

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
FLUMINENSE**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS APLICADOS À
ENGENHARIA E GESTÃO**

Suellen Nascimento

**BANCADA PARA ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO
COM A PRESENÇA DE TENSÕES HARMÔNICAS**

Campos dos Goytacazes/RJ

2023

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
FLUMINENSE**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS APLICADOS À
ENGENHARIA E GESTÃO**

SUELLEN NASCIMENTO

**BANCADA PARA ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO
COM A PRESENÇA DE TENSÕES HARMÔNICAS**

Rodrigo Martins Fernandes
(Orientador)

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Fluminense, no Curso de Mestrado Profissional em Sistemas Aplicados à Engenharia e Gestão (MPSAEG), como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Sistemas Aplicados à Engenharia e Gestão.

Campos dos Goytacazes/RJ
2023

Biblioteca
CIP - Catalogação na Publicação

N244b Nascimento, Suellen
Bancada para Análise do Comportamento do Motor de Indução com a Presença de Tensões Harmônicas / Suellen Nascimento - 2023.
94 f.: il.

Orientador: Rodrigo Martins Fernandes

Dissertação (mestrado) -- Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Fluminense, Campus Campos Centro, Curso de Mestrado Profissional em Sistemas Aplicados à Engenharia e Gestão, Anton Dakitsch, RJ, 2023.
Referências: f. 84 a 86.

1. Plataforma Didática. 2. Motor Assíncrono. 3. Distorções harmônicas. 4. Circuito LC. I. Martins Fernandes, Rodrigo, orient. II. Título.

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
FLUMINENSE**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS APLICADOS À
ENGENHARIA E GESTÃO**

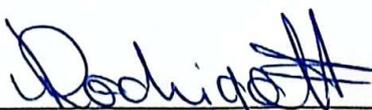
Suellen Nascimento

**BANCADA PARA ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO
COM A PRESENÇA DE TENSÕES HARMÔNICAS**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Fluminense, no Curso de Mestrado Profissional em Sistemas Aplicados à Engenharia e Gestão (MPSAEG), como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Sistemas Aplicados à Engenharia e Gestão.

Aprovado(a) em 15 de Fevereiro de 2023.

Banca Examinadora:



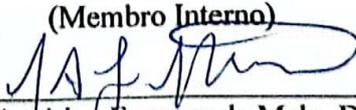
Rodrigo Martins Fernandes, Dsc.

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Fluminense
(Orientador)



Luiz Gustavo Lourenço Moura, Dsc.

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Fluminense
(Membro Interno)



Nilo Américo Fonseca de Melo, Dsc.

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Fluminense
(Membro externo)

Dedico este trabalho a minha família, em especial a minha filha, minha mãe e meu marido por toda ajuda e companheirismo.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por todas as oportunidades que tive na vida, ao meu orientador por toda dedicação em cada fase de desenvolvimento do trabalho, por compartilhar comigo seus conhecimentos.

Ao Professor Marcelo Brunoro do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Espírito Santo campus Vitória também por suas importantes contribuições na construção desta obra.

A alguns dos meus colegas de trabalho que me ajudaram em suas respectivas áreas de conhecimento.

Ao Instituto Federal Fluminense campus Centro e Polo de Inovação por possibilitar a utilização de suas instalações e equipamentos para desenvolvimento da minha pesquisa.

RESUMO

Os motores de indução são máquinas rotativas de grande utilização em sistemas industriais por sua eficiência, simplicidade de instalação e operação. Esses motores apresentam boa regulação de velocidade e bom conjugado. Contudo, problemas relacionados à qualidade de energia como os harmônicos, afetam o seu funcionamento. As bancadas didáticas são instrumentos importantes na formação do indivíduo por alinhar o conhecimento teórico com situações propostas pela prática profissional. Na disciplina de máquinas elétricas, em que também são explorados os fatores atrelados ao desempenho das máquinas, a investigação do comportamento do equipamento sob condições não ideais de funcionamento, amplia a compreensão do aluno acerca do tema e na contribuição na solução de problemas. Este trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de uma bancada destinada aos experimentos do motor de indução com componentes harmônicas na tensão de alimentação para avaliação do comportamento da máquina sob estas condições operacionais. A bancada propõe ao discente da disciplina de máquinas elétricas pelos cursos de bacharelado e de tecnologia do instituto federal fluminense uma maior reflexão sobre os impactos no comportamento do motor de indução quando o mesmo está sob de tensões harmônicas, provocadas principalmente pela presença das cargas não lineares. Para isto, foi realizada a simulação da bancada no Matlab/Simulink com dados reais da máquina e dispositivos que seriam aplicados no desenvolvimento da fonte geradora da distorção. Em seguida, foi implementada a fonte de frequência ressonante em conjunto com o retificador trifásico não controlado. Os resultados da pesquisa apontaram a presença de tensões harmônicas de acordo com a frequência ressonante de quinta ordem selecionada e a consistência dos dados comparados à simulação. Concluiu-se por meio do ensaio experimental, apesar dos ruídos sobrepondo o sinal do conjugado oscilante, que a bancada atende a expectativa da geração distorções harmônicas sobre a tensão possibilitando o ensaio em motores sob condições não senoidais de alimentação.

Palavras-chave: Plataforma didática, Motor Assíncrono, Distorções harmônicas, Circuito LC.

ABSTRACT

Induction Motors are rotating machines that are widely used in industrial systems due to their efficiency, simplicity of installation and operation. These motors feature good speed regulation and good torque. However, problems related to power quality, such as harmonics, affect its operation. Didactic benches are important instruments in the formation of the individual by aligning theoretical knowledge with situations proposed by professional practice. In the discipline of electrical machines, in which the factors linked to the performance of the machines are also explored, the investigation of the behavior of the equipment under non-ideal operating conditions, broadens the students understanding of the subject and contributes to the solution of problems. The objective of this work is the development of a bench for induction motor experiments with harmonic components in the supply voltage to evaluate the behavior of the machine under these operating conditions. The bench proposes to the student of the discipline of electrical machines for the bachelor and technology courses of the Fluminense Federal Institute a greater reflection on the impacts on the behavior of the induction motor when it is under harmonic voltages, caused mainly by the presence of non-linear loads. For this, a simulation of the workbench was carried out in Matlab/Simulink with real data from the machine and devices that would be applied in the development of the source that generated the distortion. Then, the resonant frequency source was implemented together with the uncontrolled three-phase rectifier. The research results indicated the presence of harmonic voltages according to the selected fifth order resonant frequency and the consistency of the data compared to the simulation. It was concluded through the experimental test, despite the noises superimposing the oscillating torque signal, that the bench meets the expectation of generating harmonic distortions on the voltage, allowing the test in Motors under non-sinusoidal power supply conditions.

Keywords: *Didactic platform 1, Asynchronous Motor 2, Harmonic distortions 3, LC circuit 4.*

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Vista em corte do Motor de Indução Trifásico	22
Figura 2: Vista explodida do Estator	22
Figura 3: Vista explodida do Rotor Gaiola de Esquilo	23
Figura 4: Campos Magnéticos do Circuito Trifásico do Motor	24
Figura 5: Campo Girante no Interior do Estator	24
Figura 6: Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico, baseado no Modelo do Transformador	26
Figura 7: Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico por Fase	26
Figura 8: Fluxo de Potência do Motor de Indução	29
Figura 9: Conversão da Potência Elétrica dos Motores	30
Figura 10: Circuito Equivalente Simplificado do Motor de Indução	31
Figura 11: Características Construtivas dos Rotores e Classificação NEMA.....	33
Figura 12: Classificação NEMA das Características de Torque versus Velocidade.....	34
Figura 13: Características de Torque versus Velocidade	35
Figura 14: Sistema Simplificado de Cargas Mistas com propagação de Sinal Harmônico.....	36
Figura 15: Formas de Onda com Propagação Harmônica.....	38
Figura 16: Resposta da Corrente e Impedância no Circuito LC série	43
Figura 17: Resposta da Corrente e Impedância no Circuito LC paralelo	44
Figura 18: Perdas Elétricas com base no Circuito Equivalente do Motor	46
Figura 19: Ciclo V na Engenharia de Sistemas.....	50
Figura 20: Diagrama de Blocos do Projeto	53
Figura 21: Conjunto Motor e Freio Foucault	54
Figura 22: Célula de Carga.....	54
Figura 23: Analisador de Energia.....	55
Figura 24: Módulo da National Instruments	55
Figura 25: Circuito do Amplificador de Tensão	56
Figura 26: Three Phase Programmable Voltage Source	56
Figura 27: Diagrama da Simulação da Fonte de Geração Harmônica	57
Figura 28: Espectro Harmônico de quinta ordem com Indutância de 2.2 mH no Circuito Ressonante	60
Figura 29: Espectro Harmônico de sétima ordem com Indutância de 2.2 mH no Circuito Ressonante	61

Figura 30: Espectro Harmônico de décima primeira ordem com Indutância de 2.2 mH no Circuito Ressonante.....	61
Figura 31: Diagrama Simplificado da Simulação da Bancada.....	63
Figura 32: Indutores da Fonte Trifásica e do Circuito Retificador	64
Figura 33: Circuito Elétrico Simplificado da Bancada	64
Figura 34: Diagrama Fasorial do Capacitor	67
Figura 35: Espectro do Circuito Simulado com dados Elétricos Reais dos Indutores.....	68
Figura 36: Ensaio do Circuito Ressonante com Retificador Carregado.....	69
Figura 37: Tensão Puramente Senoidal.....	70
Figura 38: Corrente Puramente Senoidal	70
Figura 39: Torque Eletromagnético em Regime Permanente em Condições Ideias.....	71
Figura 40: Corrente do Motor sob Carga	71
Figura 41: Conjugado do Motor com Carga	72
Figura 42: Espectro da Tensão do Harmônico de 5ª ordem.....	72
Figura 43: Tensão Harmônica de 5ª ordem.....	73
Figura 44: Corrente Harmônica de 5ª ordem	73
Figura 45: Espectro do Conjugado do Harmônico de 5ª ordem.....	74
Figura 46: Conjugado Oscilante do Harmônico de 5ª ordem.....	74
Figura 47: Espectro da Tensão do Harmônico de 7ª ordem.....	75
Figura 48: Tensão Harmônica de 7ª ordem.....	75
Figura 49: Corrente Harmônica de 7ª ordem	75
Figura 50: Espectro do Conjugado do Harmônico de 7ª ordem.....	76
Figura 51: Conjugado Oscilante do Harmônico de 7ª ordem.....	76
Figura 52: Espectro da Tensão do Harmônico de 11ª ordem.....	77
Figura 53: Tensão Harmônica de 11ª ordem.....	77
Figura 54: Corrente Harmônica de 11ª ordem	77
Figura 55: Espectro do Conjugado do Harmônico de 11ª ordem.....	78
Figura 56: Conjugado Oscilante do Harmônico de 11ª ordem.....	78
Figura 57: Tensão Harmônica do Ensaio em Bancada	79
Figura 58: Espectro Harmônico da Tensão do Ensaio em Bancada	80
Figura 59: Sinal da Célula de Carga.....	80
Figura 60: Espectro Harmônico do Torque do Ensaio em Bancada	81
Figura 61: Diagrama da Simulação da Bancada	91
Figura 62: Ensaio de Corrente Contínua do Motor de Indução	92

Figura 63: Ensaio a vazio e rotor bloqueado do Motor de Indução92

LISTA DE QUADROS

Quadro 1: Etapas do Projeto no Ciclo V	50
Quadro 2: Check List do Modelo V do Projeto	89

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Frequências Harmônicas	38
Tabela 2 - Rotação dos Sinais Harmônicos	40
Tabela 3 - Limite de Distorções Harmônicas PRODIST	41
Tabela 4 - Limite de Distorções Harmônicas IEEE.....	42
Tabela 5 - Especificações do Motor de Indução.....	54
Tabela 6 - Dados do Ensaio CC do Enrolamento do Estator.....	62
Tabela 7 - Dados do Ensaio a vazio.....	62
Tabela 8 - Dados do Ensaio rotor bloqueado.....	62
Tabela 9 - Parâmetros do Motor da Voces	63
Tabela 10 - Dados do Ensaio Desenergizado dos Indutores.....	65
Tabela 11 - Verificação das Indutâncias do Ramo de Potência.....	66
Tabela 12 - Verificação das Indutâncias do Ramo de Retificação	66
Tabela 13 - Teste de Linearidade da Capacitância	67
Tabela 14 - Ensaio Energizado do Circuito Ressonante e Retificador	69
Tabela 15 - Comparação de Resultados Experimentais com Resultados Simulados	82

LISTA DE SIGLAS

ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica
AOP – Amplificador Operacional
AWG – *American Wire Gauge*
CV – Cavalo a Vapor
DITH – Distorção harmônica individual de tensão
DTT – Distorção harmônica total de tensão
FE – Elemento finito
HP – *Horse Power*
HVDC – *High Voltage Direct Current*
IEC – Comissão Eletrotécnica Internacional
IEEE – Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IHD – *Individual Harmonic Distortion*
LC – Indutivo Capacitivo
MIT – Motor de Indução Trifásico
NEMA – *National Electrical Manufacturers Association*
NBR – Normas Brasileiras
PCC – *Point of Common Coupling*
PRODIST – Procedimento de Distribuição
QEE – Qualidade de energia elétrica
RL – Resistivo Capacitivo
RLC – Resistivo Indutivo Capacitivo
THD – Distorção Harmônica Total

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	16
1.1 Contextualização	16
1.2 Objetivos da Pesquisa.....	17
1.2.1 Objetivo Geral.....	17
1.2.2 Objetivos Específicos	17
1.3 Justificativa.....	18
1.4 Estrutura da Dissertação	18
1.5 Trabalhos Relacionados.....	19
1.5.1 Distorções Harmônicas em Motores.....	19
2. REFERENCIAL TEÓRICO	22
2.1 Motor de Indução Trifásico	22
2.1.1 Princípio de Funcionamento	23
2.1.2 Modelo da Máquina de Indução	25
2.1.3 Conjugado e Rendimento do MIT	27
2.1.4 Potência e Conjugado do Motor de Indução.....	31
2.1.5 Características de Conjugado.....	33
2.2 Qualidade de Energia.....	35
2.3 Harmônicos.....	37
2.3.1 Distorções Harmônicas	40
2.4 Frequências Ressonantes e Harmônicos.....	43
2.5 Efeitos de Distorções Harmônicas em Motores de Indução Trifásicos.....	45
3. METODOLOGIA	49
3.2.1 Modelo V	49
4. DESENVOLVIMENTO E RESULTADOS	52
4.1 Conceito de Operações	52
4.2 Especificações do Sistema.....	52

4.3	Design Alto Nível.....	53
4.4	Projeto Detalhado	56
4.5	Desenvolvimento do Hardware	63
4.6	Teste Unitário	65
4.7	Teste de Subsistema	68
4.7.1	Subsistema do Módulo Ressonante e Retificador.....	68
4.7.2	Subsistema da Simulação da Bancada	69
4.8	Teste do Sistema.....	79
4.9	Teste de Aceitação.....	81
5.	CONCLUSÃO	83
	REFERÊNCIAS	84
	ANEXO A – Especificações da Célula de Carga	87
	ANEXO B – Especificações do Módulo de Aquisição de Dados	88
	APÊNDICE A – Check List do Modelo V do Projeto	89
	APÊNDICE B – Diagrama Completo do Circuito da Simulação	91
	APÊNDICE C – Memória de Cálculo dos Parâmetros do Motor de Indução Trifásico	92
	APÊNDICE D – Memória de Cálculo do Circuito de Condicionamento de Sinal	94

1. INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

As máquinas elétricas estão presentes em diversos segmentos da indústria, no comércio e até mesmo em instalações prediais. Sua aplicação vai desde um gerador inserido em uma grande usina de geração de energia ao acionamento automático de um portão por meio de um motor.

Entre os motores elétricos, o motor assíncrono ou motor de indução, como também é conhecido, é amplamente empregado na indústria devido à facilidade de instalação e construção simplificada que torna sua manutenção fácil comparada a outros tipos de motores (SEN, 1997).

Os motores de indução apresentam bom rendimento e boa regulação de velocidade principalmente com o auxílio de inversores de frequência, apresentando desta forma um bom desempenho operacional. Contudo, quando problemas relacionados à qualidade de energia estão presentes em sua alimentação, como em qualquer equipamento elétrico, seu desempenho fica comprometido, assim como sua vida útil. Um dos fatores que afeta a qualidade de energia e conseqüentemente altera o comportamento desses equipamentos são os harmônicos, oriundos de cargas que durante sua operação modificam a forma de onda de suas grandezas (tensão e corrente), as ditas cargas não lineares (CASTRO e GUEDES, 2021).

Com a forte demanda de drives e outros dispositivos associados à automação industrial e com o crescimento da geração de energia fotovoltaica, as preocupações acerca da qualidade de energia e mais especificamente nos componentes harmônicos se faz presente (MASOUM e FUCHS, 2015).

Ao longo dos anos, estudos em torno do motor de indução, com base em seu comportamento durante condições anormais de operação, vêm sendo desenvolvidos. Estes estudos têm o intuito não só gerar conhecimento sobre o desempenho da máquina em condições severas ou anormais, como também tecnologias capazes de diagnosticar prematuramente possíveis falhas com a máquina em operação, fazendo com que a mesma não cause interrupção no processo produtivo de forma não programada (KHODJA et al., 2016).

Com a formação desse cenário e a vasta aplicabilidade do motor de indução, adquirir aptidão para avaliar e discriminar possíveis causas de falhas no equipamento é essencial. A contribuição e motivação desta pesquisa está em proporcionar ao aluno o domínio do motor

em seu ciclo operacional sob condições de baixa qualidade de energia, tornando-o mais minucioso em análises de falhas. Para isso, uma bancada será desenvolvida no Instituto Federal Fluminense (IFF Campos Centro) capaz de reproduzir tensões harmônicas para ensaio do motor.

1.2 OBJETIVOS DA PESQUISA

1.2.1 Objetivo Geral

Esta dissertação tem por objetivo desenvolver uma bancada didática para o estudo do comportamento do motor elétrico de indução trifásico na presença de tensões com distorções harmônicas, demonstrando para o aluno o surgimento de um torque oscilante na máquina.

1.2.2 Objetivos Específicos

Para que o objetivo geral possa ser alcançado, têm-se como objetivos específicos:

- Realizar o levantamento dos parâmetros do motor elétrico que será utilizado para os ensaios;
- Modelar o motor elétrico no software matlab/simulink conforme parâmetros apurados, elaborar os procedimentos experimentais de avaliação da máquina;
- Equacionar as variáveis ao qual o circuito será submetido;
- Projetar a bancada no simulador e avaliar seu comportamento;
- Especificar e adquirir componentes elétricos disponíveis no mercado capazes de reproduzir o comportamento similar ao simulado;
- Desenvolver o protótipo da fonte geradora de distúrbios harmônicos;
- Desenvolver o protótipo do sistema de aquisição de dados para mensuração do torque do motor.

1.3 JUSTIFICATIVA

A disciplina de máquinas elétricas é uma das componentes curriculares nos cursos de bacharelado em engenharia elétrica do Instituto Federal Fluminense Campus Centro. Nesta componente curricular, o aluno obtém conhecimento teórico e prático referente às máquinas de corrente contínua e alternada.

Segundo Moran (2012), quando o conteúdo é experimentado, o conhecimento tem mais sentido, além de ser melhor compreendido pelo aluno, e que as escolas e universidades devem buscar estar sempre alinhadas as demandas atuais da sociedade para que seus serviços apresentem relevância.

Partindo dessa premissa, a justificativa desta pesquisa está em oferecer conhecimento prático aos discentes do curso de bacharelado em Engenharia Elétrica sobre efeitos harmônicos em sistemas elétricos, especificamente em motores elétricos, visando aperfeiçoamento e domínio do discente no comportamento operacional do motor em condições desfavoráveis de alimentação, não só para sua atuação em campo como também no desenvolvimento de tecnologias em torno. Com o desenvolvimento de uma fonte geradora de tensões harmônicas neste projeto, os estudos sobre impactos ocasionados por harmônicos poderão ser estendidos a outras disciplinas do curso, proporcionando estudos em outros segmentos do sistema elétrico de potência. Outro fator que justifica a pesquisa é o desenvolvimento de uma fonte de geração de harmônicos de custo reduzido, visto que temos essas fontes disponíveis comercialmente, mas em sua maioria, importadas e de valor aquisitivo relativamente alto.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Para a construção do tema proposto, o trabalho está estruturado em cinco capítulos. O primeiro capítulo é composto dos preceitos introdutórios com apresentação do escopo e importância do estudo e os trabalhos relacionados. O segundo capítulo, descreve o referencial teórico do motor de indução, qualidade de energia, harmônicos, distorções harmônicas, frequência ressonante e harmônico e efeitos de distorções harmônicas em motores. O terceiro capítulo descreve toda metodologia, incluindo a classificação da pesquisa e método aplicado no constructo da pesquisa. O quarto capítulo são apresentados os materiais e técnicas usadas, os resultados e discussões acerca do estudo tanto no ambiente simulado quanto o resultado do experimento em bancada. O quinto e último capítulo são feitas as considerações finais do trabalho.

1.5 TRABALHOS RELACIONADOS

Nesta seção, alguns trabalhos com abordagem de acordo com a proposta do projeto e relevância foram selecionados. A estratégia de busca teve como temática estudos voltados a Distorções Harmônicas em Motores.

1.5.1 Distorções Harmônicas em Motores

Os trabalhos relacionados que apresentam uma temática em torno do estudo do comportamento do motor de indução na presença de harmônicos são apresentados a seguir. Dentre os trabalhos consultados, foram selecionados dez e encontram-se relatados abaixo. Para essa seleção, foram levados em consideração os objetivos dos trabalhos, os métodos adotados e seus resultados.

Neves (2014), faz uma investigação da eficiência e conjugado do motor de indução sob condições adversas de qualidade de energia como desequilíbrio de tensão e ruídos harmônicos. Por meio de experimentos laboratoriais, o motor foi ensaiado sob condições de desequilíbrio de tensão entre amplitude e ângulo, sendo analisado individualmente. O resultado observado foi de uma variação do conjugado e do rendimento em tensões de sequência positiva e negativa. O ensaio para explorar efeitos de ordens harmônicas foi realizado aplicando distorções de 2^a, 4^a, 5^a e 7^a ordens. O desequilíbrio de tensão e distorção harmônica aplicadas simultaneamente não gerou uma resposta de sobreposição dos efeitos. O torque e o rendimento não sofreram alterações significativas quando uma ordem harmônica foi combinada ao desequilíbrio de tensão.

