificador de instrumentação amplamente utilizado para este fim. A Figura 55 exibe o projeto do circuito de forma simplificada, com destaque para as funções de cada um de seus pinos.

Figura 55 – Circuito simplificado do CI INA118.



Fonte: Elaboração própria.

O ganho é determinado através do resistor denominado R_G . Dessa forma, seguindo as instruções do fabricante, utilizou-se a Equação 55, encontrada no *datasheet* do componente.

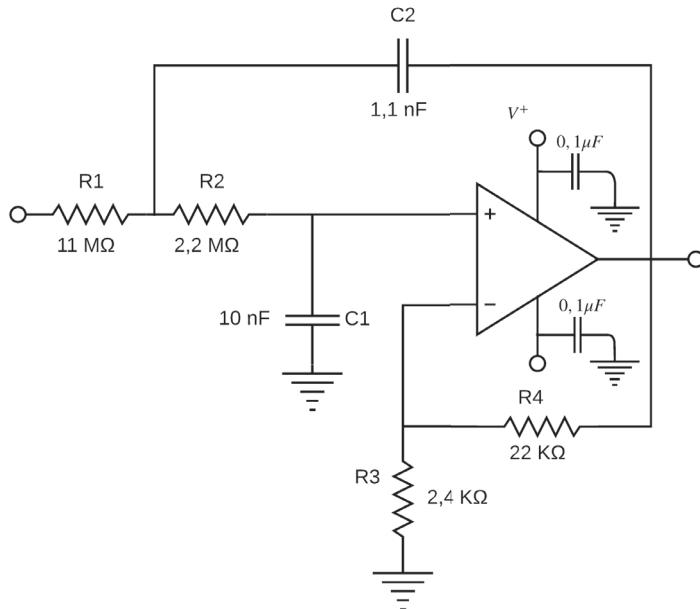
$$G = 1 + \frac{50K\Omega}{R_G} \quad (55)$$

Nessa etapa, foi estabelecido ganho de 50, e, com base nesse valor e na Equação 55, determinou-se o valor de $R_G = 1K\Omega$.

A segunda etapa de amplificação consiste na utilização de um filtro passa-baixa *Butterworth*, de topologia *Sallen–Key*. Esse filtro de dois polos apresenta apenas um estágio

e frequência de corte de 10Hz. O ganho estipulado para esta etapa foi de 10. A Figura 56 exibe o circuito do projeto, com os valores de todos os componentes utilizados.

Figura 56 – Circuito simplificado do filtro passa-baixa Butterworth de topologia *Sallen-Key*.



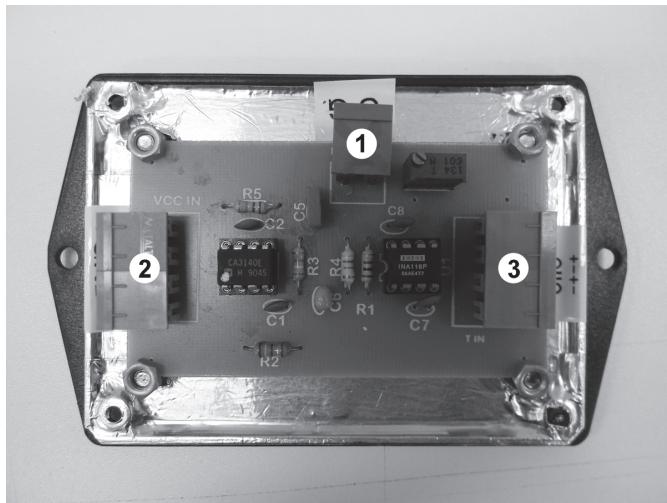
Fonte: Elaboração própria.

O ganho final referente às duas etapas atingiu o valor de 500, de forma que o sinal obtido por cada sensor pode ser suficientemente amplificado para permitir a realização das medições dos testes experimentais com melhor precisão. Esses dois circuitos estão montados em sequência em uma placa de circuito impresso, como mostra a Figura 57, com destaque para as entradas e saídas do circuito. Uma vez determinado o ganho total do condicionador de sinal, pode-se calcular a relação final entre a tensão e as grandezas medidas.

O sinal máximo de tensão fornecido por cada sensor é 20mV, para uma tensão de alimentação de 10 volts, e, após o ganho de 500 fornecido pelo condicionador de sinal, o valor máximo da tensão alcança 10 volts. Assim, para o torquímetro, 10 volts equivalem a 50 N.m de conjugado, ou seja, para cada N.m de torque, o sensor responde com 0,5 volts (0,5V/N). A célula de carga, por sua vez, após o ganho, retorna uma tensão de 10 volts para 245N¹ de força, correspondendo a 40,8mV/N.

¹ Transformação do peso 25kg em Newtons através da multiplicação da aceleração da gravidade 25*9,8.

Figura 57 – Circuito do condicionador de sinal. 1 - Saída do sinal amplificado; 2 - Alimentação do circuito $V+$ e $V-$; 3 - Entrada do sinal a ser amplificado.



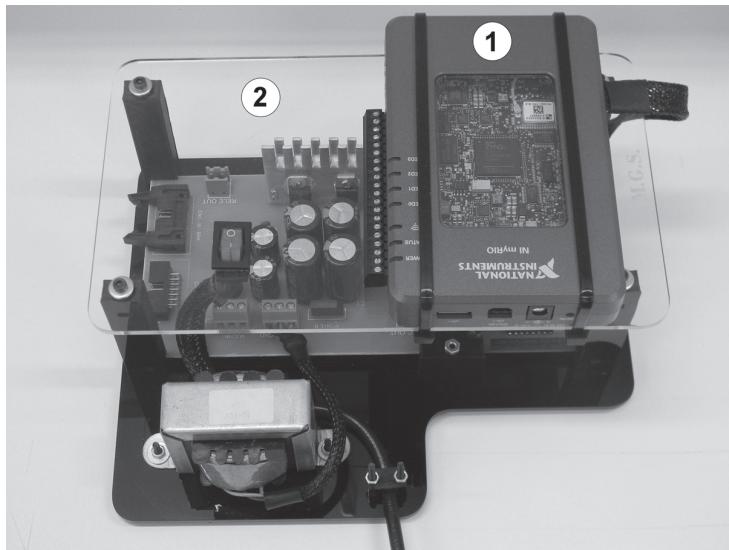
Fonte: Elaboração própria.

5.3 Controle do Conversor

O controle do conversor é feito pelo acionamento dos IGBTs, numerados de um a seis na Figura 52. Conforme apresentado nas simulações do Capítulo 4, um controle via PWM trifásico foi o método escolhido para a geração das tensões de alimentação não senoidais. Dessa forma, fez-se necessária a criação de um dispositivo para controle dos pulsos de saída do inversor, de maneira semelhante às simulações. Com esse propósito, utilizou-se o dispositivo myRIO-1900 da *National Instruments*. A utilização do myRIO se justifica por sua versatilidade, apresentando entradas e saídas reconfiguráveis, facilitando, assim, a implementação dos conceitos estudados em um mesmo dispositivo. O equipamento é dotado de entradas e saídas analógicas e linhas de E/S digitais, além de dispor de uma FPGA Xilinx e de um processador dual-core ARM Cortex-A9. A Figura 58 mostra o myRIO acoplado a um circuito de ganho de tensão.

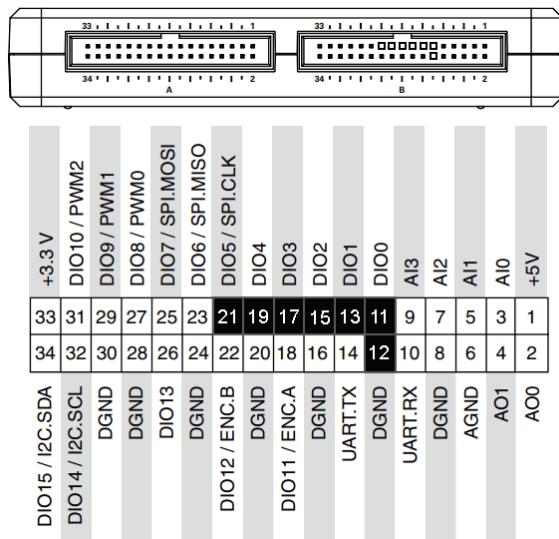
A conexão entre o dispositivo myRIO e o inversor não é feita diretamente, sendo necessária a passagem pelo circuito de ganho de tensão. Cada uma das chaves do inversor é acionada separadamente por pulsos provenientes das saídas digitais DIO0 até DIO5 do conector B, como mostra a Figura 59. As saídas digitais fornecem dois níveis de pulsos, entre 0 e +3,3 volts, e, dessa forma, faz-se necessário um ganho que transforme essa tensão para 15 volts, a fim de atender aos requisitos de acionamento das chaves do inversor, conforme mencionado na seção 5.2.3.

Figura 58 – Dispositivo de controle do inversor de frequência. 1 - FPGA myRIO-1900; 2 - Circuito de ganho de tensão 3,3V - 15,0V.

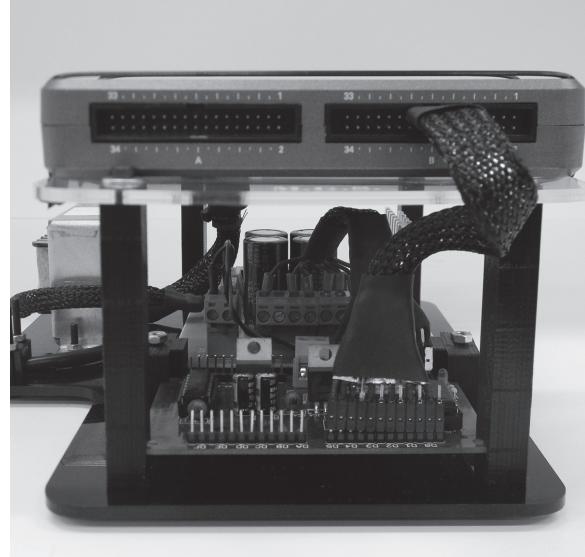


Fonte: Elaboração própria.

Figura 59 – Conectores de saída do dispositivo myRIO-1900. (a) Saída B, destaque para os conectores utilizados; (b) Ligação entre o dispositivo myRIO e o circuito de ganho de tensão.



(a)



(b)

Fonte: Adaptado do guia do Usuário NI myRIO-1900/ Elaboração própria.

Após realizadas todas as conexões entre o dispositivo de controle e o inversor, desenvolveu-se o *software* que comanda todos os pulsos gerados.

5.3.1 Software de Controle

Para o desenvolvimento de *softwares* embarcados no dispositivo myRIO, é necessário escolher o local onde o programa ficará alocado. Para tanto, o dispositivo disponibiliza três localidades. São elas: o computador conectado ao dispositivo NI myRIO, o sistema operacional interno, comandado pelo processador dual-core ARM Cortex-A9, e a FPGA Xilinx Z-7010. Cada um desses locais possui características próprias, e cabe ao desenvolvedor escolher em qual deles a aplicação será desenvolvida.

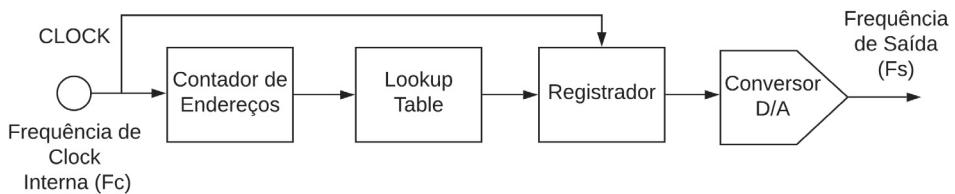
Para o controle do inversor, utilizou-se a técnica DDS. A seguir, alguns conceitos básicos serão explicados, a fim de justificar a implementação dos programas internos do dispositivo myRIO.

5.3.1.1 Direct Digital Synthesis

A técnica Síntese Direta Digital, ou DDS, é utilizada em sistemas de processamento de dados digitais para gerar um sinal de saída com frequência e fase controladas de forma precisa e referenciadas a uma frequência de *clock* (DEVICES, 1999).

De forma simples, um sintetizador direto digital pode ser implementado com uma fonte de *clock*, um contador de endereço, uma memória *Programmable read-only memory* (PROM) e um conversor digital analógico. Todos esses componentes estão presentes em uma FPGA, o que torna essa técnica adequada para utilização no dispositivo myRIO. A Figura 60 mostra um diagrama de bloco representando o DDS de forma simples.

Figura 60 – Representação do funcionamento do DDS.



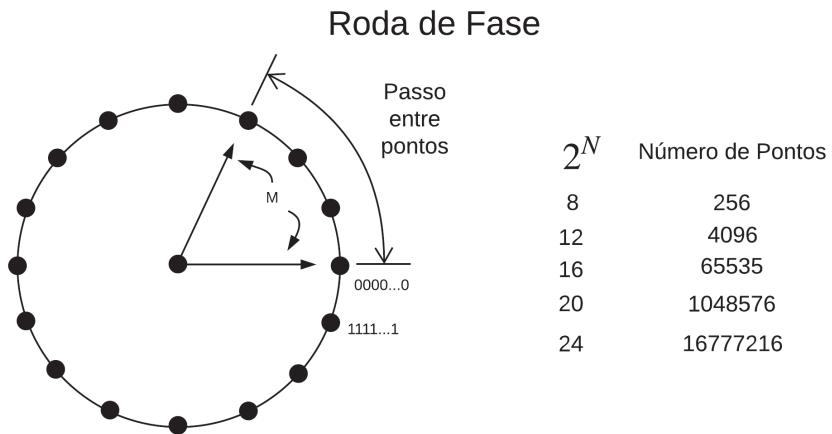
Fonte: Adaptado do manual Analog Devices.

Tomando como exemplo a Figura 60, a informação que corresponde a um ciclo completo de uma forma de onda qualquer está armazenada na PROM. Portanto, essa memória funciona como uma tabela de valores definidos (*Lookup table*). Os passos do contador de endereço acessam cada uma das posições da PROM, e o seu conteúdo, neste caso, são os valores de amplitude de uma onda fornecidos ao conversor A/D, produzindo, assim, um sinal idêntico à onda armazenada. A frequência de saída desta técnica depende de dois fatores: a frequência do *clock* de referência, no caso, o *clock* da FPGA, e o tamanho do passo entre os endereços da PROM.

Todo o processo de funcionamento do DDS pode ser compreendido como uma roda de fase. Dessa forma, para entender o processo, deve-se imaginar um oscilador senoidal,

como um vetor girando ao redor de um ciclo de fase, conforme mostra a Figura 61. Cada ponto designado na roda de fase corresponde a um ponto dentro do ciclo do sinal senoidal. Quando o vetor gira ao redor da roda, um sinal senoidal vai sendo gerado à medida que o vetor aponta para o próximo ponto. Uma volta completa do vetor ao longo da roda de fase, a uma velocidade constante, resulta em um ciclo completo da onda senoidal.

Figura 61 – Representação do funcionamento do DDS.



Fonte: Adaptado do manual Analog Devices.

Para que a posição do vetor seja fornecida, utiliza-se um acumulador de fase. Assim, o acumulador sempre retornará para um ponto dentro do ciclo da onda. O número de pontos discretos na roda de fase é determinado por 2^N . O acumulador de fase atua como um contador de módulo M, incrementando seu valor armazenado a cada pulso de *clock*. A magnitude do incremento é definida pelo valor de M, determinando o tamanho do passo em cada ciclo de *clock*, ou seja, quantos pontos na roda de fase serão saltados. Quanto maior o salto, mais rápido o acumulador percorre a roda de fase.

