



UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
Departamento de Engenharia Elétrica e Computação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

ELEILSON SANTOS SILVA

UM ESTUDO SOBRE TORQUE E RENDIMENTO DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS EM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Salvador-BA
Novembro de 2023

UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
Departamento de Engenharia Elétrica e Computação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Eleilson Santos Silva

**UM ESTUDO SOBRE TORQUE E RENDIMENTO DE MOTORES
DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS EM FREQUÊNCIA VARIÁVEL**

*Dissertação de Mestrado apresentada
ao Programa de Pós-Graduação em En-
genharia Elétrica do Departamento de
Engenharia Elétrica e Computação da
Universidade Federal da Bahia, como
requisito parcial para obtenção do título
de Mestre em Engenharia Elétrica.*

Orientador: Prof. Dr. Jês de Jesus Fiais Cerqueira

Coorientador: Prof. Dr. Amauri Oliveira

Salvador-BA
Novembro de 2023

Ficha catalográfica / Biblioteca da UFBA.

E38u Silva, Eleilson Santos

Biblioteca da UFBA: Um estudo sobre torque e rendimento de motores de indução trifásicos em frequência variável/ Eleilson Santos Silva – Salvador-BA, Novembro de 2023.

152p.: il. color

Orientador: Prof. Dr. Jês de Jesus Fiais Cerqueira

Coorientador: Prof. Dr. Amauri Oliveira

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal da Bahia, Departamento de Engenharia Elétrica e Computação, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Novembro de 2023.

Motores de indução, Inversores de frequência, Sistemas Embutidos, Rendimento, Torque. I. Cerqueira, Jês de Jesus Fiais. II. Oliveira, Amauri. III. Universidade Federal da Bahia. IV. Título.

CDD: 621.31

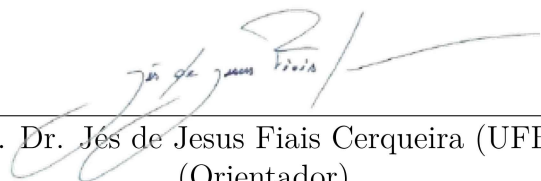
FOLHA DE APROVAÇÃO

ELEILSON SANTOS SILVA

UM ESTUDO SOBRE TORQUE E RENDIMENTO DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS EM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Esta Dissertação foi aprovada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal da Bahia.

Salvador, 23 de Novembro de 2023



Prof. Dr. Jês de Jesus Fiais Cerqueira (UFBA)
(Orientador)

Prof. Dr. Amauri Oliveira (UFBA)
(Coorientador)

Prof. Dr. Filipe Antônio da Costa Bahia (UFBA)



Documento assinado digitalmente
ALBERTO DOS SANTOS REBOUCAS
Data: 19/12/2023 10:27:56-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Alberto dos Santos Rebouças (IFBA)



Documento assinado digitalmente
FILIPPE ANTONIO DA COSTA BAHIA
Data: 19/12/2023 11:57:18-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

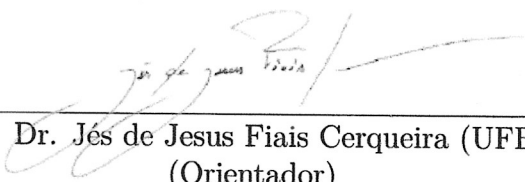
FOLHA DE APROVAÇÃO

ELEILSON SANTOS SILVA

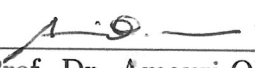
UM ESTUDO SOBRE TORQUE E RENDIMENTO DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS EM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Esta Dissertação foi aprovada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal da Bahia.

Salvador, 23 de Novembro de 2023



Prof. Dr. Jês de Jesus Fiais Cerqueira (UFBA)
(Orientador)



Prof. Dr. Amauri Oliveira (UFBA)
(Coorientador)

Prof. Dr. Filipe Antônio da Costa Bahia (UFBA)

Prof. Dr. Alberto dos Santos Rebouças (UFBA)

Esta dissertação é dedicada aos meus pais, Wilson e Eledir, e às minhas irmãs, Jeane e Gislane, verdadeiros alicerces em minha jornada de formação como ser humano.

Agradecimentos

Gostaria de expressar meus sinceros agradecimentos a todos que contribuíram de forma significativa para a realização desta dissertação. Suas orientações, apoio e incentivo foram fundamentais ao longo de todo o processo.

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao meu orientador, Jês, pela sua dedicação, paciência e orientações precisas ao longo de todo o desenvolvimento deste trabalho. Sua expertise e visão crítica foram essenciais para o aprimoramento desta pesquisa.

Também gostaria de estender meus agradecimentos ao coorientador, Amauri, cuja contribuição foi de imenso valor. Sua orientação e valiosos *insights* acrescentaram profundidade e qualidade ao conteúdo desta dissertação.

Agradeço aos demais professores que também estiveram presentes neste percurso acadêmico. Suas aulas, conhecimento compartilhado e *feedback* foram extremamente enriquecedores, contribuindo para o meu crescimento como pesquisador.

Não posso deixar de mencionar meus queridos pais, Wilson e Eledir, e às minhas irmãs, Jeane e Gislane, cujo apoio incondicional e encorajamento constante foram a base sólida que me impulsionou ao longo dessa jornada. Sem vocês, nada disso seria possível.

Por fim, não posso deixar de mencionar meus colegas do mestrado, em especial Lázaro, meus colegas de trabalho e meu amigo Ademário, que contribuíram de forma significativa para o desenvolvimento deste trabalho. A troca de experiências, debates e colaborações enriqueceram este estudo, e sou extremamente grato à todos vocês.

A todos mencionados, assim como àqueles que, porventura, tenham me auxiliado ao longo dessa trajetória de alguma forma, meu mais profundo agradecimento. Sem o apoio e incentivo de cada um de vocês, esta dissertação não teria sido concluída com sucesso.

Resumo

Os motores de indução trifásicos desempenham um papel crucial no avanço da tecnologia industrial, sendo responsáveis por uma grande parcela do consumo de energia elétrica nesse setor. Compreender o desempenho dessas máquinas elétricas quando operadas por conversores de frequência é de suma importância para estudantes, profissionais e pesquisadores que trabalham com esse tipo de motor. Nesse contexto, este trabalho apresenta um estudo sobre o rendimento de motores de indução trifásicos, considerando variações preestabelecidas da frequência e tensão do sinal de alimentação. O objetivo principal é a obtenção dos parâmetros elétricos e de desempenho do motor de indução trifásico na situação em que o motor é alimentado por um conversor de frequências. Para alcançar esses objetivos, foi necessário desenvolver circuitos eletrônicos para o inversor, utilizando o circuito integrado IRAMX16UP60A, bem como um circuito de condicionamento baseado em transdutores de efeito Hall. Os ensaios foram realizados e os cálculos correspondentes foram aplicados para determinar os parâmetros do motor ensaiado. Os resultados foram apresentados em tabelas, descrevendo cada situação de frequência e tensão, e gráficos foram traçados a partir desses dados experimentais. Por fim, os resultados obtidos proporcionam um melhor entendimento sobre o comportamento do motor de indução trifásico nessas condições específicas, destacando a importância da seleção adequada de frequência e tensão para otimizar o rendimento do motor e garantir sua eficiência energética.

Palavras-chave: Motores de indução, Inversores de frequência, Sistemas Embutidos, Rendimento, Torque.

Abstract

Three-phase induction motors play a crucial role in advancing industrial technology, accounting for a significant portion of electrical energy consumption in this sector. Understanding the performance of these electric machines when operated by frequency converters is of paramount importance for students, professionals, and researchers working with this type of motor. In this context, this work presents a study on the efficiency of three-phase induction motors, considering pre-established variations in the frequency and voltage of the power signal. The main objective is to obtain the electrical and performance parameters of the three-phase induction motor when powered by a frequency converter. To achieve these goals, it was necessary to develop electronic circuits for the inverter, using the IRAMX16UP60A integrated circuit, as well as a conditioning circuit based on Hall effect transducers. The tests were conducted, and the corresponding calculations were applied to determine the parameters of the tested motor. The results were presented in tables, describing each frequency and voltage situation, and graphs were plotted from these experimental data. Ultimately, the results provide a better understanding of the behavior of the three-phase induction motor under these specific conditions, emphasizing the importance of the proper selection of frequency and voltage to optimize motor efficiency and ensure energy efficiency.

Keywords: Induction motor, Inverter, Embedded systems, Efficiency, Torque..

Lista de Figuras

1	Motor de indução com rotor gaiola de esquilo.	38
2	Rotor em gaiola de esquilo.	39
3	Motor de indução (vista em corte frontal).	39
4	Circuito Equivalente do Motor de Indução.	41
5	Circuito Equivalente do Rotor do Motor de Indução.	43
6	Circuito Equivalente IEEE para o Motor de Indução.	44
7	Circuito Equivalente Thevenin para o Motor de Indução.	45
8	Curva conjugado $\times$ velocidade.	46
9	Fluxo de Potência no MIT.	47
10	Circuito equivalente monofásico de um motor de indução na condição de rotor bloqueado.	53
11	Circuito equivalente monofásico de um motor de indução na condição à vazio.	54
12	Relação tensão e $\text{fluxo} \times \text{frequência}$ no estator de um MIT.	60
13	Características de $\text{torque} \times \text{velocidade}$ no motor de indução trifásico.	61
14	Sinal Senoidal Modulado por Largura de Pulso.	63
15	Diagrama de blocos de um conversor de frequência.	64
16	Esquemático básico de um conversor de frequência.	64
17	Diagrama da montagem experimental.	70
18	Bancada de equipamentos com Motor de Indução Trifásico. 1) Fontes de alimentação dos circuitos. 2) Laptop. 3) DAQ. 4) Circuito de condicionamento. 5) Conversor de Frequência. 6) Tacômetro. 7) Voltímetro e Amperímetro usados para medição de resistência do enrolamento do motor. 8) Gerador CC usado como carga para o motor. 9) Torquímetro. 10) Motor de Indução Trifásico sob estudo. 11) Varivolt usado para controle de carga. 12) Varivolt empregado nos ensaios de rotor bloqueado, quando motor alimentado pela rede.	72
19	Bancada de equipamentos com Motor de Indução Trifásico preparada para testar o Conversor de Frequências.	72
20	Transdutor de torque e velocidade ATO-TQS-D03.	73