A proposta de Junior (2015), era investigar o comportamento de alguns parâmetros do motor de indução trifásico (MIT) com rotor tipo gaiola de esquilo de pequeno porte, através das variáveis propostas pela Teoria de Potência Conservativa (CPT), operando sob condições de baixa qualidade de energia. Ao submeter o motor a distúrbios de harmônicos, o torque instantâneo apresentou um comportamento oscilatório. Entretanto, a velocidade não sofreu interferência significativa. Para este caso, o valor de pico da oscilação do torque cresce 27,66 % com relação ao conjugado nominal. Outra observação com a aplicação de tensão harmônica na alimentação do motor foi o impacto significativo, principalmente, nos índices da corrente residual e potência residual.

O trabalho de Klima et. al. (2015) apresenta uma análise do comportamento do motor de indução trifásico de alta velocidade e dois polos em uma bancada de teste com inversor de frequência para seu acionamento e com baixa distorção harmônica. Para análise inicial, foi

gerada uma simulação no software ANSYS Maxwell, onde tanto o modelo do motor quanto do conversor foi baseado no método de elementos finitos. Alimentando o motor com uma distorção harmônica total (Total Harmonic Distortion - THD) na tensão menor que 1%, verificou-se perdas no motor com a máquina operando a vazio e a plena carga. Para determinar essas perdas, os autores avaliaram a potência de entrada, tensão, corrente e fator de potência.

Com um estudo sobre detecção de perturbação sem o auxílio de sensor sobre o motor de indução quando submetido a 3ª harmônica, Strankowski et. al. (2017) desenvolveram um sistema capaz de auxiliar no diagnóstico de perturbações na máquina com a mesma em estágio operacional. O método consiste em um controle de gerador de perturbação baseado em variáveis multiescalares. Nos ensaios, foi observado que a corrente medida apresenta mudança na forma de onda, assim como o torque com sinais de perturbações introduzidas ao sistema, enquanto que a velocidade não apresentou alterações visíveis ao sistema de acionamento.

Sotomayor et al. (2017), propuseram avaliar sob diferentes regimes operacionais, as falhas em um motor de indução de 1 HP submetido a correntes harmônicas. Com espectro de potência atual e Análise de Assinatura da Corrente do Motor (MCSA), o autor simulou o modelo matemático do motor com barras quebradas por meio do método de análise de elementos finitos no software ANSYS plataforma, submetendo vários motores com barra quebrada ao método para validá-lo. Comparando os resultados de experimento em bancada com os resultados obtidos na simulação, foram observadas algumas perturbações nos espectros de corrente e espectros de frequência medidos experimentalmente. Mediante os cálculos de tensões e deformações.

Em sua dissertação, que tem por objetivo o ganho de conjugado do motor com injeção de harmônicas com uma modelagem baseada na matriz de indutância, Vanderley (2018) constatou durante os ensaios na máquina que quanto maior a ordem harmônica, menor é a contribuição da mesma sobre o torque eletromagnético e que a terceira harmônica tem valor mais expressivo sobre esse torque. Outro ponto analisado foi que quanto maior a ordem harmônica, uma redução da impedância é notada, provocando um aumento na corrente e limitando a vida útil devido ao aquecimento oriundo desta corrente. Foram observados também que o ganho de torque da componente fundamental juntamente com terceiro, quinto e sétimo harmônico foi o maior, mas decadente com o acréscimo de carga. Uma estabilidade no rendimento geral foi estável, sendo que o menor rendimento foi obtido com a injeção das componentes harmônicas de terceira, quinta e sétima ordem. O rendimento demonstrou leve

queda com o aumento de carga mecânica e injeção da componente fundamental e de harmônico de terceira ordem com ganho de 50% em amplitude. O fator de potência diminui e a amplitude da corrente nas fases aumenta conforme se aumenta o nível de injeção harmônica.

Já Abada (2018), faz uma abordagem sobre análise de métodos de agrupamento de componentes espectrais para identificar o que melhor representam os efeitos de harmônicas e inter-harmônicas nas correntes e temperaturas de um MIT, com o auxílio de um algoritmo aplicado para agrupamento de acordo com o padrão IEC. No agrupamento das inter-harmônicas, a separação das harmônicas e a separação da frequência fundamental, constatou uma distinção nas amplitudes da tensão, comparada às amplitudes originais e variações de temperatura entre 9% e 10%, devido a grandes discrepâncias com o sinal original. Os sinais que resultam nessas temperaturas são compostos por subfrequências e altas magnitudes.

Rosa (2018), no intuito de avaliar a temperatura do motor de indução mediante a efeitos de distorções harmônicas e desequilíbrio de tensão, propôs um modelagem térmica do motor e com base nesse modelo, observando na presença de distorções harmônicas na tensão, que a temperatura do motor sofre uma elevação com aumento da distorção harmônica individual da tensão (DITh) aplicada. Porém, a elevação se mostra muito discreta em boa parte dos resultados avaliados. A elevação na temperatura de operação é mais representativa somente nas condições que envolvem a harmônica de segunda ordem, aplicada individualmente e também quando combinada às demais ordens. Para esses casos, verifica-se uma elevação na temperatura de até 10% em relação à condição nominal do motor.

Mondragon et al. (2019), apresenta uma análise do comportamento eletromagnético de uma máquina de indução por meio de uma bancada de teste virtual com base em co-simulação de análise de elementos finitos e simulação de circuito. Além disso, durante seu experimento analisou a existência de um problema de sobreexcitação na ação de controle quando o motor opera em plena carga e sob velocidade nominal. Esse problema não foi observado na simulação porque o modelo dq0 (direct quadrature zero) não leva em consideração a não linearidade do material ferromagnético e um cálculo preciso de correntes parasitas como no caso do modelo FE (elemento finito). Através desse estudo fica destacada a importância de levar em consideração todos os efeitos eletromagnéticos quando a máquina opera acima de seus valores nominais.

2. REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O motor de indução trifásico (MIT) converte a energia elétrica recebida em energia mecânica destinando-se a diversas aplicações industriais e prediais. A alimentação de característica alternada excita a máquina produzindo um campo magnético girante no entreferro. Sua estrutura é basicamente composta de estator e rotor (PETRUZELLA, 2013).



Figura 1: Vista em corte do Motor de Indução Trifásico
Fonte: CTC Weg Variação de Velocidade (Módulo 2)

O estator é formado por chapas ferromagnéticas isoladas de alta permeabilidade magnética com ranhuras axiais onde fica alojado o enrolamento trifásico. As chapas laminadas têm por objetivo a redução de perdas provocadas por correntes de Foucault, conhecidas como correntes parasitas (CHAPMAN, 2013).



Figura 2: Vista explodida do Estator
Fonte: Oliveira, 2009.

Seu enrolamento triásico é formado por três bobinas defasadas em 120 graus elétricos. O enrolamento aa' representa todas as bobinas associadas a fase A. Já o enrolamento bb' representa todas as bobinas associadas a fase B e o enrolamento cc' representa todas as bobinas associadas a fase C do equipamento (TORO, 1994).

O rotor da máquina de indução, assim como o estator, é também formado por chapas eletromagnéticas isoladas e seu enrolamento pode ser de dois tipos: enrolado ou bobinado e gaiola de esquilo. O rotor denominado bobinado é formado por um enrolamento trifásico com uma das extremidades das bobinas interligadas formando a ligação estrela e as outras extremidades ligadas a um anel deslizante cada uma. Para sua operação é possível curto circuitar os anéis ou inserir um banco de resistores do tipo ajustável. A variação da resistência no circuito provoca uma alteração na corrente do rotor que são refletidas ao conjugado. A aplicação do motor de indução rotor bobinado ou motor de anel, fica condicionada a casos específicos, visto que seu custo de aquisição e manutenção é relativamente mais elevado que o motor rotor gaiola de esquilo (SEN, 1997).

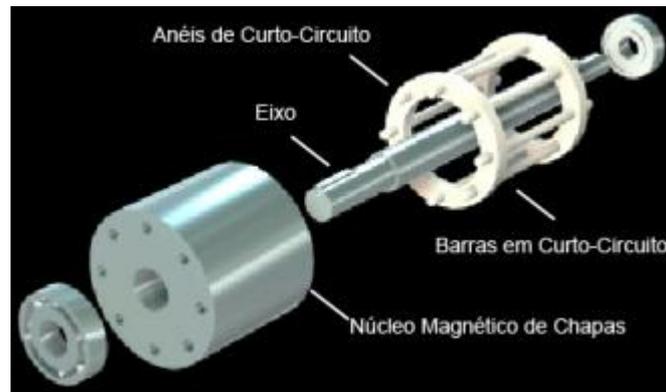


Figura 3: Vista explodida do Rotor Gaiola de Esquilo
Fonte: Oliveira, 2009.

Já o rotor comumente chamado como gaiola de esquilo, é formado por barras condutoras curto-circuitadas em cada lado com anéis condutores e encaixados nas ranhuras do ferro que compõe seu núcleo (UMANS, 2014).

2.1.1 Princípio de Funcionamento

O princípio de funcionamento do motor de indução trifásico consiste na produção de um campo magnético girante (H) pelo enrolamento presente em seu estator e do movimento relativo entre esse campo e os condutores do rotor. O enrolamento do estator é alimentado por

uma corrente do tipo alternada e esta é responsável pela produção de um fluxo girante. A intensidade desse campo será proporcional à corrente que percorrerá esse enrolamento (FRANCHI, 2009).

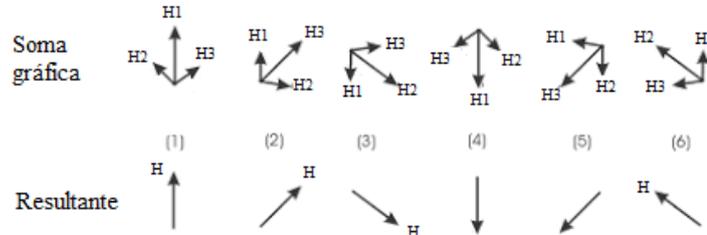


Figura 4: Campos magnéticos do circuito trifásico do motor
 Fonte: Franchi, 2009

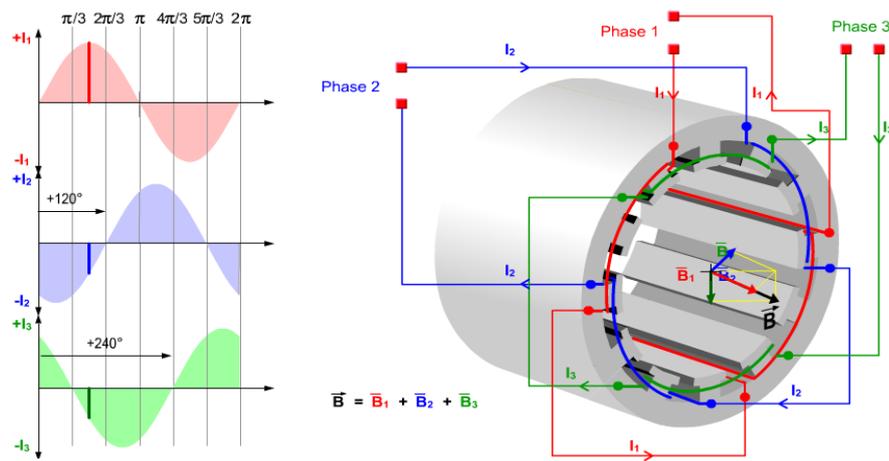


Figura 5: Campo girante no interior do estator
 Fonte: Simulação Fairchild

A velocidade desse campo girante é determinada pela frequência da tensão de sua alimentação e pelo número de polos da máquina, conforme segue na equação abaixo (PETRUZZELLA, 2013).

$$N_s = \frac{60f}{P} \tag{1}$$

Em que N_s representa a velocidade síncrona, f a frequência da alimentação e P os pares de polos.

A variação do campo magnético girante sobre os condutores ou barras do rotor induz uma tensão no mesmo. Esta tensão por sua vez gera corrente que conseqüentemente produzirá um campo no rotor. A interação entre esses campos originará um torque que levará o rotor ao movimento rotacional (PETRUZELLA, 2013).

O rotor desse motor apresenta uma velocidade inferior à velocidade do campo girante (N_s) em virtude da tensão induzida por este campo sobre o rotor. A diferença entre a velocidade síncrona e da velocidade do rotor (N_r) é dita escorregamento (s) (PETRUZELLA, 2013).

$$s = \frac{(N_s - N_r)}{N_s} * 100 \quad (2)$$

O escorregamento será unitário no instante da partida do motor, onde a velocidade síncrona é máxima enquanto que a velocidade do rotor é zero. E tenderá a zero quando a velocidade do rotor estiver muito próxima da velocidade síncrona (SEN, 1997).

Para um escorregamento unitário, a tensão induzida no rotor atingirá seu valor máximo e que diminuirá conforme o aumento da velocidade de seu rotor (SEN, 1997).

A frequência da tensão induzida em seu rotor (f_r) será em função da frequência da alimentação do estator e do escorregamento (SEN, 1997).

$$f_r = f \cdot s \quad (3)$$

Se a velocidade do rotor se igualar a velocidade síncrona, a tensão induzida no rotor será igual à zero, cessando a circulação da corrente no mesmo, extinguindo o campo magnético do rotor, não havendo interação de campos e nem torque (SEN, 1997).

Com base nessa análise, pode-se afirmar que o rotor é obrigado a girar abaixo da velocidade síncrona (FRANCHI, 2009).

2.1.2 Modelo da Máquina de Indução

A máquina de excitação simples, como é denominado o motor de indução, apresenta um funcionamento baseado na indução efetuada entre os circuitos do estator e rotor, similarmente o que acontece no transformador. Diante desta ação transformadora, o circuito equivalente do motor assemelha ao circuito equivalente do transformador (CHAPMAN, 2013).

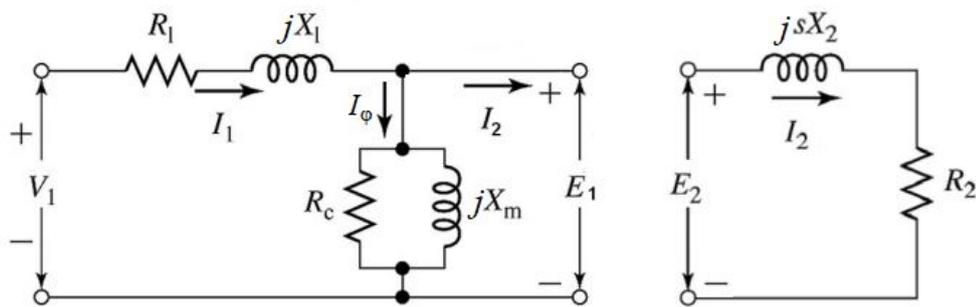


Figura 6: Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico, baseado no Modelo do Transformador
Fonte: Adaptado de Chapman, 2013

O circuito equivalente do motor, assim como no transformador, apresenta certa resistência e autoindutância em seu enrolamento. De acordo com o circuito acima, a resistência presente no enrolamento do estator é representada por R_1 e a reatância de dispersão é representada por X_1 . O rotor apresenta R_2 como sua resistência e X_2 como a reatância de dispersão. Ainda no circuito é representado por meio de R_c e X_m , a resistência referente às perdas no núcleo e a reatância de magnetização, respectivamente (CHAPMAN, 2013).

Apesar da similaridade, o circuito equivalente do motor apresenta uma distinção do circuito do transformador por considerar os efeitos de variação de frequência sobre a tensão induzida no rotor, visto que no motor de indução existe um movimento relativo entre os campos magnéticos do estator e do rotor, com uma diferença entre suas velocidades (CHAPMAN, 2013).

Com base nessa variação de frequência e rotação, aproximando essas variáveis, o circuito passa a assumir a seguinte característica:

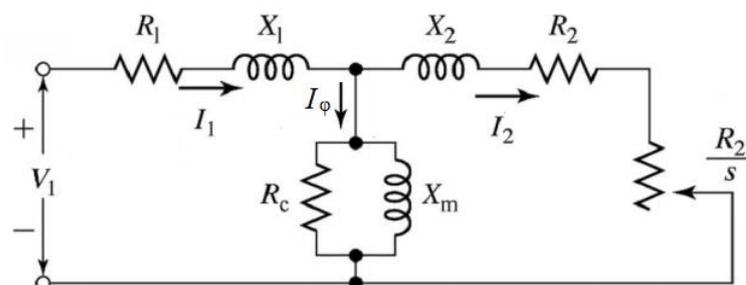


Figura 7: Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico por Fase
Fonte: Adaptado de Chapman, 2013

Para uma máquina de indução em regime permanente é considerado o motor em Y (estrela), de modo a expressar às tensões e correntes em valores por fase, subtendendo que demais fases poderão ser obtidas observando o deslocamento de $\pm 120^\circ$ (UMANS, 2014).

A partir do circuito representado na figura 7, é possível determinar às características relacionadas ao desempenho da máquina assíncrona sob regime permanente, como velocidade e conjugado. As alterações deste último, juntamente com as solicitações de carga promovem perdas. As resistências terão seus valores modificados devido à variação de temperatura ao longo de seu funcionamento (UMANS, 2014).

2.1.3 Conjugado e Rendimento do MIT

O motor elétrico tem a função de fornecer potência mecânica a partir da potência elétrica que consome. Para exercer esta função sua eficiência e conjugado são primordiais.

a) Conjugado

A potência mecânica está atrelada ao conjugado do motor. As interações magnéticas no motor originam o torque que é transferido à carga através de seu eixo.

O enrolamento do estator e o enrolamento do rotor produzem esses fluxos. O fluxo concatenado e a energia do campo magnético nas máquinas elétricas rotativas trifásicas podem ser expressos pelas correntes que circulam no motor e as indutâncias ali geradas (UMANS, 2014).

Aplicando essas indutâncias e os fluxos concatenados, considerando L_s como a indutância produzida pelo enrolamento do estator, L_r como a indutância no enrolamento do rotor e L_m como indutância mútua e ainda que $L_m \cos(\theta_{me}) = L_m(\theta_{me})$, temos (UMANS, 2014):

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m(\theta_{me}) i_r = L_s i_s + L_m \cos(\theta_{me}) i_r \quad (4)$$

$$\lambda_r = L_m(\theta_{me}) i_s + L_r i_r = L_m \cos(\theta_{me}) i_s + L_r i_r \quad (5)$$

As relutâncias do estator e rotor estão sendo desprezadas e estabelecendo que as indutâncias no estator e rotor constantes, a indutância mútua dependerá simplesmente do ângulo elétrico (θ_{me}) entre os eixos magnéticos desses circuitos, com valores máximos nas posições de 0 e 2π e nenhuma indutância em $\pi/2$ (UMANS, 2014).

Organizando os termos 4 e 5 em notação matricial:

$$\begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \theta_{me} \\ L_m \theta_{me} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (6)$$

θ_{me} = ângulo elétrico entre os eixos dos dois enrolamentos;

λ_s = fluxo concatenado do estator;

λ_r = fluxo concatenado do rotor.

As tensões no estator (V_s) e rotor (V_r) são expressas pela soma da queda tensão sobre o enrolamento (RI) e a tensão induzida por meio do fluxo concatenado:

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \quad (7)$$

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (8)$$

Aplicando as equações 4 e 5 às equações 7 e 8, temos:

$$V_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + L_m \cos(\theta_{me}) \frac{di_r}{dt} - L_m i_r \text{sen}(\theta_{me}) \frac{d\theta_{me}}{dt} \quad (9)$$

$$V_r = R_r i_r + L_r \frac{di_r}{dt} + L_m \cos(\theta_{me}) \frac{d\theta_{me}}{dt} - L_m i_s \text{sen}(\theta_{me}) \frac{d\theta_{me}}{dt} \quad (10)$$

Admitiremos o conjugado a partir da coenergia (W) para isso, substituiremos o ângulo elétrico por ângulo mecânico do rotor (θ_m):

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{2} L_s i_s^2 + \frac{1}{2} L_r i_r^2 + L_m i_s i_r \cos \theta_{me} \\ &= \frac{1}{2} L_s i_s^2 + \frac{1}{2} L_r i_r^2 + L_m i_s i_r \cos\left(\left(\frac{n^\circ \text{ de polos}}{2}\right) \theta_m\right) \end{aligned} \quad (11)$$

“Em algumas situações, é mais conveniente considerar a corrente como variável de integração. Para fazer essa mudança de variáveis, defini-se uma grandeza chamada coenergia (W), que corresponde ao complemento da energia armazenada em relação ao produto do fluxo concatenado com a corrente [...]. (CAMARGO, 2022, p. 96)”

Aplicando a fórmula do torque determinado pelas correntes:

$$T = \left. \frac{\partial W(i_s, i_r, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i_s, i_r}$$

$$T = - \left(\frac{n^\circ \text{ de polos}}{2} \right) L_m i_s i_r \text{ sen} \left(\frac{n^\circ \text{ de polos}}{2} \theta_m \right)$$

$$T = - \left(\frac{n^\circ \text{ de polos}}{2} \right) L_m i_s i_r \text{ sen} \theta_{me}$$

$$T = - L_m I_s I_r \text{ sen} \delta \quad (12)$$

b) Rendimento

A eficiência do motor elétrico dependerá de suas perdas que são inerentes ao processo de transformação na máquina. O rendimento pode ser obtido pela relação entre a potência mecânica com a elétrica.

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} 100 \quad (4)$$

A potência mecânica é a potência de saída (P_s) e a potência elétrica é a potência de entrada (P_e).

No motor de indução, é dada através dos terminais do enrolamento do estator uma potência elétrica e a mesma é transferida ao rotor resultando em uma potência mecânica em sua saída.

Essa potência de entrada não se apresenta na sua totalidade no eixo do motor. Isso ocorre porque durante o processo de conversão de energia, são geradas perdas de natureza elétrica e mecânica.

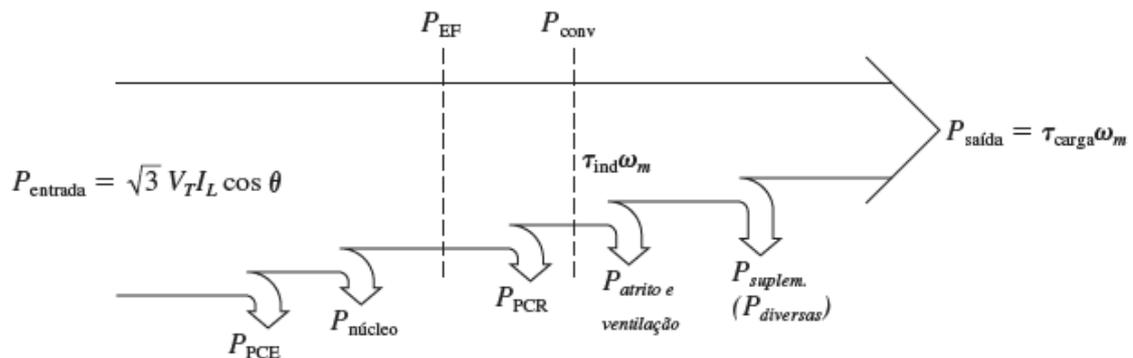


Figura 8: Fluxo de potência do motor de indução
Fonte: Adaptado de Chapman, 2013

No diagrama de fluxo de potência do motor de indução, em sua entrada é entregue a potência elétrica, P_e . No enrolamento de estator o motor já sofre suas primeiras perdas, P_{PCE} e P_N , perdas no circuito do estator e perda no núcleo respectivamente. Descontadas essas perdas, temos a potência de entreferro do motor, P_{EF} , que é transferida ao rotor e em seu circuito ocorre às perdas no circuito do rotor, P_{PCR} . A P_{conv} é considerada a potência elétrica convertida em mecânica. Descontadas as perdas mecânicas, atrito e ventilação e as perdas suplementares, determinamos a potência de saída efetiva da máquina (CHAPMAN, 2013).