A frequência de saída (F_{out}) é definida através da relação entre o passo (M), a frequência de referência interna (F_{ref}) e a quantidade de pontos na *lookup table* na base dois (2^N), como apresentada pela Equação 56.

$$F_{out} = \frac{M * F_{ref}}{2^N} \quad (56)$$

Uma mudança no valor de M resulta em imediata e contínua alteração na frequência de saída do sinal DDS. Com base no exposto sobre essa técnica, foram desenvolvidos dois programas, a fim de comandar o funcionamento do inversor. O primeiro programa tem a função de criar uma tabela de valores baseada na forma de onda encontrada pelo algoritmo de evolução diferencial e grava-la na memória da FPGA. O segundo programa comandará o chaveamento do inversor, com base nos princípios da técnica DDS. A seguir, são fornecidos mais detalhes de cada um dos programas.

5.3.1.2 Programa para Geração da Onda de Referência

Este item descreve o programa criado para gerar a onda de referência utilizada na modulação por largura de pulso trifásica. A função principal deste programa é criar uma tabela de valores que represente a forma de onda que se deseja modular.

Para o desenvolvimento do programa, utilizou-se o *software* Labview®, por ser nativo ao dispositivo myRIO. A Figura 62 mostra a interface gráfica desenvolvida para o programa e os detalhes de suas funcionalidades.

A Figura 62 pode ser dividida em quatro grandes partes: a primeira, denominada "Dados de Entrada da Onda de Referência", é responsável pela inserção dos dados no programa, que, por sua vez subdivide-se em cinco grupos, numerados de um a cinco, como mostra a Figura 62.

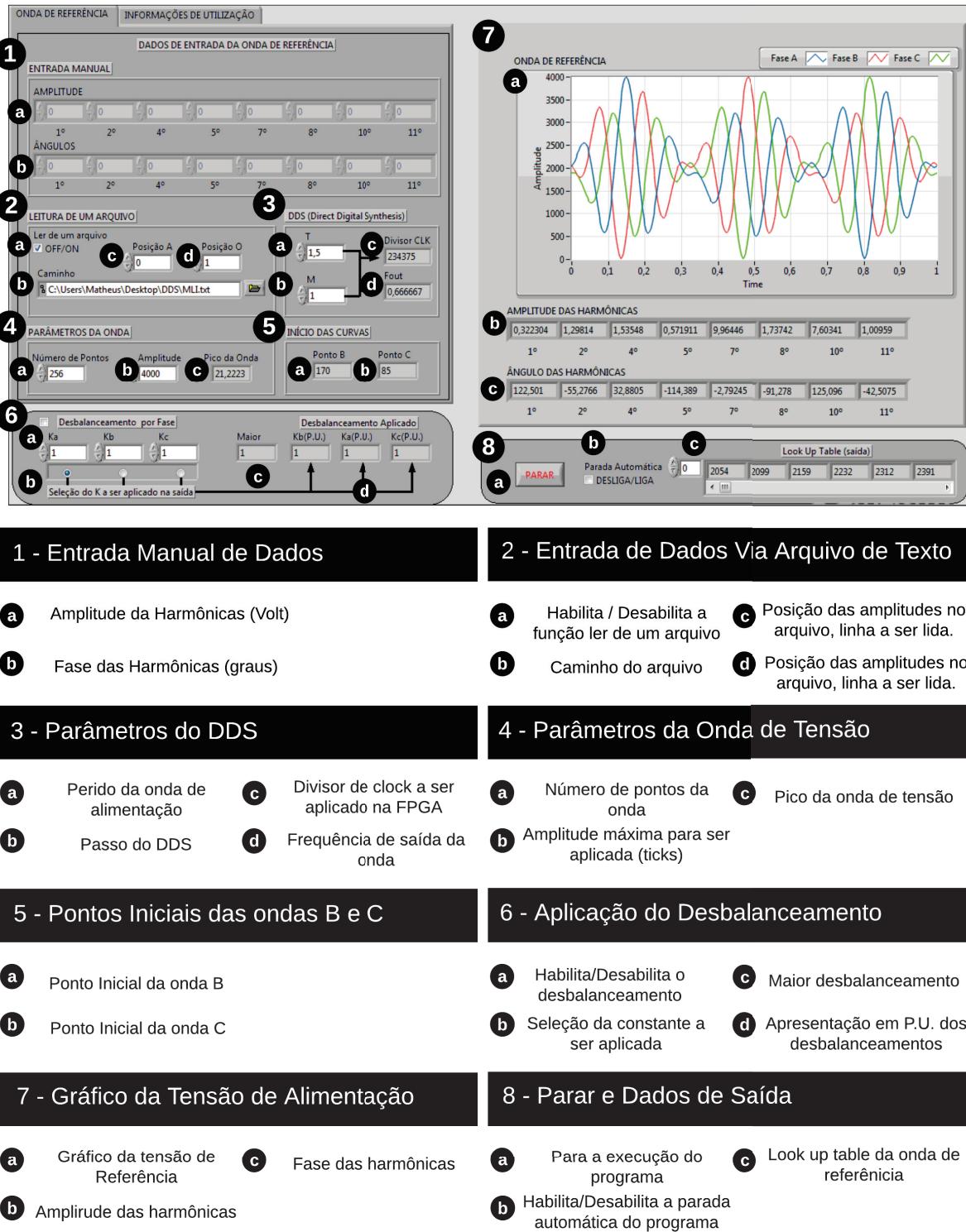
Os grupos um e dois destinam-se à inserção dos índices harmônicos da onda, de modo que o usuário possa escolher uma inserção manual, colocando separadamente as amplitudes e os ângulos, ou pode optar por carregar um arquivo que contenha essas informações. O grupo três, denominado "DDS (*Direct Digital Synthesis*)", calcula os parâmetros de ajuste do divisor de *clock* e a frequência de saída a serem inseridos no segundo programa, com base no período da onda (T) e no passo (M). Mais detalhes desses parâmetros serão fornecidos durante a explicação do segundo programa. O grupo quatro, por sua vez, define a onda de referência, dentro de parâmetros estabelecidos, como "Número de Pontos" e "Amplitude". Esses dois parâmetros deixam a onda parametrizada para aplicação da modulação PWM e da técnica DDS. Assim, o "número de pontos" entrará no cálculo da Equação 56, e a "Amplitude" representará o valor máximo do período de operação de cada pulso do PWM (*duty cycle*), fazendo com que todos os valores da onda sejam determinados de acordo com esse parâmetro. O quinto grupo, denominado "Início das Curvas", apresenta os pontos iniciais das curvas das fases B e C. Como o programa cria uma *lookup table* da onda de referência e as tensões aplicadas são balanceadas, as fases B e C utilizam a mesma tabela, porém começam de pontos diferentes.

A segunda parte apresenta o desbalanceamento. Apesar de não ter sido usado, o programa pode inserir qualquer nível de desbalanceamento desejável entre as fases, bastando, para isso, escolher o valor de K_a, K_b e K_c.

A terceira parte mostra, graficamente, um período da onda de referência. São apresentadas as ondas das três fases, e, abaixo do gráfico, estão disponíveis os índices harmônicos utilizados em sua composição.

A quarta e última parte disponibiliza os valores da *lookup table* que serão gravados na memória da FPGA e dispõe de duas opções de encerramento do programa.

Figura 62 – Interface gráfica do programa que gera a onda de referência.



Fonte: Elaboração própria.

Antes de prosseguir com a explicação do segundo programa, é importante destacar algumas configurações utilizadas na geração das ondas de referência aplicadas nos experimentos. Conforme visto na seção 5.3.1.1, a quantidade de pontos que a *lookup table* apresenta está condicionada a 2^N , de forma que se utilizou um $N = 8$, estabelecendo

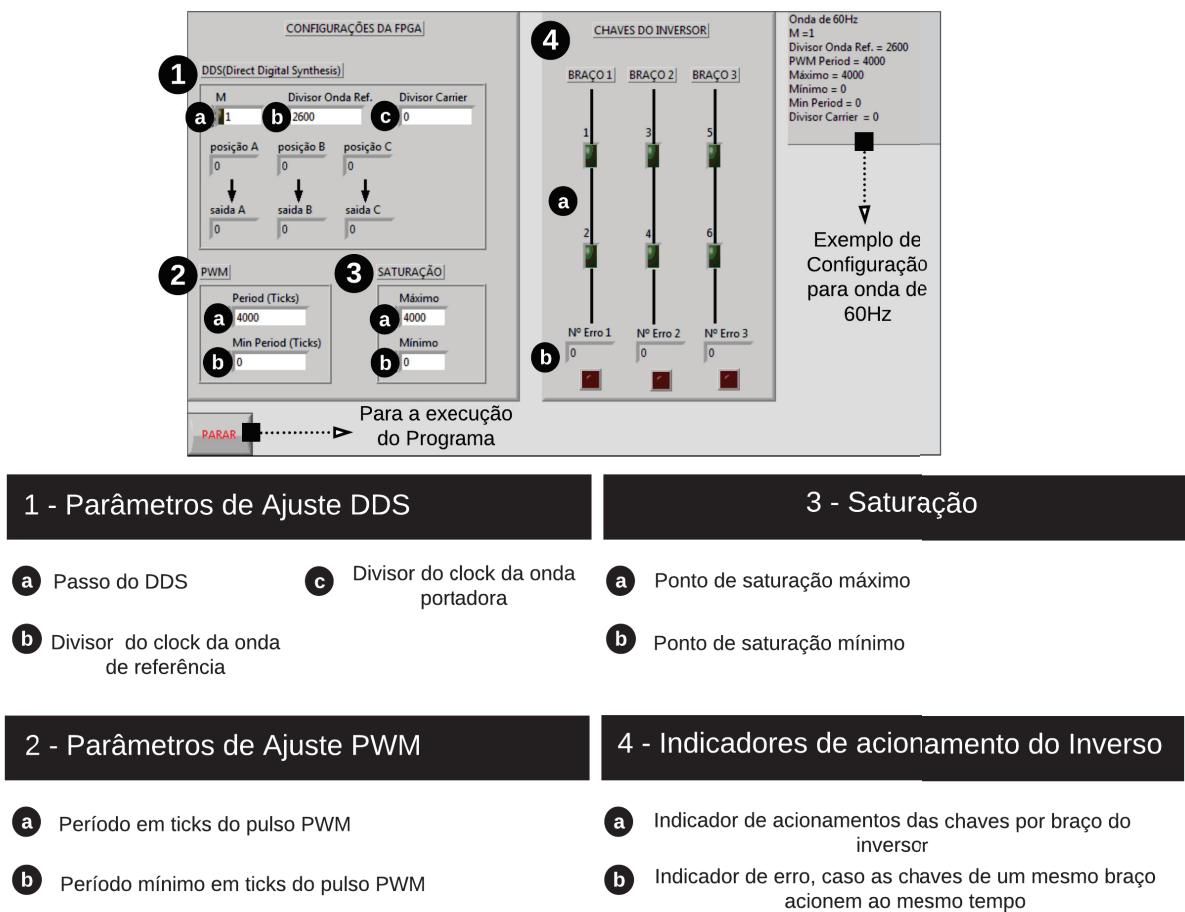
ondas constituídas de 256 pontos. O valor de 4000 estabelecido para o campo "Amplitude" visa à conversão de cada ponto da onda de referência em valores equivalentes para os pulsos do PWM. Mais detalhes da definição desse valor são fornecidos na próxima seção.

O programa foi desenvolvido dentro do sistema operacional interno do dispositivo myRIO. Tendo em vista que seu objetivo era, simplesmente criar a onda de referência, o programa não necessitava de características especiais de *hardware* para ser executado, podendo até ser embarcado em um computador pessoal. Entretanto, a fim de que o aplicativo fosse executado em um mesmo dispositivo, optou-se por essa escolha. Todo o detalhamento do código desse programa encontra-se no Anexo C.

5.3.1.3 Programa de Comando do Inversor

Uma vez que a forma de onda de referência é gerada no primeiro programa e gravada na memória da FPGA, o segundo programa pode ser executado. A Figura 63 exibe a interface gráfica do programa e descreve suas funcionalidades.

Figura 63 – Interface gráfica do programa que comanda o inversor.



Fonte: Elaboração própria.

A interface gráfica desse programa permite ao usuário a configuração da tensão de saída do inversor, controlando a frequência de saída da tensão e a frequência de chaveamento do inversor. Para melhor compreensão desas configurações, a Figura 63 foi dividida em quatro partes.

A parte de número um, denominada "DDS(Direct Digital Synthesis)", atua no controle da frequência da tensão de saída, permitindo, assim, o ajuste do valor de três campos. Conforme explicado nas seções anteriores, a frequência de saída da DDS é calculada pela Equação 56, onde "M" altera o passo na roda de fase, o "Divisor Onda ref." altera a F_{ref} e o "Divisor de Carrier" pode ser usado para obter frequências fracionadas.

O valor do "Divisor Onda ref." é calculado pela Equação 56, isolando-se a F_{ref} , como pode ser visto na Equação 57. Esse cálculo é realizado no primeiro programa, e seu resultado é apresentado no campo "Divisor CLK". Através dessas equações, pode-se calcular o divisor do *clock* interno do dispositivo myRIO, a fim de gerar uma onda com o valor de frequência desejado.

$$F_{ref} = \frac{F_{out} * 2^N}{M} \quad (57)$$

A segunda parte da interface, denominada "PWM", define a frequência de chaveamento do inversor, com base no período dos pulsos. Para todos os testes, deseja-se uma frequência de chaveamento de 10KHz, e, para tanto, definiu-se um período dos pulsos em 4000 *ticks*. Cada *tick* corresponde a um ciclo de execução da FPGA, de modo que, para o dispositivo myRIO, cada período corresponde a $1/40.10^6$, ou seja, $40\mu s$. Portanto, devido à definição do período dos pulsos em 4000 *ticks*, a frequência de chaveamento será $40.10^6/4.10^3 = 10KHz$.

A parte de número três, denominada "Saturação", regula os pontos máximo e mínimo do PWM. Essa funcionalidade não foi utilizada nos teste experimentais.

A quarta parte da interface, denominada "Chaves do Inversor", não apresenta entradas, auxiliando a visualização de possíveis erros durante os chaveamentos. Essa parte possui um contador de erros, que é incrementado caso dois sinais de pulsos sejam enviados simultaneamente para um mesmo braço do inversor. Caso isso ocorra, o programa cessa sua execução.

Os dois programas criados para o dispositivo myRIO funcionam em conjunto. O primeiro define todos os parâmetros que serão inseridos no segundo, a fim de gerar a alimentação necessária para que a máquina elétrica desenvolva os perfis de força desejados.