21	Esquema de montagem do conversor.	75
22	Circuito integrado IRAMX16UP60A.	76
23	Formas de ondas ideais para sPWM ($m_a = 0.8$, $m_f = 9$). (a) Sinais de portadora e modulantes; (b) e (c) Sinal PWM resultante da portadora e dos sinais A e B, respectivamente, em relação ao neutro. (d) Sinal PWM resultante da diferença entre v_{AN} e v_{BN}	78
24	Efeitos do <i>dead-time</i>	79
25	Kit de desenvolvimento HY-STM32_100P.	80
26	Fluxograma do <i>firmware</i> embutido no microcontrolador STM32F103. . . .	82
27	Protótipo de Conversor de Frequências construído.	84
28	Dispositivos empregados no protótipo do conversor.	85
29	Diferença entre a frequência da tensão de saída desejada e a obtida pelo microcontrolador.	85
30	Tensão de saída do conversor nos terminais T1, T2 e T3 após filtragem. . .	85
31	Medição de Potência Elétrica Ativa no MIT - Método dos Dois Wattímetros. 87	
32	Circuito de Condicionamento dos sinais de Tensão elétrica e Corrente Elétrica. 87	
33	Caracterização do filtro de tensão implementado no canal 01 do circuito de condicionamento.	88
34	Caracterização do filtro de tensão implementado no canal 02 do circuito de condicionamento.	89
35	Diagrama esquemático do ensaio para calibração do circuito.	90
36	Curva de Calibração para os canais de tensão do circuito de condicionamento. 90	
37	Curva de Calibração para os canais de corrente do circuito de condicionamento.	91
38	NI USB-6009.	92
39	Diagrama Esquemático do ensaio para validação do Sistema de Medição. .	94
40	Motor de Indução Trifásico sob estudo.	101
41	Parâmetros elétricos do motor em função da frequência para as variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas frequências estudadas.	128
42	Carregamento $\times$ rendimento para as variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.	129
43	Diagrama Esquemático do Circuito Shift de Tensão 0 para 15 V.	139
44	Circuito <i>Shift</i> de Tensão 0/3 V para 0/5 V baseado no CI HCPL 2631. . .	140
45	<i>Board</i> do do Circuito com o IRAMX16UP60A.	140
46	Diagrama Esquemático do Circuito Shift de Tensão 0 para 15 V.	141
47	Esquemático do Circuito de Condicionamento.	142

48	Placa do Circuito de Condicionamento.	143
49	Máscara do Circuito de Condicionamento.	144
50	Diagrama esquemático do filtro PB.	145
51	Resposta em frequência e fase do filtro PB.	146
52	Lista de materiais do filtro PB.	147

Lista de Tabelas

1	Tensão, corrente, potência e FP medidos no Wattímetro Digital e no Canal 1 do Sistema de Medição para carga resistiva $R = 104,7 \, \Omega$. $V_{RMSE} = 0,3281V$; $I_{RMSE} = 0,0021A$; $P_{RMSE} = 2,9101W$ e $FP_{RMSE} = 0,0079$. . .	97
2	Tensão, corrente, potência e FP medidos no Wattímetro Digital e no Canal 2 do Sistema de Medição para carga resistiva $R = 104,7 \, \Omega$. $V_{RMSE} = 0,1866V$; $I_{RMSE} = 0,0070A$; $P_{RMSE} = 2,3251W$ e $FP_{RMSE} = 0,0077$. . .	98
3	Tensão, corrente, potência e FP medidos no Wattímetro Digital e no Canal 1 do Sistema de Medição para carga indutiva $L = 108,8 \, H$. $V_{RMSE} = 0,1339V$; $I_{RMSE} = 0,01972A$; $P_{RMSE} = 0,8553W$ e $FP_{RMSE} = 0,0044$. . .	99
4	Tensão, corrente, potência e FP medidos no Wattímetro Digital e no Canal 2 do Sistema de Medição para carga indutiva $L = 108,8 \, H$. $V_{RMSE} = 0,1630V$; $I_{RMSE} = 0,0070A$; $P_{RMSE} = 0,4338W$ e $FP_{RMSE} = 0,0048$. . .	100
5	Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 60 Hz da rede elétrica.	104
6	Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 40 Hz.	105
7	Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 50 Hz.	106
8	Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 60 Hz.	106
9	Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 70 Hz.	107
10	Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 80 Hz.	107
11	Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 60 Hz da rede elétrica.	108
12	Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 40 Hz.	108
13	Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 50 Hz.	108
14	Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 60 Hz.	109
15	Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 70 Hz.	109
16	Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 80 Hz.	109
17	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pela rede em 60 Hz com 100% da tensão.	110
18	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pela rede em 60 Hz com 90% da tensão.	110

19	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pela rede em 60 Hz com 80% da tensão.	111
20	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pela rede em 60 Hz com 70% da tensão.	111
21	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 40 Hz com 100% da tensão.	112
22	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 40 Hz com 90% da tensão.	112
23	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 40 Hz com 80% da tensão.	113
24	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 40 Hz com 70% da tensão.	113
25	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 50 Hz com 100% da tensão.	114
26	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 50 Hz com 90% da tensão.	114
27	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 50 Hz com 80% da tensão.	115
28	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 50 Hz com 70% da tensão.	115
29	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 60 Hz com 100% da tensão.	116
30	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 60 Hz com 90% da tensão.	116
31	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 60 Hz com 80% da tensão.	117
32	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 60 Hz com 70% da tensão.	117
33	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 70 Hz com 100% da tensão.	118
34	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 70 Hz com 90% da tensão.	118
35	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 70 Hz com 80% da tensão.	119
36	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 70 Hz com 70% da tensão.	119
37	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 80 Hz com 100% da tensão.	120
38	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 80 Hz com 90% da tensão.	120

39	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 80 Hz com 80% da tensão.	121
40	Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 80 Hz com 70% da tensão.	121
41	Perdas, rendimento, torque, FP e escorregamento do motor alimentado pela rede em 60 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.	122
42	Perdas, rendimento, torque, FP e escorregamento do motor alimentado pelo conversor em 40 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.	123
43	Perdas, rendimento, torque e FP do motor alimentado pelo conversor em 50 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.	124
44	Perdas, rendimento, torque e FP do motor alimentado pelo conversor em 60 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.	125
45	Perdas, rendimento, torque e FP do motor alimentado pelo conversor em 70 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.	126
46	Perdas, rendimento, torque e FP do motor alimentado pelo conversor em 80 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.	127

Lista de quadros

1	Distribuição de reatâncias de dispersão em MIT.	54
2	Valores atribuídos à perda suplementar.	56
3	Estados válidos para o Conversor Trifásico.	64
4	Configuração do NI USB-6009.	93
5	Coeficientes para a janela na técnica de Carbone.	96
6	Dados de Placa do motor de indução sob estudo.	102

Lista de Programas

- 1 Trecho do arquivo *main.c*. Vetor constante com os pontos que formam a senoide. 148
- 2 Trecho do arquivo *funcoes.c* com as configurações do *timer* da geração da senoide 149
- 3 Trecho do arquivo *main.c* que atualiza de forma dinâmica os registradores que formam a senoide. 149
- 4 Técnica de Carbone para estimação da potência ativa 150

Lista de abreviaturas, acrônimos e siglas

ABESCO	Associação Brasileira das Empresas de Serviços de Conservação de Energia
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	<i>Alternating Current</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BEN	Balanco Energético Nacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSA	<i>Canadian Standards Association</i>
DAQ	Data Acquisition
DC	<i>Direct Current</i>
FP	Fator de potência
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IDE	Integrated Development Environment
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IGBT	Insulated-gate Bipolar Transistor
GUM	<i>Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement</i>
JEC	<i>Japanese Electrotechnical Committee</i>
LAE	Laboratório de Acionamentos Elétricos
MIT	Motor de Indução Trifásico
NBR	Norma Brasileira
NI	<i>National Instruments</i>
PBE	Programa Brasileiro de Etiquetagem

PNE	Plano Nacional de Energia
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	<i>Root mean square</i>
rpm	Revoluções por minuto
SV	<i>Space Vector</i>
THD	<i>Total harmonic distortion</i>
TS	<i>Technical Standard</i>
UFBA	Universidade Federal da Bahia
USB	<i>Universal serial bus</i>
USP	Universidade de São Paulo

Lista de Símbolos

a	Relação entre o número enrolamentos do estator e do rotor
A	Ampere
E_1	Tensão de fase induzida no enrolamento do estator
E_2	Tensão de fase induzida pelo fluxo de entreferro resultante no rotor
f_1	Frequência elétrica no estator
f_2	Frequência do rotor
f_b	Frequência de base
I	Corrente elétrica
I_0	Corrente elétrica com motor à vazio
I_1	Corrente elétrica no estator
I_2	Corrente elétrica no rotor
I_2'	Corrente do rotor correspondente à carga nominal
I_C	Corrente de perda no cobre no estator
I_M	Corrente de magnetização
I_n	Corrente nominal
Hz	Hertz
k	Constante usada na correção da temperatura
k_1	Constante da máquina
k_2	Constante da máquina
m	Índice de modulação
n	Velocidade do eixo do rotor em rpm
N	Número de amostras de uma medida
n_1	Velocidade síncrona

o	Valores observados numa medição
p	Número de polos de um motor
P_0	Potência à vazio
P_1	Potência de alimentação
P_2	Potência no cobre do rotor
P_{av}	Perdas por atrito e ventilação
P_{ag}	Potência no <i>air gap</i>
P_e	Potência de entrada
P_{eixo}	Potência no eixo da máquina
P_{mec}	Potência mecânica
P_n	Potência nominal
$P_{núcleo}$	Perdas no núcleo
P_{perdas}	Potência perdida
P_{rot}	Perda rotacionais
P_s	Potência de saída
P'_{sup}	Valor da perda suplementar atribuída
q	Valor previsto numa medida
Q	Potência reativa
R_1	Resistência do estator
R_2	Resistência de rotor
R_C	Resistência de perdas no núcleo
R_{corr}	Resistência corrigida
R_f	Resistência medida à frio
R_{th}	Resistência de Thevenin
s	Escorregamento
S	Potência aparente
T	Torque
t_e	Temperatura especificada para correção da resistência
t_f	Temperatura do enrolamento por ocasião da medição da resistência

V	Volt
V_0	Tensão à vazio
V_1	Tensão de fase de terminal do estator
V_2	Tensão do ramo magnetizante
V_{th}	Tensão de Thevenin
W	Watt
X_1	Indutância de dispersão do estator
X_2	Indutância de dispersão do rotor
X_m	Reatância de magnetização
X_{th}	Reatância de Thevenin
Z_{bl}	Impedância com rotor bloqueado
ϵ	Erro
η	Rendimento
ϕ	Fluxo magnético girante no motor
ω	Velocidade angular

Sumário

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	Considerações Iniciais	25
1.2	O Estado da Arte	27
1.2.1	Normatização	27
1.2.2	Rendimento em MITs acionados por sinal senoidal	29
1.2.3	Rendimento em MITs acionados por conversores	31
1.3	Contribuições do Trabalho	35
1.4	Organização da Dissertação	36
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	37
2.1	Motores de Indução Trifásicos	37
2.1.1	Introdução aos Motores de Indução Trifásicos	37
2.1.2	Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico	40
2.1.3	Curva Característica do Motor de Indução Trifásico	44
2.1.4	Rendimento em Motores de Indução Trifásicos	46
2.2	Ensaio para Determinação dos Parâmetros dos MIT	48
2.2.1	Medição da Resistência do Enrolamento	49
2.2.2	Ensaio à Vazio	50
2.2.3	Ensaio com Rotor Bloqueado	52
2.2.4	Determinação dos Parâmetros Elétricos do MIT	52
2.2.5	Ensaio com Carga	55
2.3	Controle de Velocidade em MITs	58
2.3.1	Conversores de Frequência	60
2.3.2	Circuito Conversor de Frequência	63
2.4	Motores de Indução Trifásico Acionados por Conversores de Frequência	65
3	PROJETO	68

3.1	Metodologia do Estudo do Rendimento	68
3.1.1	Objetivos	70
3.2	Objetivos específicos	70
3.3	A Bancada	71
3.3.1	Torquímetro	72
3.3.2	Conversor de Frequências	74
3.3.3	Circuito de Condicionamento	86
3.3.4	Dispositivo de Aquisição de Dados	92
3.3.5	Validação do Sistema de Medição da Potência Elétrica	93
4	ENSAIOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	101
4.1	Experimento 01 - Ensaios para Obtenção dos Parâmetros Elétricos do MIT	102
4.2	Experimento 02 - Teste com Variação de Carga	103
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	130
5.1	Trabalhos Futuros	131
	REFERÊNCIAS	137
	APÊNDICE	138
A	ESQUEMÁTICO DOS CIRCUITOS DESENVOLVIDOS	138
A.1	Conversor de Frequências	138
A.2	Circuito de Condicionamento	138
B	CÓDIGO DAS ROTINAS DESENVOLVIDAS	148
B.1	Pontos de uma senoide embutida no Microcontrolador STM32F301	148
B.2	Configuração do <i>Timer2</i> embutido no Microcontrolador STM32F301 . . .	149
B.3	Tratamento da IRQ do <i>Timer2</i> embutido no Microcontrolador STM32F301	149
B.4	Algoritmos para o Matlab	150

INTRODUÇÃO

1.1 Considerações Iniciais

Segundo o Balanço Energético Nacional 2023 (BEN), ano base 2022, das diversas formas de Energia, a energia elétrica é o tipo de energia mais consumido no país, correspondendo à 18,6% do consumo final de energia das diversas fontes. Segundo o balanço, a indústria é o segundo maior consumidor de Energia no país, consumindo 32,0% do total, sendo que dessa parcela, 21,6% corresponde a energia elétrica (BEN, 2023).