Nos motores elétricos, as perdas são dissipadas em forma de energia térmica, sonora ou radiante. As perdas sonoras e radiantes são baixas e por esta razão acabam sendo desprezadas nos cálculos. As perdas térmicas apresentam maior representatividade e devem ser minimizadas para aumentar a eficiência das máquinas (RÜNCOS, 2018a).

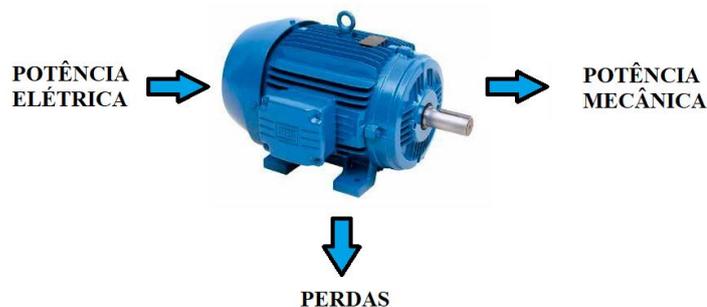


Figura 9: Conversão da potência elétrica dos motores
Fonte: Elaboração própria

As perdas por aquecimento que ocorrem durante a operação do motor elétrico são:

- **Perdas Ôhmicas (I^2R)**

São encontradas nos enrolamentos das máquinas e dependem da frequência de operação e do fluxo presente na máquina (SEN, 1997).

- **Perdas no Núcleo**

São perdas atreladas à histerese magnética e por correntes parasitas que surgem na alteração de densidades de fluxo no ferro quando somente o enrolamento principal de excitação esta energizado (SEN, 1997).

- **Perdas Suplementares**

Essas perdas são pertinentes à distribuição não uniforme da corrente elétrica no cobre e por perdas adicionais no núcleo em decorrência da distribuição do fluxo magnético por causa da corrente de carga (SEN, 1997).

- **Perdas Mecânicas**

A potência necessária para promover a circulação de ar no interior do motor e o atrito nos mancais estão associadas às perdas mecânicas da máquina. As perdas mecânicas são frequentemente combinadas e determinadas juntamente com as perdas no núcleo (SEN, 1997).

O somatório dessas perdas formam as perdas totais.

$$P_{perdas} = P_{PCE} + P_{PCR} + P_N + P_{sup} + P_M$$

P_J – Perda Joule no Estator + Perda Joule no Rotor em Watt;

P_N – Perda Núcleo do Estator + Perda no Núcleo do Rotor em Watt;

P_{Sup} – Perdas Suplementares no Estator + Perdas Suplementares no Rotor em Watt;

P_M – Perdas Mecânicas da Máquina em Watt (atrito e ventilação).

2.1.4 Potência e Conjugado do Motor de Indução

Tomando o circuito equivalente do motor de indução como referência é possível determinar a relação que se estabelece entre a potência e o conjugado do motor (CHAPMAN, 2013).

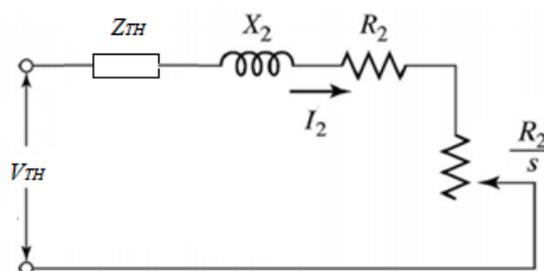


Figura 10: Circuito Equivalente Simplificado do Motor de Indução
Fonte: Adaptado de Chapman, 2013

Estabelecendo a potência no entreferro (P_{EF}) como:

$$P_{EF} = 3I_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (5)$$

E as perdas no circuito do rotor (P_{PCR}):

$$P_{PCR} = 3I_2^2 R_2 \quad (6)$$

Considerando a potência convertida (P_{conv}) como sendo a potência de entreferro descontada a perda no circuito do rotor, conforme circuito da figura 10, teremos:

$$P_{conv} = \left(3I_2^2 \frac{R_2}{s} \right) - (3I_2^2 R_2)$$

$$P_{conv} = 3I_2^2 \frac{(1-s)}{s} R_2$$

$$P_{conv} = (1-s)P_{EF} \quad (7)$$

A potência convertida corresponde assim a conjugado induzido (τ_{ind}) e a velocidade angular do rotor (ω_r) (CHAPMAN, 2013):

$$P_{conv} = \tau_{ind} \omega_r \quad (8)$$

Sendo a velocidade angular do rotor igual a:

$$\omega_r = (1-s)\omega_s \quad (9)$$

O torque induzido pode ser determinado pela relação entre:

$$\tau_{ind} = \frac{P_{EF}}{\omega_r} \quad (10)$$

Com base na equivalência de Thevenin referente ao circuito do estator, torna-se possível determinar I_2 .

$$I_2 = \frac{V_{TH}}{Z_{TH} + jX_2 + \frac{R_2}{S}}$$

$$I_2 = \frac{V_{TH}}{R_{TH} + jX_{TH} + jX_2 + \frac{R_2}{S}}$$

$$I_2 = \frac{V_{TH}}{\sqrt{\left(R_{TH} + \frac{R_2}{S}\right)^2 + (X_{TH} + X_2)^2}} \quad (11)$$

Substituindo I_2 nas equações de P_{EF} e τ_{ind} :

$$P_{EF} = \frac{3V_{TH}^2 \frac{R_2}{S}}{\sqrt{\left(R_{TH} + \frac{R_2}{S}\right)^2 + (X_{TH} + X_2)^2}} \quad (12)$$

$$T_{ind} = \frac{3V_{TH}^2 \frac{R_2}{S}}{\left[\left(R_{TH} + \frac{R_2}{S}\right)^2 + (X_{TH} + X_2)^2\right] w_s} \quad (13)$$

Em que V_{TH} , R_{TH} e X_{TH} referem-se a tensão, resistência e reatância de Thevenin.

A resistência do circuito do estator e rotor estáveis com o regime operacional do motor, exceto no caso de rotores sob efeitos peliculares (CHAPMAN, 2013).

2.1.5 Características de Conjugado

A maioria das aplicações dos motores assíncronos utilizam rotores do tipo gaiola de esquilo e esses rotores são classificados como gaiola com barras grandes e próximas à superfície (a), gaiola barras grandes e profundas (b), dupla gaiola (c) e gaiola com barras pequenas próximas à superfície (d), conforme figura 11 (TORO, 1994).

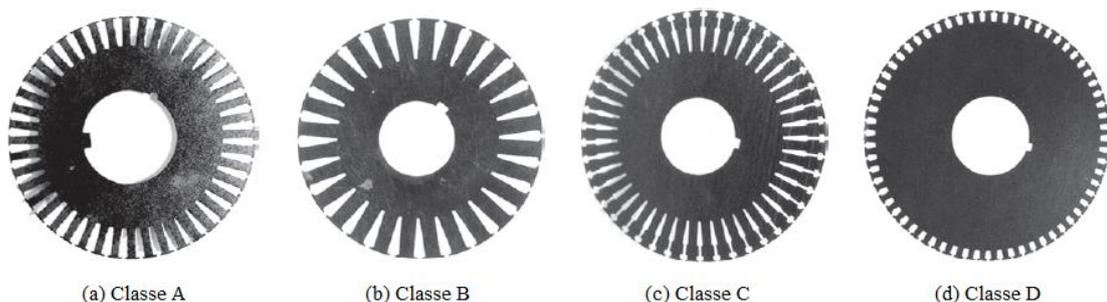


Figura 11: Características construtivas dos rotores e classificação NEMA
Fonte: Adaptado de Chapman, 2013

A característica construtiva do rotor influencia no conjugado em virtude da variação de parâmetros como reatância e resistência que apresenta valores distintos de acordo com a espessura e profundidade das ranhuras. A reatância de dispersão tem valor mais acentuado em rotores com barras mais profundas porque boa parte do fluxo do rotor não alcançará os condutores do estator (TORO, 1994).

O rotor com barras de grandes seções e próximas à superfície (b), apresenta baixa resistência, desenvolvendo conjugado de partida baixo. O rotor de barra profunda e com seções inferiores ao anterior tem baixa resistência e desenvolvendo conjugado de partida pouco mais elevado (a). O rotor de dupla gaiola apresenta barras superiores com alta resistência e barras inferiores com baixa resistência, desenvolvendo conjugado de partida elevado (c). Por fim, o rotor (d) com barras próximas a superfície que desenvolve alto conjugado, porém sua eficiência é baixa (TORO, 1994).

A National Electrical Manufacturers Association (NEMA) e IEC (Comissão Eletrotécnica Internacional) classificam esses motores nas categorias A (barras grandes e próximas à superfície), B (barras grandes e profundas), C (dupla gaiola), e D (barras pequenas próximas à superfície), de acordo com as características de torque versus velocidades que cada tipo do rotor desenvolve.

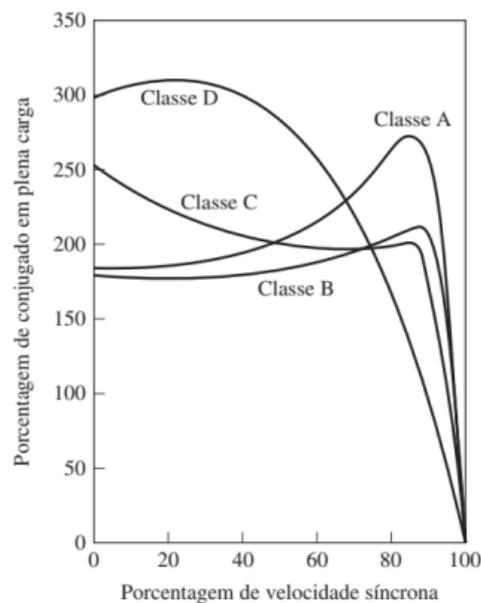


Figura 12: Classificação NEMA das características de torque x velocidade
Fonte: Masoum e Fuchs, 2015

A norma NBR 7094 também classifica o conjugado desses motores em função da sua velocidade. Os motores são classificados em categoria N, H e D.

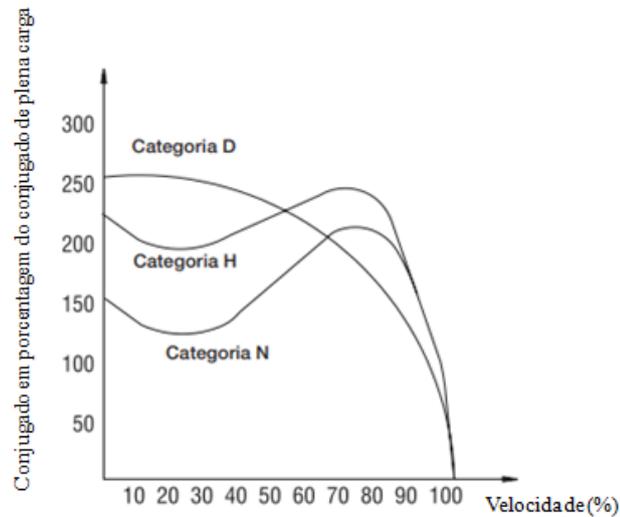


Figura 13: Características de torque x velocidade
 Fonte: Manual de motores elétricos da Weg, 2022.

Comparando as classificações, a classe A e B da IEC correspondem à categoria N da NBR, a classe C a categoria H e a classe D a categoria D da NBR.

2.2 QUALIDADE DE ENERGIA

O desenvolvimento tecnológico vem ao longo dos anos, trazendo grandes benefícios não somente para os consumidores residenciais, como também aos setores comerciais e industriais. O consumo de tecnologia que tem como atrativos principais o conforto e o aumento da produtividade tornou intenso o emprego da eletricidade (BARROS et al., 2020).

Os equipamentos que proporcionam conforto e aceleram a produção também são responsáveis por acarretar distúrbios à rede elétrica afetando a qualidade da energia. E esses mesmos equipamentos são sensíveis aos distúrbios por eles ocasionados. Sua sensibilidade vai desde variações em seu funcionamento a redução de sua vida útil (SINGH et al., 2015).

Uma parcela considerável relacionado a problemas na qualidade de energia estão atribuídos aos consumidores finais, devido a suas cargas em maioria de características eletrônicas e indutivas (SINGH et al., 2015).

A qualidade de energia depende não somente da fonte como também dos elementos que participam de sua utilização, ou seja, das cargas alimentadas por essa fonte de tensão. Um sistema de energia ao alimentar uma carga geradora de harmônicos, devido à impedância do sistema elétrico, terá a propagação dessa tensão (ou corrente) harmônica por toda rede, afetando o funcionamento de outras cargas (MASOUM e FUCHS, 2015).

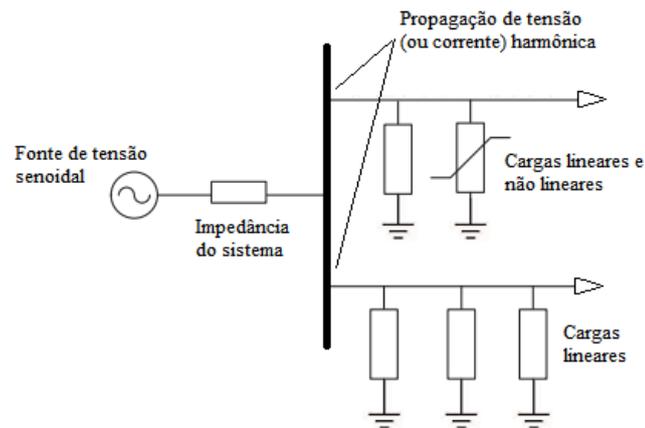


Figura 14: Sistema simplificado de cargas mistas com propagação de sinal harmônico
 Fonte: Adaptado de Masoum e Fuchs, 2015

A baixa qualidade da energia elétrica (QEE) pode trazer prejuízos financeiros, sejam pela parada do processo, custos relacionados à manutenção, perda de matéria prima ou interferência em redes de comunicação. Os estudos e as inovações tecnológicas que buscam a mitigação do problema vêm crescendo, no caso dos harmônicos, por exemplo, uma série de filtros podem ser aplicados, como filtros ativos, passivos e híbridos (SINGH et al., 2015).

Para manter a QEE fornecida aos consumidores é preciso que se estabeleça uma relação harmoniosa entre as cargas sensíveis e as fontes poluidoras presentes no sistema elétrico. Para que isso ocorra, dois aspectos básicos são monitorados: Qualidade do serviço e Qualidade do produto. A qualidade do serviço está atribuída ao fornecimento contínuo de energia elétrica, enquanto que a qualidade do produto está associada à capacidade do sistema em fornecer tensões equilibradas com frequências constantes, sem deformações (KAGAN, 2008).

Na qualidade do produto, as condições operacionais do sistema são avaliadas por meio dessas duas grandezas, tensão e frequência. A forma de onda deve ter característica senoidal ou mais próxima possível dela e a magnitude das tensões (BARROS et al., 2020).

Os principais fatores que afetam a qualidade da energia elétrica são:

- Cintilação ou Flicker;
- Cunha de tensão ou Notching;
- Desequilíbrio de tensão;
- Elevação de tensão – Swell, Spikes e Sobretensão;
- Afundamento de tensão – Sag e Subtensão;

- Harmônicos.

Variações na amplitude ou na frequência podem ocorrer por interrupções, ruídos, distúrbios, geração e presença de outras frequências diferentes da fundamental (BARROS et al., 2020).

Diante disso, pode ser dito que a QEE corresponde ao fornecimento de tensão e corrente com padrões ideais em regime transitório ou permanente no sistema elétrico, no aspecto de forma de onda senoidal e frequência nominal ou dentro de limites aceitáveis, valores estes que não altere as condições operacionais das cargas instaladas. A qualidade da energia impacta diretamente na eficiência e confiabilidade das cargas instaladas (MARINHO, 2009).

Agências reguladoras estabelecem limites de variação desses fatores e mesmo que não haja transgressões desses limites, essas variações na QEE podem trazer transtornos na operação para a instalação e os equipamentos nela inseridos (BARROS et al., 2020).

2.3 HARMÔNICOS

Os harmônicos são fenômenos de estado permanente, apresentando similaridade com o desequilíbrio de tensão e a flutuação da tensão, visto que estão presentes enquanto o equipamento responsável por sua geração estiver em operação (LEÃO et al., 2013).

Os sinais harmônicos se configuram como frequências múltiplas inteiras de uma frequência fundamental, que se sobrepõe a esta, distorcendo-a e afetando a qualidade da energia devido à alteração na amplitude e forma de onda de tensão e corrente (BARROS et al., 2020).

Esses elementos de frequências individuais que formam o sinal presente sobre a frequência de suprimento do sistema (frequência fundamental) são representados pela letra h e sua ordem seguem notações numéricas. Assim, uma frequência harmônica de 180 Hz corresponde a uma componente de terceira ordem ($h = 3$), adotando uma fundamental de 60 Hz, uma frequência harmônica de 300 Hz a uma componente de quinta ordem ($h = 5$) e assim sucessivamente (SANKARAN, 2002).

Tabela 1 - Frequências harmônicas

Ordem	1 ^a (Fundamental)	2 ^a	3 ^a	4 ^a	5 ^a	6 ^a	7 ^a	8 ^a	9 ^a	Nº
Frequência (Hz)	60	120	180	240	300	360	420	480	540	n x 50

Fonte: Elaboração própria

A representação dos harmônicos em ordens e não em frequência harmônica gera uma simplificação matemática, levando a uma universalização nas análises visto que a frequência fundamental pode variar entre os países, 60 ou 50 Hz, e entre aplicações (SANKARAN, 2002).

As harmônicas de ordem 1 e 0 correspondem respectivamente a frequência fundamental e a componente contínua na forma de onda do sinal. Suas ordens podem ser pares (2, 4, 6, 8, 10, 12, ..., h) ou ímpares (3, 5, 7, 9, 11, 13, ..., h), sendo as ímpares as mais presentes na rede e portanto mais danosas (SANKARAN, 2002).

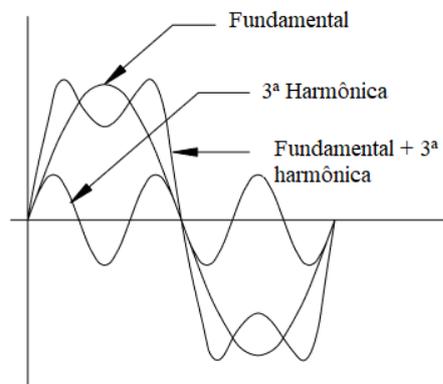


Figura 15: Formas de onda com propagação harmônica
Fonte: Sankaran, 2002

Para viabilizar análise matemática é empregada a Transformada de Fourier em que o sinal distorcido pode ser decomposto na somatória da forma de onda da frequência fundamental, considerando os sinais senoidais de ordem n (BARROS et al., 2020).

$$\begin{aligned}
 v(t) &= V_{DC} + \sum_{h=1}^n V_{rms}^{(h)} \cos(h\omega_0 t + a_h) \\
 &= V_{DC} + v^1(t) + v^2(t) + v^3(t) + v^4(t) + \dots
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

$$\begin{aligned}
 i(t) &= I_{DC} + \sum_{h=1}^n I_{rms}^{(h)} \cos(h\omega_0 t + \beta_h) \\
 &= I_{DC} + i^1(t) + i^2(t) + i^3(t) + i^4(t) + \dots
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

Onde:

V_{DC} = Tensão contínua

I_{DC} = Corrente contínua

V_{rms} = Tensão eficaz

I_{rms} = Corrente eficaz

ω_0 = frequência fundamental

h = ordem harmônica

O valor médio da corrente elétrica senoidal é igual a:

$$I_{m\u00e9dio} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \tag{16}$$

Para uma corrente n\u00e3o senoidal, a equa\u00e7\u00e3o \u00e9 expressa por:

$$I_{m\u00e9dio} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [I_{DC} + i^1(t) + i^2(t) + i^3(t) + i^4(t) + \dots] dt. \tag{17}$$

Sendo todos os valores harm\u00f4nicos senoidais, o valor m\u00e9dio n\u00e3o senoidal da corrente ser\u00e1:

$$I_{m\u00e9dio} = I_{DC}$$

No sistema trif\u00e1sico equilibrado, as tens\u00f5es s\u00e3o defasadas entre si em 120 graus e seus fasores podem ser de sequ\u00eancia positiva ou negativa. As fases com sentido anti-hor\u00e1rio de rota\u00e7\u00e3o s\u00e3o consideradas fasores de sequ\u00eancia positiva e as fases em sentido de rota\u00e7\u00e3o hor\u00e1rio, s\u00e3o ditos fasores de sequ\u00eancia negativa. Fasores de sequ\u00eancia zero n\u00e3o apresentam defasamento angular (SANKARAN, 2002).

As frequências harmônicas, assim como a fundamental, possuem sequência de rotação tomando a frequência fundamental como referência. A tabela 2 apresenta a sequência para cada ordem harmônica (DE LA ROSA, 2006).

Tabela 2 - Rotação dos sinais harmônicos

Ordem	Sequência
1 ^a	Positiva
2 ^a	Negativo
3 ^a	Zero
4 ^a	Positiva
5 ^a	Negativo
6 ^a	Zero
7 ^a	Positiva
8 ^a	Negativo
9 ^a	Zero
10 ^a	Positiva
⋮	⋮
50 ^a	Negativo

Fonte: Elaboração própria

Conforme a tabela acima ilustrada, a sequência das grandezas de frequência fundamental é positiva.

2.3.1 Distorções Harmônicas

As distorções harmônicas são consideradas, segundo PRODIST módulo 8, fenômenos associados a deformações nas formas de onda das tensões e correntes em relação à forma de onda senoidal. Elas medem a perturbação do sinal de saída e resulta no acréscimo de frequência múltipla do sinal fundamental (ANEEL, 2021).

A magnitude da distorção depende da impedância do sistema e conteúdo harmônico contido no sinal elétrico pode ser estipulado por indicadores, sendo aqui apresentados dois desses indicadores, a Distorção Harmônica Individual ou Individual Harmonic Distortion (IHD) e a Distorção Harmônica Total ou Total Harmonic Distortion (THD) (ANEEL, 2021):

- **Distorção Harmônica Individual (IHD)**

A distorção harmônica individual representa a razão entre a componente harmônica em seu valor RMS do valor eficaz da fundamental (ANEEL, 2021).