5.4 Confrontação Teórico Experimental

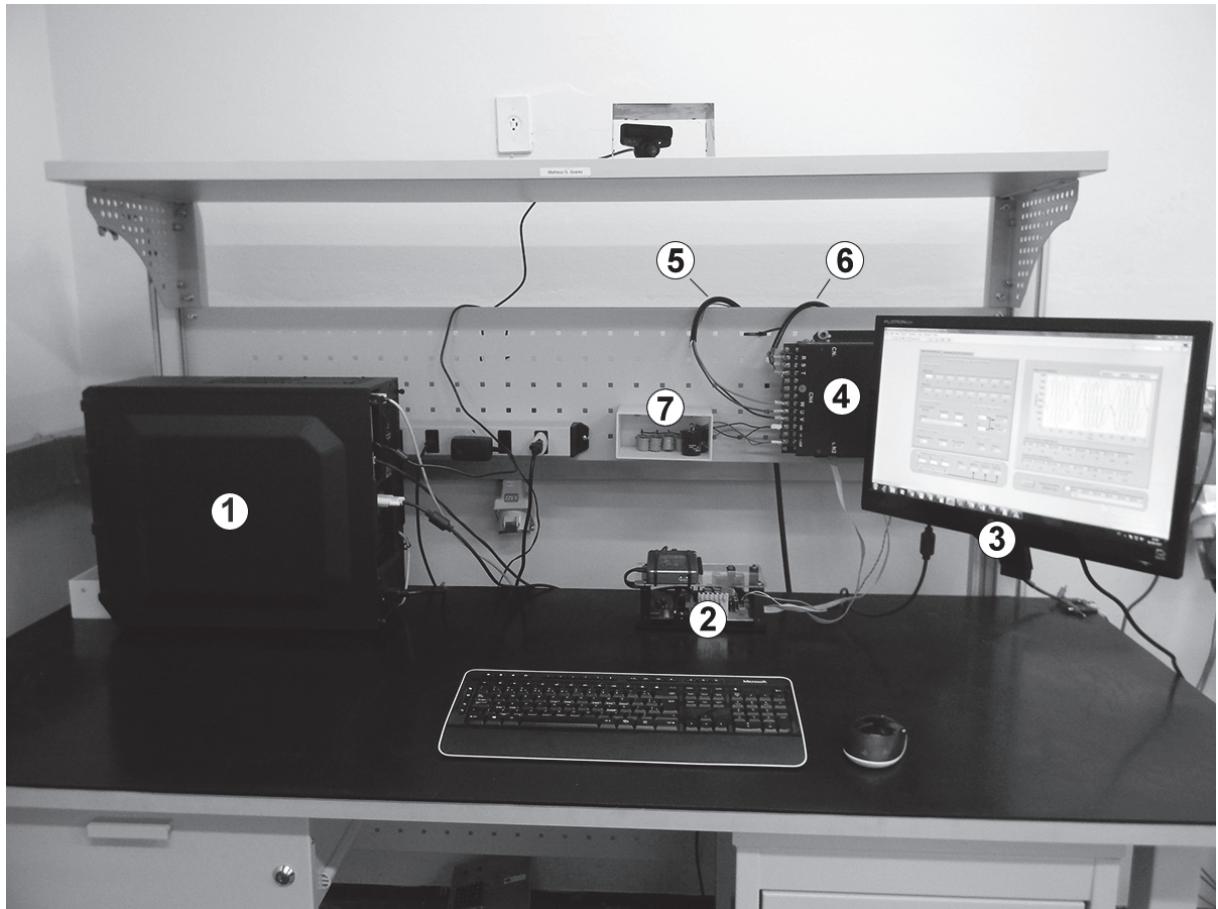
A validação do método proposto neste trabalho é realizada por meio de montagens experimentais, tornando possível verificar se os resultados encontrados nas simulações são

válidos quando aplicados em máquinas reais. Foram realizadas duas montagens experimentais, sendo uma delas para o motor de indução rotativo, e a outra, para o motor de indução linear. Os experimentos realizados, assim como as simulações, utilizam o MIT para a validação do método, que pode ser comparado com trabalhos antecessores, e ganha destaque quando aplicado ao protótipo do motor linear.

5.4.1 Montagens Experimentais

Todos os equipamentos apresentados, bem como os programas desenvolvidos nas seções anteriores, foram utilizados nos testes experimentais, resultando na montagem apresentada na Figura 64. Durante os testes, foram utilizados os dados obtidos pelo algoritmo de evolução diferencial, logo, as curvas simuladas no Capítulo 4 foram testadas experimentalmente.

Figura 64 – Montagem experimental. 1 - Computador; 2 - MyRIO; 3 - Monitor; 4 - Inversor de Frequência; 5 - Alimentação do Inversor; 6 - Saída do Inversor, Alimentação do motor; 7 - Banco de Capacitores Externo.



Fonte: Elaboração própria.

Conforme descrito na seção 5.2.3, adicionou-se um banco externo de capacitores de $3000\mu F$, aumentando o valor total do banco para $6000\mu F$. A utilização desse banco externo foi necessária, já que a faixa de frequência das tensões utilizadas é muito baixa.

A alimentação do inversor é feita por uma fonte trifásica variável e o valor aplicado em cada um dos testes foi ajustado manualmente.

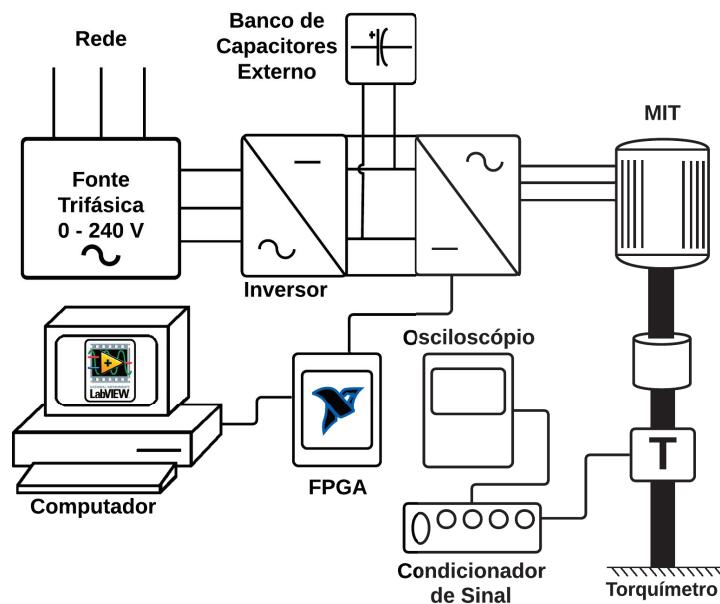
De forma geral, os testes experimentais seguem os seguintes passos: os valores de cada uma das harmônicas são inseridos no programa, que gera a onda de referência, e, posteriormente, os dados gerados são gravados na memória da FPGA. Uma vez acionado, o programa de comando do inversor controla a tensão de saída do inversor, utilizando uma modulação PWM trifásica. As tensões aplicadas nas máquinas não são filtradas, ou seja, as máquinas são alimentadas por pulsos de tensão. A montagem experimental segue o mesmo padrão das simulações realizadas no Capítulo 4.

5.4.2 Testes Realizados no Motor de Indução Rotativo

O primeiro experimento realizado teve como objetivo testar o método desenvolvido neste trabalho em um motor de indução rotativo trifásico e com seu rotor bloqueado, como mostra a Figura 65. O motor de 3cv, da marca VOGES, apresenta, ligados ao seu eixo, um torquímetro e uma haste de metal que impede o seu movimento, caracterizando a condição de bloqueio. A tensão no barramento DC do inversor foi ajustada para 40 volts, a uma frequência de chaveamento de 10 KHz.

Para a realização dos testes, foram utilizados os três perfis de conjugado já conhecidos. É oportuno ressaltar que cada um desses perfis de conjugado já foi simulado no Capítulo 4, e, para efeito de comparação, os mesmos perfis são testados experimentalmente nesta seção.

Figura 65 – Diagrama da montagem experimental do motor rotativo.



Fonte: Elaboração própria.

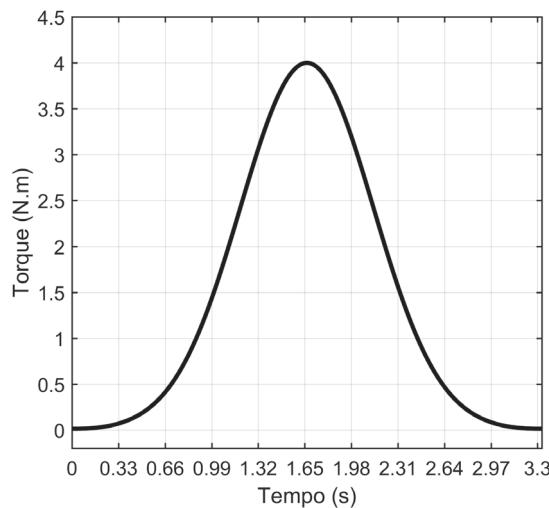
Os resultados dos testes para cada um dos três perfis de conjugado eletromagnético são apresentados com os seguintes dados: os valores das tensões harmônicas encontradas, a tensão de referência gerada pelo dispositivo de controle, as correntes que percorrem o estator da máquina e o pulso de conjugado capturado pelo torquímetro e amostrado pelo osciloscópio.

Antes da apresentação dos resultados, é importante ressaltar que as tensões de referência são aplicadas na forma de pulsos PWM, porém, para ilustrar a forma de onda de referência, utilizou-se um filtro RC passa-baixa na saída do dispositivo de controle.

5.4.2.1 Conjugado de Perfil Gaussiano

O primeiro teste realizado no motor rotativo busca a geração de um pulso Gaussiano de amplitude 4 N e período de 3,33 segundos, como apresentado na Figura 66.

Figura 66 – Perfil Gaussiano desejado.



Fonte: Elaboração própria.

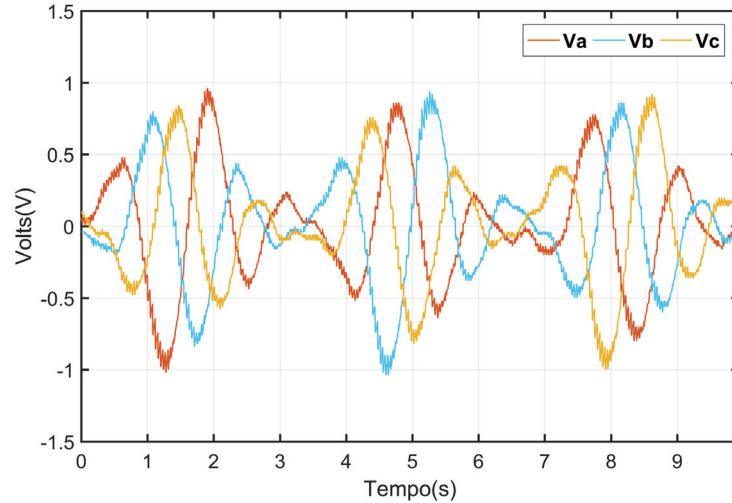
Aplicando os índices harmônicos apresentados na Tabela 21, gera-se a tensão de referência não senoidal, mostrada na Figura 67. A apresentação dessa tensão é feita por meio de um filtro passa baixa, ligado na saída da FPGA, comprovando, assim, que os pulsos PWM enviados ao inversor, de fato, representam a tensão desejada.

Tabela 21 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Gaussiano com um período de 3,33 s.

	Harmônicas							
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a	11 ^a
V _{pico}	0,427 V	0,517 V	4,098 V	0,795 V	6,239 V	1,186 V	2,716 V	0,189 V
θ	65,173°	25,416°	-17,250°	-93,607°	-31,655°	-79,349°	-77,088°	-141,937°

Fonte: Elaboração própria.

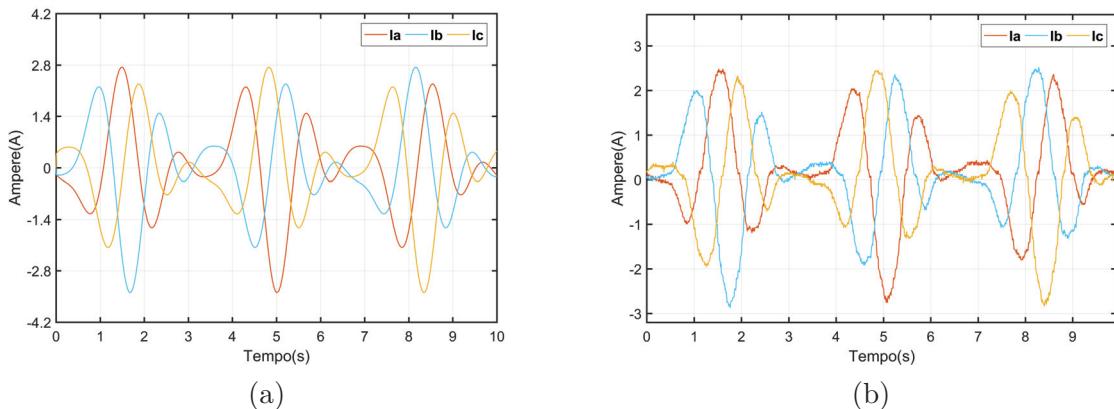
Figura 67 – Tensão de referência para o pulso Gaussiano de 4N.m e período de 3,33 s.



Fonte: Elaboração própria.

Para este perfil, as correntes que percorrem a máquina podem ser vistas na Figura 68. Os valores eficazes das correntes experimentais encontram-se na Tabela 22.

Figura 68 – Correntes do Perfil Gaussiano. (a) Correntes Simuladas; (b) Correntes medidas experimentalmente.



Fonte: Elaboração própria.

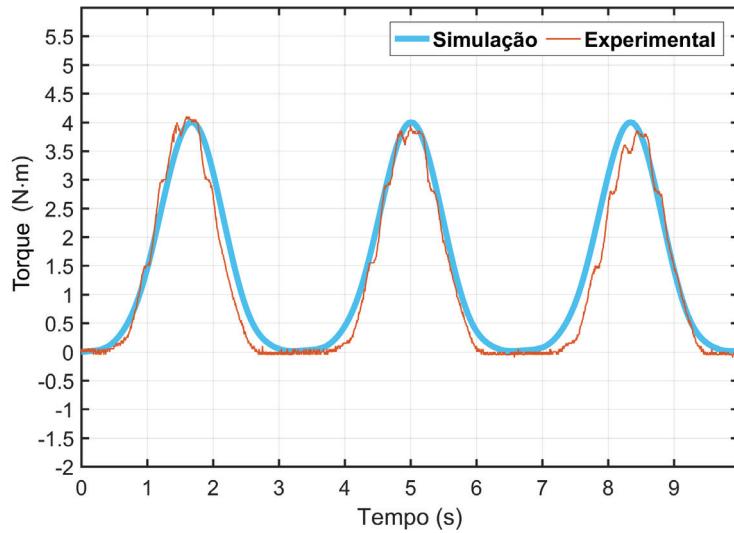
Tabela 22 – Correntes do estator MIT, perfil Gaussiano.

Correntes	
$I_{a_{rms}}$	1,098 A
$I_{b_{rms}}$	1,073 A
$I_{c_{rms}}$	1,086 A

Fonte: Elaboração própria.

O conjugado gerado pela máquina é comparado com o perfil desejado na Figura 69.

Figura 69 – Comparaçāo dos resultados para o MIT - Perfil Gaussiano.

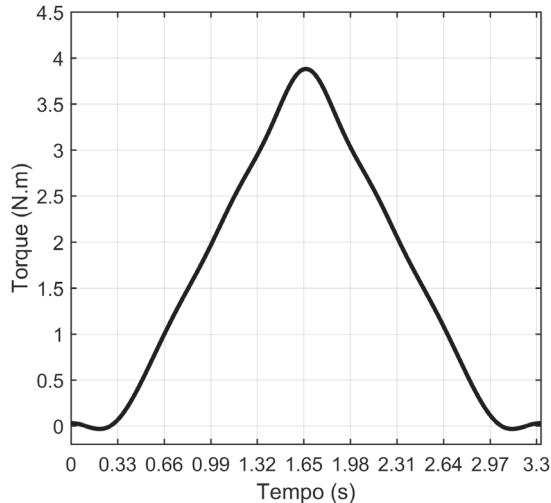


Fonte: Elaboração própria.

5.4.2.2 Conjugado de Perfil Triangular

O segundo teste busca a geraçāo de um pulso Triangular de amplitude 4N.m e período de 3,33 segundos, como apresentado na Figura 70.

Figura 70 – Perfil Triangular desejado.



Fonte: Elaboração própria.

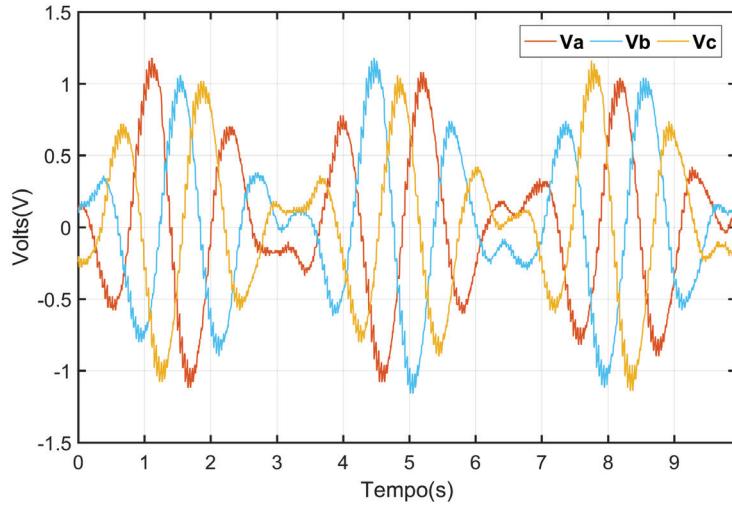
Aplicando os índices harmônicos apresentados na Tabela 23, gera-se a tensão de referência não senoidal, mostrada na Figura 71.