O país conta com o Plano Nacional de Energia (PNE) que apresenta os setores potenciais de aplicação de medidas de eficiência energética e coloca a indústria como o segundo maior potencial para essas medidas. De acordo com a ABESCO (Associação Brasileira das Empresas de Serviços de Conservação de Energia) a indústria poderia economizar, entre as diversas formas de energia, cerca de R\$ 4 bilhões por ano com adoção de soluções de eficiência energética. Isso implica redução de emissões equivalente à 6 milhões de toneladas de CO₂. (EPE, 2007; ABESCO, 2018)

Na Conferência Mundial do Clima em Paris de 2015 o Brasil apresentou como meta a economia de energia elétrica para 2030 com redução de 10% do consumo em comparação com níveis de 2010. Conforme estudo realizado pelo Instituto de Energia e Ambiente da USP afirma que o país corre risco de não alcançar tal meta por falta de medidas mais objetivas. (EPE, 2007)

Medidas como políticas públicas visando atingir a meta de economia de energia têm sido adotadas na história recente. Em 2001 houve a lei n.10.295/2001, a qual lançou a Política Nacional de Conservação e Uso Racional de Energia em que ficou definido que a União deveria desenvolver mecanismos que promovam a eficiência energética de máquinas

e equipamentos fabricados e comercializados. Houve também o Decreto n.4.059/2001, ao qual regulamentou a Lei n.10.295/2001 ao estabelecer “os níveis máximos de consumo de energia, ou mínimos de eficiência energética, de máquinas e aparelhos consumidores de energia fabricados ou comercializados no País”. Em 2007 foi publicado o Plano Nacional de Energia 2030, PNE 2030, que apresentou o potencial de aplicação de medidas de eficiência energética no Brasil para diferentes cenários macroeconômicos. Em 2009 houve o Programa Brasileiro de Etiquetagem (PBE) que forneceu informações sobre o desempenho de equipamentos considerando atributos como a eficiência energética, o ruído e outros afim de que os consumidores possam tomar decisões de compra mais conscientes. No âmbito do PBE motores elétricos trifásicos que tenham um rendimento igual ou superior a limites estabelecidos recebem a classificação “A”. Esse programa também estimulava a competitividade da indústria, que deveria fabricar produtos cada vez mais eficientes (ALTOÉ et al., 2017).

Em junho de 2017, houve a Portaria Interministerial nº1 que instituiu os níveis máximos de eficiência em motores de indução trifásicos adotando o nível de eficiência IR3 para motores acionados tanto pelo sinal da rede quanto por motores acionador por conversores. Com essa adoção, os níveis de eficiência dos Motores Elétricos de Indução (MIT) brasileiros se tornam os mesmos adotados por EUA e União Europeia. Segundo a portaria, o Brasil passaria a comercializar apenas motores com o nível de eficiência IR3, equivalente à classe de eficiência IE3 na Europa e à classe americana Premium, tanto para motores de indução trifásicos acionados diretamente pela rede elétrica quanto para motores destinados ao acionamento por meio de conversores de frequência (WEG, 2020).

Mais recentemente, em 2019, houve o decreto nº 9.864, de 27 de julho de 2019 que regulamentou a Lei nº 10.295, de 17 de outubro de 2001, que dispôs sobre a Política Nacional de Conservação e Uso Racional de Energia, e dispõe sobre o Comitê Gestor de Indicadores e Níveis de Eficiência Energética. Com a medida, o Brasil passou a ser pioneiro na adoção de um nível mínimo de rendimento na América Latina e a medida também ampliou a faixa de potência, incluindo motores de 0,16 a 500 cv, de 2 a 8 polos (BRASIL, 2019).

Toda essa legislação citada serve como parâmetro para a indústria disponibilizar no mercado equipamentos cada vez mais eficientes, diminuindo assim o consumo de energia elétrica pelo país. Porém apenas lançar novos produtos mais eficientes não é suficiente. Caldeira (2017) propôs projetos de economia de energia que englobassem melhoria de gestão do consumo além da substituição de equipamentos ineficientes por outros que consumissem menos energia bem como ações que promovam o aumento da eficiência no uso da energia elétrica.

Sabe-se que o setor industrial consome cerca de 32% da energia elétrica no Brasil e que em média, 70% da energia elétrica utilizada na indústria é consumida por motores.

Tem-se então que 22,4% de toda a energia elétrica consumida no Brasil está relacionada aos motores elétricos, portanto qualquer esforço no sentido de reduzir a energia elétrica consumida por motores além de reduzir custos de produção, minimiza investimento na geração-transmissão, contribui para diminuição das emissões de CO₂ produzidas pela geração de energia e favorece o desenvolvimento do país de forma mais sustentável (BEN, 2023).

1.2 O Estado da Arte

A busca pela otimização do desempenho dos motores elétricos de indução (MIT) é objeto de trabalho de muitos pesquisadores e de instituições de normatização pelo mundo. Os MITs podem ser acionados diretamente pela rede elétrica da concessionária ou através de Conversores de Frequência que são dispositivos capazes de processar o sinal elétrico da rede de modo a controlar parâmetros como velocidade e torque dos motores de indução elétrica. Nesse sentido existem diversos estudos, bem como diversas normas, que lidam com o rendimento em motores de indução acionados diretamente pela rede e outros trabalhos que lidam com motores acionados por conversores.

1.2.1 Normatização

No mundo as principais normas que padronizam a obtenção do rendimento de motores de indução trifásicos alimentados diretamente pela rede elétrica são:

- IEEE 112:2017 — Norma Norte Americana
- IEC 60034-2-1:2014 — Norma Europeia
- ABNT NBR 17094-3:2018 — Norma Brasileira
- CSA C390-10:2015 – Norma Canadense
- JEC 37 — Norma Japonesa

sendo a norma norte-americana e a europeia as mais influentes.

Vale ressaltar que as normas apresentadas aqui separam os métodos em Método Direto e Métodos Indiretos para avaliar o rendimento de motores. No método direto, a potência elétrica de entrada e potência mecânica de saída são medidas para obtenção do rendimento. No método indireto, a potência de entrada é medida e as perdas podem ser obtidas através de ensaios no motor. A comparação entre os resultados obtidos por cada

método é difícil pois cada método parte de hipóteses diferentes. Cada norma da lista acima é composta por diversas técnicas (que podem ser diretos ou indiretos). A escolha da norma depende de onde serão realizados os ensaios ou onde operarão os motores sob ensaio e se existe indicação para uso de determinada norma naquela situação. A escolha do método em uma norma, varia conforme fatores como disponibilidade de equipamentos para os ensaios, tempo e custo para realizar os ensaios, a precisão requerida, a potência do motor ensaiado, etc.

Uma comparação entre a medida direta e indireta do rendimento do MIT é feita por Agamloh (2011). Foi empregada uma técnica estatística conhecida como Bland–Altman sobre um conjunto de dados de 1000 motores. Foram usados dados do rendimento dos motores sob estudo obtidas através de métodos diretos e indiretos. A análise concluiu que o método direto apresenta diferença na faixa de 1,26% para mais e 1,86% para menos em relação ao método indireto para o mesmo motor nos motores de pequeno porte. Para motores de grande porte as diferenças não foram significativas (AGAMLOH, 2011).

Em seu trabalho, Cao (2009) apresenta um estudo comparativo entre a IEEE 112-B e a IEC 60034-2-1. O autor avaliou os erros de origem instrumental, metodológico e o fator humano na aplicação de métodos indireto dessas duas normas (com segregação de perdas). Para as versões das normas comparadas à época, o autor concluiu que as maiores discrepâncias nas medidas práticas devem ser atribuídas a erros metodológicos e humanos e não à erros de instrumento. Acrescenta ainda que as definições de procedimento em uma norma devem ser feitas de forma mais rigorosa possível para minimizar esses erros.

Esen e Özdemir (2017) compararam uma metodologia proposta por eles com a IEEE 112-B, a IEC 60034-2-1 e com a CSA C390-10. O método de teste proposto por Esen e Özdemir calcula o valor de eficiência nominal usando apenas os resultados do ensaios a vazio e valores da placa de identificação do motor. Entre o rendimento obtidos pelas três normas, os autores encontram diferença de no máximo 0,2%.

Uma comparação entre a determinação do rendimento pelas normas a IEEE 112, a IEC60034-2-1 e da norma japonesa JEC-37 pode ser encontrada em Tsybikov, Beyerleyn e Tyuteva (2017). Sousa et al. (2020) fizeram uma comparação entre as normas IEEE 112, IEC60034-2-1 e JEC-37, acrescentaram na discussão a norma brasileira ABNT NBR 17094-3. Os autores verificaram que a escolha do método depende de fatores como equipamentos disponíveis, custo com o tempo do motor parado para o ensaio, a precisão requerida além da quantidade de energia convertida pelo motor. Foi apresentado ainda um breve resumo dos procedimentos de ensaios para o método indireto.

Um resumo do procedimento de ensaio utilizando a NBR 5383, antecessora da ABNT NBR 17094-3, também pode ser encontrado em Silva (2012). Segundo os autores, a IEEE 112-B e a IEC 60034-2-1 apresentam algumas distinções nos procedimentos adotados

para determinar a perda do condutor do estator, perda do núcleo e perdas de carga; mas os valores de rendimento obtidos nas duas normas são próximos. Como a ABNT NBR 17094-3 é baseada na norma norte-americana IEEE 112, as normas brasileira, europeia e norte-americana apresentam resultados próximos (NBR 5383, 2002).

Antes da ABNT NBR 17094-3:2018, a norma brasileira que tratava de ensaios no motor de indução trifásicos era a NBR 5383-1:2002. Esta norma prescrevia os ensaios aplicáveis para a determinação das características de desempenho de motores de indução trifásico e verificação de sua conformidade com outra norma, a NBR 7094, que foi substituída pela ABNT NBR 17094-1:2018 denominada: Máquinas elétricas girantes - Parte 1: Motores de indução trifásicos - Requisitos. A NBR 5383-1 recebeu atualizações em 2012 e 2017 sendo cancelada em 2018 dando lugar à ABNT NBR 17094-3. Ambas normas nacionais foram baseadas na norma americana formulada IEEE-112:1991 (IEEE *Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*) e que foi atualizada em 1996 e depois 2004. Entre os diversos ensaios presentes nessas normas estão os ensaios nas condições de operação em vazio e com o rotor bloqueado para determinar os parâmetros do circuito equivalente monofásico do motor de indução trifásico, além de ensaios para obtenção do rendimento das motores de indução trifásica, quando alimentados diretamente pela rede, ou seja, no Brasil à frequência de 60 Hz.