Assim, o IHD da tensão e da corrente são expressos matematicamente por:

$$IHD_v(\%) = \frac{V_h}{V_1} \times 100 \quad (19)$$

$$IHD_i(\%) = \frac{I_h}{I_1} \times 100 \quad (20)$$

- **Distorção Harmônica Total (THD)**

A distorção harmônica total representa a relação entre a raiz quadrada do somatório das componentes harmônicas em seu valor RMS do valor da eficaz da fundamental (MASOUM e FUCHS, 2015).

O THD da tensão é obtido por:

$$THD_v(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (V_h)^2}}{V_1} \times 100 \quad (21)$$

Para a corrente a expressão dada por:

$$THD_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h)^2}}{I_1} \times 100 \quad (22)$$

O PRODIST consiste no procedimento de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional, que normatizam as atividades no setor de energia, Seus procedimentos devem ser observados por consumidores, sistema de geração, sistema de distribuição, transmissoras, agentes importadoras de energia e exportadoras e pelo operador nacional do sistema. O módulo 8 estabelece valores de referências e indicadores. A tabela 3 apresenta os limites de distorções harmônicas totais de tensão (DTT) (ANEEL, 2021):

Tabela 3 - Limite de distorções harmônicas PRODIST

INDICADOR	TENSÃO NOMINAL		
	$V_n \leq 1,0 \text{ kV}$	$1,0 \text{ kV} < V_n < 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} \leq V_n < 230 \text{ kV}$
DTT95%	10,0%	8,0%	5,0%
DTT _p 95%	2,5%	2,0%	1,0%
DTT _i 95%	7,5%	6,0%	4,0%
DTT ₃ 95%	6,5%	5,0%	3,0%

O valor de 95% corresponde ao mínimo de tensão nominal de operação contratada.

A IEEE 519/2014 apresenta limites de distorções harmônicas aplicáveis às empresas de energia e aos consumidores. Esta norma recomenda medidas de correção caso os valores de distorção fiquem fora desses limites estabelecidos.

A tabela 4 estabelece limites de harmônica tensão de linha e neutro (PCC):

Tabela 4 - Limite de distorções harmônicas IEEE

Tensão do barramento V no PCC	Harmônico Individual (%)	Distorção Harmônica Total – THD (%)
$V \leq 1,0 \text{ kV}$	5.0	8.0
$1 \text{ kV} < V \leq 69 \text{ kV}$	3.0	5.0
$69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	1.5	2.5
$161 \text{ kV} < V$	1.0	1.5 ^a

^a Os sistemas de alta tensão podem ter até 2,0% THD, onde a causa é um terminal HVDC cujos efeitos terão atenuado em pontos da rede onde futuros usuários podem ser conectados.

Fonte: IEEE, 2014

Esses limites de distorções harmônicas são definidos considerando-se os efeitos sobre os equipamentos em longo prazo. Já eventos instantâneos e surtos de harmônicos em alta frequência, além de alterar o bom funcionamento de determinados equipamentos, podem afetar a qualidade da energia (LEÃO et al., 2013).

O THD apresenta vantagens como:

- Facilmente calculada;
- Rápida medida da distorção harmônica;

E as desvantagens como:

- Não fornece as informações de amplitude do sinal;
- As informações detalhadas do espectro são perdidas.

2.4 FREQUÊNCIAS RESSONANTES E HARMÔNICOS

Os circuitos LC (indutivos capacitivos) associados podem produzir frequências de ressonância. Essa ressonância no circuito ocorre quando a reatância capacitiva (X_C) se iguala a reatância indutiva (X_L), fazendo com que a impedância do circuito (Z) apresente apenas a componente resistiva (R), que quando formados simplesmente por LC, o R corresponde à resistência do indutor. Essa condição em que $X_C = X_L$ ocorre em uma dada frequência de transferência no sistema, dita frequência ressonante (f_0) (ALBUQUERQUE, 1993).

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega C}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{Para } \omega_0 = 2\pi f_0:$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (23)$$

Onde f_0 é dada em Hertz, L (indutância) é dada em Henry e C (capacitância) é dada em Farad.

Os componentes LC podem ser associados em série ou paralelo. Em circuitos LC série, o valor máximo da corrente obedece à razão V/R na ressonância e fora da ω_0 . A corrente do circuito é baixa por consequência da alta impedância nas situações de uma maior reatância capacitiva ou indutiva. Nos circuitos LC paralelos, na ressonância a corrente é baixa e fora da ω_0 , atinge valores altos por consequência da variação da impedância (ALBUQUERQUE, 1993).

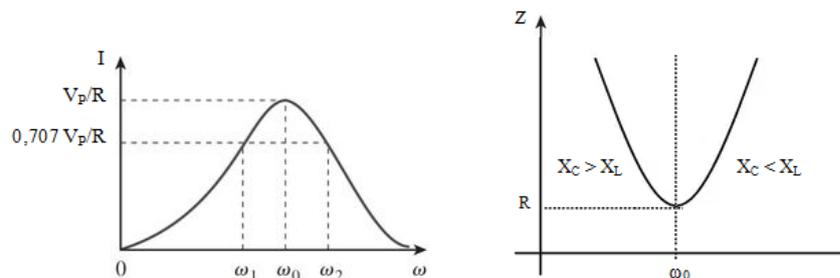


Figura 16: Resposta da corrente e impedância no circuito LC série
Fonte: Elaboração própria

Na figura 17, é possível observar essa variação da impedância em função da variação da frequência ressonante, o que resultará na variação da corrente. Para valores de $X_C > X_L$ ou para valores de $X_C < X_L$, a amplitude da corrente será inferior quando o circuito apresentar frequência ressonante (ω_0) (ARRILLAGA e WATSON, 2003).

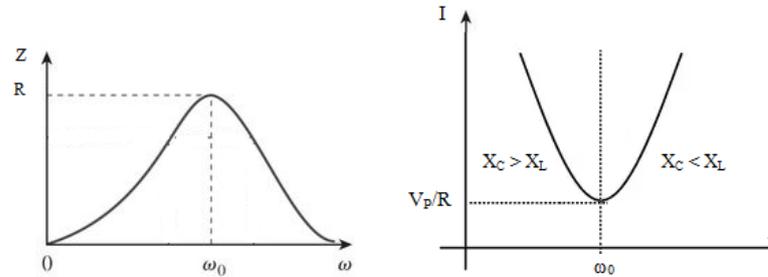


Figura 17: Resposta da corrente e impedância no circuito LC paralelo
Fonte: Elaboração própria

A ilustração da figura 17 apresenta justamente corrente mais baixa dentro da frequência ressonante e valores maiores para frequências diferentes de ω_0 , devido a variação de X_C e X_L (ARRILLAGA e WATSON, 2003).

A largura de banda define as frequências de corte (ω_1 e ω_2) do circuito, conforme figura 16. Na frequência de corte, a corrente assume seu valor RMS. O fator de qualidade (Q) do indutor estabelece a largura da banda do sinal, sendo determinadas por sua reatância (X_L) e resistência do enrolamento (R_i) (ALBUQUERQUE, 1993):

$$Q = \frac{X_L}{R_i} \quad (24)$$

Com o fator de qualidade, a largura da banda (β) pode assim ser determinada:

$$\beta = \frac{f_0}{Q} \quad (25)$$

Quanto maior o fator de qualidade do indutor, menor será a largura da banda, tornando o gráfico de resposta ressonância mais agudo (ALBUQUERQUE, 1993).

No sistema de distribuição, as indutâncias que compõem sua topologia associados a bancos de capacitores inseridos na rede, são causadores de impedâncias ressonantes que

podem ser excitadas por eventuais correntes e tensões harmônicas de frequência igual à frequência de ressonância dessas impedâncias (DAS, 2015).

$$H_z = \frac{V_1}{I_1} \quad (26)$$

Função de transferência (H_z) expresso na equação 26 determina a impedância ressonante de entrada no sistema, visto que I_1 será variável em função de X_C e X_L , como já avaliado nas figuras 16 e 17 (ALBUQUERQUE, 1993).

2.5 EFEITOS DE DISTORÇÕES HARMONICAS EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

As distorções harmônicas geram efeitos nocivos a equipamentos e sua presença na instalação pode ocasionar (DE LA ROSA, 2006):

- Sobrecarga dos condutores neutros provocada pela presença da harmônica de 3ª ordem (que se somam algebricamente no neutro);
- Sobreaquecimento ou falha em transformadores;
- Sobrecarga, redução de vida útil ou queima de capacitores e fusíveis da compensação reativa;
- Falha ou operação indevida de disjuntores;
- Mau funcionamento de relés e outros meios de controle;
- Perdas adicionais de motores, capacitores e instalação elétrica;
- Sobreaquecimento e/ou falha em motores;
- Perturbação do sistema de comunicação.

Os harmônicos podem ser do tipo temporal e espacial. Os harmônicos temporais são harmônicos relacionados à forma de onda de tensão e corrente, enquanto que os harmônicos espaciais já são relacionados aos fluxos magnéticos e a estrutura físicas dos equipamentos (MASOUM e FUCHS, 2015).

Vimos anteriormente que as máquinas elétricas ocupam um lugar de destaque na sociedade não só por proporcionar conforto como também bem estar, seja na geração de energia ou na transformação da energia elétrica em aplicações práticas do nosso cotidiano

com os motores. Para que as máquinas possam cumprir com sua missão, alguns requisitos importantes precisam ser cumpridos, como (RÜNCOS, 2018b):

- Alto rendimento;
- Controle de velocidade;
- Baixo custo;
- Flexibilidade em aplicações;
- Baixo ruído;
- Baixo peso.

Dentre os requisitos apresentados acima, alguns não dependem somente do projeto da máquina como é o caso do alto rendimento e do baixo ruído (RÜNCOS, 2018b). Estes requisitos podem sofrer alterações quando submetidos à energia sob influência harmônica dita temporal. As correntes harmônicas temporais quando inseridas no sistema geram aquecimento de dispositivos eletromagnéticos como é o caso dos motores, resultando em perdas e consequentemente afetando o rendimento da máquina (IEEE, 2014).

As correntes harmônicas circulando pela resistência do enrolamento do estator e rotor produzem perdas consideradas importantes para os motores com rotores do tipo gaiola de esquilo com barras profundas, devido à variação da impedância em função da frequência (DIAS, 2002).

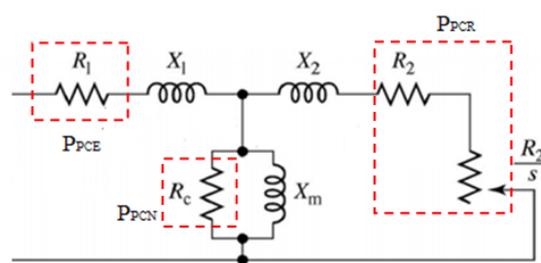


Figura 18: Perdas elétricas com base no circuito equivalente do motor
Fonte: Adaptado Chapman, 2013

Os efeitos sobre as máquinas são agravados por suas características no que diz respeito a não linearidade do material ferromagnético que compõe os núcleos de estator e rotor, devido à saturação magnética, laço de histerese e correntes parasitas. Essa não linearidade do material é responsável pelo harmônico denominado espacial (DIAS, 2002).

O conjugado (torque) oscilante no motor é outro efeito decorrente da presença de corrente harmônica. São torques indesejáveis sobre o torque considerado útil e essa vibração

promove o deterioramento nas barras do rotor. A interação do campo magnético de frequência fundamental com a corrente de componente harmônica que ocasiona essa oscilação mecânica. A amplitude dessa oscilação é proporcional à corrente harmônica. Assim, a corrente com THD de 10% apresentará um torque oscilante com amplitude de 10% de seu valor nominal (DIAS, 2002).

Esses torques harmônicos presentes na máquina assíncrona são gerados por campos de rotação no sentido horário e anti-horário produzidos por harmônicos de sequência positiva, negativa e zero. No caso das máquinas assíncronas trifásicas, harmônicos de sequência positiva e negativa, visto que no circuito elétrico trifásico e equilibrado, harmônicos de sequência zero se anulam. Esses campos girantes produzidos pelos harmônicos terão seus valores atribuídos à frequência harmônica presente sobre a fundamental (MASOUM e FUCHS, 2015).

A harmônica de 5ª ordem é de sequência negativa e campo magnético girante criado por ela tem sentido de rotação contrário ao campo girante principal criado pela frequência fundamental. Assim, no entreferro da máquina teremos um campo girante com velocidade 5 vezes maior que a velocidade do campo principal e contrário a este. O torque harmônico oscilante será (ARRILLAGA e WATSON, 2003):

$$\omega - (-5\omega) = 6\omega \quad (28)$$

A harmônica de 7ª ordem é de sequência positiva e o campo magnético girante originado por essa ordem tem mesmo sentido de rotação do campo girante principal, formando um torque oscilante também de 6ª ordem (ARRILLAGA e WATSON, 2003).

$$7\omega - \omega = 6\omega \quad (29)$$

O mesmo será aplicado para a 11ª ordem de sequência positiva e para 13ª ordem de sequência negativa, ambos geram torque harmônico de 12ª ordem (ARRILLAGA e WATSON, 2003).

Apesar do torque com origem em frequências harmônicas ser de baixa amplitude comparando-o a amplitude do torque nominal, a vibração ocasionada por ele são indesejáveis nos processos industriais (ARRILLAGA e WATSON, 2003).

Os harmônicos de alta frequência também são capazes de induzir no rotor frequências maiores, produzindo um aquecimento capaz de reduzir a vida útil do material

isolante do equipamento. Tomando a fórmula da frequência induzida no rotor (f_r) e seu escorregamento (s) em condições ideais (MASOUM e FUCHS, 2015):

$$f_r = f \cdot s_1 \quad (30)$$

$$s_1 = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (31)$$

Adotando efeitos harmônicos:

$$s_h = \frac{h\omega_{s1} - \omega_r}{h\omega_{s1}}$$

$$s_h = \frac{(h-1)\omega_{s1} - \omega_r}{h\omega_{s1}} + \frac{\omega_{s1} - \omega_r}{h\omega_{s1}}$$

$$s_h = \frac{(h-1)\omega_{s1}}{h\omega_{s1}} + \frac{s}{h} \quad (32)$$

$$f_r = hf_1 \cdot s_h \quad (33)$$

Para mitigar os efeitos harmônicos sobre os motores é preciso manter seus valores dentro dos limites aceitáveis e determinados por normas, aqui já apresentados. Essa mitigação pode ocorrer com a adoção de filtros ativos ou passivos (SINGH et al., 2015).

3. METODOLOGIA

Neste capítulo é abordado a metodologia para desenvolvimento do protótipo da *Bancada didática para Análise do Comportamento do Motor de Indução com a Presença de Tensões Harmônicas*.

3.1 CLASSIFICAÇÃO DA PESQUISA

A presente pesquisa tem uma abordagem quantitativa por utilizar dados numéricos e análise gráfica dos resultados comparando-os e tomando como referencia também valores normativos. Sua natureza é aplicada por trata-se do desenvolvimento de um protótipo e com procedimento classificado como experimental devido aos resultados gerados por meio de ensaio em bancada laboratorial.

3.2 ETAPAS DA PESQUISA

As etapas da pesquisa serão executadas aplicando um método pautado no modelo da engenharia de sistemas que é um campo de estudo interdisciplinar, destinado ao desenvolvimento de software/hardware, englobando toda sua construção, desde a especificação a integração produto. Seu início foi em 1940 na indústria aeroespacial e hoje vem sendo aplicada também em demais indústrias. Para gerir e executar o projeto da melhor forma possível, a engenharia de sistema faz uso de métodos e algumas ferramentas. Neste trabalho, será aplicado um método conhecido como modelo V (CATHLEEN, 2012).

Com base no método proposto, será delimitado o escopo do projeto, os cálculos para a especificação dos materiais, seleção dos instrumentos e softwares, a simulação da bancada, desenvolvimento do sistema de aquisição de sinais e protótipo da bancada.

3.2.1 Modelo V

O modelo proposto corresponde ao ciclo de vida de um produto e é uma evolução do modelo cascata, um método de abordagem sequencial, em que cada etapa deve ser finalizada antes de seguir para a próxima. A diferença do modelo V sobre o modelo cascata está nas ações de verificação e validação das fases do projeto, visando garantir a qualidade do produto ao final do projeto. Por ser uma evolução do modelo cascata, este método também é visto como tradicional (PRESSMAN, 2016).

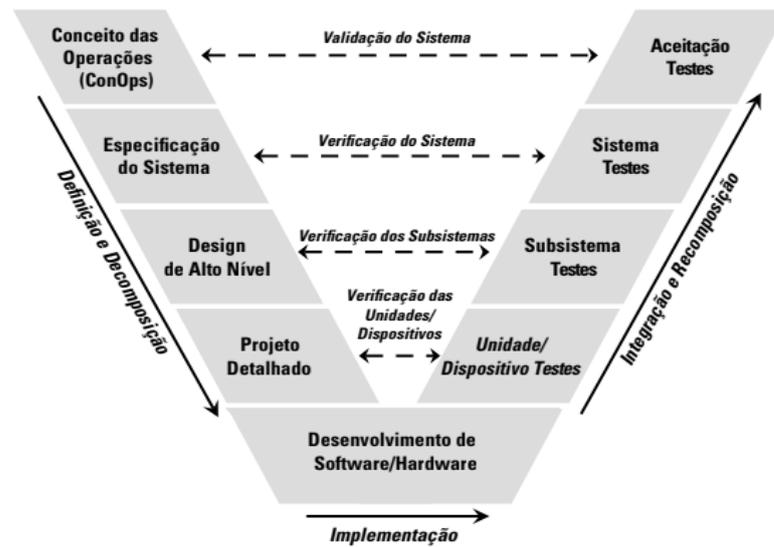


Figura 19: Ciclo V na engenharia de sistemas
Fonte: Cathleen, 2012

Traçando o modelo da esquerda para a direita, temos a execução de todas as etapas do projeto, conforme figura 19. Para etapas do lado esquerdo do modelo, fases de Definição e Decomposição, são criados os requisitos para avançar para etapa seguinte e sua conformidade. O lado direito, fases de Integração e Recomposição, as etapas de definição e composição são testadas, plano de manutenção e instrução de uso são também gerados (CATHLEEN, 2012).

O quadro 1 apresenta, de forma sucinta, a descrição das etapas do modelo V da figura 19.

Quadro 1: Etapas do projeto no ciclo V

ETAPA	DESCRIÇÃO
Conceito de Operações	Consiste no levantamento das necessidades do cliente, detalhando as funcionalidades desejadas para o hardware/software. É a definição do escopo do projeto.
Especificações do sistema	Nesta etapa estão contidos os requisitos que atendam às necessidades do cliente, assegurando o cumprimento da proposta do projeto com base nos fundamentos teóricos e hipóteses levantadas.
Design de Alto Nível	Apresenta o detalhamento do projeto na forma macro do produto, com o dimensionamento dos componentes, seleção de software e sistema para aquisição de dados.
Projeto Detalhado	Fase dimensionamento de cada componente do sistema. É o projeto na forma micro do seu desenvolvimento.
Desenvolvimento do Hardware/Software	Etapa de construção do hardware/software de acordo com as especificações do produto.

Teste de Unidade/Dispositivo	Teste isolado dos componentes verificando sua funcionalidade e atendimento dos requisitos proposto a ele;
Teste do Subsistema	Teste destinado à integração dos componentes no subsistema do projeto e cumprimentos dos requisitos de atendimento deste subsistema.
Teste do Sistema	Fase de teste de integração de todos os subsistemas projetados, verificando a conformidade de resposta do sistema com os requisitos propostos para esta etapa.
Teste de Aceitação	Fase final em que os resultados são comparados aos requisitos averiguando cumprimento dos mesmos. Trata-se da fase de homologação do projeto.

Fonte: Elaboração própria

Essas etapas do ciclo V para o projeto estão descritas detalhadamente em seções no capítulo seguinte que aborda o desenvolvimento, os resultados do trabalho e a memória de cálculo desses resultados.

4. DESENVOLVIMENTO E RESULTADOS

Neste capítulo, está descrito todo o ciclo para desenvolvimento do trabalho, envolvendo simulação e bancada física para ensaio do motor de indução, especificação do material e ensaios preliminares para determinação de parâmetros, com o objetivo de tornar os resultados da simulação o mais fidedigno possível dos reais.

Os resultados estão divididos entre a simulação e a bancada física, com o motor nas condições a vazio e a plena carga. Os dados sem harmônicos de tensão, em regime permanente da máquina também serão expostos. Por fim, uma breve discussão sobre os resultados alcançados.

4.1 CONCEITO DE OPERAÇÕES

O principal requisito do projeto consiste no desenvolvimento de uma fonte de alimentação com componentes harmônicos de tensão para ensaios de máquinas elétricas, em específico para esta obra, um motor de indução trifásico de potência igual a $\frac{1}{2}$ hp, avaliando a produção de um torque oscilante em função da presença destes componentes harmônicos.

Considerando alimentação de cargas trifásicas, essa fonte deverá gerar componentes harmônicos de 5^a, 7^a e 11^a ordens que são os harmônicos de maior incidência em instalações industriais.

A análise do conjugado será para cada ordem harmônica proposta. Com isso, o gerador de harmônicos deverá permitir a seleção da distorção.

4.2 ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA

Nas especificações do sistema, foram listados dois requisitos para o projeto ligados a funcionalidade da bancada de acordo com seu objetivo principal.

- **Primeiro requisito:** O harmônico de tensão será criado por um circuito LC (L – indutor e C - capacitor) paralelo ligado na rede elétrica alternada, em série com uma carga não linear. Esse circuito LC produz uma impedância ressonante que é excitada pelas correntes harmônicas produzidas por um retificador trifásico (carga não linear), gerando um barramento de tensão com harmônicas da ordem da ressonância do circuito LC paralelo.

Com base na frequência da ordem harmônica desejada, é possível determinar a capacitância e a indutância necessárias que, juntamente com as cargas não lineares, produzirão os níveis consideráveis de tensão harmônica que servirão de alimentação para o motor trifásico, conforme serão demonstrados nos resultados das simulações e experimentais.

- **Segundo requisito:** Para seleção da ordem harmônica, um sistema de acionamento dos capacitores é proposto para que, de acordo com a distorção selecionada, a capacitância correspondente entre em operação com o indutor que é único e com valor fixo.

De acordo com escopo do projeto e o cumprimento desses requisitos, serão possíveis na bancada experimental ensaios com o motor em condições operacionais ideais e desfavoráveis de sua alimentação.

4.3 DESIGN ALTO NÍVEL

O arranjo do projeto esquematizado consiste em uma fonte de alimentação trifásica em série com um circuito LC em paralelo. Este conjunto alimenta o retificador trifásico e o motor trifásico. O retificador alimenta uma carga RL série.