Tabela 23 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Triangular com um período de 3,33 s.

	Harmônicas							
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a	11 ^a
V_{pico}	0,227 V	0,796 V	1,160 V	0,258 V	6,790 V	0,523 V	4,217 V	0,370 V
θ	50,983°	-16,041°	-164,954°	-33,553°	-117,542°	136,818°	152,674°	-94,344°

Fonte: Elaboração própria.

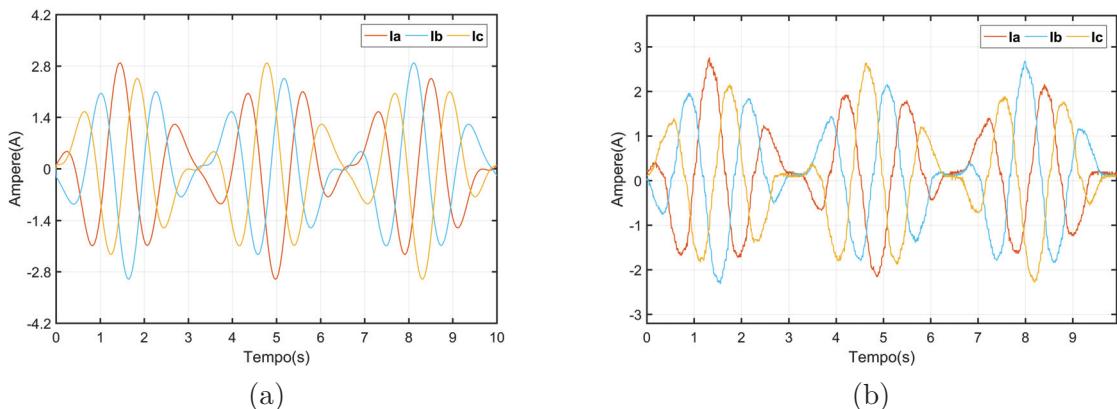
Figura 71 – Tensão de referência para o pulso Triangular de 4N.m e período de 3,33 s.



Fonte: Elaboração própria.

Para este perfil, as correntes que percorrem o estator da máquina podem ser vistas na Figura 72. Os valores eficazes das correntes experimentais encontram-se na Tabela 24.

Figura 72 – Correntes do Perfil Triangular. (a) Correntes Simuladas; (b) Correntes medidas experimentalmente.



Fonte: Elaboração própria.

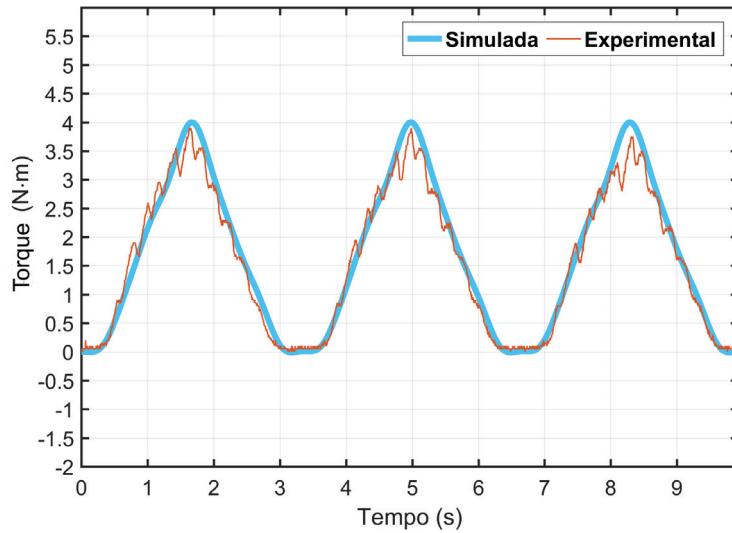
Tabela 24 – Correntes do estator MIT, perfil Triangular.

Correntes	
$I_{a_{rms}}$	1,089 A
$I_{b_{rms}}$	1,122 A
$I_{c_{rms}}$	1,110 A

Fonte: Elaboração própria.

O conjugado gerado pela máquina é comparado com o perfil desejado na Figura 73.

Figura 73 – Comparaçao dos resultados para o MIT - Perfil Triangular.

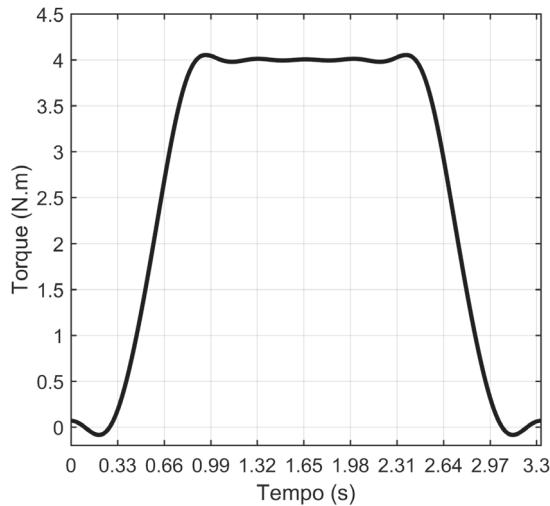


Fonte: Elaboração própria.

5.4.2.3 Conjugado de Perfil Trapezoidal

O terceiro e último experimento realizado no MIT busca a geração de um pulso Trapezoidal de amplitude 4N.m e período de 3,33 segundos, como apresentado na Figura 74.

Figura 74 – Perfil Triangular desejado.



Fonte: Elaboração própria.

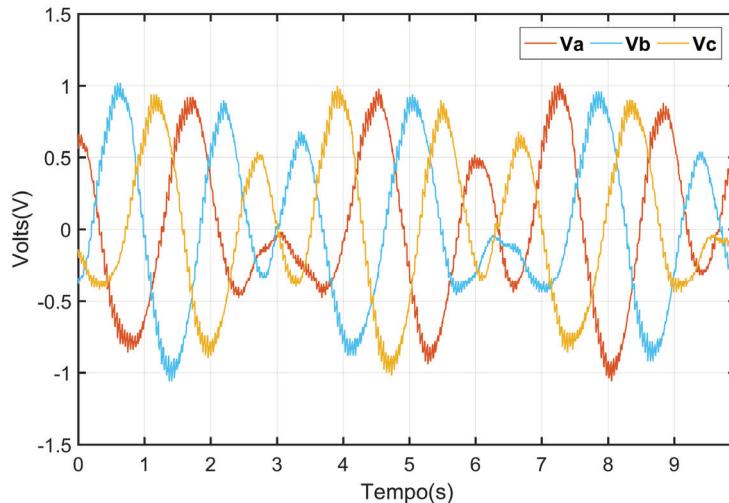
Aplicando os índices harmônicos apresentados na Tabela 25, gera-se a tensão de referência não senoidal, mostrada na Figura 75.

Tabela 25 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Trapezoidal com um período de 3,33 s.

Harmônicas								
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a	11 ^a
V _{pico}	2,631 V	0,068 V	7,986 V	0,425 V	7,729 V	1,843 V	0,653 V	0,758 V
θ	-19,552°	-55,719°	175,858°	-87,088°	25,566°	148,164°	95,402°	56,920°

Fonte: Elaboração própria.

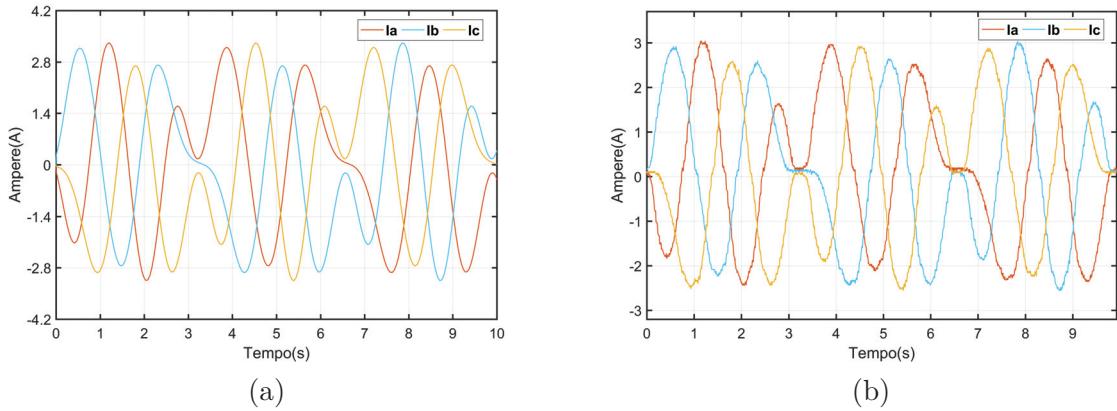
Figura 75 – Tensão de referência para o pulso Trapezoidal de 4N.m e período de 3,33 s.



Fonte: Elaboração própria.

Para este perfil, as correntes que percorrem a máquina podem ser vistas na Figura 76. Os valores eficazes das correntes experimentais encontram-se na Tabela 26.

Figura 76 – Correntes do Perfil Trapezoidal. (a) Correntes Simuladas; (b) Correntes medidas experimentalmente.



Fonte: Elaboração própria.

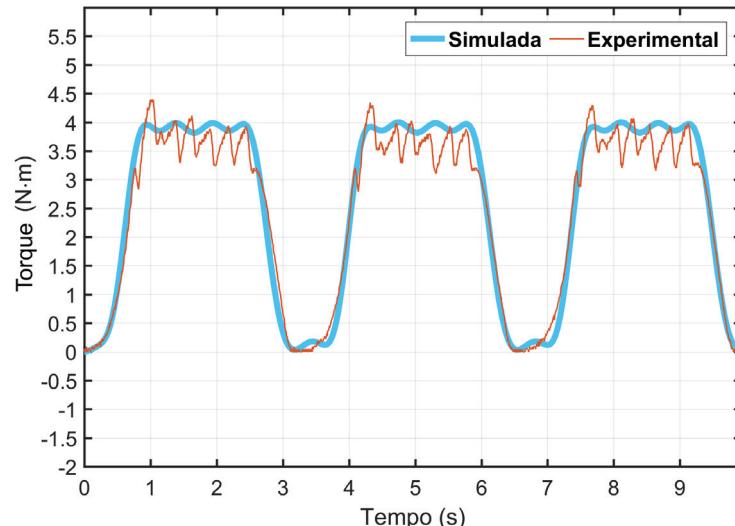
Tabela 26 – Correntes do estator MIT, perfil Trapezoidal.

Correntes	
I _{a,rms}	1,615 A
I _{b,rms}	1,634 A
I _{c,rms}	1,622 A

Fonte: Elaboração própria.

O conjugado gerado pela máquina é comparado com o perfil desejado e apresentado na Figura 77.

Figura 77 – Comparaçāo dos resultados para o MIT - Perfil Trapezoidal.



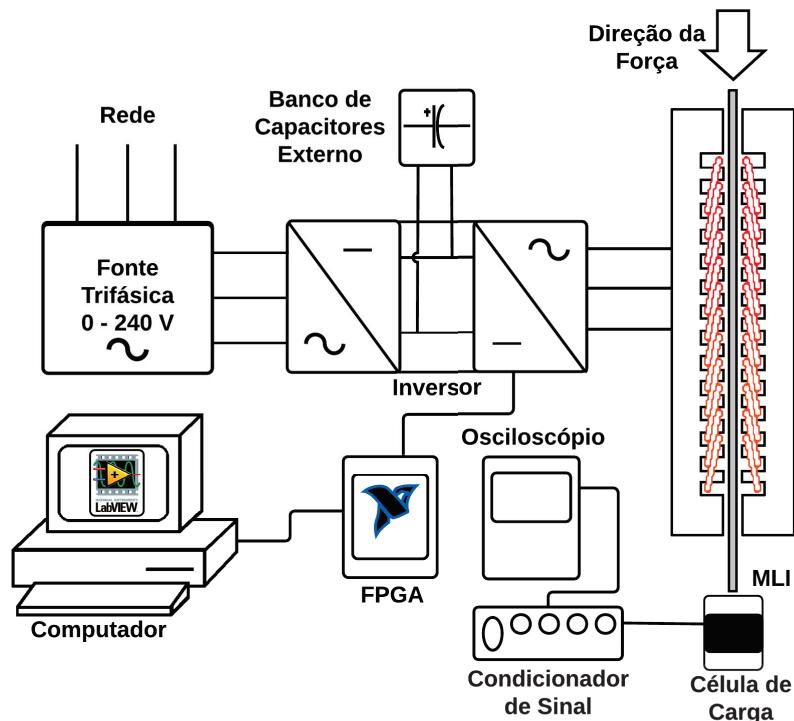
Fonte: Elaboração própria.

5.4.3 Testes Realizados no Motor de Indução Linear

Com o objetivo de controlar a força do MIL por meio da aplicação da tensão encontrada pelo algoritmo ED, foram realizados testes no protótipo do motor linear presente na seção 5.2.2, conforme apresentado na Figura 78. O protótipo do motor linear foi ligado de maneira que a força aplicada na guilhotina fosse descendente, ou seja, na direção da célula de carga, fazendo com que essa bloqueasse o movimento.

Neste teste, o sinal proveniente da célula de carga precisou ser calibrado para que o peso da lâmina da própria guilhotina não interferisse nos resultados. Assim como no ensaio anterior, o sinal do sensor foi ajustado pelo condicionador de sinal e amostrado pelo osciloscópio.

Figura 78 – Montagem experimental utilizada nos testes do MIL.



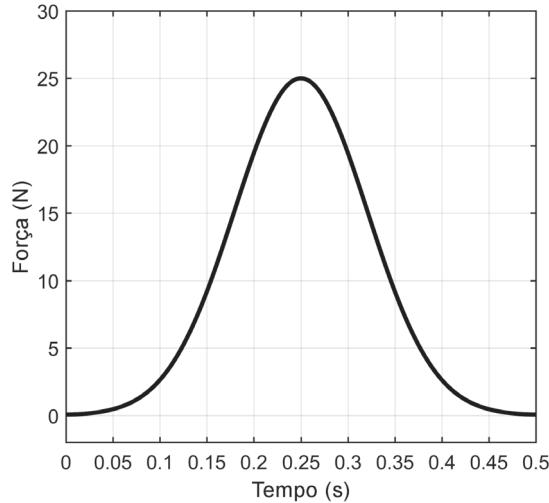
Fonte: Elaboração própria.

Para esse teste, a tensão de barramento DC do inversor foi ajustada para 100 volts e a frequência de chaveamento foi mantida em 10 kHz. Foram testado os perfis Gaussiano, Triangular e Trapezoidal, com um período de 0,5 segundos e uma amplitude de 25 Newton, como realizado no Capítulo 4.

5.4.3.1 Força de Perfil Gaussiano

O primeiro teste visa à geração de um perfil Gaussiano com amplitude de 25N e período de 0,5 segundo. A Figura 79 mostra o perfil desejado.

Figura 79 – Perfil de força desejado - pulso Gaussiano



Fonte: Elaboração própria.