1.2.2 Rendimento em MITs acionados por sinal senoidal

Os métodos de ensaios presentes nas normas são invasivos e por isso são de pouca aplicabilidade em motores em operação em campo. Na última década, várias pesquisas foram conduzidas para estimar a eficiência de motores elétricos de indução em campo com o menor grau de intrusão, como evidenciado em estudos como (ESEN; ÖZDEMİR, 2017), (RENGIFO et al., 2018), (FERREIRA et al., 2018), entre outros.

No trabalho de Lu, Habetler e Harley (2006) os autores relacionam as categorias de métodos para estimação do rendimento de motores em serviço, entre eles:

- **Métodos da Placa de Dados do Motor:** este é o método assume que o rendimento do motor é constante e igual ao valor nominal de placa. Não considera a variação do rendimento em função do carregamento do motor. Usa uma curva típica de rendimento $\times$ carregamento;
- **Método do Escorregamento:** este método pressupõe que a porcentagem do carregamento do motor de indução trifásico é diretamente proporcional à razão entre o escorregamento neste ponto de carregamento medido (s) e o escorregamento nominal à plena carga (s_N);

- **Método da Corrente:** este método presume que a percentagem do carregamento é diretamente proporcional à razão entre a corrente de trabalho medida I_t e a corrente à plena carga I_N ;
- **Método do Torque:** é o método de avaliação de rendimento mais direto pois consiste na medição da potência mecânica de saída diretamente do eixo do motor, por meio da medição do torque de saída e da velocidade, sem nenhuma necessidade de calcular suas perdas (DAMASCENO, 2002).

Esen e Özdemir (2017) apresentam um método para análise de rendimento de motores de indução trifásicos acionados por sinal senoidal. Os autores propõem um método simples e barato para determinação do rendimento de motores de indução e que pode ser usado em campo. O método é baseado na IEC 60034-2-1 e as equações da norma foram reformuladas, obtendo-se assim um novo modelo para cálculo da eficiência do MIT. Os autores utilizaram dados de placa e dados elétricos medidos no motor (tensão, potência e resistência do enrolamentos) além de dados estatísticos sobre o carregamento de um conjunto de 86 motores que são utilizados como constantes no modelo proposto. A principal vantagem desse método é que não utiliza medição de torque no motor e, além disso, obtiveram resultados próximos aos da IEC 60034-2-1:2014, CSA C390-10:2010 e da IEEE 112-B:2014.

Rengifo et al. (2018) também apresentaram uma metodologia que visa obter o rendimento de MIT em campo. A proposta requer apenas dados de corrente e tensão obtidos na partida direta do motor, nos instantes iniciais do processo de aceleração do motor. Os resultados são comparados com a IEEE 112-B e apresentam erro máximo de 1,4%.

O trabalho de Ferreira et al. (2018) tratou da questão do *retrofit* para motores em operação em campo e como a questão de avaliar seu rendimento pode indicar a possibilidade ou não da substituição desse motor por outro com maior classe de eficiência. Os autores apresentaram uma visão geral sobre as opções à substituição de motores de indução trifásicos. Foi feita uma abordagem tomando como ponto de partida a norma IEC 60034-30:2008 que define classes de rendimentos para motores trifásicos (classes: IE1, IE2, IE3, IE4 e IE5) e a tendência atual dos motores IE3 e IE4 dominarem o mercado devido sua alta eficiência. Ressaltou que apesar dessa tendência, os serviços de reparos/-rebobinagem se apresentam mais competitivos quando comparados a aquisição de motores novos, mesmo apresentando decréscimo de 1 – 4% em sua eficiência. (FERREIRA et al., 2018).

Assim como em todo procedimento experimental, existem incertezas no procedimento de determinação da eficiência dos motores e classificação de acordo os níveis internacionais de eficiência. Portanto o cálculo das incertezas no rendimento também tem

sido objeto de estudo. A análise de incerteza é uma ferramenta para entender o efeito das diferentes incertezas dos instrumentos de medição no valor final, nesse caso, do rendimento. Bucci et al. (2016) empregaram a teoria das incertezas, presente no *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement* (GUM), juntamente com os dados de acurácia dos instrumentos envolvidos na aplicação da IEC 60034-2-1 para conhecer a incerteza nos experimentos. As incertezas também foram trabalhadas em Aarniovuori et al. (2014) em que 5 motores tiveram suas eficiências medidas conforme a IEC 60034-2-1. Bucci et al. (2020) apresentaram a discussão sobre a incerteza combinada na medição de perdas residuais e adicionais na avaliação da eficiência de motores de indução trifásicos. Na norma brasileira ABNT NBR 17094-3:2018, em seu Anexo E, estão disponíveis equações para o estudo das incertezas no cálculos das perdas e do rendimento quando realizado conforme os procedimentos dessa norma.

1.2.3 Rendimento em MITs acionados por conversores

Nos últimos anos as pesquisas referentes ao rendimento têm se concentrado em motores acionados por conversores de frequência (também conhecidos por inversores de frequência). Alguns exemplos dessas pesquisas, apresentadas mais adiante, são os trabalhos de Boglietti et al. (2013), Antonello et al. (2015), Karkkainen et al. (2017), Rivera, Quispe e Gómez (2019), Mushenya, Khan e Barendse (2020). Esse tipo de acionamento está cada vez mais presente na indústria e por isso tem recebido bastante atenção dos pesquisadores.

Se tratando do rendimento de motores alimentados por conversores de frequência, ou seja, quando um dispositivo conversor pode variar a frequência e tensão do sinal de alimentação do motor de indução trifásica para valores que não são necessariamente os valores nominais, os ensaios prescritos pelas normas acima não são aplicadas diretamente.

O conceito do conversor de frequência é definido pela IEC 61800-2 como equipamento para conversão eletrônica de potência, alterando uma ou mais características elétricas e incluindo um ou mais componentes de chaveamento eletrônico e componentes associados. Nos primórdios, o conceito era baseado no uso das válvulas triodo e era uma tecnologia muito cara para a época. Com o advento dos semicondutores e avanço nas pesquisas relacionadas ao tema dos conversores de energia nos anos 1980, permitiu-se o desenvolvimento de semicondutores de potência cujas características de desempenho e confiabilidade tornaram viável a criação de dispositivos conversores de frequência tal qual os comercializados hoje (ALEXANDERSON; PHILLIPI, 1944; DIAS, 2015).

O acionamento de motores de indução trifásicos através de conversores de frequência apresenta diversas vantagens pois otimiza o consumo de energia elétrica além de proporcionar melhoria no desempenho e no controle dos sistemas acionados por tais motores.

Porém o uso do conversor de frequência afeta negativamente alguns parâmetros de desempenho do motor de indução como o nível de ruído emitido, aumenta as vibrações e afeta o rendimento devido ao aumento das perdas adicionais causadas pelo maior conteúdo harmônico de tensão e corrente do que quando acionado diretamente na rede senoidal (ISONI, 2006).

A IEC/TS 61800-9-2:2017 (*Adjustable Speed Electrical Power Drive Systems*) indica aos fornecedores de conversores e sistemas de acionamento de energia como estes devem apresentar informações de perda de energia em seus produtos em pontos de operação padronizados. Esses pontos de operação padronizados são a superposição dos pontos mais relevantes para dados em aplicações padronizadas para motores elétricos. A pesquisa de Aarniovuori et al. (2020) avaliou um método para determinar as perdas e as classes de eficiência apresentados na IEC 61800-9-2, e ao final, sugeriu que os limites apontados na norma sejam reconsiderados numa futura revisão da norma (IEC/TS 61800-9-2, 2017).

Existem diversos trabalhos que buscaram meios de ensaiar MIT em busca das perdas harmônicas devido ao chaveamento do conversor e analisar o rendimento do MIT nessa condição. Boglietti et al. (2007) apresentou fatores que influenciam nas perdas dos MIT quando acionados por sinal PMW, em diferentes situações de carga e de chaveamento do sinal PWM. Para os autores, a maior parte das perdas foram adicionais devidas à frequência fundamental do sinal PWM.

Como em 2013 a IEC (*International Electromechanical Commission*) apresentou uma versão preliminar da norma europeia relativa à determinação de rendimento de motores de indução acionados por conversores, a IEC 60034-2-3, Boglietti et al. (2013) apresentaram uma análise da versão preliminar, comparando-a à norma IEC 60034-2-1, válida para alimentação senoidal, porém usada em motor alimentado por conversor PWM. Os autores definiram o conceito de perdas harmônicas adicionais introduzidas pela forma de onda da tensão do inversor e testaram em quatro motores. Os resultados obtidos evidenciam o potencial de aplicabilidade da IEC 60034-2-1 para a determinação da eficiência de motores de indução alimentados por inversor.

Em 2013 a norma foi lançada e alguns problemas relacionados à aplicação da IEC 60034-2-3:2013 como interferência humana nos resultados foi apresentado por Antonello, Tinazzi e Zigliotto (2015). Neste trabalho os autores apresentaram um modelo para automatizar o processo presente na IEC baseado numa máquina de estados. A ideia de automatizar o procedimento de ensaio da IEC 60034-2-3:2013 também foi trabalhado por Mushenya e Khan (2018) para encontrar as perdas adicionais harmônicas com mínimo de interferência humana no procedimento descrito pela norma. Neste último trabalho a interferência humana ainda foi necessária para desacoplar o motor sob teste do dinamômetro. Destaca-se o uso do analisador digital de energia empregada pela maioria dos trabalhos citados nesse texto, como ferramenta para aquisição de dados devido a sua versatilidade.

Outra questão levantada é sobre a IEC 60034-2-3:2013 limitar o cálculo do rendimento à uma tensão e frequência fundamentais (na prática a nominal) e leva a cenário em que o motor não tem seu rendimento avaliado em condições de acionamento semelhantes às encontradas em situações reais de operação. Há ainda a limitação da topologia do conversor adotado pela IEC 60034-2-3:2013 além do tipo de modulação do sinal de controle do conversor se limitar ao sinal PWM. Outros autores questionam a correlação entre as perdas por dispersão e as perdas harmônicas adicionais dependentes da carga. (BOGLIETTI et al., 2013; ANTONELLO et al., 2015; TINAZZI et al., 2016; KARKKAINEN et al., 2017; MUSHENYA; KHAN; BARENDSE, 2019).

Em Rivera, Quispe e Gómez (2019) os autores também usaram a IEC 60034-2-3:2013 e obtiveram os componentes de perdas harmônicas geradas pelo chaveamento dos semicondutores, além de avaliarem o efeito no rendimento do motor elétrico de indução trifásico. Os autores ressaltaram que o método não é prático para uso em motores em campo, além de que alguns ensaios em baixa tensão o conversor não fornece potência suficiente para dar a partida no motor. Eles perceberam ainda o aumento de 14,1% das perdas harmônicas em relação a condição do motor acionado direto por sinal senoidal.