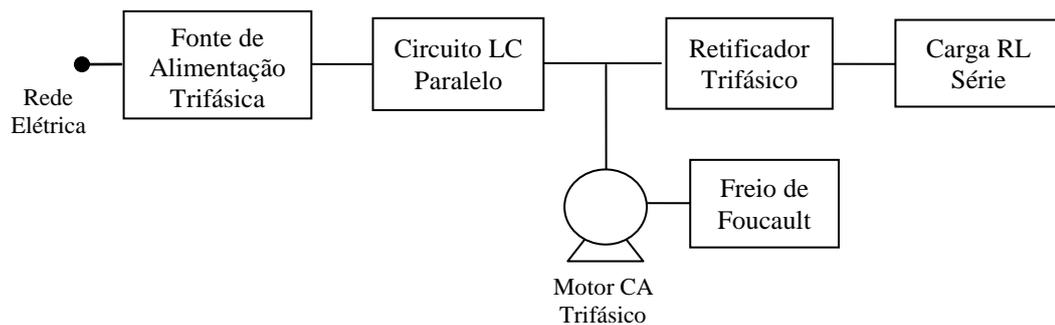


Figura 20: Diagrama de blocos do projeto
Autor: Elaboração própria

O motor montado em estrutura metálica está acoplado a um freio de Foucault com célula de carga da MK Controle e Instrumentação modelo PWZL-10 para obtenção do sinal de torque, conforme figura 22. O freio de Foucault será alimentado com corrente contínua pela fonte De Lorenzo monofásica de tensão variável.



Figura 21: Conjunto motor e freio Foucault
Fonte: Elaboração própria



Figura 22: Célula de carga
Fonte: Elaboração própria

Os dados de placa do motor assíncrono trifásico estão descritos na tabela 5.

Tabela 5 - Especificações do motor de indução

DADOS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO		
Fabricante:	Voces	--
Modelo:	B71a4	--
Nº de Série:	330811	--
Potência:	½	HP
Tensão:	220/380	V
Corrente:	1.92/1.11	A
Número de polos:	IV	--
Rotação:	1700	rpm
Rendimento:	71 %	--
Fator de potência:	0.71	--
Torque:	2.1	N.m

Fonte: Elaboração própria

As informações referentes à qualidade de energia dos ensaios serão extraídas com o auxílio de um analisador de energia do fabricante Gossen Metrawatt modelo MAVOWATT 30. O instrumento permite a gravação durante o ensaio e a exportação do mesmo para o software Dran-View 7 para análise de resultados.



Figura 23: Analisador de energia
Autor: Elaboração própria

O módulo de aquisição de dados da National Instruments (NI) modelo NI USB-6212 (Figura 24) com uma taxa de amostragem de 400 kS/s foi selecionado para capturar os sinais de conjugado oscilante em razão da frequência harmônica por meio da célula de carga. Para o processamento de sinal do hardware NI foi utilizado o software Labview.



Figura 24: Módulo da National Instruments
Fonte: Elaboração própria

Com uma impedância de saída elevada da célula de carga, resultando em um baixo sinal de tensão, um sistema de amplificação de tensão (Figura 25) foi incorporado à entrada do módulo NI USB-6212 para que este realize a leitura de forma mais precisa.

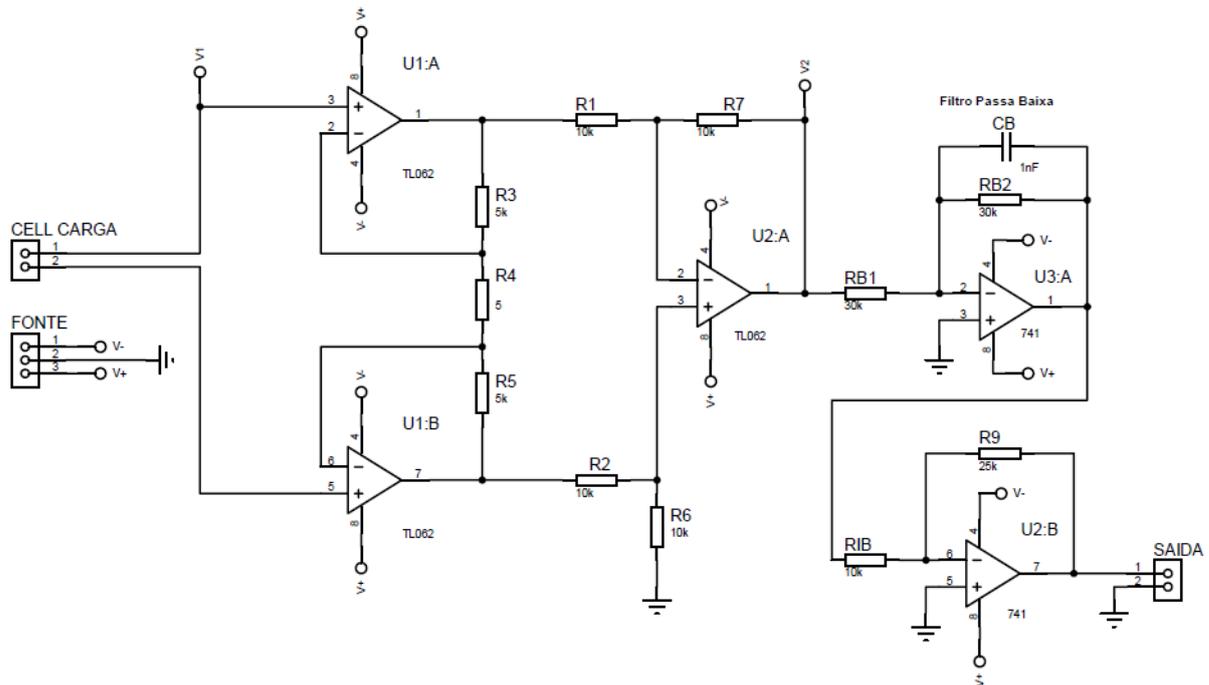


Figura 25: Circuito do amplificador de tensão
Fonte: Elaboração própria

O módulo da aquisição da NI receberá a saída do circuito de condicionamento que foi projetado para amplificação do sinal da célula de carga. Esse circuito é composto por três estágios: amplificador de instrumentação, filtro passa baixa e amplificador final. O sinal da célula vai para o amplificador de instrumentação TL062, em seguida passa pelo filtro e por fim, por mais uma amplificação com o AOP 741.

O projeto da bancada será validado por meio de simulação computacional utilizando-se o software Matlab/Simulink®. Na sequência a bancada física será montada conforme o projeto, incluindo a fabricação dos indutores e a aquisição dos capacitores e resistência de carga. Os resultados experimentais a bancada física validarão os resultados da simulação.

4.4 PROJETO DETALHADO

A simulação foi elaborada no software *Simulink* Matlab®. Os principais blocos utilizados foram *Three-Phase Programmable Voltage Source*, *Three-Phase Parallel RLC Branch*, *Retificador* e o *Asynchronous Machine SI Units*.

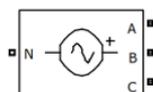


Figura 26: Three Phase Programmable Voltage Source
Fonte: Mathworks (<https://la.mathworks.com>), 2022

O bloco *Three-Phase Programmable Voltage Source* oferece a função de geração de harmônico, podendo ser inserida a ordem desejada e durante as primeiras simulações essa função foi habilitada, mas com o intuito de tornar a simulação análoga à configuração que será desenvolvida fisicamente, a função gerador de harmônico foi desabilitada e esta fonte inserida em série com um circuito LC ligada à carga retificadora.

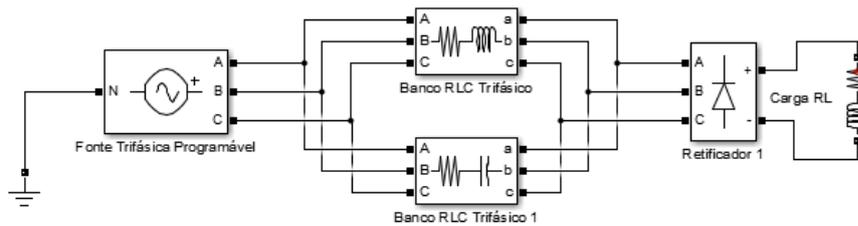


Figura 27: Diagrama da simulação da fonte de geração harmônica
Fonte: Elaboração própria

No bloco *Three-Phase parallel RLC* a indutância e capacitância foram especificadas de acordo com a frequência harmônica (f_0) pretendida.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Em que L é a indutância requerida de 2.2 mH e C a capacitância que se igualará a indutância chegando ao valor de f_0 .

**Frequência de 300 Hz
(5ª Ordem)**

$$C = \frac{1}{L(2\pi)^2 f_0^2}$$

$$C = \frac{1}{0,0022(2\pi)^2 300^2}$$

$$C = 128 \mu F$$

**Frequência de 420 Hz
(7ª Ordem)**

$$C = \frac{1}{L(2\pi)^2 f_0^2}$$

$$C = \frac{1}{0,0022(2\pi)^2 420^2}$$

$$C = 65,27 \mu F$$

**Frequência de 660 Hz
(11ª Ordem)**

$$C = \frac{1}{L(2\pi)^2 f_0^2}$$

$$C = \frac{1}{0,0022(2\pi)^2 660^2}$$

$$C = 26,43 \mu F$$

Os valores comerciais de capacitância mais próximo dos valores calculados encontrados e que se adequaram as ordens harmônicas requeridas foram de 150, 70 e 30 μF .

A partir das capacitâncias, as reatâncias capacitivas (X_C) para a frequência fundamental de 60 Hz foram determinadas, conforme desenvolvimento abaixo.

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad (34)$$

**Capacitância 150 μ F
(5ª Ordem)**

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 150 \cdot 10^{-6}}$$

$$X_C = 17,68 \Omega$$

**Capacitância 70 μ F
(7ª Ordem)**

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 70 \cdot 10^{-6}}$$

$$X_C = 37,89 \Omega$$

**Capacitância 30 μ F
(11ª Ordem)**

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 30 \cdot 10^{-6}}$$

$$X_C = 88,42 \Omega$$

Em seguida, os cálculos da corrente nominal do capacitor (I_C) e assim assegurar que este suportará a corrente do circuito. De acordo com os resultados dos cálculos detalhados abaixo, e com base na corrente nominal do motor de 1.92 A e corrente do circuito retificador de 1.5 A, totalizando uma corrente de circuito de aproximadamente 3.42 A, os capacitores de 150, 70 e 30 μ F apresentam conformidade.

$$I_C = \frac{V}{X_C} \quad (36)$$

**Capacitância 150 μ F
(5ª Ordem)**

$$I_C = \frac{250}{17,68}$$

$$I_C = 14,14 A$$

**Capacitância 70 μ F
(7ª Ordem)**

$$I_C = \frac{250}{37,89}$$

$$I_C = 6,60 A$$

**Capacitância 30 μ F
(11ª Ordem)**

$$I_C = \frac{380}{88,42}$$

$$I_C = 4,30 A$$

Com os valores de capacitâncias estabelecidos e ajustando a resistência dos capacitores para o menor valor, 0.01 Ω , seguimos para definição da resistência dos indutores de 2.2 mH. Para isso, foram definidos a seção do condutor (Equação 37) dos indutores e o número de espiras (Equação 38) para a indutância desejada.

$$S = \frac{I}{D} \quad (37)$$

Indutor do Retificador

$$S = \frac{2}{6}$$

$$S = 0,33 \text{ mm}^2 \text{ (22 AWG)}$$

Indutor do Circuito Ressonante

$$S = \frac{10}{6}$$

$$S = 1,67 \text{ mm}^2 \text{ (15 AWG)}$$

Sendo S a área transversal em mm^2 , I a corrente no indutor em A, D a densidade de corrente em A/mm^2 (o valor de 6 A/mm^2 foi considerando o enrolamento com ventilação regular)¹. Com o resultado em milímetros quadrados, uma consulta à tabela de fios de cobre esmaltados da ABNT (NEMA) AWG (American Wire Gauge), medida americana padronizada, para fios de cobre 20°C foi utilizada para conversão de escala. A nova medida da seção dos condutores do indutor do ramo de retificação será de 22 AWG e para os indutores trifásicos a medida corresponderá a 15 AWG.

$$L = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot n^2 \cdot S}{m} \quad (38)$$

Em que L é a indutância em Henry, n confere ao número de espiras, S a área da base do indutor em m^2 e m o comprimento do enrolamento dado em metros. Substituindo-se as variáveis pelos valores temos que o número de espiras para os indutores do circuito ressonante é:

$$0,0022 = \frac{12,57 \cdot 10^{-7} \cdot n^2 \cdot 0,0036}{0,1}$$

$$n \cong 220 \text{ esp.}$$

O número de espiras correspondente ao indutor do retificador com indutância de 11 mH será:

¹ Extraído do livro Transformadores do autor Alfonso Martignoni, 8º edição, p.78.

$$0,011 = \frac{12,57 \cdot 10^{-7} \cdot n^2 \cdot 0,00362}{0,1}$$

$$n \cong 491 \text{ esp.}$$

Os valores calculados da resistência dos indutores serão expressos na tabela 10, que será apresentada na sessão que tratará dos testes unitários, juntamente com os valores medidos dos indutores confeccionados. Com os valores de resistência definidos, a simulação da fonte foi realizada para avaliar os índices de distorções alcançadas.

O espectro harmônico da tensão de 5^a, 7^a e 11^a ordem de suas respectivas capacitâncias estão registradas nas figuras 28, 29 e 30.

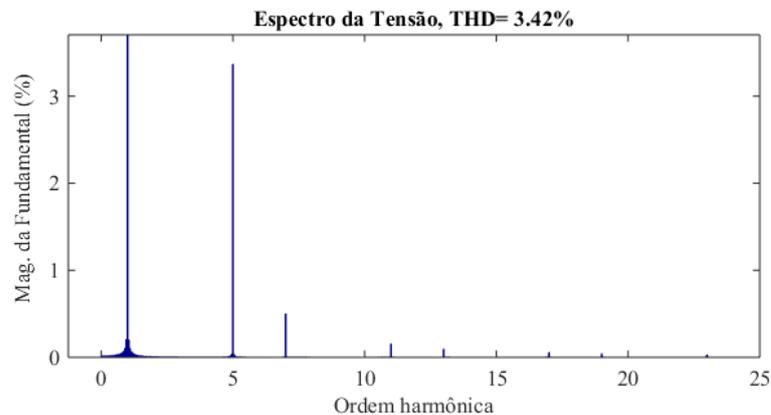


Figura 28: Espectro harmônico de quinta ordem com indutância de 2.2 mH no circuito ressonante
Fonte: Elaboração própria

Na figura 28, o espectro corresponde ao indicador de distorção harmônica total da tensão. A taxa de distorção harmônica registrada foi de 4.64 %, a uma tensão nominal simulada de 220 V. É perceptível nesta imagem, a incidência da 7^a e 11^a ordem, mas com baixa influência devido à alta incidência de 5^a.

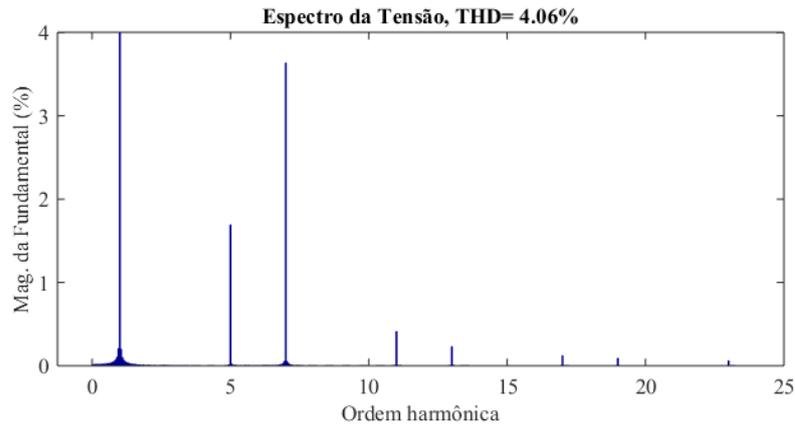


Figura 29: Espectro harmônico de sétima ordem com indutância de 2.2 mH no circuito ressonante
Fonte: Elaboração própria

A figura 29 corresponde ao registro do espectro de 7ª ordem, com incidência de harmônicos de 5ª e 11ª. O índice de distorção gerado na simulação foi de 4.30%.

Os índices de distorção harmônica total da tensão, inserindo no circuito ressonante capacitores de 150 e 70 μF , com indutância de 2.2 mH, geraram valores admissíveis com base nas normas citadas nesta obra. Vale ressaltar que, apesar dos valores atenderem as normativas no que corresponde a THD, são distorções que afetam o comportamento da máquina, como apresentado no item 2.5 do capítulo II.

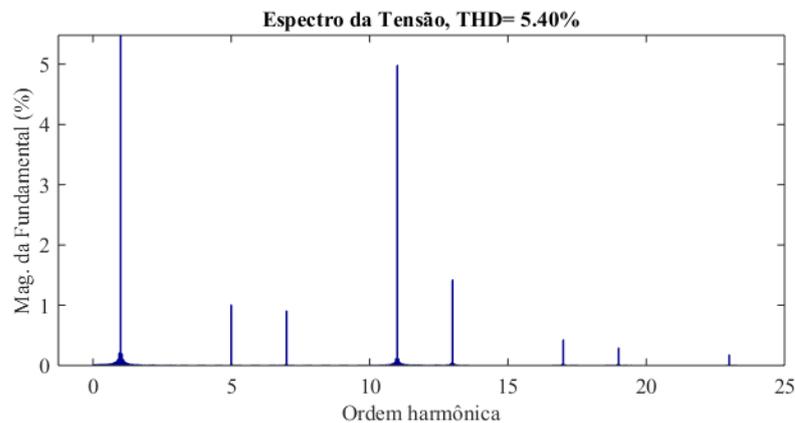


Figura 30: Espectro harmônico de décima primeira ordem com indutância de 2.2 mH no circuito ressonante
Fonte: Elaboração própria

O espectro correspondente a 11ª ordem harmônica, de acordo com a figura 30, indica uma distorção harmônica próxima do limite de 8%, de acordo com a IEEE 519/2014, e também do módulo 8 do PRODIST que é de 10%. Na figura ainda é possível observar a contribuição dos harmônicos de 5ª, 7ª e 13ª.

A simulação confirma que a configuração de um circuito ressonante associada a um retificador, resulta em distorções harmônicas de tensão com ordem dependente dessa ressonância gerada.

A próxima etapa consiste em inserir na simulação o motor de indução trifásico e avaliar o comportamento do seu conjugado com a inserção das ordens harmônicas de tensão. Para isso, é preciso configurar o bloco do motor de indução gaiola de esquilo presente no Simulink, com os parâmetros do motor disponível no laboratório para os ensaios de distorção harmônica.

Para o levantamento dos parâmetros deste motor foram realizados os ensaios a vazio e rotor bloqueado, obtendo os seguintes dados:

Tabela 6 - Dados do ensaio CC do enrolamento do estator

ENSAIO DE CORRENTE CONTÍNUA	
Tensão (V_{cc})	Corrente (I_{cc})
68 V	1.925 A

Fonte: Elaboração própria

Tabela 7 - Dados do ensaio a vazio

ENSAIO A VAZIO						
Tensão Ensaio (V_0)	Corrente (I_0)			Potência do ensaio (P_0)	Frequência do ensaio (F_0)	Frequência Nominal (F_n)
	Fase A	Fase B	Fase C			
227 V	1.50 A	1.53 A	1.54 A	114 W	60 Hz	60 Hz

Fonte: Elaboração própria

Tabela 8 - Dados do ensaio rotor bloqueado

ENSAIO ROTOR BLOQUEADO				
Tensão Ensaio (V_{bl})	Corrente (I_{bl})			Potência do ensaio (P_{bl})
	Fase A	Fase B	Fase C	
49.33 V	1.94 A	1.86 A	1.95 A	31.99 W

Fonte: Elaboração própria

Com os dados obtidos no ensaio, os parâmetros do motor como resistência do enrolamento, indutâncias do circuito do estator, rotor e a indutância mútua, foram calculados e inseridos no Simulink de forma a apresentar os resultados de acordo com os parâmetros do motor real. O apêndice C apresenta a memória de cálculo do motor.

Tabela 9 - Parâmetros do motor da Voces

PARÂMETROS DO MOTOR		
Resistência do estator	17.6623	Ω
Resistência do rotor	14.8786	Ω
Reatância do estator	7.2931	Ω
Reatância do rotor	7.2931	Ω
Reatância ramo de magnetização	78.7428	Ω

Fonte: Elaboração própria

A figura 31 apresenta o diagrama simplificado criado no ambiente de simulação Simulink. O diagrama completo encontra-se no apêndice B.

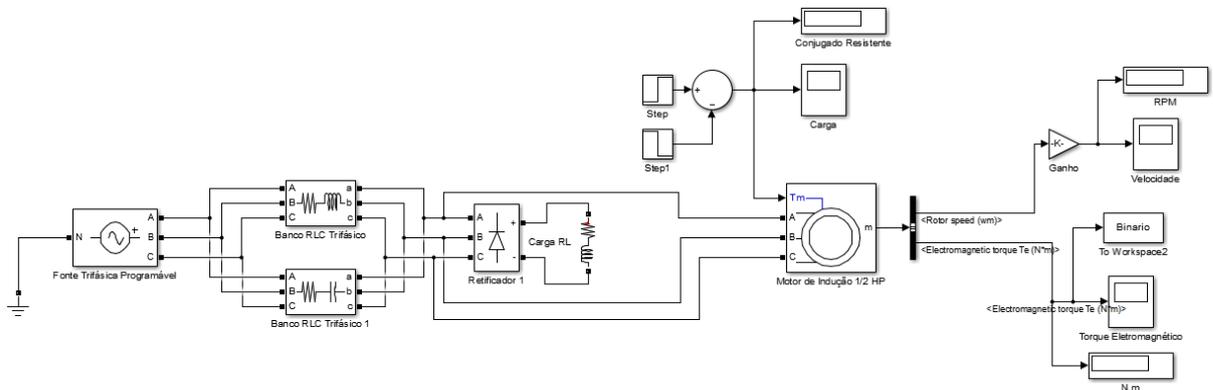


Figura 31: Diagrama simplificado da simulação da bancada
 Fonte: Elaboração própria

Para leitura do conjugado foi utilizado o bloco *Bus Selector* e habilitada também a saída da rotação do motor para comparar com os dados de ensaio da bancada.

4.5 DESENVOLVIMENTO DO HARDWARE

O desenvolvimento do hardware considera a fabricação dos indutores com base nos cálculos da indutância apropriada para compor o sinal ressonante dentro da frequência de

ordem harmônica selecionada. Nesta etapa, também foi fabricada a base do indutor (carretel) utilizando a impressora 3D do Polo de Inovação do Instituto Federal Fluminense.