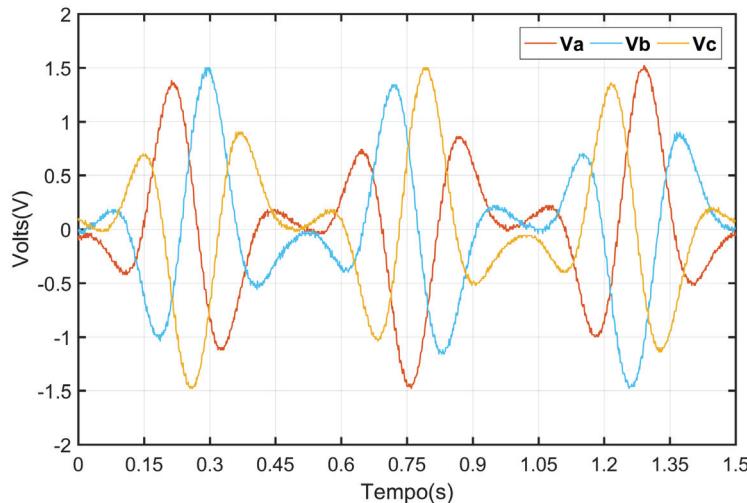
Aplicando os índices harmônicos apresentados na Tabela 27, gera-se a tensão de referência não senoidal, mostrada na Figura 80.

Tabela 27 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Gaussiano com um período de 0,5 s.

	Harmônicas							
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a	11 ^a
V _{pico}	3,323 V	0,688 V	18,348 V	0,559 V	20,698 V	0,437 V	5,624 V	0,134 V
θ	112,157°	-148,918°	76,822°	37,886°	-31,704°	-132,388°	-38,479°	-114,541°

Fonte: Elaboração própria.

Figura 80 – Tensão de referência para o pulso Gaussiano de 25N e período de 0,5s.

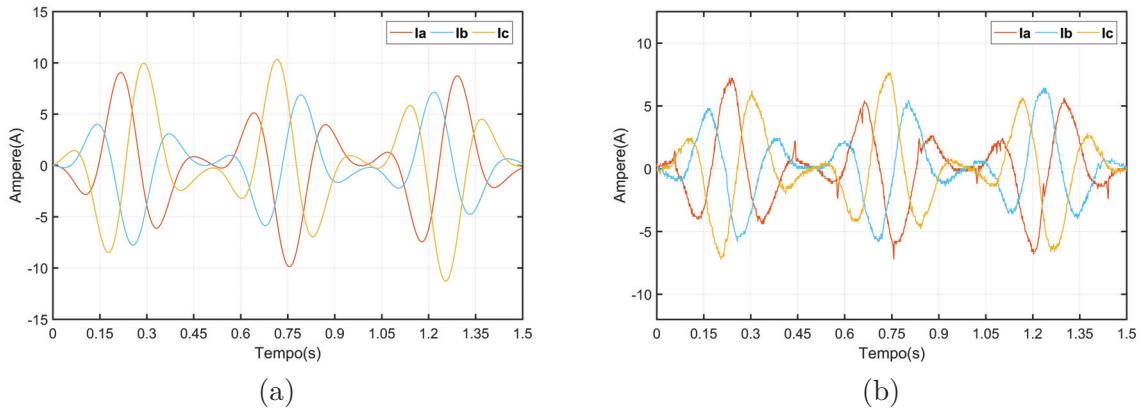


Fonte: Elaboração própria.

Para este perfil, as correntes que percorrem o primário da máquina linear podem ser

vistas na Figura 81. Os valores eficazes das correntes experimentais encontram-se na Tabela 28.

Figura 81 – Correntes do Perfil Gaussiano. (a) Correntes Simuladas; (b) Correntes medidas experimentalmente.



Fonte: Elaboração própria.

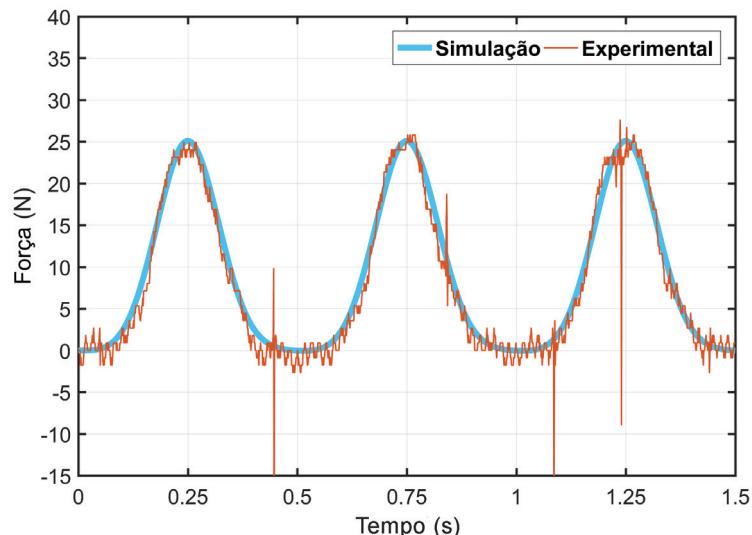
Tabela 28 – Correntes do estator MIL, perfil Gaussiano.

Correntes	
I _a _{rms}	2,868 A
I _b _{rms}	2,617 A
I _c _{rms}	3,085 A

Fonte: Elaboração própria.

O perfil de força gerado pela máquina linear é comparado com o perfil desejado e apresentado na Figura 82.

Figura 82 – Comparaçāo dos resultados para o MIL - Perfil Gaussiano.

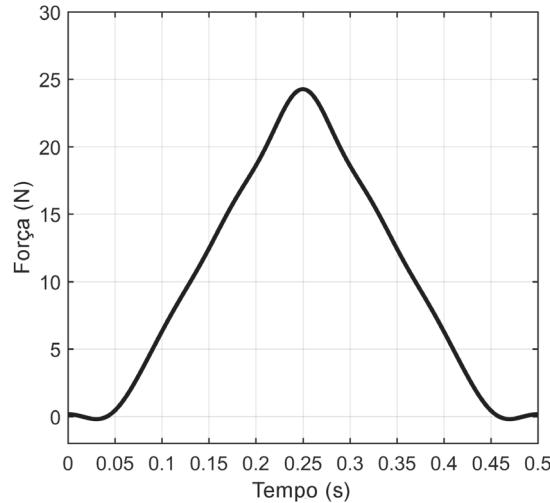


Fonte: Elaboração própria.

5.4.3.2 Força de Perfil Triangular

O segundo teste busca a geração de um perfil Triangular com amplitude de 25N e período de 0,5 segundo. A Figura 83 mostra o perfil desejado.

Figura 83 – Perfil de força desejado - pulso Triangular.



Fonte: Elaboração própria.

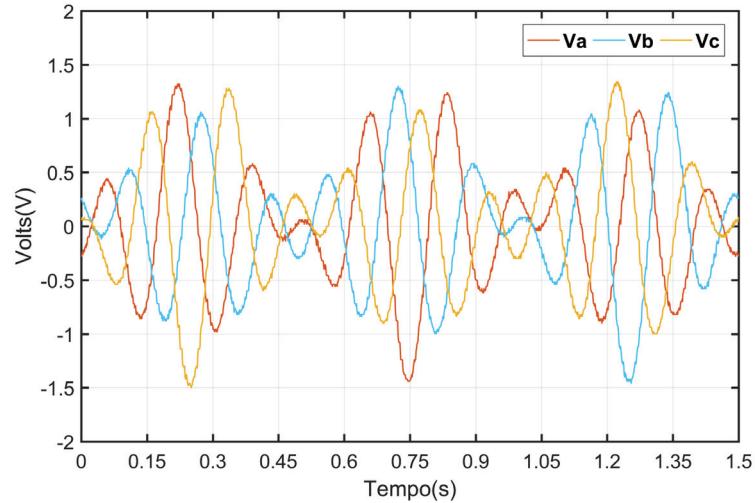
Aplicando os índices harmônicos apresentados na Tabela 29, gera-se a tensão de referência não senoidal, mostrada na Figura 84.

Tabela 29 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Triangular com um período de 0,5 s.

	Harmônicas							
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a	11 ^a
V _{pico}	0,709 V	2,856 V	3,378 V	1,258 V	21,922 V	3,822 V	16,728 V	2,221 V
θ	122,501°	-55,277°	32,881°	-114,389°	-2,792°	-91,278°	125,096°	-42,508°

Fonte: Elaboração própria.

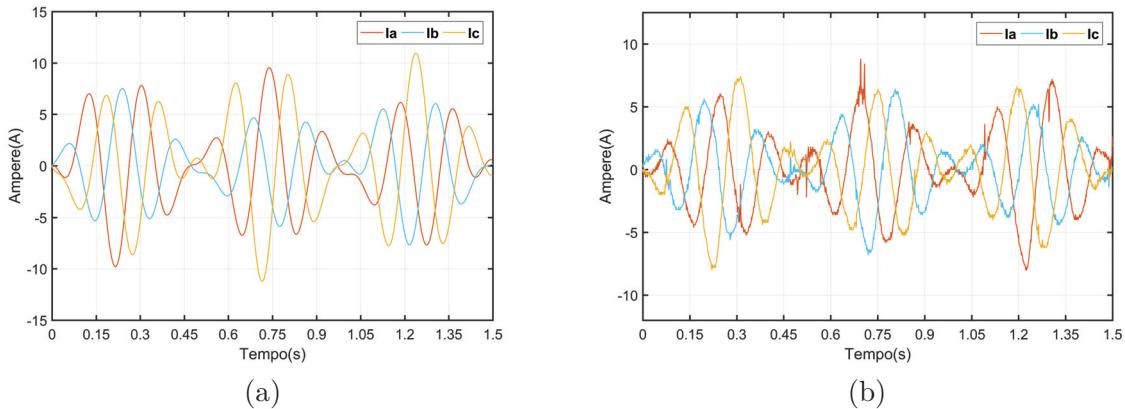
Figura 84 – Tensão de referência para o pulso Triangular de 25N e período de 0,5s.



Fonte: Elaboração própria.

Para este perfil, as correntes que percorrem o primário da máquina linear podem ser vistas na Figura 85. Os valores eficazes das correntes experimentais encontram-se na Tabela 30.

Figura 85 – Correntes do Perfil Triangular. (a) Correntes Simuladas; (b) Correntes medidas experimentalmente.



Fonte: Elaboração própria.

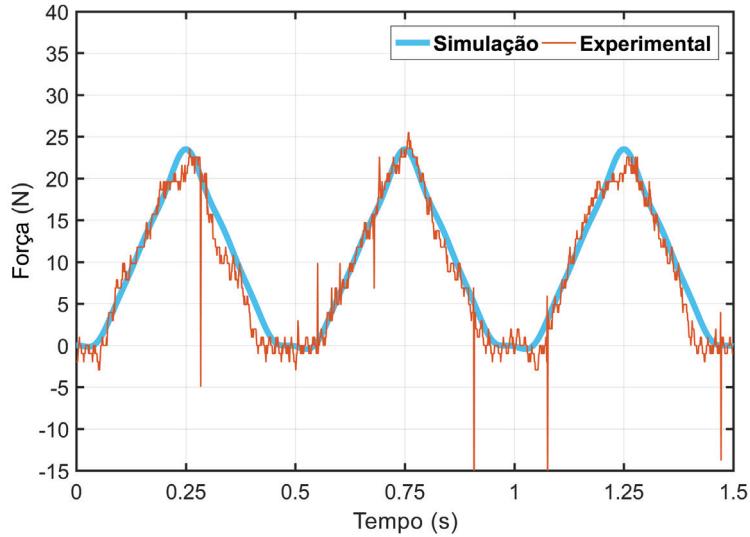
Tabela 30 – Correntes do estator MIL, perfil Triangular.

Correntes	
I _a _{rms}	2,727 A
I _b _{rms}	3,109 A
I _c _{rms}	3,297 A

Fonte: Elaboração própria.

O perfil de força gerado pela máquina linear é comparado com o perfil desejado e apresentado na Figura 86.

Figura 86 – Comparaçāo dos resultados para o MIL - Perfil Triangular.

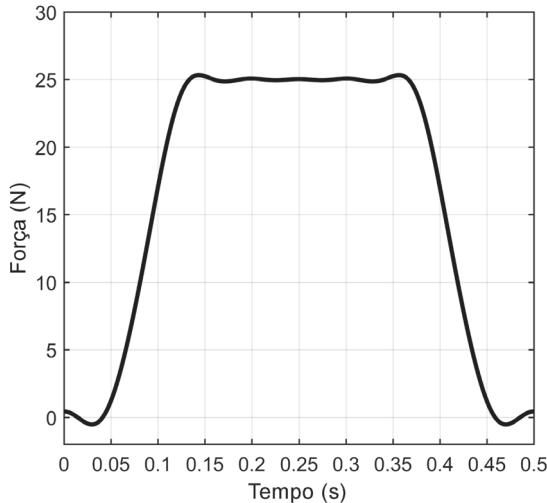


Fonte: Elaboração própria.

5.4.3.3 Força de Perfil Trapezoidal

O último teste realizado no presente trabalho busca a geraçāo de um perfil Trapezoidal com amplitude de 25N e período de 0,5 segundo. A Figura 87 mostra o perfil desejado.

Figura 87 – Perfil de força desejado - pulso Trapezoidal.



Fonte: Elaboração própria.

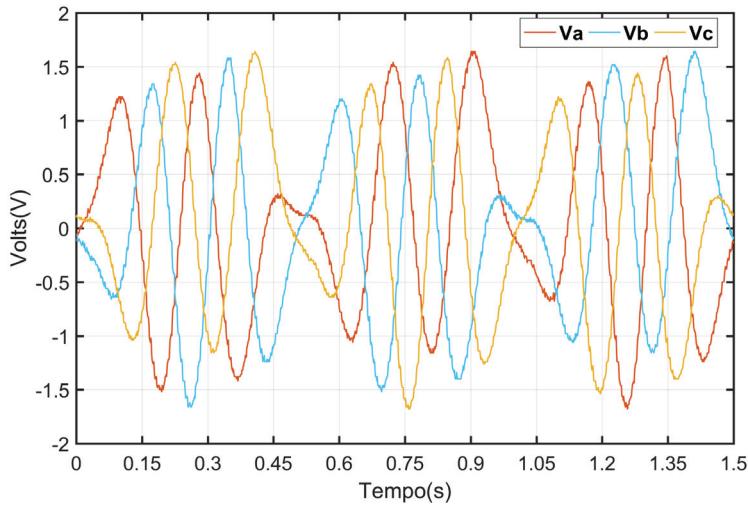
Aplicando os índices harmônicos apresentados na Tabela 31, gera-se a tensão de referência não senoidal, mostrada na Figura 88.

Tabela 31 – Tensões Harmônicas obtidas, perfil Trapezoidal com um período de 0,5 s.

	Harmônicas							
	1 ^a	2 ^a	4 ^a	5 ^a	7 ^a	8 ^a	10 ^a	11 ^a
V_{pico}	7,151 V	7,350 V	3,620 V	3,406 V	30,845 V	2,531 V	18,433 V	2,847 V
θ	-31,334°	-154,778°	34,724°	13,713°	127,050°	11,469°	-143,645°	-39,550°

Fonte: Elaboração própria.

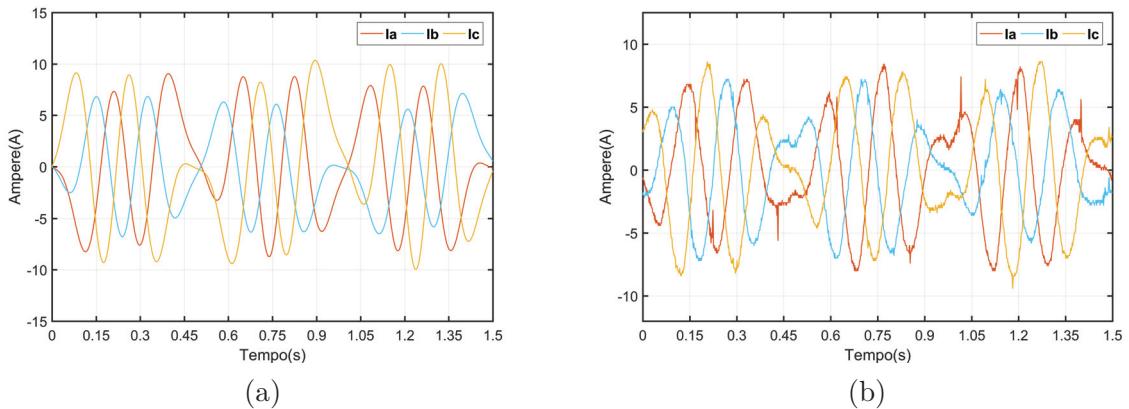
Figura 88 – Tensão de referência para o pulso Trapezoidal de 25N e período de 0,5s.