Até a atualização da IEC 60034-2-3 em 2020, houve diversos trabalhos que investigaram e procuraram contribuir com sua atualização. Em Karkkainen et al. (2017) os autores desenvolveram um método que utiliza a segregação de perdas quando o motor é alimentado por conversor. Essa segregação é realizada em partes por ensaios de perdas da IEC 60034-2-1:2014 (indicada pela IEC 60034-2-3:2013) e acrescidos de ensaios para obtenção das perdas adicionais causadas pelo conversor, em teste do motor sob tensão e frequência fundamentais (nominal). Foram utilizados o ensaio sob carga nominal, a curva das perdas harmônicas devido a modulação PWM feito pelo conversor, 6 pontos de carga, um ponto de tensão à vazio (normalmente a tensão fundamental) e frequência (fundamental). A parte das perdas harmônicas adicionais foram calculadas pela diferença entre as perdas constantes do conversor subtraída a fonte senoidal no ponto de tensão nominal. O método é de difícil execução pois são utilizados dois tipos de conversores, além da alimentação senoidal da rede elétrica. Os resultados não representam as perdas por conversor numa aplicação final. Os autores vêm a IEC 60034-2-3 como viável para comparar perdas e rendimentos em motores de indução alimentados por conversor no ponto de carga nominal, tensão e frequência nominais em aplicações finais, porém não serve para amplo range de operação que seria necessário quando há variação da frequência.

Como a IEC 60034-2-3:2013 determina perdas e rendimento dos motores de indução apenas em condições nominais, Karkkainen et al. (2016) apresentaram um método que analisa 16 pontos de operação do motor e esses pontos são apresentados numa curva torque x frequência. O método é complexo e usa forma de onda específica e um único ponto de operação que é à carga nominal. As perdas harmônicas adicionais são calculadas pela

diferença das perdas totais com fonte PWM menos a fonte senoidal. Outro trabalho que também utilizava vários pontos de frequência foi o de Aminu et al. (2019). Neste outro trabalho os autores partiram da ideia que os conversores de frequência são empregados em situações com ampla variação de frequência e condições de carga. O estudo apresenta uma extensão à metodologia empregada para determinar perdas à frequência nominal e apresentada pela IEC 60034-2-3:2013 para a região de torque constante. O foco do trabalho foi a determinação do rendimento do sistema completo: conversor-motor.

A IEC 60034-2-3 recebeu sua atualização mais recente em março de 2020. Em setembro de 2020 a ABNT NBR lançou a norma nacional ABNT NBR 16881:2020 intitulada *Motores de indução alimentados por conversores de frequência — Parâmetros de desempenho e critérios de aplicação*. No item 5.6 da norma brasileira fica determinado que:

“Os métodos recomendados para determinar o rendimento do motor sob alimentação senoidal são definidos na ABNT NBR 17094-3. Para motores de indução de gaiola alimentados por conversores de frequência, um método para determinar perdas harmônicas é descrito na IEC TS 60034-2-3.

Em caso de necessidade, uma avaliação mais precisa das perdas globais (incluindo as perdas harmônicas adicionais) deve ser realizada considerando o comportamento do sistema de acionamento na aplicação final, se possível” (ABNT NBR 16881, 2020).

Dessa forma, quando se trata de perdas e rendimento de MIT acionados por conversores de frequência, o Brasil passa a se guiar pelas orientações da norma europeia. A ABNT NBR 16881:2020 aborda ainda os impactos dos conversores de frequência em motores elétricos de indução trifásico.

Após a atualização da IEC um dos trabalho mais recente que foi publicado envolvendo motores de indução acionados por conversores foi Mushenya, Khan e Barendse (2020). Os autores propuseram um método mais simples para estimar o rendimento do MIT alimentado por conversor de frequências. Segundo os ensaios propostos pela IEC 60034-2-3 as perdas adicionais harmônicas estariam divididas em perdas constantes e perdas dependentes do carregamento do motor. Nesse método, os autores partiram da hipótese, também levantada por outros autores, de que as perdas adicionais harmônicas não dependem do carregamento do motor. Com base nessa hipótese, os autores omitiram o ensaio com carga presente na IEC, que trata da análise de rendimento em motores alimentados por sinal senoidal, usando apenas o ensaio à vazio para obtenção das perdas harmônicas e os autores obtêm resultados que divergem da IEC em apenas 0,3%.

1.3 Contribuições do Trabalho

Através do conhecimento do rendimento de motores elétricos em campo e seu consumo de energia elétrica é possível avaliar a viabilidade econômica da substituição desses motores. Geralmente o rendimento de motores elétricos pode ser determinada através da obtenção dos parâmetros elétricos sendo os ensaios de rotor bloqueado e ensaio a vazio os métodos mais utilizados. Esses métodos são impraticáveis nos motores em campo devido seu alto grau de intrusão. O grau de intrusão do método de avaliação em campo é determinado pelos dados que são requeridos e as dificuldades encontradas na realização destas medições. O custo associado com mão-de-obra, material, equipamentos empregados e o tempo de desligamento necessário para a coleta de dados podem ser usados como um referencial para avaliar o grau de intrusão do método utilizado (DAMASCENO, 2002).

Acrescenta-se à isso o acionamento através de conversores de frequência colocando o motor em situações de tensão e velocidade (frequência) de operações variáveis durante o ciclo de trabalho, o que afeta os seus parâmetros e consequentemente o seu rendimento durante esse ciclo.

No trabalho de pesquisa de Damasceno (2002), foi apresentada uma contribuição para a avaliação de rendimento de motores de indução trifásicos em campo. Damasceno fez estudo das normas que tratam do rendimento em MIT assim como realizou ensaios apresentados em seu trabalho. A autora buscou as metodologias mais eficientes e menos intrusivas possíveis que pudessem avaliar o rendimento de MIT em campo quando alimentados diretamente pela rede elétrica. Na metodologia trabalhada pela autora, foi usado o Método da Corrente o Método do Escorregamento por considerar esses métodos os mais propícios para o estudo da eficiência dos motores em campo.

O presente trabalho visa contribuir com a proposição de um sistema eletrônico para auxílio à determinação de rendimentos em motores de indução trifásicos acionados por conversores de frequência. No sistema proposto, é possível variar de forma independente cada elemento do par tensão/frequência elétrica para avaliação do rendimento ou eficiência em diferentes condições operacionais do uso de conversores de frequência. Como pode ser notado ao longo das seções anteriores, essa variação de tensão e frequência de forma independente não foi proposta em nenhum dos trabalho apresentado. Adicionalmente, viabiliza o estudo do comportamento de rendimento de motores em condições de frequência variável.

Logo, nesse trabalho, obteremos dos parâmetros elétricos e de desempenho do motor de indução trifásico na situação em que o motor é alimentado tanto com tensão e frequência nominal da rede e o caso em que o motor é alimentado por um conversor

de frequências. Dessa forma pretende-se contribuir para obtenção de um meio de fazer a análise do rendimento e torque do motor.

1.4 Organização da Dissertação

Capítulo 2 – Apresenta as principais características elétricas e mecânicas do MIT, assim como as características dos Inversores de Frequência. Apresenta ainda como são realizados os ensaio empregados ao longo do trabalho.

Capítulo 3 – Neste capítulo há a descrição dos objetivos, juntamente com a metodologia empregada no trabalho. A bancada e a montagem dos instrumentos utilizados também são tratados neste capítulo.

Capítulo 4 – Os resultados dos ensaios são apresentados em tabelas. A partir dos dados dos ensaios são calculados os parâmetros elétricos e mecânicos do MIT. Há ainda gráficos sintetizando os resultados dessas tabelas.

Capítulo 5 – Neste capítulo são apresentadas as considerações finais sobre o trabalho.

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Motores de Indução Trifásicos

O motor de indução trifásico (MIT) é a uma máquina elétrica robusta e o motor elétrico mais utilizada na indústria. Possui estator e rotor montados em rolamentos e são separados por um entreferro. Na indústria são utilizados MIT de vários tamanhos (de frações de cv - cavalo vapor - a dezenas e até centenas de cv) em empregados em diversas aplicações como bombas, ventiladores, compressores, separadores dinâmicos, extrusoras entre outras (SEN, 2007). Neste capítulo serão apresentadas as características do motor de indução trifásico de rotor em gaiola de esquilo, seu circuito equivalente, além das técnicas de controle de velocidade.

2.1.1 Introdução aos Motores de Indução Trifásicos

Motores de indução trifásicos, do tipo gaiola, são os motores elétricos mais utilizados pela indústria. Devido a sua extrema simplicidade e robustez na construção, associado a baixa manutenção, faz desse tipo de motor o mais comumente utilizado (FITZGERALD; ET.AL, 2006). A Figura 1 mostra um pequeno Motor de Indução Trifásica (MIT).

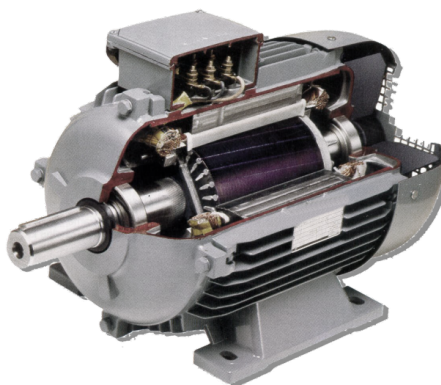


Figura 1 – Motor de indução com rotor gaiola de esquilo.

Fonte: *Prased Electrical*.¹

O MIT é dividido em estator e rotor. O estator do motor de indução trifásico é a parte que se mantém fixa à carcaça e tem por função, tanto nas máquinas síncronas como nas máquinas assíncronas, produzir o campo magnético que é capaz de induzir corrente no rotor. Ele é formado basicamente por ferro tratado termicamente e dotado de ranhuras cujo interior são alojadas os enrolamentos do estator.

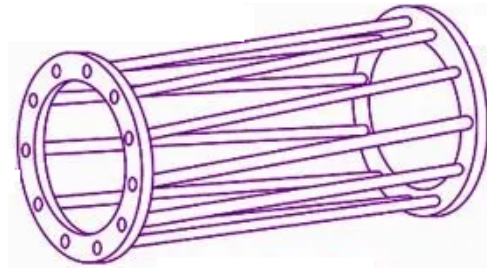
As máquinas de indução trifásicas podem ser classificadas como síncronas e assíncronas. Em uma máquina síncrona e em condições de regime permanente, o rotor (parte ligada ao eixo do motor) gira na mesma velocidade ou em sincronismo com o campo magnético girante produzido pelas correntes do circuito do estator. Nas máquinas assíncronas, também conhecidas como motores de indução, não existe esse sincronismo e o eixo gira em velocidade menor que a do campo magnético girante.

O rotor utilizado em motores de indução é do tipo gaiola. Ele consiste em barras de cobre ou alumínio embutidas em *slots* no rotor e curto-circuitadas em cada lado por anéis condutores de cobre ou alumínio como mostrado na Figura 2. O eixo do motor de indução trifásico fica fixo no centro do rotor.

Outro tipo possível de rotor em máquinas de indução trifásica é rotor bobinado ou rotor enrolado. Ele é constituído de enrolamento trifásico semelhante ao estator e tem o mesmo número de polos. Os terminais dos enrolamentos são ligados aos anéis deslizantes localizados no eixo do motor. Esse terminais ficam disponíveis externamente ao motor por meio de escovas de carvão apoiadas sobre os anéis e são curto-circuitados através de resistores externos. Os motores de rotor bobinado são empregadas em poucas aplicações específicas e não serão abordados nesse trabalho (BIM, 2014).

Sobre os motores com rotor em gaiola, podemos dizer de forma resumida que o princípio de funcionamento do MIT se baseia na existência de três enrolamentos individuais e idênticos no estator, deslocados 120° elétricos e pelos quais circulam correntes

¹Disponível em: <<https://prasad-electrical-electrical-engineer.business.site/>>. Acesso em: 15 out. 2021.