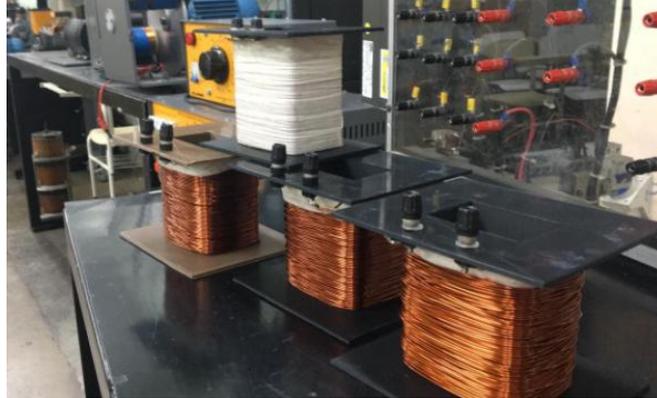


Figura 32: Indutores da fonte trifásica e do circuito retificador
Autor: Elaboração própria

Os componentes foram especificados não somente observando os valores e limites pretendidos de harmônicos, como também na intenção de obter a menor queda de tensão fundamental possível para não comprometer o desempenho do motor dentro das condições propostas.

O circuito elétrico simplificado do projeto é ilustrado na figura 33, incluindo a especificação dos componentes e proteção.

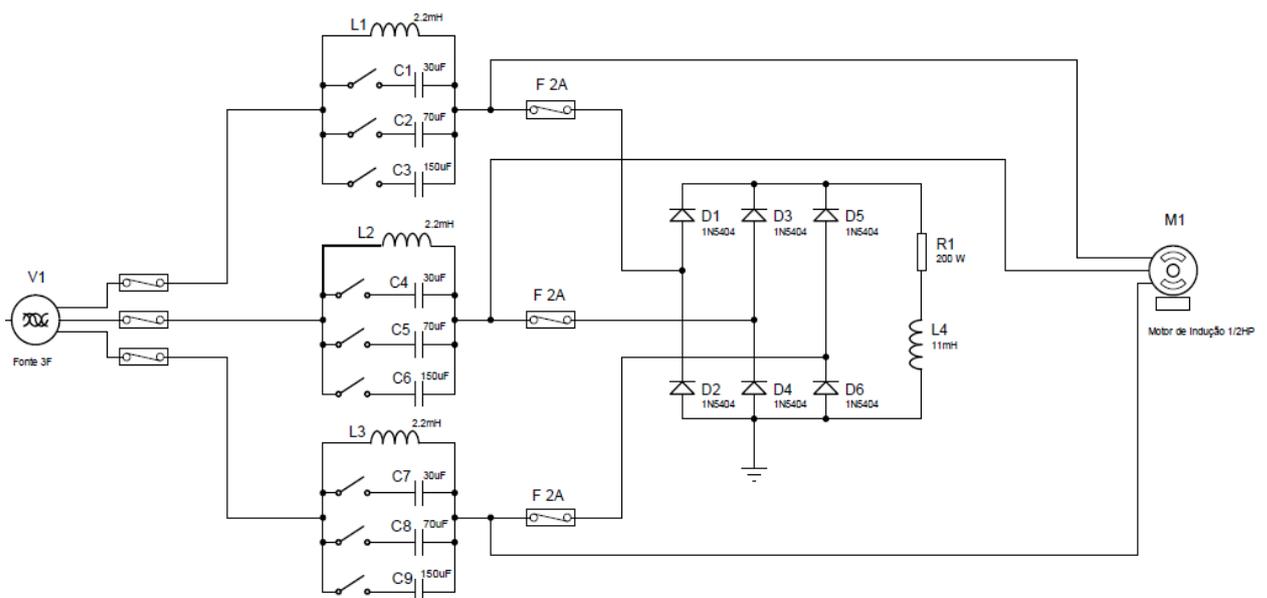


Figura 33: Circuito Elétrico Simplificado da Bancada
Fonte: Elaboração própria

A memória de cálculo dos capacitores e indutores para sua especificação, consta no item 4.4. O resistor do ramo DC tem resistência de 200 Ω e potência de 600 W e está em série com um indutor de 11 mH.

O circuito LC trifásico é formado por nove capacitores nas capacitâncias de 30, 70 e 150 μF por fase, com intertravamento impedindo que as capacitâncias atuem simultaneamente, em paralelo com os indutores de 2.2 mH. O circuito está ligado em série com a fonte de alimentação trifásica da rede elétrica e sua saída alimenta o retificador e o motor, ambos conectados em paralelo.

4.6 TESTE UNITÁRIO

O teste unitário do hardware é considerado o ensaio dos indutores não energizados, para averiguar os valores referentes à sua resistência e o teste energizado para averiguar a indutância se a indutância real apresenta o valor pretendido de 2.2 mH para esses indutores trifásicos e de 11 mH para o indutor de carga do retificador.

Tabela 10 - Dados do ensaio desenergizado dos indutores

Indutor	Tipo de Condutor	Número de espiras	Resistência Referência (Ω/m)	Resistência Calculada (Ω)	Resistência Medida (Ω)
Carga	22 AWG	491	0,053096*	7,03894	9,62
Fase A	15 AWG	220	0,010441*	0,66613	0,69
Fase B	15 AWG	220	0,010441*	0,66613	0,68
Fase C	15 AWG	220	0,010441*	0,66613	0,69

*Tabela ABNT (NEMA) AWG para fios de cobre 20°C

Fonte: Elaboração própria

Os valores de resistência dos indutores foram obtidos com o auxílio de um microhmímetro do fabricante Instrum, modelo Microhm 10. Este instrumento é popularmente conhecido como Ponte kelvin.

Para atestar a indutância do enrolamento projetado, os indutores do ramo de potência foram submetidos ao ensaio de indutância no laboratório do Polo de Inovação. A partir dos dados de tensão, corrente e frequência coletada no ensaio foi calculada a indutância dos enrolamentos. O ensaio foi realizado aplicando uma tensão no valor de 5 V na frequências de 60 Hz, com a fonte de tensão programada da Pacific Power Source modelo 110ADX-UPC1.

O Osciloscópio do analisador de energia da Metrawatt foi usado para extração dos valores de tensão e corrente. Com o analisador, ainda foi possível verificar as formas de onda dessas grandezas.

Tabela 11 - Verificação das indutâncias do ramo de potência

ENSAIO DE INDUTÂNCIA					
DADOS COLETADOS			DADOS CALCULADOS		
TENSÃO (V)	CORRENTE (A)	FREQUÊNCIA (Hz)	IMPEDÂNCIA (Ω) $Z = \frac{V}{I}$	REATÂNCIA (Ω) $Z = R + jX_L$	INDUTÂNCIA (mH) $X_L = 2\pi fL$
4,148	3,8275	60	1,084	0,836	2,21

Fonte: Elaboração própria

De acordo com os dados obtidos no ensaio, foi registrado uma indutância de 2.21 mH nos indutores que compõe o circuito ressonante. O resultado apresentado corresponde ao esperado de 2.2 mH.

Os dados do ensaio do indutor do ramo de retificação constam na tabela 12. A indutância apresenta valor superior comparando aos indutores de potência para gerar uma corrente com forma de onda mais quadrada.

Tabela 12 - Verificação das indutâncias do ramo de retificação

ENSAIO DE INDUTÂNCIA					
DADOS COLETADOS			DADOS CALCULADOS		
TENSÃO (V)	CORRENTE (A)	FREQUÊNCIA (Hz)	IMPEDÂNCIA (Ω) $Z = \frac{V}{I}$	REATÂNCIA (Ω) $Z = R + jX_L$	INDUTÂNCIA (mH) $X_L = 2\pi fL$
3,690	0,0181	3003	203,86	203,63	10,79

Fonte: Elaboração própria

Em seguida, antes da execução do teste de sistema, o capacitor de 150 μ F foi ensaiado para verificar sua linearidade operando em frequência nominal e frequência harmônica. Para isso, a fonte foi ajustada nas frequências de 60 e 300 Hz.

Tabela 13 - Teste de linearidade da capacitância

TESTE DO CAPACITOR					
DADOS COLETADOS			DADOS CALCULADOS		
TENSÃO (V)	CORRENTE (A)	FREQUÊNCIA (Hz)	POTÊNCIA (VAr) $Q = VI$	REATÂNCIA (Ω) $X_C = \frac{V^2}{Q}$	CAPACITÂNCIA (μF) $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$
16.78	0.94	60	15.77	17.85	148.60
5.65	1.59	300	8.96	3.56	149

Fonte: Elaboração própria

De acordo com os cálculos, a capacitância aproximada de 150 μF apresenta realmente uma linearidade nas frequências de 60 e 300 Hz.

Com os dados do teste unitário, avançou-se para o teste de subsistema. Para o ensaio, optou-se pelo capacitor de 150 μF por ser o primeiro capacitor adquirido para composição da fonte.

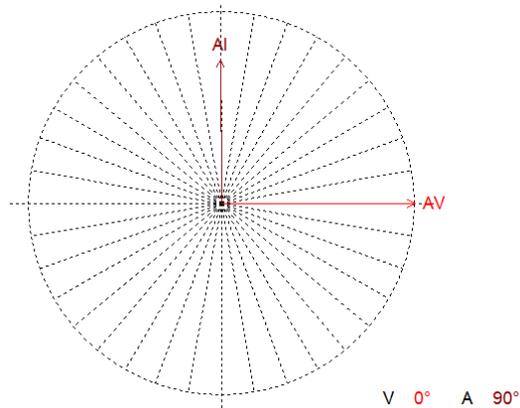


Figura 34: Diagrama fasorial do capacitor
Fonte: Elaboração própria

O diagrama fasorial do canal A do analisador de energia da Megawatt indica o defasamento entre tensão (V) e corrente (I) de 90° elétricos, característico de um circuito puramente capacitivo, com a corrente elétrica adiantada em relação à tensão. Diante desta ilustração, concluiu-se que a resistência do material capacitivo é muito baixa, podendo sua influência sobre o circuito ser desprezada.

4.7 TESTE DE SUBSISTEMA

O teste de subsistema consistirá na análise de conformidade do módulo LC com o valor das ordens pretendidas, ensaio experimental do módulo ressonante com o retificador trifásico e simulações da bancada com o motor de indução e os dados confirmados dos indutores.

4.7.1 Subsistema do Módulo Ressonante e Retificador

A figura 35 ilustra a simulação com os valores de indutância e resistência reais inseridas no bloco RL do Simulink. Nota-se que o espectro de tensão apresenta similaridade com o espectro da figura 28, resultado proposto em simulações iniciais, visto que a variação de valores foi mínima.

O resultado apresenta uma forte presença da quinta ordem harmônica, aplicando a capacitância de 150 μF .

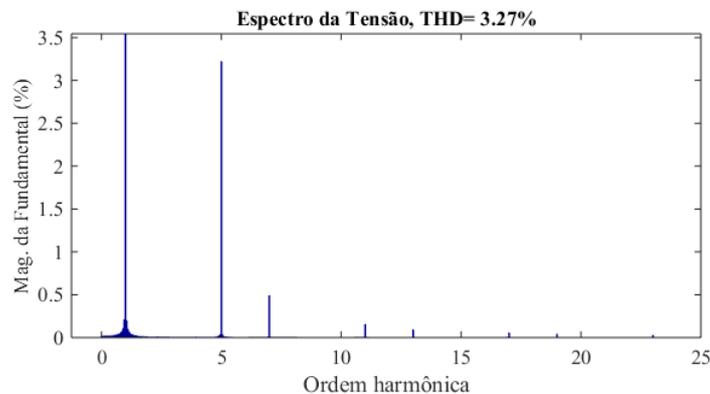


Figura 35: Espectro do circuito simulado com dados elétricos reais dos indutores
Fonte: Elaboração própria

O ensaio experimental do circuito ressonante alimentando o retificador trifásico foi realizado para análise das grandezas de tensão e corrente do circuito para comparação com os dados de projeto e simulação, avaliando sua conformidade.



Figura 36: Ensaio do Circuito Ressonante com Retificador Carregado
Autor: Elaboração própria

Tabela 14 - Ensaio energizado do circuito ressonante e retificador

GRANDEZA	EXPERIMENTAL	SIMULADO	UNIDADE
Tensão Entrada do Retificador (V_{CA}):	218	219.1	V
Tensão de Saída Retificador (V_{CC}):	300	292.3	V
Corrente de Entrada do Retificador:	1.12	1.20	A
Corrente de Saída do Retificador:	1.39	1.46	A

Fonte: Elaboração própria

A tabela 14 corresponde aos valores de tensão e corrente de entrada e saída do retificador trifásico para avaliação a compatibilidade com a simulação e possível queda de tensão provocada pela impedância do circuito. De acordo com os resultados, os valores em bancada estão conformes com o projeto, apresentando diferenças aceitáveis.

4.7.2 Subsistema da Simulação da Bancada

Os resultados da simulação do teste de subsistema consistiram na simulação do conjunto em que a máquina é submetida à operação a vazio e posteriormente com carga para uma tensão puramente senoidal. O objetivo é apresentar as características do motor sob condições ideais de alimentação. Em seguida, o motor será alimentado com presença de distorções harmônicas na tensão de alimentação. Os componentes harmônicos de 5^a, 7^a e 11^a ordem em destaque, selecionados em função da capacitância, serão inseridos para avaliação do efeito dos harmônicos sobre o conjugado do motor. Além do torque, grandezas como tensão e corrente também serão monitoradas e apresentadas graficamente e levará em consideração os dados do projeto detalhado.

Na primeira simulação, o motor sem carga, é submetido à tensão e corrente de característica puramente senoidal e ideal sob o ponto de vista do mesmo. O sinal de tensão em seu valor RMS é de 220 V e amplitude máxima de 310 V, com faixa de amostragem foi de 14.4 a 14.5 s.

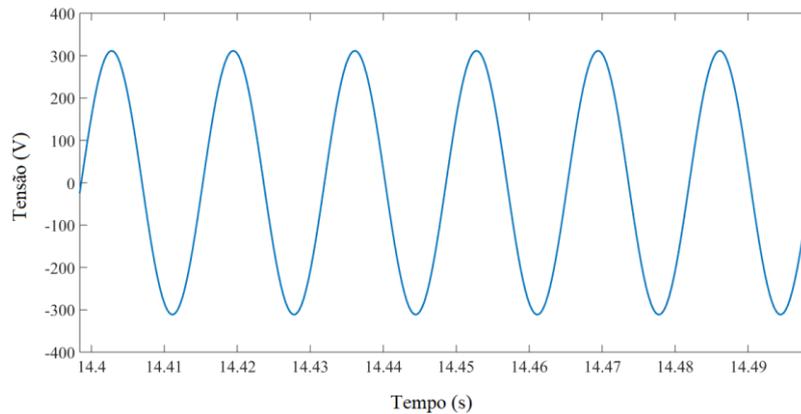


Figura 37: Tensão puramente senoidal
Fonte: Elaboração própria

A corrente também apresenta uma amostragem de 14.4 a 14.5 s, com um valor RMS de 1.40 A e amplitude máxima de 2 A.

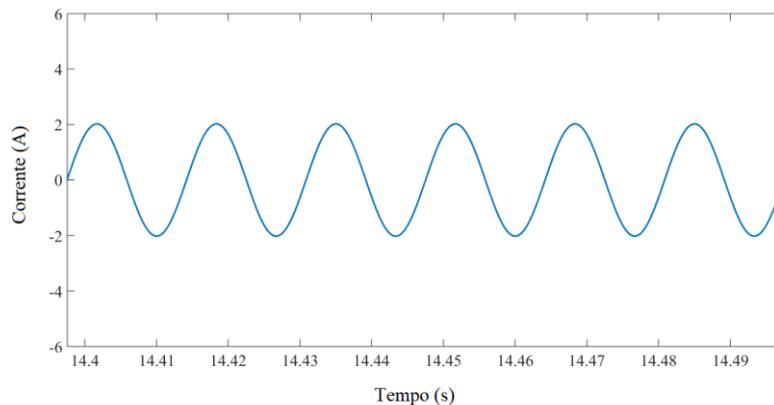


Figura 38: Corrente puramente senoidal
Fonte: Elaboração própria

O torque eletromagnético apresenta uma variação inicial devido à corrente transitória de partida até 0.15 s. Quando a corrente entra em regime permanente, o torque assume uma característica constante, conforme indicado na figura 39.

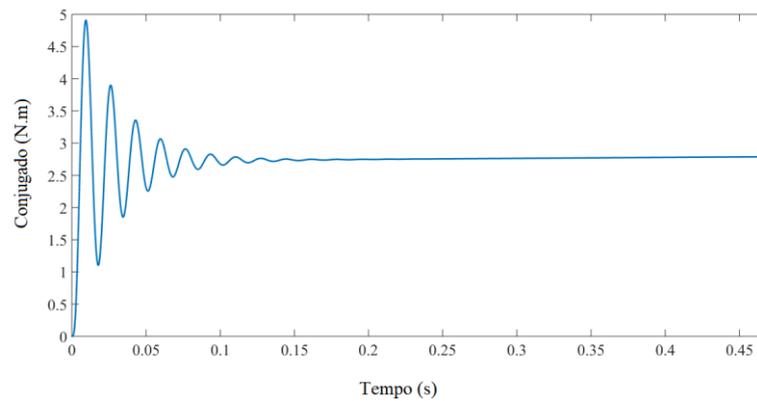


Figura 39: Torque Eletromagnético em regime permanente em condições ideais
Fonte: Elaboração própria

Ao entrar em regime permanente, o motor recebe uma carga com torque resistente no valor de 1.5 N. Com conjugado resistente em seu eixo, o valor da corrente sofre um acréscimo, obtendo um valor de 1.77 A. A faixa de amostragem permanece a mesma e o valor de amplitude máxima passa a ser de 2.50 A.

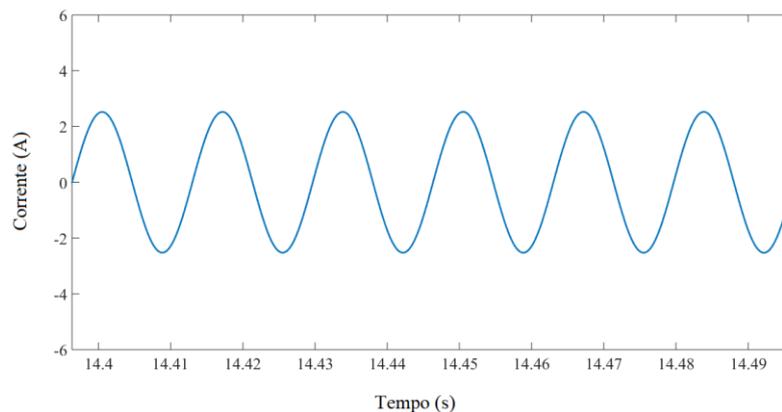


Figura 40: Corrente do motor sob carga
Fonte: Elaboração própria

Com o acréscimo de corrente no enrolamento do estator, o torque eletromagnético também aumenta de forma a manter a rotação, visto que a corrente influencia diretamente no torque eletromagnético:

$$T_e = k \phi I \cos \varphi \quad (39)$$

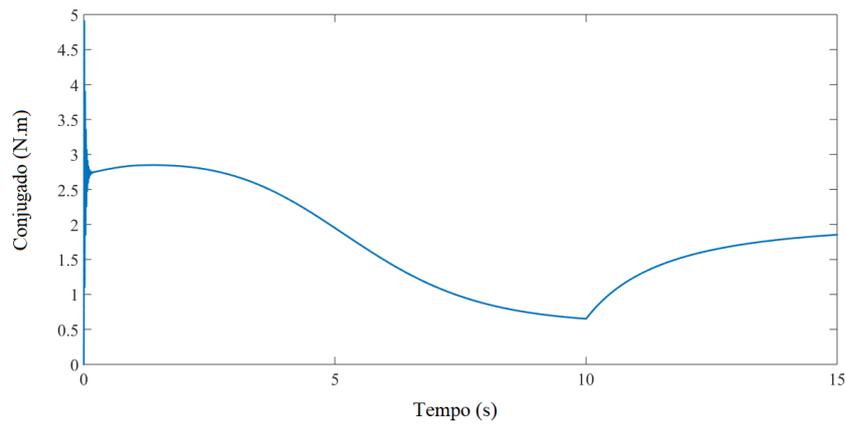


Figura 41: Conjugado do motor com carga
Fonte: Elaboração própria

A faixa de amostragem do sinal é de 0 a 15 s, sendo o intervalo de 0 a 10 s a operação do motor sem carga. A partir de 10 s a máquina é submetida a um conjugado resistente (carga).

Na segunda simulação, o motor sob carga é submetido a distorções harmônicas. Para essas simulações de distorções harmônicas foram consideradas as características elétricas de 2.21 mH e as resistências encontradas nos indutores, em concordância com projeto detalhado e teste unitário.

- **Harmônico de 5^a ordem:**

A presença de harmônico de 5^a ordem na tensão de alimentação do motor gerou um espectro com características conforme a figura 42. A distorção harmônica total (THD) foi de 3.27%. Dentro do limite aceitáveis pelo módulo 8 do PRODIST e IEEE 519/2014.

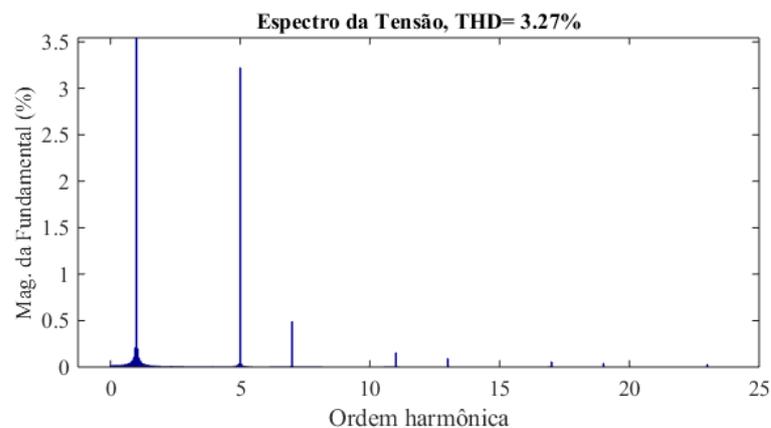


Figura 42: Espectro da tensão do harmônico de 5^a ordem
Fonte: Elaboração própria

Com uma faixa de amostragem de 14.81 a 14.89 s, são apresentados os sinais de tensão e corrente com leves distorções em quinta ordem para o THD de 3.27%.