Fonte: Elaboração própria.

Para este perfil, as correntes que percorrem o primário da máquina linear podem ser vistas na Figura 89. Os valores eficazes das correntes experimentais encontram-se na Tabela 32.

Figura 89 – Correntes do Perfil Trapezoidal. (a) Correntes Simuladas; (b) Correntes medidas experimentalmente.



Fonte: Elaboração própria.

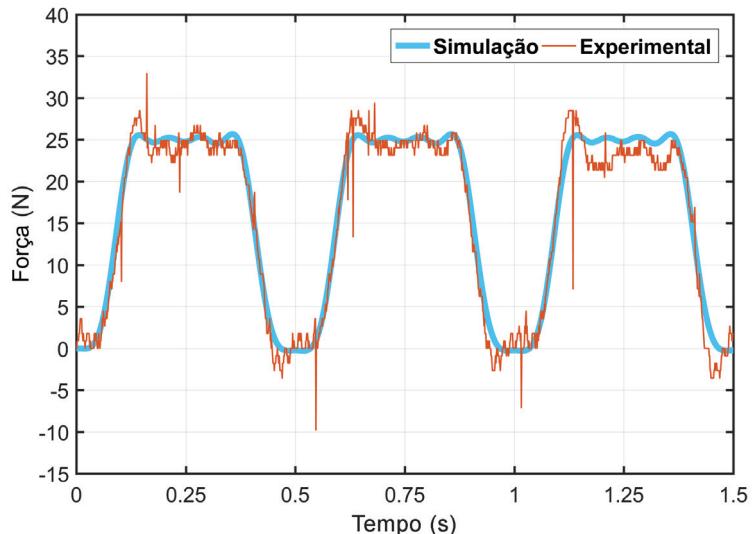
Tabela 32 – Correntes do estator MIL, perfil Trapezoidal.

Correntes	
$I_{a_{rms}}$	3,8095 A
$I_{b_{rms}}$	4,2519 A
$I_{c_{rms}}$	4,5759 A

Fonte: Elaboração própria.

O perfil de força gerado pela máquina linear é comparado com o perfil desejado e apresentado na Figura 90.

Figura 90 – Comparaçāo dos resultados para o MIL - Perfil Trapezoidal.



Fonte: Elaboração própria.

5.4.4 Discussāo dos Resultados

Os resultados apresentados pelas Figuras 69, 73, 77, 82, 86 e 90 comprovam, através da comparação gráfica, a eficácia do algoritmo ED como meio para determinação das tensões de alimentação não senoidais, objetivando a geração de perfis de conjugado para o motor rotativo e força para a máquina linear.

Para analisar os resultados simulados no Capítulo 4, bem como os dados experimentais obtidos neste capítulo, apresenta-se a Tabela 33. Nela, os valores das correntes simuladas e experimentais são comparados e a diferença percentual entre elas são apresentadas nas colunas quatro e sete.

Tabela 33 – Comparaçāo entre as correntes eficazes, simuladas e experimentais.

	MIT			MIL		
	Simulação	Experimental	Erro(%)	Simulação	Experimental	Erro(%)
Gaussiana						
Ia _{rms}	1,148	1,098	5,07	2,777	2,868	6,74
Ib _{rms}	1,153	1,073	8,06	3,045	2,617	5,81
Ic _{rms}	1,148	1,086	6,39	3,421	3,085	9,83
Triangular						
Ia _{rms}	1,193	1,089	8,72	2,949	2,727	8,06
Ib _{rms}	1,187	1,122	5,48	3,346	3,109	7,09
Ic _{rms}	1,195	1,110	7,11	3,701	3,297	10,63
Trapezoidal						
Ia _{rms}	1,835	1,615	11,98	4,161	3,809	9,88
Ib _{rms}	1,809	1,634	9,67	4,597	4,252	7,50
Ic _{rms}	1,814	1,622	10,58	5,142	4,576	11,01

Fonte: Elaboração própria.

Os valores de correntes apresentados na Tabela 33 fundamentam a técnica utilizada no presente trabalho, evidenciando a proximidade entre as simulações e os experimentos realizados para os dois tipos máquinas elétricas. Em média, para o MIT, o erro relativo entre as correntes eficazes é de 6,51% para o perfil Gaussiano, 7,10% para o perfil Triangular e 10,74% para o Trapezoidal. Para MIL, o erro médio relativo entre as correntes é de 7,46% para o perfil Gaussiano, 8,59% para o perfil Triangular e 9,46% para o perfil Trapezoidal.

As diferenças, tanto gráficas como numéricas, encontradas entre os resultados simulados e experimentais são pequenas, visto que se trata de uma malha de controle aberta. Um outro fator que contribui para as diferenças encontradas são que as duas máquinas não foram modeladas para uma indutância variável. Para o caso específico do MIL, por se tratar de um protótipo, não foi possível definir um entreferro constante, desta forma, os pequenos desvios presentes no entreferro refletiram nos resultados.

5.5 Consideração Final

Neste capítulo, foram testadas, experimentalmente, todas as tensões harmônicas simuladas no Capítulo 4. Os testes foram realizados, primeiramente, no MIT devido à sua facilidade de operação, e, posteriormente, concentraram-se no MIL.

Para que os experimentos pudessem ser realizados, foi necessário o desenvolvimento dos equipamentos utilizados. Assim, destacam-se a fonte de Harmônicos, composta por um inversor de frequência controlado por uma FPGA, e os sensores de medição de conjugado e de força, ajustados com o auxílio de um condicionador de sinal.

A FPGA controla o inversor de frequência com o auxílio de dois softwares. O primeiro deles utiliza, como entrada, os valores das harmônicas obtidos pelo algoritmo ED

e gera uma *lookup table* para ser gravada na memória da FPGA. O segundo software, de fato, controla o inversor de frequência, com base nos dados gravados na memória da FPGA, ajustando a frequência de saída dos pulsos por meio da técnica DDS. Os sensores, por sua vez, utilizam um condicionador de sinal, composto por um amplificador de instrumentação, e um filtro passa baixa, para ajustar o sinal de saída e exibi-lo em um osciloscópio.

Uma vez que toda a instrumentação utilizada foi desenvolvida, efetuou-se a montagem experimental para os testes dos perfis Gaussiano, Triangular e Trapezoidal. Como mencionado anteriormente, primeiramente foram testados os três perfis no motor rotativo, a fim de verificar o formato do conjugado em sua saída e comprovar o funcionamento dos equipamentos desenvolvidos. Posteriormente, de acordo com o objetivo do trabalho, foram testados os mesmos perfis no protótipo da máquina linear, comprovando-se, então, a funcionalidade no controle da força.

Por fim, os resultados apresentados comprovam, de forma prática, que o método proposto é capaz de determinar as tensões de alimentação do motor linear operando em baixas velocidades, para tipos diferentes de perfis de força.

CAPÍTULO 6

Conclusões

6.1 Considerações Finais

A pesquisa elaborada neste trabalho propõe aplicações de motores de indução trifásicos operando em baixas velocidades, com solicitação de força. Aplicações típicas dessa natureza são encontradas, geralmente, em guilhotinas, prensas, estamparias ou em equipamentos voltados para a biomecânica.

Ao longo do texto, foram sintetizadas, na forma de cinco capítulos, as principais informações referentes à caracterização do estado da arte sobre o tema e sua relevância para o atual estágio de desenvolvimento dos métodos de controle de força para máquinas operando em baixas velocidades, às lacunas ainda existentes e aos desafios oferecidos, à abordagem computacional aplicável ao tema central da pesquisa e às contribuições próprias do presente trabalho, às novas potencialidades incorporadas ao método de controle desenvolvido por (GONTIJO, 2011), dentre outras questões. Dessa forma, torna-se essencial condensar as principais contribuições e avanços atingidos.

Iniciando pelo Capítulo 2, centrado na descrição dos algoritmos evolutivos e com foco na Evolução Diferencial aplicada ao método proposto, explorando aspectos gerais de sua implementação, tais como visão geral de funcionamento, especificação dos conceitos sobre indivíduos e sua estruturação, criação da população de soluções dentro de um espaço de busca finito, definição das técnicas de mutação e recombinação utilizadas para a convergência em uma solução e os parâmetros de parada. O conteúdo da unidade é complementado no capítulo subsequente, que aborda especificamente a função de avaliação.

Prosseguindo, o Capítulo 3 enfoca o desenvolvimento de um modelo computacional, que simula a operação de máquinas elétricas de indução lineares alimentadas por fontes não senoidais (para todos os efeitos, todas as simulações consideram as máquinas operando em baixas velocidades). Para tanto, foi desenvolvido um modelo para o motor de indução linear com base nas equações do motor de indução rotativo. O modelo do motor linear contempla sua assimetria construtiva, ponto essencial para as simulações dessa máquina.

A construção desse modelo visa à complementação do algoritmo de evolução diferencial, atuando como função de avaliação.

Uma vez estabelecidos o modelo computacional da máquina de indução linear e os conceitos de evolução diferencial, realizou-se um trabalho computacional, a fim de criar um algoritmo capaz de encontrar as tensões de alimentação necessárias para o desenvolvimento de um perfil de força. O algoritmo trata o método desenvolvido por (GONTIJO, 2011) como um problema inverso. Assim, tão logo um perfil de força é fornecido, o algoritmo encontra a tensão de alimentação que gera aquele perfil.

O Capítulo 4, por sua vez, foi desenvolvido com o propósito de testar o método apresentado neste trabalho, através de simulações. Com vistas ao atendimento desse requisito, foi, inicialmente, criada, na plataforma Simulink®, a simulação de uma máquina de indução alimentada por uma fonte não senoidal. Sendo assim, tendo por foco a simulação de um sistema a ser posteriormente implementado durante os testes experimentais, elaborou-se, na referida fonte, um sinal trifásico não senoidal, aplicado por meio de um inversor de frequência.

Objetivando a avaliação do desempenho do método desenvolvido e implementado via simulação, procedeu-se, nesse capítulo, à realização de testes com três perfis de força específicos, visando à evidenciar a nova potencialidade do produto final desta tese. Diante das simulações aqui reportadas, o método amplia sua aplicação, não mais se restringindo às máquinas de indução rotativas, mas passando a abranger máquinas de indução lineares, mediante a utilização de um índice de harmônicos diferente na tensão de alimentação, conforme constatado em trabalhos anteriores.

Para a avaliação do desempenho do método proposto foi realizada, no Capítulo 5, uma montagem experimental envolvendo os elementos utilizados nas simulações. Os testes recaíram sobre três perfis de conjugado, para o motor rotativo, e três perfis de força, para o motor linear. O sistema assim elaborado pode ser dividido em três partes: a alimentação do sistema, que conta com um inversor de frequência controlado por uma FPGA, as máquinas de indução rotativa e linear como o objeto central do estudo, e os respectivos sensores para aferição das saídas geradas.

Os resultados oferecidos pelo método desenvolvido no presente trabalho, sob a perspectiva dos testes experimentais realizados, ilustram que foi possível encontrar uma tensão de alimentação que o caracterizasse, independente do perfil de força desejado. A pequena diferença entre os resultados simulados e os experimentais justifica-se pela malha de controle aberta utilizada, que faz com que o sistema fique limitado à tensão de alimentação imposta. O método apresentado mostra-se bastante flexível, uma vez que, após criados, os modelos computacionais da máquina a ser estudada não necessitam de um equacionamento matemático dispendioso.

6.2 Recomendações

Apesar dos avanços oferecidos pelas contribuições feitas por esta tese, fica aqui registrado o reconhecimento de trabalhos relevantes ao tema, e que necessitam de estudos complementares, até que o método de controle de máquinas elétricas aqui proposto atinja um nível de segurança e confiabilidade que resulte na sua utilização de forma irrestrita.

A título de sugestão para trabalhos merecedores de desenvolvimento, ressaltam-se:

- ❑ A modelagem e os estudos do método de controle aplicado em máquinas de indução lineares não restritos a baixas velocidades, ou seja, um modelo que considere a velocidade do motor. O desenvolvimento de tal método consideraria os efeitos de extremidade das máquinas lineares, aumentando a complexidade do estudo. Por considerar a velocidade, será necessária a utilização de sensor de velocidade.
- ❑ Para estudos em malha aberta, recomenda-se o aprimoramento do método de modulação PWM trifásico, sendo possível a utilização do *space vector* PWM.
- ❑ Aprimoramento do método de controle, utilizando imposição de corrente ao invés de imposição de tensão nos terminais da máquina. Essa aplicação necessita de uma malha de controle de corrente, aumentando a complexidade da construção dos testes práticos, mas simplifica o método e diminui a dependência dos parâmetros da máquina.
- ❑ Estudo da relação entre a quantidade dos índices de harmônicas e um perfil de força específico. Tal estudo pode investigar a quantidade de harmônicas necessárias a cada tipo de perfil de força.
- ❑ Estudar os impactos das harmônicas na rede elétrica produzidos pelo sistema proposto neste trabalho a luz do procedimento do sistema de distribuição "PRODIST".

Referências

- BARTIK, M.; NOVOTNY, M. Advanced control unit for linear motor for precise measurements in biomechanics. In: **2015 4th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO)**. IEEE, 2015. p. 129–133. ISBN 978-1-4799-8999-7. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/MECO.2015.7181883>>.
- BLASCHKE, F. Principle of field orientation as used in the new transvektor control system for induction machines, (das prinzip der feldorientierung, die grundlage fuer die transvektor- regelung von drehfeldmaschinen). v. 45, p. 757–760, 10 1971.
- BOLDEA, I. **Linear electric machines, drives, and MAGLEVs handbook**. 1st edition. ed. CRC Press, 2013. ISBN 9781439845158. Disponível em: <<https://doi.org/10.1201/b13756>>.
- CASADEI, D. et al. Foc and dtc: two viable schemes for induction motors torque control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 5, p. 779–787, Sep 2002. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2002.802183>>.
- CHUNHUA, L.; YIXIAO, L. Overview of advanced control strategies for electric machines. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, v. 3, n. 2, p. 53–61, Sep. 2017. ISSN 2096-1529. Disponível em: <<https://doi.org/10.23919/CJEE.2017.8048412>>.
- COELHO, R. R. A.; PEREIRA, A. E. C.; NETO, L. M. A High Performance Multilayer Earth Parameter Estimation rooted in Chebyshev Polynomials. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 8977, n. c, p. 1–1, 2017. ISSN 0885-8977. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPWRD.2017.2664738>>.
- DEB, A.; GUPTA, B.; ROY, J. S. Performance comparison of differential evolution, genetic algorithm and particle swarm optimization in impedance matching of aperture coupled microstrip antennas. In: **2011 11th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)**. [s.n.], 2011. p. 17–20. ISSN 2157-9822. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/MMS.2011.6068519>>.
- DEPENBROCK, M. Direct self-control (dsc) of inverter fed induktion machine. In: **1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [s.n.], 1987. p. 632–641. ISSN 0275-9306. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/PESC.1987.7077236>>.
- DEVICES, A. **A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis**. [S.l.], 1999. Disponível em: <http://www.analog.com/media/cn/training-seminars/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf>.

FITZGERALD, A. et al. **Electric Machinery**. [S.l.]: McGraw-Hill Companies, Incorporated, 2002. (Electrical Engineering Series). ISBN 9780073660097.