(a) Ilustração da gaiola de esquilo condutora feita em alumínio.



(b) Foto da gaiola de esquilo condutora feita em alumínio.

Figura 2 – Rotor em gaiola de esquilo.

Fonte: Adaptado de *Electrical Exam*² e Oliveira (2018).

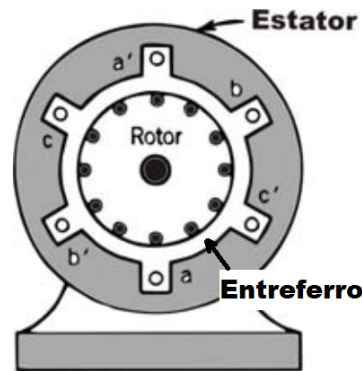


Figura 3 – Motor de indução (vista em corte frontal).

Fonte: Adaptado de Fitzgerald e et.al (2006).

defasada também de 120° no tempo ou na fase. Os fluxos produzidos por esses condutores são chamados de campo magnético girante e gira no interior do estator numa velocidade dada pela Equação (1) onde a velocidade do campo magnético girante, também denominada de velocidade síncrona, n_1 é dada em rpm (rotações por minuto) e é expressa em termos da frequência elétrica aplicada f_1 , em Hz, e do número de polos p por fase (KOSOW, 1993)

$$n_1 = 120 \left(\frac{f_1}{p} \right) \text{ [rpm]}. \quad (1)$$

A energia, manifestada na forma de fluxo magnético, percorre o entreferro, a região situada entre o estator e o rotor (conforme representado na Figura 3), atingindo assim o rotor. Ao cortar os condutores do rotor, o mencionado fluxo magnético induz correntes elétricas nas barras do rotor, sendo essas correntes direcionadas de tal maneira que o

²Disponível em: <<https://www.electricalexams.co/ssc-je-3-phase-induction-motor-question/>>. Acesso em: 15 out. 2022.

campo magnético por elas gerado se opõe ao fluxo magnético inicial. Como resultado da interação entre o campo magnético do estator e o induzido no rotor, surgem forças eletromotrizes no rotor.

Nos motores de indução, o campo magnético girante do estator, criado pela corrente alternada que o alimenta, possui velocidade diferente à do giro do eixo do rotor. Por este motivo são denominados motores assíncronos. A diferença entre a velocidade síncrona n_1 e a velocidade do eixo do rotor n é referida, comumente, como escorregamento s , que normalmente é expresso como uma fração da velocidade síncrona, definido matematicamente como

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1}. \quad (2)$$

Com a existência do escorregamento existe uma velocidade relativa entre os campos magnéticos estator e do rotor implicando nas corrente induzidas no rotor. A velocidade do rotor em *rpm* pode ser expressa em termos do escorregamento s e da velocidade síncrona como

$$n = (1 - s)n_1. \quad (3)$$

De modo semelhante a (3), a velocidade mecânica ω_{mec} pode ser expressa em termos da velocidade síncrona angular ω_s e do escorregamento como

$$\omega_{mec} = (1 - s)\omega_s \quad (4)$$

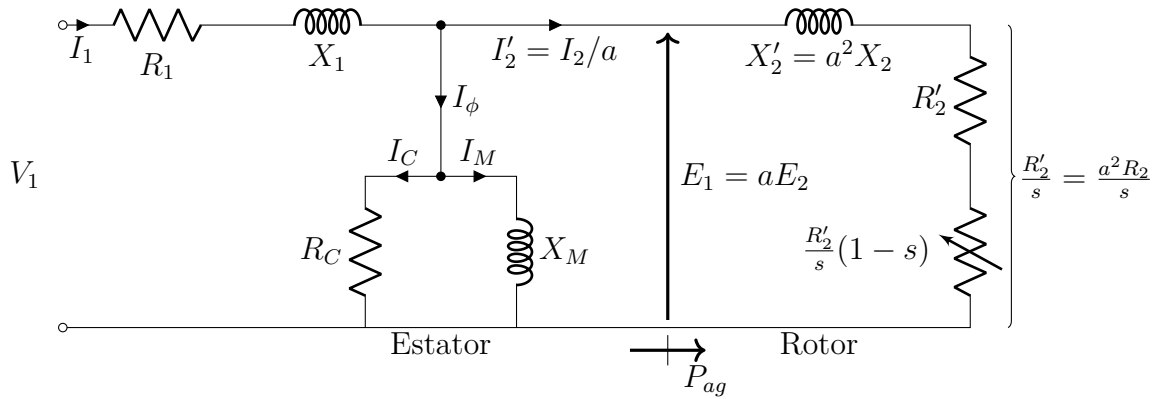
em que $\omega_s = (2\pi n)/60$ [rad/s].

O comportamento de uma máquina de indução é semelhante ao de um transformador, com o adicional da transformação de frequência produzida pelo movimento relativo entre os enrolamentos do estator e do rotor. Em (5) é apresentada essa transformação, chamada de frequência de escorregamento no rotor, em que f_2 representa a frequência do rotor e f_1 a frequência no estator (FITZGERALD; ET.AL, 2006)

$$f_2 = sf_1 [Hz]. \quad (5)$$

2.1.2 Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico

Nesta seção é apresentado o circuito equivalente para o MIT. Consideraremos que a máquina trifásica está ligada em estrela (Y), de modo que as correntes e tensões sejam

**Figura 4** – Circuito Equivalente do Motor de Indução.

Fonte: Adaptado de Sen (2007).

sempre expressas em valores de fase. Nesse caso deduz-se o circuito equivalente para uma das fases e subte-se que as tensões e correntes nas outras fases estão deslocadas em $+120^\circ$ e -120° .

Os parâmetros desse circuito podem ser obtidos através de ensaios em motores (Sessão 2.2). A partir desse circuito são extraídas características de desempenho do MIT como o comportamento do torque, o rendimento e o fator de potência.

Na Figura 4 tem-se o circuito equivalente do MIT que é amplamente difundido na literatura. O circuito equivalente do estator compreende da tensão de entrada V_1 até o entreferro, cuja potência de entreferro é indicada na Figura 4 por P_{ag} . Nota-se que não há diferença entre o circuito equivalente do estator e o primário de um transformador.

No circuito equivalente do estator da Figura 4 temos:

V_1 — Tensão de fase de terminal do estator;

E_1 — Tensão de fase induzida no enrolamento do estator;

R_1 — Resistência efetiva do estator;

X_1 — Indutância de dispersão do estator;

R_C — Resistência de perdas no núcleo;

X_m — Reatância de magnetização.

O circuito elétrico equivalente do rotor está ilustrado após P_{ag} na Figura 4. Esse trecho do circuito está referido ao primário, assim os parâmetros do rotor I_2 , R_2 e X_2 aparecem como I'_2 , R'_2 e X'_2 pois considera-se a relação $a = N_1/N_2$ entre os enrolamentos do estator e do rotor. Logo a frequência de referência desses parâmetros é a frequência f_1 . Assim temos:

E_2 — Tensão de fase induzida pelo fluxo de entreferro resultante no rotor;

R_2 — Resistência de rotor (nesse caso está dividida em duas componentes);

X_2 — Indutância de dispersão do rotor.

Três circuitos equivalentes ao circuito do rotor são apresentados na Figura 5. Em 5.a o circuito representado considera o escorregamento do rotor s . Esse circuito está na frequência f_2 . A corrente no rotor é dada por

$$I_2 = \frac{sE_2}{R_2 + jsX_2}. \quad (6)$$

A potência I^2R dissipada no cobre do rotor é dada por

$$P_2 = I_2^2 R_2. \quad (7)$$

Observa-se que a reatância de dispersão sX_2 (na Figura 5.a) varia com a velocidade do eixo do motor. Veja que (6) pode ser rearranjada conforme mostrado em (8) e dessa forma R_2 é que varia com a velocidade de rotação do eixo do motor. Na equação 8, a corrente I_2 está na frequência f_1 . O circuito resultante desse rearranjo pode ser conferido na Figura 5.b como

$$I_2 = \frac{E_2}{(R_2/s) + jX_2}. \quad (8)$$

A potência que atravessa o entreferro, incluindo as perdas no rotor e a potência mecânica, podem ser expressas por

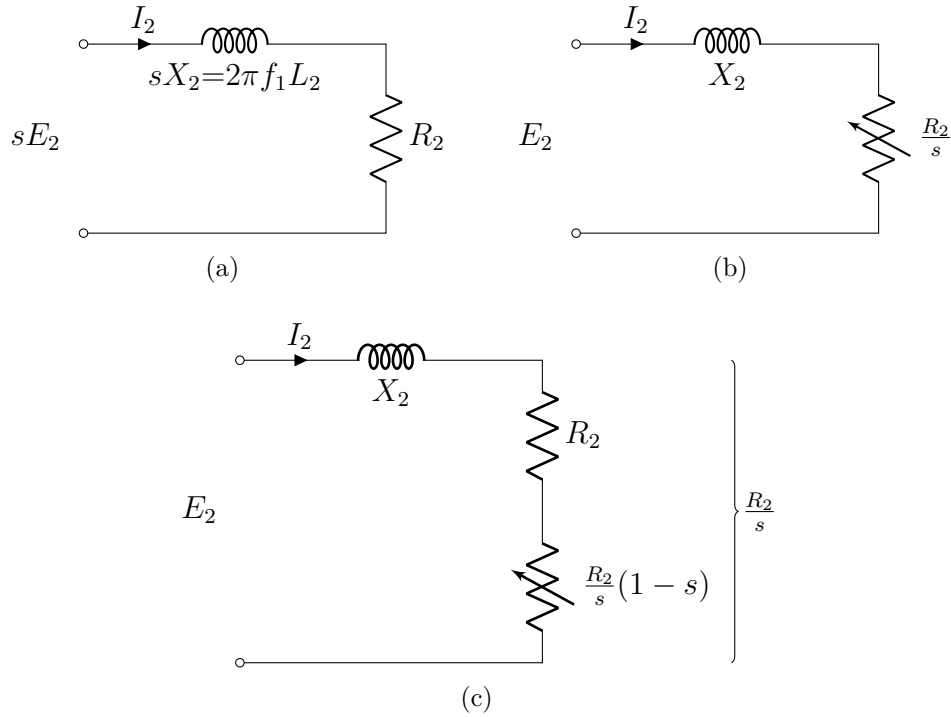
$$P_{ag} = I_2^2 \frac{R_2}{s} = \frac{P_2}{s}. \quad (9)$$

Pode-se ainda reescrever (9) separando a potência que atravessa o entreferro em potência dissipada no cobre do rotor e a potência mecânica desenvolvida pela máquina, conforme

$$P_{ag} = I_2^2 \left[R_2 + \frac{R_2}{s}(1 - s) \right]. \quad (10)$$

Em (10), a parcela da resistência elétrica do rotor que depende do escorregamento ($R_2(1 - s)/s$) está associada a potência mecânica desenvolvida pela máquina de indução. Isso está ilustrado na Figura 5.c e esse circuito está na frequência f_1 . A parcela R_2 da resistência elétrica do rotor, que independente do escorregamento, representa as perdas no cobre do rotor.

A potência mecânica desenvolvida é dada em (11), e pode ser reescrita como

**Figura 5** – Circuito Equivalente do Rotor do Motor de Indução.

Fonte: Adaptado de Sen (2007).