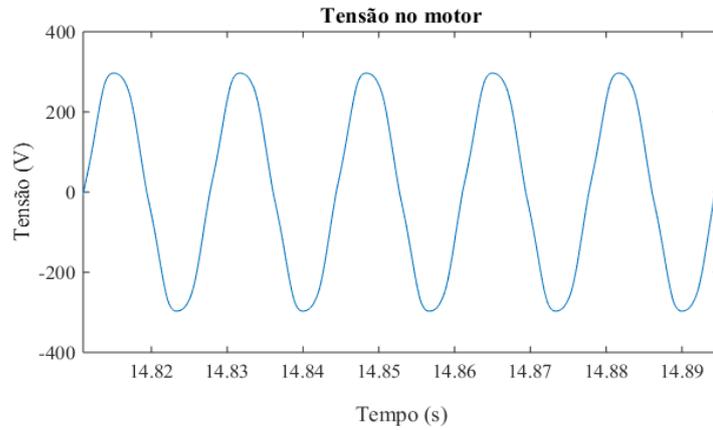


Figura 43: Tensão harmônica de 5ª ordem
Fonte: Elaboração própria

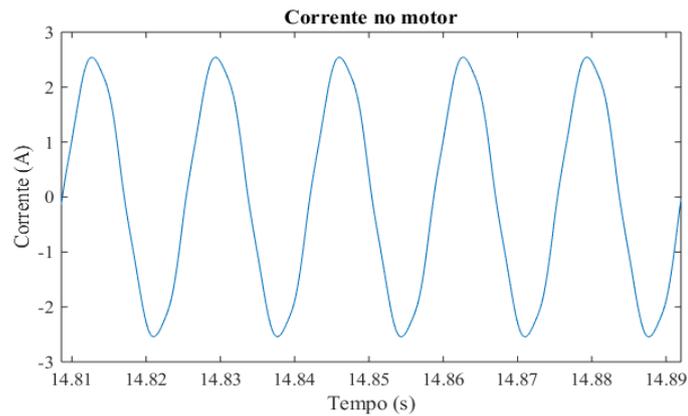


Figura 44: Corrente harmônica de 5ª ordem
Fonte: Elaboração própria

O espectro do conjugado do motor comprova a presença em maior evidência da 6ª ordem harmônica em virtude da interação do campo magnético de sequência negativa criada pela frequência de 5ª ordem harmônica e o campo magnético em sequência positiva, oriundo da frequência fundamental.

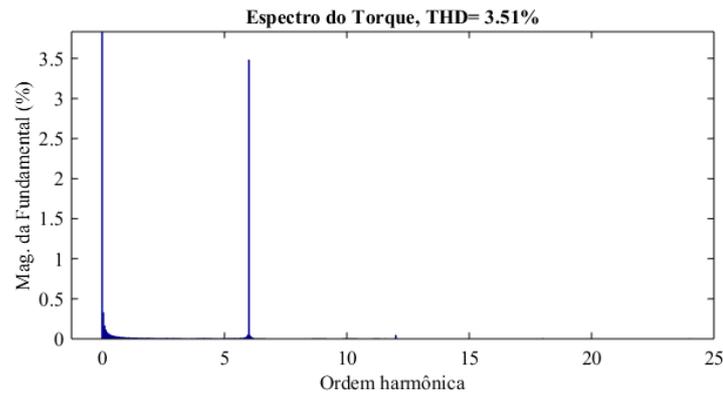


Figura 45: Espectro do conjugado do harmônico de 5ª ordem
Fonte: Elaboração própria

O sinal contínuo do conjugado de 1.80 N.m e THD de 3.51%, ocasionando uma oscilação com variação entre 1.87 a 1.75 N.m.

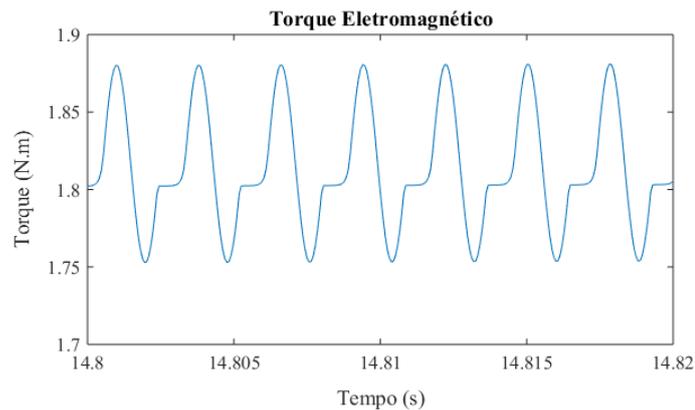


Figura 46: Conjugado oscilante do harmônico de 5ª ordem
Fonte: Elaboração própria

A figura 46 demonstra esse conjugado oscilante do motor submetido à carga conforme ação do harmônico de 6ª ordem. Com o THD de tensão dentro dos padrões normativos, a oscilação do conjugado pode não vir a comprometer o desempenho do motor perante a carga por ele acionada.

- **Harmônico de 7ª ordem**

Com a geração de distorção na sétima ordem harmônica, o espectro do sinal da tensão apresenta um THD de 3.92%.

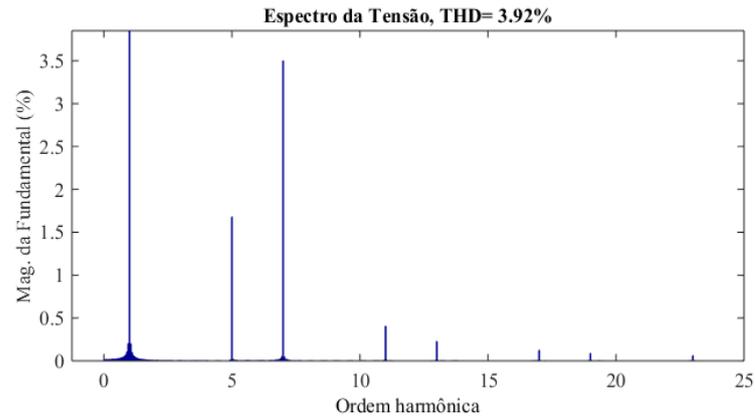


Figura 47: Espectro da tensão do harmônico de 7ª ordem
Fonte: Elaboração própria

As figuras 48 e 49 ilustram o sinal da tensão e corrente deformados por um ruído de 420 Hz de frequência sobre o valor da fundamental.

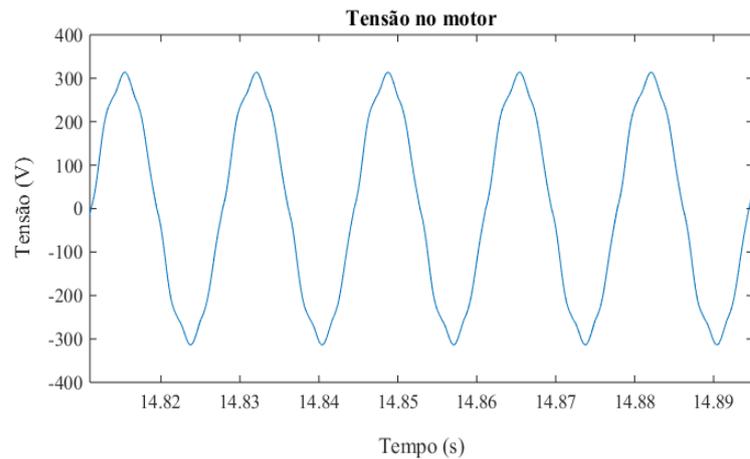


Figura 48: Tensão harmônica de 7ª ordem
Fonte: Elaboração própria

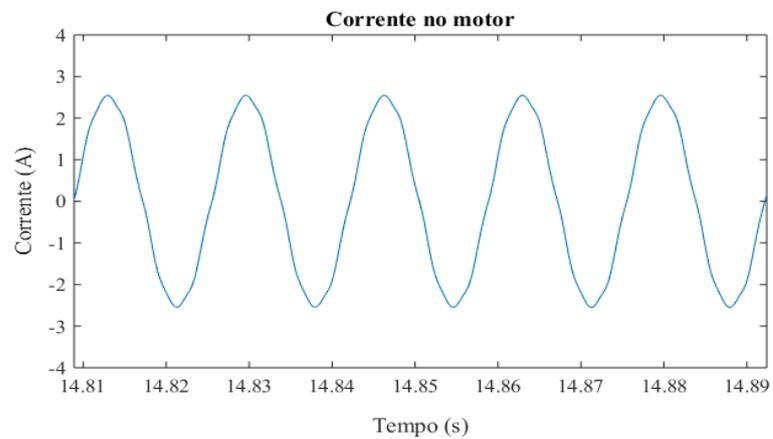


Figura 49: Corrente harmônica de 7ª ordem
Fonte: Elaboração própria

O espectro do conjugado do motor apresentou uma oscilação provocada pela 6ª harmônica, em decorrência dos campos de sequência positiva pertencentes a fundamental e ao harmônico produzido.

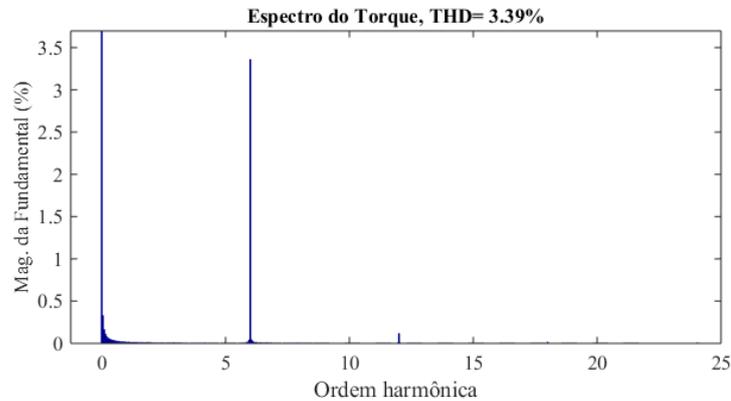


Figura 50: Espectro do conjugado do harmônico de 7ª ordem
Fonte: Elaboração própria

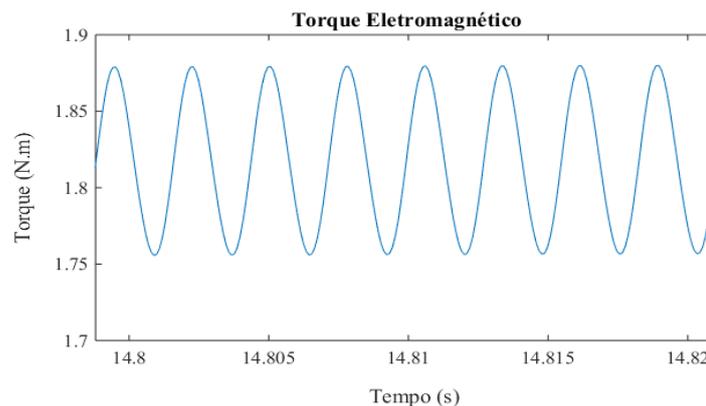


Figura 51: Conjugado oscilante do harmônico de 7ª ordem
Fonte: Elaboração própria

O conjugado oscilante tem mesma característica que o conjugado oscilante gerado pela 5ª ordem porque também é fruto de uma harmônica de sexta ordem e pelo THD (%) de valor próximo. O valor contínuo do conjugado para essa ordem foi de 1.809 N.m.

- **Harmônico de 11ª ordem**

O espectro da tensão gerado pelo circuito com capacitância de 32 μF apresenta de forte incidência da décima primeira ordem e uma contribuição da quinta, sétima e décima terceira ordens no sistema. O THD obtido foi de 5.19 %, que é um valor também considerado aceitável pelas instituições aqui apresentadas.

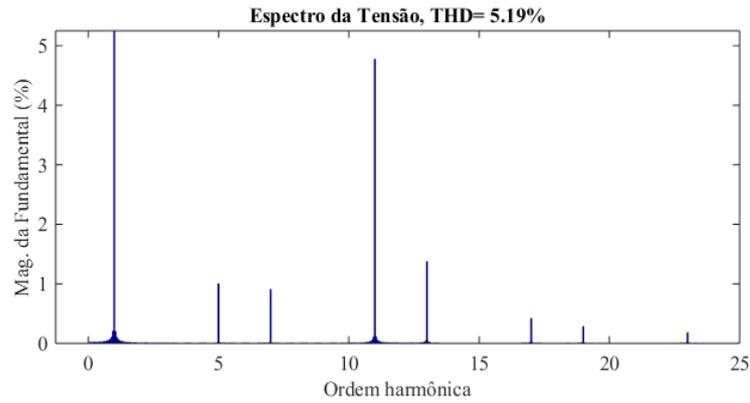


Figura 52: Espectro da tensão do harmônico de 11ª ordem
Fonte: Elaboração própria

As formas de onda de tensão e corrente registradas nas figuras 53 e 54, ilustram de forma mais evidente as distorções que essa ordem gera sobre o sinal fundamental.

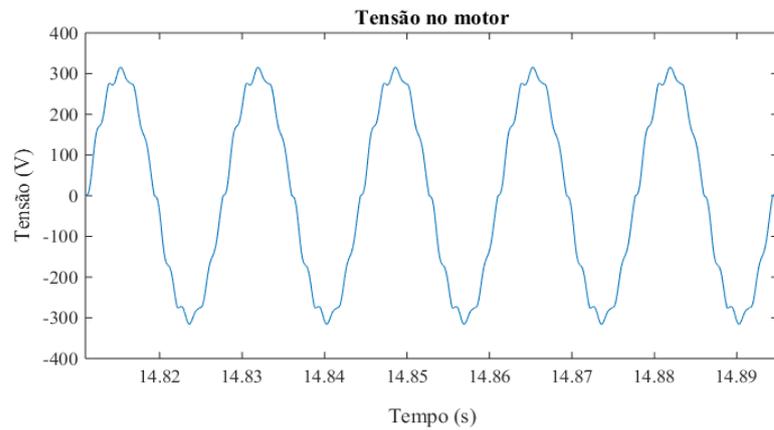


Figura 53: Tensão harmônica de 11ª ordem
Fonte: Elaboração própria

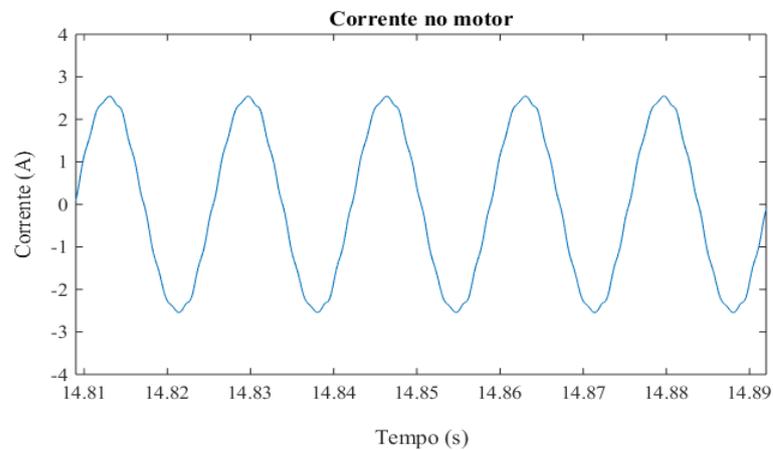


Figura 54: Corrente harmônica de 11ª ordem
Fonte: Elaboração própria

O conjugado oscilante criado a partir da interação do campo girante oriundo da frequência fundamental de sequência positiva com o campo girante da frequência de décima primeira ordem de sequência negativa, indica um espectro com incidência maior de décima segunda ordem, conforme aponta a figura 55.

O valor contínuo do conjugado registrado nessa simulação foi de 1.81 N.m e um THD de 2.37 %.

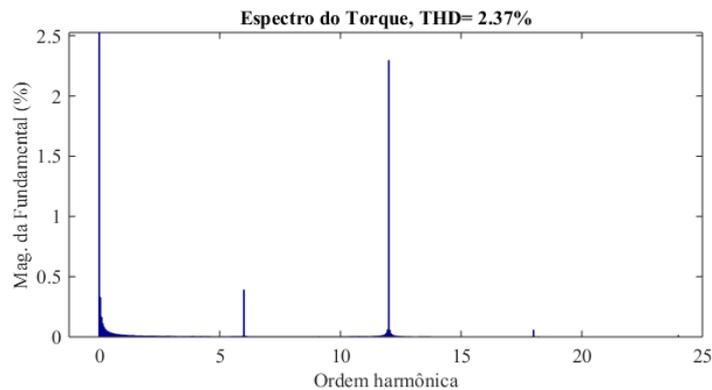


Figura 55: Espectro do conjugado do harmônico de 11^a ordem
Fonte: Elaboração própria

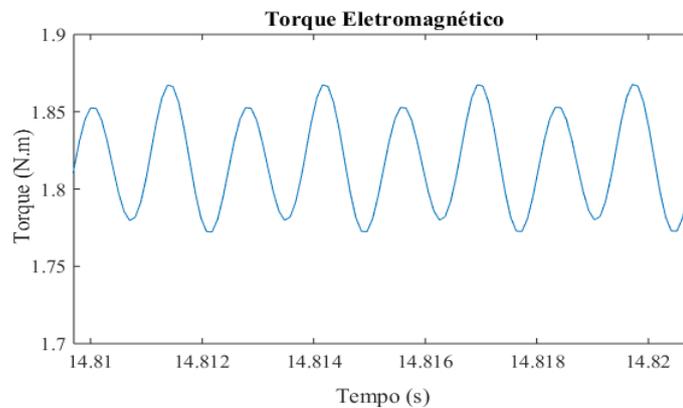


Figura 56: Conjugado oscilante do harmônico de 11^a ordem
Fonte: Elaboração própria

A figura 59 destaca a oscilação com origem na presença do harmônico criado.

As simulações comprovam a oscilação do conjugado de acordo como um dos efeitos que as tensões harmônicas causam a operação das máquinas.

4.8 TESTE DO SISTEMA

O teste de sistema corresponde ao ensaio experimental utilizando o capacitor de 150 μF . O resultado será comparado ao simulado, conforme item 4.7.1 da seção anterior e avaliado o cumprimento dos requisitos.

Os ensaios experimentais seguiram o padrão da simulação, sendo monitorado o conjugado do motor, presença de frequências harmônicas de tensão avaliando o espectro e a forma de onda.

O espectro extraído durante o ensaio apresenta uma presença maior da 5ª ordem harmônica e distorções harmônicas de outras ordens abaixo do esperado, em concordância com os dados apresentados na simulação em que os componentes com os mesmos valores foram aplicados no teste de subsistema. As figuras 57 e 58 apresentam dados coletados pelo instrumento entre fases e fase neutro. A fase B apresenta nível um pouco maior de distorção, provavelmente pela distribuição de carga da instalação, visto que usamos a alimentação do próprio laboratório e sobre esta geramos a distorção por meio da fonte de ressonância com retificador não controlado.

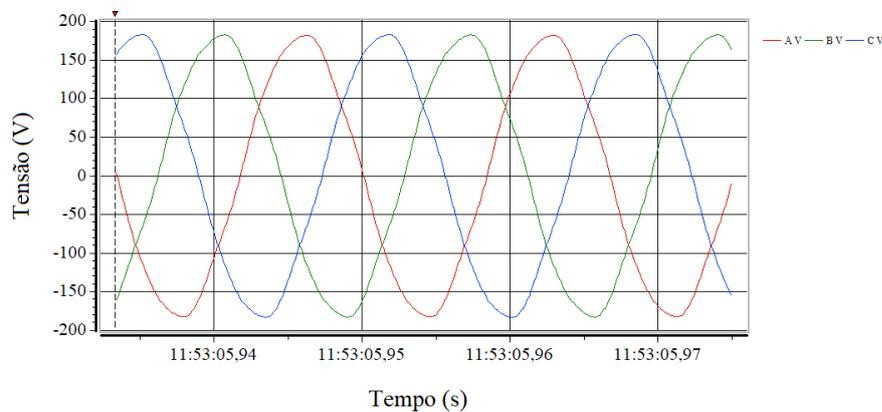


Figura 57: Tensão harmônica do ensaio em bancada
Fonte: Elaboração própria

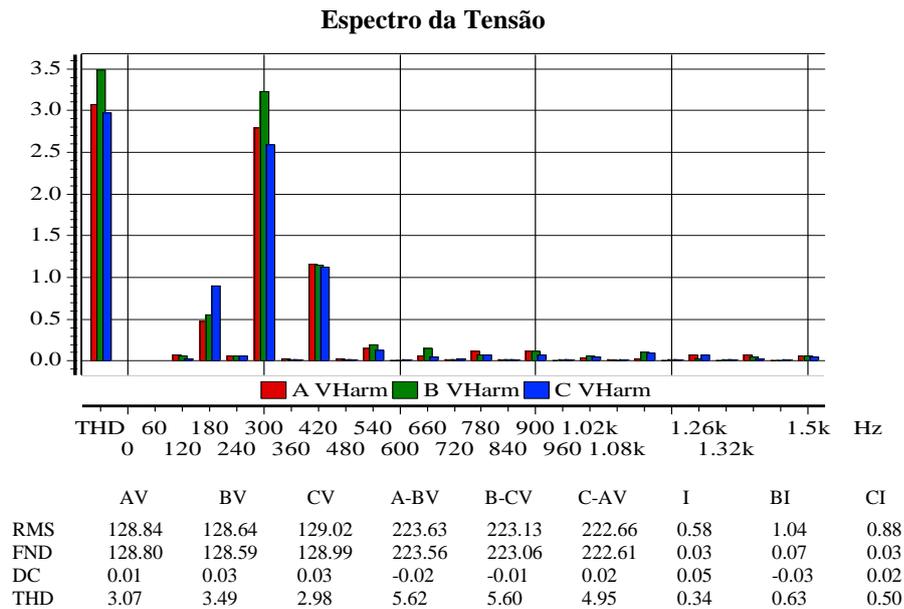


Figura 58: Espectro harmônico da tensão do ensaio em bancada
Fonte: Elaboração própria

Para coleta dos resultados foi utilizado o analisador de energia da Megawatt e os gráficos gerados pelo software Dran View 7. A figura 58, espectro de tensão, apresenta um THD de 3,49 % na fase B e entre as fases A e B, 5,62 %, conforme dados dos espectros registrados pelo instrumento. Na figura 57, referente à forma de onda da tensão, é notória uma leve distorção no sinal que comparada à figura 43, apresenta grande similaridade.

O sinal de tensão extraído da célula de carga está ilustrado na figura 59. O sinal apresenta ruídos em função da vibração na máquina referente a desgastes mecânicos no mancal.