FITZGERALD, A.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. **Electric Machinery**. [S.l.]: McGraw-Hill Companies, Incorporated, 2003. (Electrical Engineering Series). ISBN 9780073660097.

GOLDBERG, D. **Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning**. Addison-Wesley Publishing Company, 1989. (Artificial Intelligence). ISBN 9780201157673. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=3__RQAAAAMAAJ>.

GONTIJO, A. L. **Modelagem do Motor de Indução Trifásico Alimentado de Forma não Tradicional, Conversor Eletromecânico de Conjugado Para Baixas Velocidades**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Brasil, 2011. Disponível em: <<https://repositorio.ufu.br/handle/123456789/14313>>.

GONTIJO, A. L. et al. Linear induction machine fed on a non-traditional manner to generate force pulses at low speeds. **Electric Power Systems Research**, v. 88, n. Supplement C, p. 42 – 51, 2012. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.epsr.2012.01.003>>.

GONTIJO, A. L.; NETO, L. M. Modelagem Do Motor De Indução Trifásico Alimentado De Forma Não Tradicional, Conversor Eletromecânico De Conjugado. **Eletrônica de Potência**, v. 15, n. 4, p. 305–312, 2010. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.18618/REP.2010.4.305312>>.

HOLLAND, J. H. Outline for a logical theory of adaptive systems. **J. ACM**, ACM, New York, NY, USA, v. 9, n. 3, p. 297–314, jul. 1962. ISSN 0004-5411. Disponível em: <<http://doi.acm.org/10.1145/321127.321128>>.

HOLTZ, J.; QUAN, J. Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 4, p. 1087–1095, Jul 2002. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.2002.800779>>.

JULIANI, A. D. P. et al. Slotless tubular linear synchronous motor model. In: **The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010**. [s.n.], 2010. p. 1–5. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2010.5608180>>.

KARIMI, H.; VAEZ-ZADEH, S.; SALMASI, F. R. Combined vector and direct thrust control of linear induction motors with end effect compensation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 31, n. 1, p. 196–205, March 2016. ISSN 0885-8969. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TEC.2015.2479251>>.

KRAUSE, P. C.; THOMAS, C. H. Simulation of symmetrical induction machinery. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. 84, n. 11, p. 1038–1053, Nov 1965. ISSN 0018-9510. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPAS.1965.4766135>>.

LAITHWAITE, E. Linear induction motors. **Proceedings of the IEE - Part A: Power Engineering**, v. 104, p. 461–470(9), December 1957. ISSN 0369-8882. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1049/pi-a.1957.0115>>.

- LEE, C. Y.; LEE, W. J. Effects of nonsinusoidal voltage on the operation performance of a three-phase induction motor. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 2, p. 193–200, 1999. ISSN 08858969. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/60.766983>>.
- LU, Q. et al. Investigation of forces in linear induction motor under different slip frequency for low-speed maglev application. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 28, n. 1, p. 145–153, March 2013. ISSN 0885-8969. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TEC.2012.2227114>>.
- MAGALHÃES, P. M. d. L. P. d. **Direct torque control em máquinas assíncronas**. Tese (Doutorado) — Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa, Lisboa, Portugal, 2009. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10362/3977>>.
- NIX, G. F.; LAITHWAITE, E. R. Linear induction motors for low-speed and standstill application. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**, v. 113, n. 6, p. 1044–1056, June 1966. ISSN 0020-3270. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/piee.1966.0170>>.
- ONG, C. **Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using MATLAB/-SIMULINK**. Prentice Hall PTR, 1998. ISBN 9780137237852. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=_OweAQAAIAAJ>.
- PANDURO, M. A. et al. A comparison of genetic algorithms, particle swarm optimization and the differential evolution method for the design of scannable circular antenna arrays. **Progress In Electromagnetics Research**, v. 13, p. 171–186, 2009. Disponível em: <<https://doi.org/10.2528/PIERB09011308>>.
- PEREIRA, W. R. **Estratificação de Solos em Camadas Horizontais Utilizando Evolução Diferencial**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Brasil, 2016. Disponível em: <<https://repositorio.ufu.br/handle/123456789/17816>>.
- PEREIRA, W. R.; SOARES, M. G.; NETO, L. M. Horizontal multilayer soil parameter estimation through differential evolution. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 31, n. 2, p. 622–629, April 2016. ISSN 0885-8977. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPWRD.2015.2475637>>.
- PONTES, R. S. T. **Modelagem do Motor de Indução Linear Baseando-se na Equivalência Com o Motor Rotativo Desbalanceado**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Brasil, 2003.
- PRICE, K.; STORN, R.; LAMPINEN, J. **Differential Evolution: A Practical Approach to Global Optimization**. [S.l.]: Springer, 2005. (Natural Computing Series). ISBN 9783540209508.
- PRICE, K. V. Differential evolution vs. the functions of the 2nd iceo. In: **Evolutionary Computation, 1997., IEEE International Conference on**. [s.n.], 1997. p. 153–157. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ICEC.1997.592287>>.
- QING, A. Dynamic differential evolution strategy and applications in electromagnetic inverse scattering problems. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, v. 44, n. 1, p. 116–125, Jan 2006. ISSN 0196-2892. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TGRS.2005.859347>>.

- RECHENBERG, I. **Evolutionsstrategie: Optimierung technischer Systeme nach Prinzipien der biologischen Evolution.** [S.l.]: Frommann-Holzboog, 1973. ISBN 978-3-7728-0373-4.
- ROCCA, P. et al. Evolutionary optimization as applied to inverse scattering problems. **Inverse Problems**, IOP Publishing, v. 25, n. 12, p. 123003, nov 2009. Disponível em: <<https://doi.org/10.1088/2F0266-5611/2F25/2F12/2F123003>>.
- SADOURHI, J.; GHANDEHARI, R.; AMIRI, P. Comparison and simulation of rotor flux estimators in stationary and rotating reference frame in the vector control of induction motors for low-speed applications. In: **4th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference.** [s.n.], 2013. p. 31–37. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2013.6506668>>.
- SOARES, M. G. **Motor de Indução Linear Bloqueado - Obtenção da Força Desejada Através de Alimentação Não Senoidal.** Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Brasil, 2013. Disponível em: <<https://repositorio.ufu.br/handle/123456789/14534>>.
- SOARES, M. G. et al. Lim control strategy supported by genetic algorithm with unbalanced ac source. **International Journal of Emerging Electric Power Systems**, July 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1515/ijeps-2018-0059>>.
- TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-22, n. 5, p. 820–827, Sept 1986. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.1986.4504799>>.
- TAKAHASHI, I.; OHMORI, Y. High-performance direct torque control of an induction motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 25, n. 2, p. 257–264, Mar 1989. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/28.25540>>.
- TANIGUCHI, K. et al. A PWM Strategy for Reducing Torque-Ripple in Inverterfed Induction Motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 30, n. 1, p. 71–77, 1993. ISSN 19399367. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/28.273623>>.
- TORO, V.; MARTINS, O. D. A. **Fundamentos De Maquinas Eletricas.** [S.l.]: LTC, 1994. ISBN 9788521611844.
- TRIPATHI, A.; NARAYANAN, G. Evaluation and minimization of low-order harmonic torque in low-switching-frequency inverter fed induction motor drives. **2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES 2014**, v. 52, n. 2, p. 1477–1488, 2014. ISSN 00939994. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/PEDES.2014.7042081>>.
- VESTERSTROM, J.; THOMSEN, R. A comparative study of differential evolution, particle swarm optimization, and evolutionary algorithms on numerical benchmark problems. In: **Proceedings of the 2004 Congress on Evolutionary Computation (IEEE Cat. No.04TH8753).** [s.n.], 2004. v. 2, p. 1980–1987 Vol.2. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/CEC.2004.1331139>>.

APÊNDICE A

Simulador da Máquina elétrica

Este apêndice apresenta o código fonte do simulador do motor de indução apresentado no capítulo 3. O simulador pode ser utilizado, tanto para o motor de indução rotativo, quanto para o motor de indução linear. A seleção da máquina a ser simulada é feita através da variável "tipo".

Para o correto funcionamento desta função, é necessário o fornecimento de alguns parâmetros de entrada, quais sejam:

- V - Vetor das amplitudes dos harmônicos da tensão, valor de pico;
- O - Vetor dos ângulos das harmônicas da tensão;
- f - Frequência da harmônica fundamental;
- R - Vetor das resistências do estator e rotor;
- X.. - Indutâncias;
- P - Quantidade de polos da máquina de indução;
- Tf - Tempo final da simulação;
- n - Quantidade de harmônicos da tensão de alimentação;
- tipo - 0 -> MIT ou 1 -> MIL.

```

1 %UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLANDIA – UFU
2 %FACULDADE DE ENGENHARIA ELETRICA – FEELT/COPEL
3 %AUTOR: MATHEUS GARCIA SOARES DATA: 17/10/2016
4
5 %SIMULADOR DE MOTOR ELETTRICO DE INDUCAO BLOQUEADO
6
7 function [T_out , t , y] = motorBLK(V,O,f,R,Xda,Xdb,Xdc,XdA,XdB,XdC,Xaa,Xbb, ...
8 Xcc,XAA,XBB,XCC,Xm,P,Tf,n,tipo)
9
10 %----- TEMPO DE SIMULACAO -----
11 Ts = [0 Tf]; %vetor tempo.
12
13 yo = [0;0;0;0;0;0]; %vetor e tensoes.
14
15 %----- INDUTANCIAS -----

```

```

16
17 Lda = Xda; %indutancia dispersao estator fase a
18 Ldb = Xdb; %indutancia dispersao estator fase b
19 Ldc = Xdc; %indutancia dispersao estator fase c
20 LdA = XdA; %indutancia dispersao rotor fase A
21 LdB = XdB; %indutancia dispersao rotor fase B
22 LdC = XdC; %indutancia dispersao rotor fase C
23 Laa = Xaa; %indutancia propria estator fase a
24 Lbb = Xbb; %indutancia propria estator fase b
25 Lcc = Xcc; %indutancia propria estator fase c
26 LAA = XAA; %indutancia propria rotor fase A
27 LBB = XBB; %indutancia propria rotor fase B
28 LCC = XCC; %indutancia propria rotor fase C
29 Lm = Xm; %indutancia mutua
30
31
32 alpha = 120*pi/180;
33
34 %————— CALCULO DAS EQUACOES DIFERENCIAIS —————
35 %retorna as correntes calculadas na forma de matriz y
36 [t,y] = ode23tb(@(t,y) EqDif(t,y,V,O,f,R,Lda,Ldb,Ldc,LdA,LdB,LdC,Laa, ...
37 Lbb,Lcc,LAA,LBB,LCC,Lm,alpha,n,tipo),Ts,yo);
38
39 %Declaracao dos componentes da matriz dlt
40 dlt(1,1) = 0;
41 dlt(1,2) = 0;
42 dlt(1,3) = 0;
43 dlt(1,4) = 0;
44 dlt(1,5) = -Lm*sin(alpha);
45 dlt(1,6) = -Lm*sin(-alpha);
46
47 dlt(2,1) = 0;
48 dlt(2,2) = 0;
49 dlt(2,3) = 0;
50 dlt(2,4) = -(Lm)*sin(-alpha);
51 dlt(2,5) = 0;
52 dlt(2,6) = -(Lm)*sin(-(2*alpha));
53
54 dlt(3,1) = 0;
55 dlt(3,2) = 0;
56 dlt(3,3) = 0;
57 dlt(3,4) = -(Lm)*sin(alpha);
58 dlt(3,5) = -(Lm)*sin((2*alpha));
59
60 dlt(3,6) = 0;
61 dlt(4,1) = 0;
62 dlt(4,2) = -(Lm)*sin(-alpha);

```

```

63 dlt (4 ,3) = -(Lm)*sin (alpha );
64 dlt (4 ,4) = 0;
65 dlt (4 ,5) = 0;
66 dlt (4 ,6) = 0;
67
68 dlt (5 ,1) = -Lm*sin (alpha );
69 dlt (5 ,2) = 0;
70 dlt (5 ,3) = -(Lm)*sin ((2*alpha )) ;
71 dlt (5 ,4) = 0;
72 dlt (5 ,5) = 0;
73 dlt (5 ,6) = 0;
74
75 dlt (6 ,1) = -Lm*sin (-alpha );
76 dlt (6 ,2) = -(Lm)*sin(-(2*alpha )) ;
77 dlt (6 ,3) = 0;
78 dlt (6 ,4) = 0;
79 dlt (6 ,5) = 0;
80 dlt (6 ,6) = 0;
81
82 for i=1:length(y)
83 %*correntes calculadas pelo ode23tb
84 aux = [y(i ,1);y(i ,2);y(i ,3);y(i ,4);y(i ,5);y(i ,6) ];
85 if (tipo == 0)%*motor simetrico (MIT)
86     T_out(i) = (P/4)*aux'*dlt*aux; %TORQUE
87 end
88
89 if (tipo == 1)%*motor assimetrico (MIL)
90     T_out(i) = (P/4)*((2*pi)/0.4)*aux'*dlt*aux; %FORCE
91 end
92 end
93
94 end

```

Código A.1 – Código fonte da função motor bloqueado.

```

1 %UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLANDIA – UFU
2 %FACULDADE DE ENGENHARIA ELETRICA – FEELT/COPEL
3 %AUTOR: MATHEUS GARCIA SOARES DATA: 17/10/2016
4
5 %SOLUCIONA EQUACOES DIFERENCIAIS PARA O MOTOR DE INDUCAO
6
7 function sysI = EqDif (t ,y ,V,O,f ,R,Lda ,Ldb ,Ldc ,LdA,LdB,LdC,Laa ,Lbb ,Lcc ,...
8 LAA,LBB,LCC,Lm,alpha ,n ,tipo )
9
10 %————— TENSOES DE ENTRADA (GERADOR DE HARMONICOS) ——————
11 %*n ordem harmonica da tensao de alimentacao da maquina.
12
13 O = O*pi/180; %transforma em radianos

```

```

14
15 Va = 0; %declara Va.
16 Vb = 0; %declara Vb.
17 Vc = 0; %declara Vc.
18
19 %*Gera as tensões com uma quantidade n de harmônicas .
20 k = 1;
21 for i=1:n
22     if (mod(k,3) == 0)
23         k = k +1;
24     end
25     Va = V(i)*cos(k* (2*pi*f*t + O(i) )) + Va; %0.912*
26     Vb = V(i) *cos(k *(2*pi*f*t - alpha + O(i) )) + Vb; %1.114*
27     Vc = V(i) *cos(k *(2*pi*f*t + alpha + O(i) )) + Vc; %1.300*
28     k = k +1;
29 end
30
31 %————— MATRIZ DAS RESISTENCIAS —————
32 R = [R(1) 0 0 0 0 0;
33           0 R(2) 0 0 0 0;
34           0 0 R(3) 0 0 0;
35           0 0 0 R(4) 0 0;
36           0 0 0 0 R(5) 0;
37           0 0 0 0 0 R(6) ];
38
39 %————— MATRIZ d1/dt —————
40 dlt = zeros(6,6);
41
42 %————— MATRIZ DAS INDUTANCIAS (1) —————
43 %*maquina simétrica (MIT)
44 if(tipo == 0)
45     l(1,1) = Lda+ Lm; %Laa
46     l(1,2) = Lm*(-0.5); %Lab
47     l(1,3) = Lm*(-0.5); %Lac
48     l(1,4) = Lm; %LaA
49     l(1,5) = Lm*(-0.5); %LaB
50     l(1,6) = Lm*(-0.5); %LaC
51
52     l(2,1) = Lm*(-0.5); %Lba
53     l(2,2) = Ldb + Lm; %Lbb
54     l(2,3) = Lm*(-0.5); %Lbc
55     l(2,4) = Lm*(-0.5); %LbA
56     l(2,5) = Lm; %LbB
57     l(2,6) = Lm*(-0.5); %LbC
58
59     l(3,1) = Lm*(-0.5); %Lca
60     l(3,2) = Lm*(-0.5); %Lcb