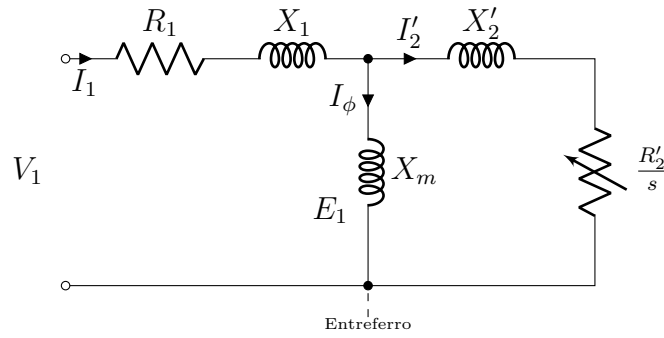
$$P_{mec} = I_2^2 \frac{R_2}{s} (1 - s) \quad (11)$$

$$P_{mec} = (1 - s) P_{ag} \quad (12)$$

$$P_{mec} = \frac{1 - s}{s} P_2. \quad (13)$$

O circuito equivalente do MIT da Figura 4 não é muito adequado para avaliar o desempenho do motor de indução; assim a literatura sugere algumas simplificações. A simplificação recomendada pela IEEE sugere que se agrupe as perdas no núcleo do estator com as perdas por atrito e ventilação, que é chamado de perdas rotacionais, resultando no circuito da Figura 6. Esse circuito equivalente é apropriado para situações em que a tensão induzida E_1 é muito diferente da tensão de entrada V_1 da máquina de indução (IEEE-112, 2004).

Para efeito de simplificação dos cálculos, V_1 , R_1 , X_1 e X_m no circuito equivalente do estator da Figura 6 podem ser substituídos pelo equivalente de Thevenin V_{th} , R_{th} e X_{th} mostrado na Figura 7. A tensão de Thevenin é calculada da seguinte forma:

**Figura 6** – Circuito Equivalente IEEE para o Motor de Indução.

Fonte: Adaptado de Sen (2007).

$$V_{th} = \frac{X_m}{[R_1^2 + (X_1 + X_m)^2]^{1/2}} V_1. \quad (14)$$

Se $R_1^2 \ll (X_1 + X_m)^2$, como normalmente é o caso, temos:

$$V_{th} \approx \frac{X_m}{(X_1 + X_m)} V_1 = K_{th} V_1. \quad (15)$$

A impedância de Thevenin é dada por:

$$Z_{th} = \frac{jX_m(R_1 + jX_1)}{R_1 + j(X_1 + X_m)} = R_{th} + jX_{th}. \quad (16)$$

Se $R_1^2 \ll (X_1 + X_m)^2$, temos:

$$R_{th} \approx \left(\frac{X_m}{X_1 + X_m} \right)^2 R_1 = K_{th}^2 R_1. \quad (17)$$

Se $X_1 \ll X_m$ temos que:

$$X_{th} \approx X_1 \quad (18)$$

e desse modo obtêm-se os parâmetros para o circuito equivalente de Thevenin que são apresentado na Figura 7.

2.1.3 Curva Característica do Motor de Indução Trifásico

Os circuitos equivalentes das Figuras 6 e 7 podem ser usados para avaliar as características de desempenho do MIT como rendimento, fator de potência, torque de partida, torque máximo entre outras. Tomando a definição de torque para máquinas rotativas (19)

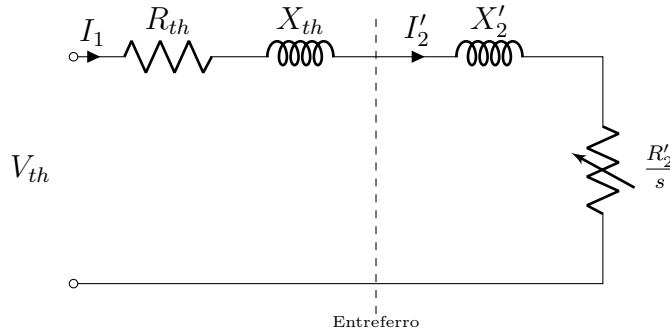


Figura 7 – Circuito Equivalente Thevenin para o Motor de Indução.

Fonte: Adaptado de Sen (2007).

e resolvendo com (9), temos uma expressão para o torque em função dos parâmetros no circuito equivalente de IEEE

$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega_m} \quad (19)$$

$$T_{mec} = \frac{P_{ag}}{\omega_s} = \frac{I_2'^2 (R'_2/s)}{\omega_s} \quad (20)$$

em que

$$\omega_s = \frac{4\pi f_1}{p}. \quad (21)$$

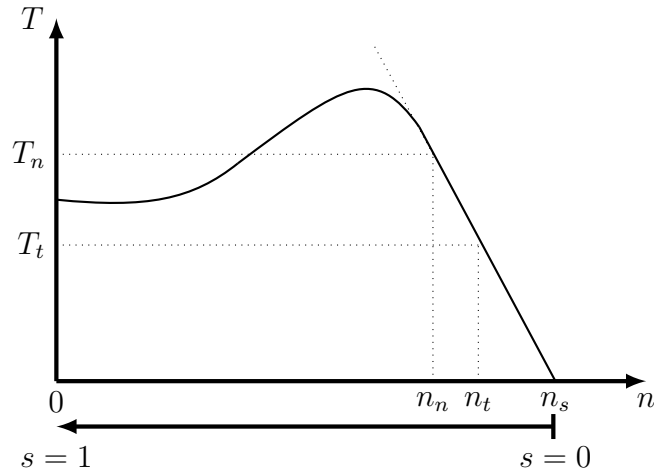
Calculando a corrente I_2' do circuito equivalente da Figura 7 obtemos (22). Substituindo essa corrente (20) temos a expressão para o torque expressa

$$I_2' = \frac{V_{th}}{(R_{th} + R'_2/s) + j(X_{th} + X'_2)} \quad (22)$$

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_s} \frac{V_{th}^2}{(R_{th} + R'_2/s)^2 + (X_{th} + X'_2)^2} \frac{R'_2}{s}. \quad (23)$$

Os parâmetros V_{th} , R_{th} , R'_2 , X_{th} , X'_2 são obtidos através de ensaios no MIT que serão abordados na Seção 2.2.

A Figura 8 apresenta uma curva com o comportamento típico do *torque* $\times$ *velocidade* obtida a partir de (23). Na Figura 8 nota-se uma relação *torque* $\times$ *velocidade* linear próximo a velocidade síncrona. (SEN, 2007; BIM, 2014).

**Figura 8** – Curva conjugado $\times$ velocidade.

Fonte: Adaptado de Sen (2007).

2.1.4 Rendimento em Motores de Indução Trifásicos

O rendimento é o percentual da potência de entrada que é efetivamente transformada em potência útil na realização de trabalho. A parcela de potência que não realiza trabalho é chamada de perdas (BIM, 2014). Em qualquer sistema o rendimento η é calculado pela razão entre a potência de saída P_s dividida pela potência de entrada P_e como descrito em (24). A potência de saída pode ser escrita como a potência de entrada subtraindo-se as perdas (P_{Perdas}), relação expressa por (25).

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} \quad (24)$$

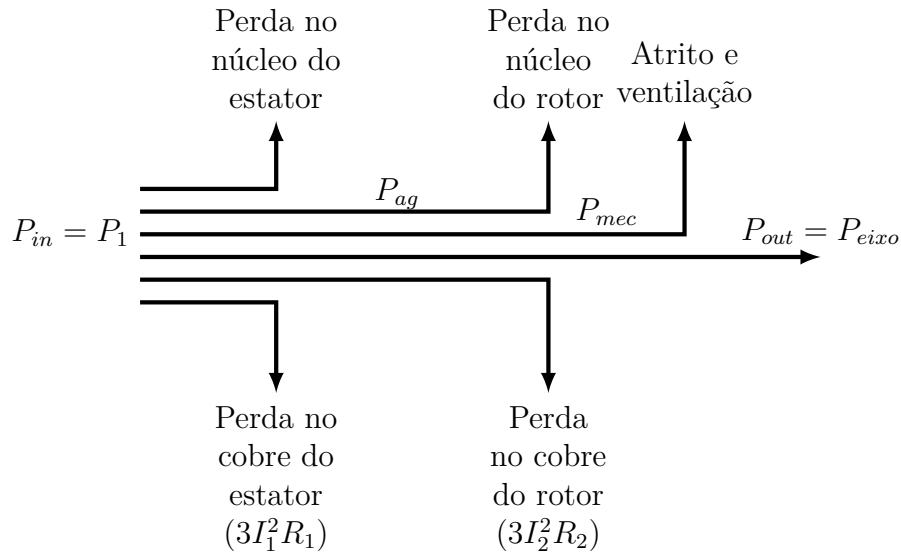
$$P_s = P_e - P_{Perdas}. \quad (25)$$

Em motores elétricos de indução o rendimento pelo método direto é definido pela ABNT NBR 17094-3 como a relação entre a potência mecânica no eixo P_{eixo} e a potência de entrada P_1 , como expresso na forma percentual dada por (26). Num motor elétrico, a potência de entrada é a potência elétrica solicitada da rede.

$$\eta_{\%} = \frac{P_{eixo}}{P_1} \times 100\%. \quad (26)$$

De modo semelhante a (25), a potência no eixo P_{eixo} é igual a potência de entrada P_1 subtraindo-se as perdas P_{Perdas} , relação expressa em (27).

$$P_{eixo} = P_1 - P_{Perdas}. \quad (27)$$

**Figura 9** – Fluxo de Potência no MIT.

Fonte: Adaptado de Sen (2007).

Sendo que as perdas podem ser classificadas em: perdas joule no enrolamento estatórico (perdas no cobre); perdas joule no enrolamento (ou gaiola) rotórico; perdas magnéticas no núcleo (perdas no ferro); e perdas por atrito e ventilação. (ABNT NBR 17094-3, 2018).

O fluxo de potência mostrado na Figura 9 apresenta as perdas no MIT e em que ponto da máquina elas se localizam.

Vale ressaltar ainda que a potência mecânica expressa por (11) não se refere a potência mecânica no eixo pois falta descontar as perdas por atrito, ventilação e perdas adicionais denominada perdas rotacionais P_{rot} . Essa relação está expressa em (28). Pode-se ainda observá-la na Figura 9 que

$$P_{eixo} = P_{mec} - P_{rot}. \quad (28)$$

Segundo a NBR 7094, para motores de indução trifásicos com rotor em gaiola são estabelecidas duas linhas de padronização no que se refere ao rendimento de plena carga: linha padrão e a linha de alto rendimento. Os motores de alto rendimento têm seus projetos modificados em relação aos da linha padrão objetivando a diminuição das perdas globais e consequente aumento do rendimento (NBR 7094, 2003).

2.2 Ensaios para Determinação dos Parâmetros dos MIT

Os parâmetros elétricos e mecânicos de um motor de indução trifásico podem ser diferentes daqueles apresentados nas placas de identificação e nos manuais dos fabricantes. Logo, durante a vida útil do motor, existe a necessidade de monitorar esses parâmetros. Os parâmetros do motor são obtidos através de ensaios e medições. Os ensaios permitem ainda obter os parâmetros de circuito equivalente para análise do desempenho do motor de indução trifásico.

A maioria dos métodos de ensaios se baseiam nas principais normas nacionais (ou regionais), a saber:

- IEEE Std. 112 — Norma Norte Americana
- IEC 60034-2-1 — Norma Europeia
- CSA C390 — Norma Canadense
- JEC 37 — Norma Japonesa
- GOST 25941-83 — Norma Russa
- ABNT NBR 17094-3 — Norma Brasileira

Comparativo entre essas normas podem ser encontrados em Sousa et al. (2020) e em Tsybikov, Beyerleyn e Tyuteva (2017). Essa normas apresentam o método direto e vários métodos indiretos, para obtenção do rendimento, sendo os métodos indiretos mais indicados sobretudo em motores menores. O método direto por ser mais intuitivo também aparece como alternativa e geralmente são sugeridos para motores de grande porte.