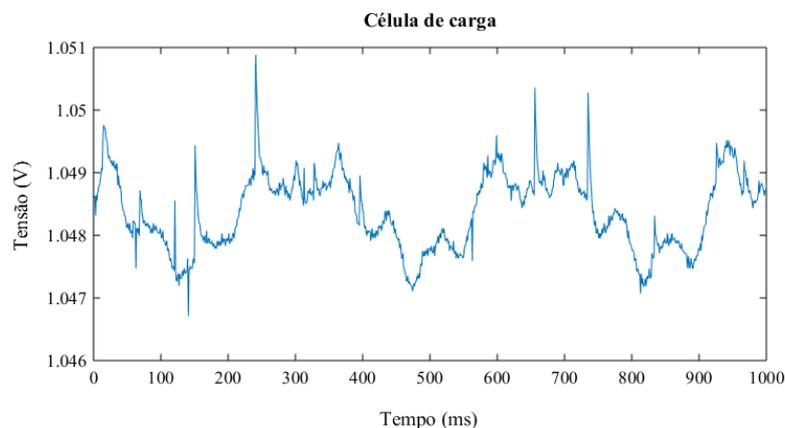


Figura 59: Sinal da célula de carga
Fonte: Elaboração própria

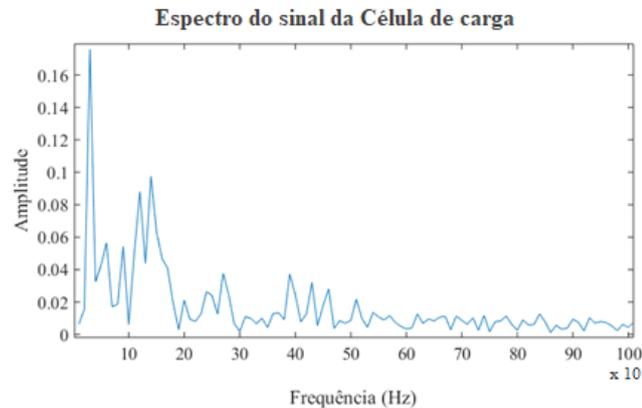


Figura 60: Espectro harmônico do torque do ensaio em bancada
Fonte: Elaboração própria

No espectro do sinal (Figura 60) são ilustradas frequências inferiores a 360 Hz do conjugado oscilante. A frequência de 360 Hz não apresenta notoriedade frente às frequências que podem ter causas adversas.

4.9 TESTE DE ACEITAÇÃO

Comparando os dados experimentais com os dados gerados na simulação para a harmônica referente 5ª ordem, estes apresentam valores bem próximos, havendo leve variação devido a sinais harmônicos da própria rede elétrica da instituição e impedância da fonte de alimentação, não considerados nas simulações.

Vale ressaltar também, que para o circuito ressonante foram calculados os valores das capacitâncias para gerar a frequência de ressonância de acordo com a indutância de 2.2 mH, mas as capacitâncias aplicadas na simulação correspondem as capacitâncias de valores comerciais a serem inseridas na bancada, por isso a pequena diferença nos valores das mesmas e justifica-se também a presença de outras ordens misturadas ao espectro das ordens pretendidas.

Comparando-se a tensão de alimentação do motor simulada (figura 43) com a obtida no ensaio experimental (figura 57) percebe-se que a distorção harmônica total simulada é de 3,43 %, bem próxima do valor experimental de 3,49 %, conforme esperado.

A tabela 15 corresponde aos dados experimentais do motor em operação sob carga nominal em seu eixo e 85.7% de carga na simulação, encontramos os valores dentro do esperado pelo sistema.

Tabela 15 - Comparação de resultados experimentais com resultados simulados

GRANDEZA	EXPERIMENTAL	SIMULADO	UNIDADE
Tensão no motor	215.8	215.2	V
Corrente do motor:	1.92	1.79	A
Velocidade:	1705	1436	RPM
Conjugado:	2.0	1.82	N.m

Fonte: Elaboração própria

O sinal extraído da célula de carga durante fase experimental, conforme figura 59, apresenta ruídos que sobrepõem ao conjugado oscilante esperado no percentual de 3.51 %, não tornando possível observar de forma nítida essa oscilação. Esses ruídos são possivelmente de origem mecânica, o acoplamento do motor com o módulo de carga tem uma pequena folga axial e radial, além de um ruído no mancal dianteiro.

Outro fator que contribui com a inibição do sinal do conjugado é a capacidade da célula de carga que pertence ao conjunto da bancada que é de 10 kg. O motor de ½ CV e conjugado nominal de 2.1 N.m exerce uma força cerca de menos de 10% da capacidade nominal do sensor, gerando um sinal elétrico muito baixo, milésimos de variação do ponto nominal do sensor.

5. CONCLUSÃO

A proposta do trabalho tinha por objetivo desenvolver uma bancada capaz de gerar distorções harmônicas na tensão de alimentação para ensaio em motores de indução para avaliar oscilações mecânicas referentes ao conjugado da máquina. Para alcançar este objetivo foram elaboradas simulações no Simulink e a partir dos resultados, o protótipo foi projetado com base no modelo V.

A simulação e bancada de ensaios apresentaram resultados similares. Os valores de THD alcançados estão abaixo dos valores que as normas vigentes consideram prejudicial aos equipamentos e ao seu desempenho durante seu funcionamento, porém geram as oscilações propostas para esta pesquisa.

Comparando o resultado experimental com o simulado, confirma-se que a proposta da bancada para ensaios de motores com componentes harmônicos de tensão reproduz resultados desejáveis com relação às ordens pretendidas, considerando os resultados do espectro do experimento da quinta ordem harmônica, mesmo não extraindo graficamente o sinal do conjugado oscilante, devido a ruídos sobrepondo-o. Esses ruídos podem ter relação com problemas mecânicos no mancal dianteiro e presença de uma folga no acoplamento. A célula de carga também apresenta um range um pouco alto pela a força exercida pelo motor e o circuito de condicionamento de sinal elaborado requer melhorias.

Como trabalho futuro, propõe-se a implementação de um retificador trifásico controlado, tornando possível avaliar o comportamento do motor em níveis de distorções acima do aceitável, com base nas normativas vigentes e recomendações técnicas. Sugere-se ainda que, além das características de conjugado, uma avaliação da eficiência da máquina também possa ser integrada a bancada e que ensaios experimentais aplicando-se os capacitores de sétima e décima primeira ordem possam realizados.

O projeto da bancada é aplicável não só a disciplina de máquinas elétricas, mas em outras disciplinas para atestar efeitos de componentes harmônicas, tornando possível práticas no campo de Qualidade de Energia.

REFERÊNCIAS

- ABADA, C. C. Análise Comparativa dos Resultados de dois Métodos Diferentes de Agrupamento de Frequência nas Correntes e Temperaturas de um Motor de Indução Submetido a Harmônicos e Inter-harmônicos - Testes de Laboratório. Dissertação-Brasília/DF: Universidade de Brasília - UNB, 2018.
- ALBUQUERQUE, R. O. Análise de Circuito em Corrente Alternada. São Paulo: Érica, 1993.
- ANEEL. Procedimentos de Distribuição - PRODIST. , jan. 2021. Disponível em: <https://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo_8-Revis%C3%A3o_12/342ff02a-8eab-2480-a135-e31ed2d7db47>. Acesso em: 21 jan. 2021
- ARRILLAGA, J.; WATSON, N. R. Power System Harmonics. 2^a ed. New York: John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- BARROS, B. F. DE; BORELLI, R.; GEDRA, R. L. Gerenciamento de Energia: Ações Administrativas e Técnicas de Uso Adequado da Energia Elétrica. 3^a ed. São Paulo: Érica, 2020.
- CAMARGO, I. M. DE T. Conversão de Energia. 1^a ed. Rio de Janeiro, RJ: Interciência, 2022.
- CASTRO, M. S. DE; GUEDES, L. G. DE R. Projeto UFG Solar: Experiências e Contribuições. 1^a ed. Goiania: London Seven Editora, 2021.
- CATHLEEN, S. Engenharia de Sistemas Para Leigos,® IBM Edição Limitada. Indiana, EUA: [s.n.].
- CHAPMAN, S. J. Fundamentos de Máquinas Elétricas. 5^a ed. Porto Alegre: McGraw-Hill, 2013.
- DAS, J. C. Power System Harmonics and Passive Filter Designs. Piscataway, New Jersey: IEEE Press, 2015.
- DE LA ROSA, F. Harmonics and Power Systems. Boca Raton/Florida: Taylor & Francis Group, 2006.
- DIAS, G. A. D. Harmônicas em Sistemas Industriais. 2. ed. Porto Alegre: EDPUCRS, 2002.
- FRANCHI, C. M. Acionamentos Elétricos. 5^a ed. São Paulo: Érica, 2009.
- IEEE. Recomendação IEEE para Práticas e Requisitos para Controle de Harmônicas no Sistema Elétrico de Potência - IEEE-519. IEEE, , 2014.
- JUNIOR, B. A. R. DE A. Aplicação da Teoria de Potência Conservativa para Monitoramento do Comportamento do Motor de Indução Trifásico sob Distúrbios de Qualidade de Energia. Dissertação—Bauru/SP: Universidade Estadual Paulista - UNESP, 2015.
- KAGAN, N. Introdução aos sistemas de distribuição de energia elétrica. São Paulo: Editora Edgard Blücher, 2008.
- KHODJA, M. E. A. et al. Modelagem de Corrente do Estator de um Motor de Indução para Diagnóstico de Falhas do Rotor. 2016 IEEE Conferência Internacional de Eletrônica de

Potência e Controle de Movimento (PEMC). Anais... Em: 2016 IEEE CONFERÊNCIA INTERNACIONAL DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E CONTROLE DE MOVIMENTO (PEMC). Varna, Bulgária: IEEE, set. 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7752146/>>. Acesso em: 11 jul. 2021

KLÍMA, J.; MACH, M.; VÍTEK, O. Análise de motores de indução em gaiola de esquilo de alta velocidade. . Em: 15^a CONFERÊNCIA INTERNACIONAL SOBRE MEIO AMBIENTE E ENGENHARIA ELÉTRICA (EEEIC). Roma/Itália: IEEE, 2015. . Acesso em: 10 jan. 2021

LEÃO, R. P. S.; SAMPAIO, R. F.; ANTUNES, F. L. M. Harmônicos em Sistemas Elétricos. 1^a ed. Rio Janeiro: Elsevier Brasil, 2013.

MARINHO, E. Distúrbios da Energia Elétrica. 3^a ed. São Paulo: Érica, 2009.

MASOUM, M. A. S.; FUCHS, E. F. Power Quality in Power Systems and Electrical Machines. 2^a ed. EUA: Academic Press, 2015.

MONDRAGON, V. J. et al. Análise Transitória de um Motor de Indução e seu Sistema de Controle usando Cosimulação. . Em: ENCONTRO INTERNACIONAL DE OUTONO SOBRE ENERGIA, ELETRÔNICA E COMPUTAÇÃO (ROPEC). Ixtapa, México: IEEE, 2019.

MORAN, J. M. A Educação que Desejamos : Novos Desafios e como Chegar Lá. 5^a ed. Campinas/SP: Papirus Editora, 2012.

PETRUZELLA, F. D. Motores Elétricos e Acionamentos. Porto Alegre: AMGH Editora, 2013.

PRESSMAN, R. S.; MAXIM, B. R. Engenharia de Software: Ua abordagem Profissional. 8^a ed. Porto Alegre/RS: AMGH, 2016.

ROSA, G. Z. Análise das Temperaturas de um Motor de Indução Submetido Conjunta e Individualmente A distorções Harmônicas e Desequilíbrios de Tensão: Ensaio Laboratoriais e Simulações Computacionais. Dissertação—Brasília/DF: Universidade de Brasília - UNB, 2018.

RÜNCOS, F. Projeto e Análise da Máquina Elétrica Trifásica. 1. ed. Jaraguá do Sul: Weg, 2018a. v. 3

RÜNCOS, F. Projeto e Análise da Máquina Elétrica Trifásica. 1^a ed. Jaraguá do Sul: Weg, 2018b. v. 1

SANKARAN, C. Power Quality. Boca Raton: CRC Press, 2002.

SEN, P. C. Principles of Electric Machines and Power Electronics. 2nd ed ed. New York: John Wiley & Sons, 1997.

SINGH, B.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K. Power Quality: Problems and Mitigation Techniques. India: Wiley, 2015.

SOTOMAYOR, D. et al. Um Sistema de Bancada de Teste Auxiliado por Computador para Ensino e Pesquisa sobre Detecção de Falhas em Motores de Indução Trifásicos. . Em: 37^a

CONVENÇÃO DA AMÉRICA CENTRAL E DO PANAMÁ (CONCAPAN XXXVII).
Manágua, Nicarágua: IEEE, 2017. . Acesso em: 10 jan. 2021

TORO, V. D. Fundamentos de Máquinas Elétricas. 1^a ed. Rio Janeiro: LTC, 1994.

UMANS, S. D. Máquinas Elétricas. 7^a ed. Porto Alegre: AMGH, 2014.

VANDERLEY, G. B. Modelagem e Acionamento de uma Máquina de Indução Eneafásica com Injeção Harmônica para Ganho de Conjugado Eletromagnético. Dissertação - João Pessoa/PB: Universidade Federal da Paraíba, 2018.

ANEXO A – Especificações da Célula de Carga

Célula de Carga MK Controle e Instrumentação modelo PWZL-10	
Características Técnicas	Unidade
Capacidade	10Kg
Sinal de saída	2 +/- 0.2 mV/V
Balanço de zero	+/- 1 % FS
Repetibilidade	FS 0,03 %
Erro de combinado	FS 0,03 %
Efeito de temperatura zero	0.03 % °C FS/10°C
Efeito de temperatura sensibilidade	0.02 % °C FS/10°C
Temperatura operacional	- 20 ~ 60 °C
Compensação de temperatura	- 10 ~ 60 °C
Impedância de entrada	405 +/- 10 Ω
Impedância de saída	350 +/- 3 Ω
Resistência de isolamento	\geq 5000 M Ω
Tensão de excitação recomendada	5 ~ 12 V _{DC} /V _{AC}
Tensão de excitação máxima	15 V _{DC} /V _{AC}
Não linearidade	0.017 % e 0.02 % FS
Histerese	FS 0.02 %
Creep	0.02 % FS/10 min.
Sobrecarga admissível	120 %
Grau de proteção	IP66
Material	Liga de alumínio
Cabo blindado de 4 vias	0.4 metros

ANEXO B – Especificações do Módulo de Aquisição de Dados

Módulo da National Instruments (NI) modelo NI USB-6212	
Características Técnicas	Unidade
<i>Analog Input</i>	
Number of channels	8 differential or 16 single ended
ADC resolution	16 bits
Single channel maximum	400 kS/s
Multichannel maximum (aggregate)	400 kS/s
Minimum	0 S/s
Timing resolution	50 ns
Timing accuracy	50 ppm of sample rate
Input coupling	DC
Input range	$\pm 0.2\text{ V}$, $\pm 1\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 10\text{ V}$
Maximum working voltage for analog inputs (signal + common mode)	$\pm 10.4\text{ V}$ of AI GND
CMRR (DC to 60 Hz)	100 dB
Input bias current	$\pm 100\text{ pA}$
Small signal bandwidth (-3 dB)	1.5 MHz
<i>Analog output</i>	
Number of channels	2
DAC resolution	16 bits
DNL	$\pm 1\text{ LSB}$
Monotonicity	16 bit guaranteed
Timing accuracy	50 ppm of sample rate
Timing resolution	50 ns
Output range	$\pm 10\text{ V}$
Output coupling	DC
Output impedance	$0.2\ \Omega$
Output current drive	$\pm 2\text{ mA}$
Overdrive protection	$\pm 30\text{ V}$
Overdrive current	2.4 mA
Power-on state	$\pm 20\text{ mV}$
Power-on glitch	$\pm 1\text{ V}$ for 200 ms
Data transfers	USB Signal Stream, programmed I/O
Settling time, full-scale step, 15 ppm (1 LSB)	32 μs
Slew rate	5 V/ μs
Magnitude	100 mV
Duration	2.6 μs

APÊNDICE A – Check List do Modelo V do Projeto

Quadro 2: Check list do modelo V do projeto

ETAPA	ITEM PARA VERIFICAÇÃO	SIM	NÃO	OBSERVAÇÃO
Conceito Operacionais	As necessidades do projeto ficaram claras?	x		
Especificação do Sistema	Os requisitos do projeto foram estabelecidos?	x		
	Foi verificada a viabilidade do mesmo?	x		
Designer de Alto Nível	Um esboço do projeto foi elaborado?	x		
	Foram selecionados os equipamentos que irão compor a bancada?	x		
	Os softwares foram selecionados?	x		
	Os instrumentos de medição e aquisição se comunicam com os softwares?	x		
Projeto Detalhado	O cálculo da capacitância para cada frequência ressonante desejada foi realizado?	x		
	A simulação somente do circuito ressonante para verificar resposta do conjunto foi realizada?	x		
	O cálculo da corrente dos capacitores com intuito de averiguar se a corrente nominal do circuito não compromete o funcionamento do mesmo foi executado?	x		
	O projeto dos indutores com os devidos cálculos foi elaborado?	x		
	A simulação para 5ª ordem foi realizada?	x		
	A simulação para 7ª ordem foi realizada?	x		
	A simulação para 11ª ordem foi realizada?	x		
	Foi realizado o levantamento dos parâmetros do motor?	x		
	A simulação da fonte harmônica com o motor foi realizada?	x		
Desenvolvimento do Hardware	A base do indutor (carretel) foi projetada?	x		
	O material do indutor foi adquirido?	x		
	O resistor de 200 ohms e os capacitores foram adquiridos para ensaios futuros?	x		Somente o capacitor de 150 μ F foi adquirido para os testes em razão dos custos dos demais capacitores. Os mesmos serão

				adquiridos futuramente.
	O indutor foi confeccionado?	x		
Teste de Unidade	O valor de resistência dos indutores está equilibrado?	x		
	O valor da resistência corresponde ao calculado?	x		
	O ensaio para verificar a conformidade do valor da indutância foi realizado?	x		
	A indutância dos elementos corresponde ao desejado de 2.2 mH?	x		Exceto do indutor de carga do retificador.
Teste de Subsistema	Foi realizado o ensaio do circuito ressonante para verificar a resposta do circuito com os valores especificados em projeto?	x		
	A distorção harmônica encontra-se dentro dos valores desejados?	x		Os valores registrados são valores dentro dos limites permissíveis e que não geram um comprometimento funcional, mas já ocasionam alterações no conjugado perceptíveis.
Teste do Sistema	Foi realizada uma nova simulação com os dados reais dos indutores?	x		
	Foi realizado o ensaio em bancada para verificar a conformidade do protótipo a proposta do projeto?	x		
Teste de Aceitação	Os resultados obtidos em ensaio correspondem ao desejado, comparados aos resultados da simulação?	x		O sinal do conjugado está comprometido por fatores diversos e precisa de uma correção.

Fonte: Elaboração própria

APÊNDICE C – Memória de Cálculo dos Parâmetros do Motor de Indução Trifásico

ENSAIO DE CC DO MOTOR DE INDUÇÃO

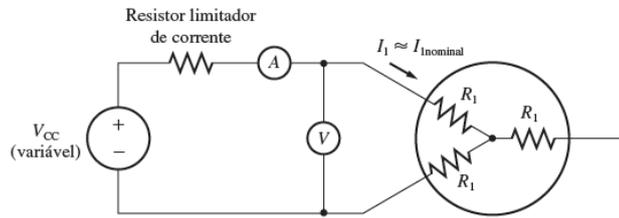


Figura 62: Ensaio de corrente contínua do motor de indução
Fonte: Chapman, 2013

Destinado ao levantamento da resistência do enrolamento do estator R_1 .

$$R_1 = \frac{V_{CC}}{2I_{CC}}$$

$$R_1 = \frac{68}{2 \times 1.925}$$

$$R_1 = 17,6623 \Omega$$

ENSAIO A VAZIO E ROTOR BLOQUEADO

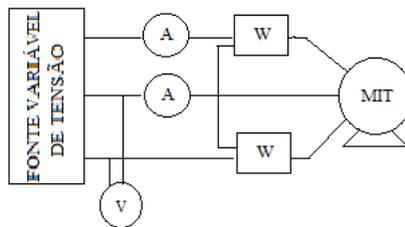


Figura 63: Ensaio a vazio e rotor bloqueado do motor de indução
Fonte: Elaboração própria

Corrente a vazio (I_{vz})	Tensão do ensaio a vazio (V_{vz})	Impedância do ensaio a vazio (Z_{vz})
$I_{vz} = \frac{I_{a0} + I_{b0} + I_{c0}}{3}$	$V_{vz} = \frac{V_0}{\sqrt{3}}$	$Z_{vz} = \frac{V_{vz}}{I_{vz}}$
$I_{vz} = \frac{1,50 + 1,53 + 1,54}{3}$	$V_{vz} = \frac{227}{\sqrt{3}}$	$Z_{vz} = \frac{131,0585}{1,5233}$
$I_{vz} = 1,5233 A$	$V_{vz} = 131,0585 V$	$Z_{vz} = 86,0359 \Omega$ ($Z_{vz} = X_1 + X_M$)

Corrente ensaio de curto circuito	Impedância ensaio de curto circuito
$I_{RB} = \frac{I_1 + I_2 + I_3}{3}$ $I_{RB} = \frac{1,94 + 1,86 + 1,95}{3}$ $I_{RB} = 1,9167 \text{ A}$	$Z_{RB} = \frac{V_{RB}}{\sqrt{3}I_{RB}}$ $Z_{RB} = \frac{49,33}{\sqrt{3} \times 1,9167}$ $Z_{RB} = 14,8592 \Omega$
Fator de potência do ensaio de curto circuito	Reatância de curto circuito
$FP = \frac{P_{RB}}{\sqrt{3}V_{BR}I_{BR}}$ $FP = \frac{31,99}{\sqrt{3} \times 49,33 \times 1,9167}$ $FP = 0,19 \quad (\theta = 79^\circ)$	$X'_{RB} = Z_{RB} \sin \theta$ $X'_{RB} = 14,8592 \sin 79^\circ$ $X'_{RB} = 14,5862 \Omega$ $X_{RB} = \frac{f_{rede}}{f_{ensaio}} X'_{RB}$ $X_{RB} = 1 \times 14,5862 = 14,5862 \Omega$
Reatâncias do motor	Resistência do rotor
<p>As reatâncias de estator (X_1), rotor (X_2) e magnetização (X_M):</p> $X_1 = X_{RB} 0,5 = 7,2931 \text{ (motor classe A)}$ $X_2 = X_{RB} 0,5 = 7,2931 \Omega$ $X_M = Z_{vz} - X_1 = 78,7428 \Omega$	$R_{RB} = Z_{RB} \cos \theta$ $R_{RB} = 14,589 \cos 79^\circ = 2,7837 \Omega$ $R_{RB} = R_1 + R_2$ $2,7837 = 17,6623 + R_2$ $R_2 = 14,8786 \Omega$

APÊNDICE D – Memória de Cálculo do Circuito de Condicionamento de Sinal

GANHO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO TL062	GANHO AMPLIFICADOR DE SAÍDA (AOP 741)	FILTRO PASSA BAIXA (Frequência de corte (f_c) de 400 Hz)
$G = \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{2R_3}{R_G} \right)$ $G = \frac{10000}{10000} \left(1 + \frac{2 \times 5000}{5} \right)$ $5G = 10001$ $G = 2000$	$G = \frac{R_2}{R_1}$ $G = \frac{25000}{10000}$ $G = 2,5$	$R_b = \frac{1}{\omega C_b}$ $R_b = \frac{1}{2\pi f_c C_b}$ $R_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 1 \cdot 10^{-6}}$ $R_b = 398 \Omega$