```

```

61   l(3,3) = Ldc + Lm;           %Lcc
62   l(3,4) = Lm*(-0.5);         %LcA
63   l(3,5) = Lm*(-0.5);         %LcB
64   l(3,6) = Lm;                %LcC
65
66   l(4,1) = Lm;                %LAa
67   l(4,2) = Lm*(-0.5);         %LAB
68   l(4,3) = Lm*(-0.5);         %LAc
69   l(4,4) = LdA + Lm;          %LAA
70   l(4,5) = Lm*(-0.5);         %LAB
71   l(4,6) = Lm*(-0.5);         %LAC
72
73   l(5,1) = Lm*(-0.5);         %LBa
74   l(5,2) = Lm;                %LBb
75   l(5,3) = Lm*(-0.5);         %LBC
76   l(5,4) = Lm*(-0.5);         %LBA
77   l(5,5) = LdB + Lm;          %LBB
78   l(5,6) = Lm*(-0.5);         %LBC
79
80   l(6,1) = Lm*(-0.5);         %LCa
81   l(6,2) = Lm*(-0.5);         %LCb
82   l(6,3) = Lm;                %LCC
83   l(6,4) = Lm*(-0.5);         %LCA
84   l(6,5) = Lm*(-0.5);         %LCB
85   l(6,6) = LdC + Lm;          %LCC
86 end
87 %*maquina assimetrica (MIL)
88 if (tipo == 1)
89   l(1,1) = Lda+ Laa;          %Laa
90   l(1,2) = Lm*(-0.5);         %Lab(M)
91   l(1,3) = Lm*(-0.5);         %Lac(M) **
92   l(1,4) = Lm;                %LaA(M)
93   l(1,5) = Lm*(-0.5);         %LaB(M)
94   l(1,6) = Lm*(-0.5);         %LaC(M)
95
96   l(2,1) = Lm*(-0.5);         %Lba(M)
97   l(2,2) = Ldb+Lbb;           %Lbb
98   l(2,3) = Lm*(-0.5);         %Lbc(M)
99   l(2,4) = Lm*(-0.5);         %LbA(M)
100  l(2,5) = Lm;                %LbB(M)
101  l(2,6) = Lm*(-0.5);         %LbC(M)
102
103  l(3,1) = Lm*(-0.5);         %Lca(M) **
104  l(3,2) = Lm*(-0.5);         %Lcb(M)
105  l(3,3) = Ldc+Lcc;           %Lcc
106  l(3,4) = Lm*(-0.5);         %LcA(M)
107  l(3,5) = Lm*(-0.5);         %LcB(M)

```

```

108    l(3,6) = Lm;           %LcC(M)
109
110    l(4,1) = Lm;           %LAa(M)
111    l(4,2) = Lm*(-0.5);   %LAb(M)
112    l(4,3) = Lm*(-0.5);   %LAc(M)
113    l(4,4) = LdA+LAA;     %LAA
114    l(4,5) = Lm*(-0.5);   %LAB(M)
115    l(4,6) = Lm*(-0.5);   %LAC(M)
116
117    l(5,1) = Lm*(-0.5);   %LBa(M)
118    l(5,2) = Lm;           %LBb(M)
119    l(5,3) = Lm*(-0.5);   %LBc(M)
120    l(5,4) = Lm*(-0.5);   %LBA(M)
121    l(5,5) = LdB+LBB;     %LBB
122    l(5,6) = Lm*(-0.5);   %LBC(M)
123
124    l(6,1) = Lm*(-0.5);   %LCa(M)
125    l(6,2) = Lm*(-0.5);   %LCb(M)
126    l(6,3) = Lm;           %LCc(M)
127    l(6,4) = Lm*(-0.5);   %LCA(M)
128    l(6,5) = Lm*(-0.5);   %LCB(M)
129    l(6,6) = LdC+LCC;     %LCC
130 end
131 %
132
133 %* Calcula V.
134 V=[Va,Vb,Vc,0,0,0];
135 V=(V/1);
136
137 %* Coloca R+dI/dt em A.
138 A=((R + dI/dt))'/1)';
139
140 %* Calcula as correntes da maquina.
141 sysI = V' - (A*y);
142
143 end

```

Código A.2 – Código fonte da função equações diferenciais

APÊNDICE B

Aferição da Célula de Carga

Este Apêndice apresenta a aferição realizada na célula de carga para determinação da relação entre força e a tensão gerada em sua saída. A calibragem da célula de carga fundamenta-se na paridade entre a massa inserida e a tensão de saída. Nesse procedimento, utilizou-se um condicionador de sinal, que confere um ganho de 500 no sinal fornecido pela célula de carga, um osciloscópio da marca TEKTRONIX, modelo TPS2024B, para visualização dos dados, e um peso padrão de 5,0 Kg.

A aferição começa pela alimentação da célula de carga com uma tensão de 10 V, ajustando-se o sinal lido pelo osciloscópio para zero, condição em que a célula está sem carga. O ajuste do sinal é feito através de um potenciômetro do condicionador de sinal. Após os ajustes iniciais, efetuam-se várias medições dos sinais de saída da célula para um mesmo peso. Foram realizadas 15 medições para um peso de 5 Kg. A tabela A1 mostra os resultados de todas as medições e a média desses valores.

Tabela A1 – Aferição da célula de carga.

Número de testes	Valores
1	1,950
2	1,953
3	1.995
4	2,000
5	2,019
6	2,006
7	2,002
8	2,018
9	2,040
10	2,060
11	2,070
12	2,060
13	2,070
14	2,060
15	2,080
Média	2,0255

Fonte: Elaboração própria.

Após a aferição, sabe-se que, para cada 5 kg aplicados na célula de carga, obtém-se, em

média, 2,03 volts em resposta. De posse dessas informações, é possível calcular a relação entre o peso aplicado e a tensão de saída. Dentro dos limites de medição da célula, sua resposta é linear. Pelo fato de o MIL gerar força em sua saída, faz-se necessário ainda um último ajuste. Dado que a Força é definida como "massa vezes a aceleração da gravidade", ou seja, 1 Kg equivale a 9,8 N, pode-se definir o fator de conversão (f_c) como:

$$f_c = \frac{1 * 2,03}{5 * 9,8} \quad (1)$$

Portanto, a todo valor medido pelo osciloscópico será aplicada a conversão apresentada na equação 2.

$$F = 0,0414 * V \quad (N) \quad (2)$$

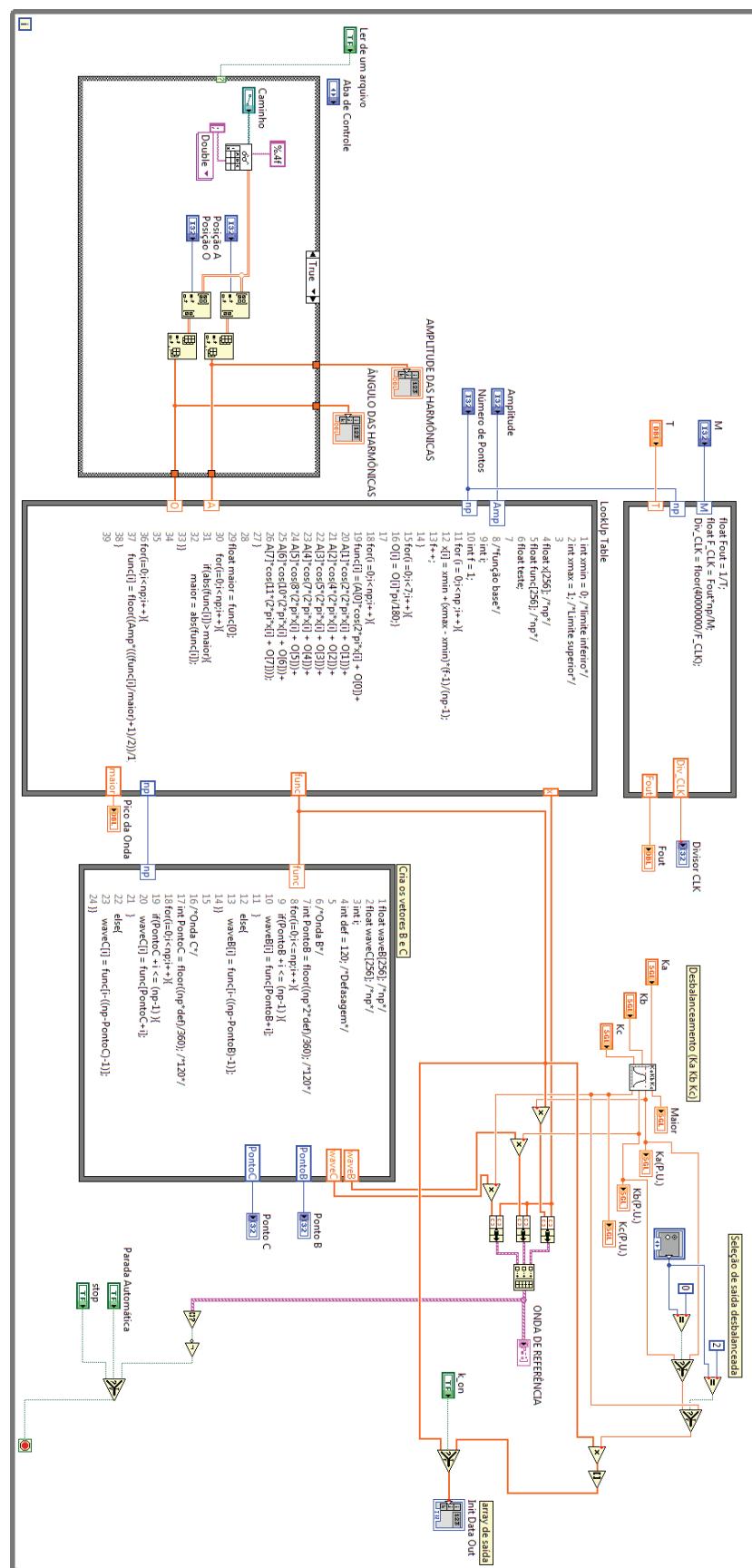
APÊNDICE C

Detalhamento do Programa Controlador da FPGA

Este anexo apresenta a programação responsável pela interface gráfica exibida na seção 5.3.1. São disponibilizados o código em labview® dos dois programas responsáveis pelo controle do inversor de frequência.

O labview® é uma linguagem de programação gráfica, diferente das linguagens como c, python e html, onde o programa é escrito em linhas de comandos. Dessa forma, este *software* é todo estruturado em blocos, de diversos tipos e funcionalidades, e os blocos são conectados para formar um programa. As Figuras C.0.1 e C.0.2 mostram os programas desenvolvidos nessa linguagem.

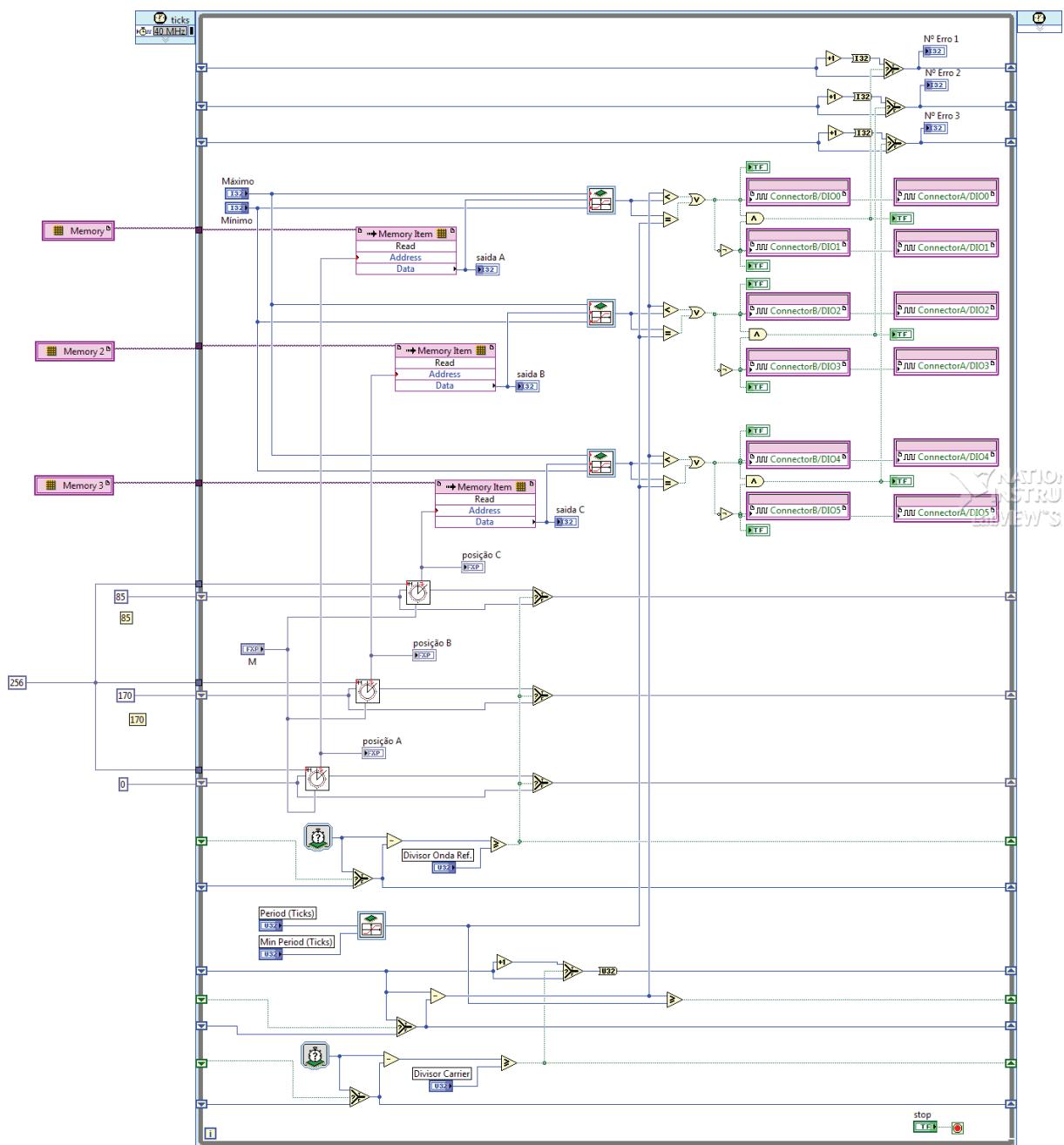
Figura C.0.1 – Código do programa que gera forma de onda de referência



Fonte: Elaboração própria.

Conforme descrito na seção 5.3.1, ambos os programas funcionam em conjunto para comandar o inversor de frequência, sendo conectados pelo bloco "Init Data Out". Esse bloco recebe um *array* de dados e os disponibiliza para a memória PROM da FPGA. O processo apresenta apenas um contratempo: sempre que se deseja carregar uma nova forma de onda na memória da FPGA, esta necessita ser compilada e gravada. A compilação e gravação de dados ou programas dentro de uma FPGA leva tempo, variando de minutos a horas, a depender do hardware que executa a gravação.

Figura C.0.2 – Código do programa que gera forma de onda de referência



Fonte: Elaboração própria.

APÊNDICE D

Trabalhos Publicados

Os trabalhos publicados durante a elaboração desta tese são:

1. PEREIRA, W. R.; SOARES, M. G.; NETO, L. M. **Horizontal multilayer soil parameterestimation through differential evolution.** IEEE Transactions on Power Delivery,v. 31, n. 2, p. 622–629, April 2016. ISSN 0885-8977.
2. SOARES, M. G. et al. **LIM control strategy supported by genetic algorithm with unbalanced ac source.** International Journal of Emerging Electric PowerSystems, July 2018.