Nesse trabalho é utilizada a NBR 17094-3. Essa norma foi produzida pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) e foi baseada na IEEE 112. A NBR 17094-3 contém 10 métodos de ensaio para determinação do rendimento e esses métodos são complementados por outros ensaios como ensaio à vazio e ensaio de rotor bloqueado, dentre outros, que visam verificar o desempenho do MIT.

A NBR 17094-3 apresenta os seguinte métodos de ensaios:

- Método 1 – Medição direta da potência de entrada e de saída;
- Método 2 – Ensaio dinamométrico com medição indireta das perdas suplementares e medição direta das perdas no estator (I_2R), no rotor (I_2R), no núcleo e por atrito e ventilação;

- Método 3 – Motores idênticos com separação de perdas e medição indireta das perdas suplementares;
- Método 4 – Medição da potência elétrica em carga com separação de perdas e medição direta das perdas suplementares;
- Método 5 – Medição da potência elétrica sob carga com separação de perdas e valor atribuído às perdas suplementares;
- Método 6 – Determinação do circuito equivalente com a medição direta das perdas suplementares;
- Método 7 – Determinação do circuito equivalente com valor atribuído às perdas suplementares;
- Método 8 – Determinação do circuito equivalente calibrado por um ponto de carga do Método 3;
- Método 9 – Determinação do circuito equivalente calibrado por um ponto de carga do Método 4;
- Método 10 – Determinação do circuito equivalente calibrado por um ponto de carga do Método 5.

O método para cálculo do rendimento da NBR 17094-3 empregado nesse trabalho foi o *Método 5*. A escolha desse método foi devido ao fato das perdas serem atribuídas, simplificando assim os experimentos por não precisar de ensaio adicional para se chegar às perdas. Outro motivo para a escolha desse método é a possibilidade de sua realização na bancada disponível, tendo em vista que ensaios como os dos *Métodos 2 e 3* requerem componentes adicionais que não estão disponíveis na bancada de ensaio. Pode-se acrescentar ainda como motivo da escolha do *Método 5* o fato dele ser bastante empregado na literatura.

A seguir são listados procedimentos para os ensaios e cálculos retirados do Método 5 da ABNT NBR 17094-3 para o caso de motores com potência maior que 750 W e menor ou igual a 90 kW. Para elucidação de alguns procedimentos, foram utilizados a norma IEEE 112 além de resumos da ABNT NBR 17094-3 apresentados em Oliveira (2018) e Silva (2012).

2.2.1 Medição da Resistência do Enrolamento

Essa medição é realizada para uso no cálculo das perdas à vazio no motor e no cálculo da resistência do rotor R_2 para o modelo de circuito equivalente do MIT apresentado na Figura 4. Pode-se usar a ponte de Wheatstone ou de Kelvin, ou ainda através da

aplicação de uma tensão DC e medir a tensão e corrente (método V-A), ou mesmo o uso de um multímetro com precisão centesimal. Quando aplicar tensão DC e medir a tensão e a corrente, não se pode aplicar corrente que exceda 15% do valor nominal do enrolamento. Usando qualquer um dos métodos, deve-se medir as três resistências e utilizar a média dessas resistências (R_f). Também é preciso registrar a temperatura ambiente no momento do ensaio (t_f).

A obtenção da resistência depende de como os enrolamentos do motor estão ligados:

- (a) se todos os terminais dos enrolamentos forem acessíveis, a medição é realizada diretamente entre estes terminais (caso de motores com seis e doze pontas ou três pontas com o neutro acessível – ligação estrela);
- (b) se os terminais dos enrolamentos não forem acessíveis, a medição é realizada entre dois a dois terminais sucessivamente, utilizando a resistência equivalente, dependente da ligação dos enrolamentos.

Os valores de resistência ôhmica encontrados devem ser corrigidos para a temperatura de referência de 25 °C conforme

$$R_{corr1} = R_f \times \left(\frac{t_e + k}{t_f + k} \right) \quad (29)$$

onde

R_{corr1} — resistência do enrolamento, corrigida para uma temperatura especificada, t_e , expressa em ohms (Ω);

t_e — temperatura especificada para correção da resistência, expressa em graus Celsius (°C);

R_f — resistência do enrolamento obtida no ensaio, à temperatura t_f , expressa em ohms (Ω);

t_f — temperatura do enrolamento por ocasião da medição da resistência, expressa em graus Celsius (°C);

k — igual 234,5 para cobre eletrolítico com 100% de condutividade ou 225 para alumínio com condutividade em volume de 62% IACS (*International Annealed Copper Standard*).

2.2.2 Ensaio à Vazio

Após a medição da resistência do enrolamento a ABNT NBR 17094-3 sugere a realização do ensaio à vazio no motor sob ensaio.

O ensaio a vazio de um motor de indução fornece as perdas no núcleo e as perdas por atrito e ventilação. A norma sugere que o ensaio seja realizado em condições nominais de tensão e frequência para qual ele foi projetado.

O motor é posto a funcionar, e para que os mancais se lubrifiquem adequadamente e a temperatura do motor se estabilize, deve ser operado até que a potência de entrada tenha se estabilizado, o que a norma indica não variar mais que 3% entre duas leituras sucessivas à mesma tensão em intervalos de 30 minutos. As perdas em vazio são consideradas estabilizadas se o ensaio em vazio for realizado após o ensaio de elevação de temperatura.

São tomadas medidas das tensões de fase V_0 , corrente de linha à vazio I_0 , potência elétrica de entrada à vazio P_0 , fator de potência FP_0 e temperatura do ensaio t_0 . A leitura da potência de entrada representa o total da perda em vazio P_0 , que é composta pela soma da perda I_2R no estator ($P_{estator}$), das perdas por atrito e ventilação P_{av} e perdas no núcleo $P_{núcleo}$ conforme expresso pela Equação 30.

$$P_0 = P_{estator} + P_{av} + P_{núcleo}. \quad (30)$$

Operando a vazio, a corrente no rotor é a mínima necessária, suficiente apenas para produzir conjugado que supere as perdas por atrito e ventilação. As perdas no cobre do rotor I^2R , por serem muito baixas, podem ser desprezadas. No caso do estator, as perdas a vazio I^2R são apreciáveis devido a corrente de excitação. Assim, em condições nominais de funcionamento e desprezando-se as perdas I^2R no rotor, as perdas rotacionais P_{rot} podem ser encontradas subtraindo-se as perdas I^2R no estator da potência de entrada à vazio P_0 conforme (31) (FITZGERALD; ET.AL, 2006; ABNT NBR 17094-3, 2018).

$$P_{rot} = P_0 - P_{estator}. \quad (31)$$

As perdas no estator são definidas como

$$P_{estator} = 3I_0^2 R_{corr1} \quad (32)$$

sendo que a soma das perdas por atrito e ventilação com as perdas no núcleo são chamadas de perda rotacionais P_{rot} , definido como

$$P_{rot} = P_{av} + P_{núcleo}. \quad (33)$$

Para separar as perdas por atrito e ventilação das perda no núcleo a ABNT NBR 17094-3 recomenda outro ensaio. As perdas por atrito e ventilação são quantificadas variando-se a tensão desde 110% do valor nominal até o ponto no qual a diminuição da

tensão provocar uma leve elevação de corrente. A leitura de potência nesse ponto conduz à perda por atrito e ventilação. Assim, a $P_{núcleo}$ é expressa conforme

$$P_{núcleo} = P_0 - (P_{estator} + P_{av}). \quad (34)$$

Sob carga as perdas rotacionais são consideradas o mesmo valor de quando a vazio.

As informações obtidas nesses ensaios servirão mais adiante para a determinação dos parâmetros do ramo magnetizante no modelo do MIT na Figura 4.

2.2.3 Ensaios com Rotor Bloqueado

No ensaio com rotor bloqueado a velocidade do motor é nula e o escorregamento tende à unidade (vide Figura 8). Esse ensaio fornece informações sobre a resistência do rotor R_2 e sobre as reatâncias de dispersão X_1 e X_2 representados na Figura 4.

O rotor deve ser bloqueado de tal maneira que não possa se mover, e a tensão imposta deve ser aumentada gradualmente até que a corrente de valor aproximadamente ao nominal seja obtida. Tensão e corrente em todas as fases devem ser lidas e registradas, assim como a potência fornecida pela rede e a temperatura do ensaio. (ABNT NBR 17094-3, 2018).

Ou a temperatura ou a resistência do enrolamento do estator deve ser registrada, assim como a frequência de ensaio. Precauções devem ser tomadas para não sobreaquecer os enrolamentos.

Nesta condição, as perdas no núcleo (ferro) são desprezíveis e não há perdas mecânicas já que o motor encontra-se parado. A potência total solicitada pelo motor representa as perdas elétricas no cobre do estator e nas barras de cobre ou alumínio do rotor à plena carga (KOSOW, 1993).

Os dados obtidos deste ensaio juntamente com os dados dos ensaios anteriores serão utilizados como parte dos parâmetros elétricos do motor.

2.2.4 Determinação dos Parâmetros Elétricos do MIT

Os parâmetros R_c , X_m , R_1 , X_1 , X_2 e R_2 do circuito equivalente, da Figura 4, necessários para o cálculo do desempenho do motor de indução submetido a uma carga, podem ser obtidos através de ensaios a vazio e de rotor bloqueado e da medição da resistência do estator em corrente contínua citados anteriormente. Serão apresentados os cálculos para determinação desses parâmetros com base nos resultados dos ensaios.

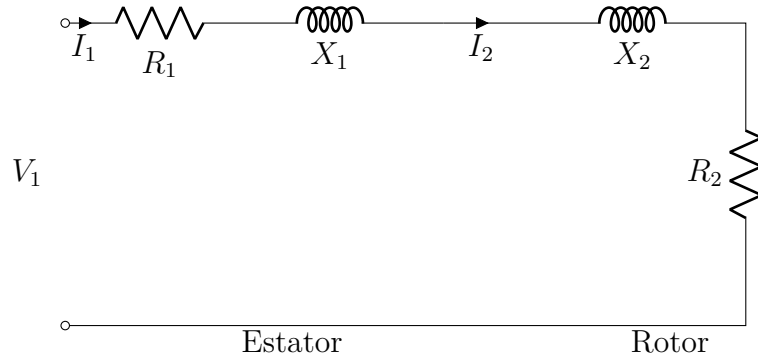


Figura 10 – Circuito equivalente monofásico de um motor de indução na condição de rotor bloqueado.

Fonte: Adaptado de Sen (2007).

Determinação das impedâncias de dispersão

Com base nas medidas de rotor bloqueado, é possível obter o circuito equivalente monofásico nessa condição, conforme ilustrado na Figura 10. A impedância de rotor bloqueado é calculada por

$$Z_{bl} = \frac{\sqrt{3}V_{bl}}{I_{bl}} \quad (35)$$

onde

Z_{bl} — Impedância com rotor bloqueado;

V_{bl} — Tensão com rotor bloqueado;

I_{bl} — Corrente com rotor bloqueado.

A resistência do rotor é calculada por

$$R_2 = Z_{bl} \times \cos \varphi_{bl} - R_{corr1} \quad (36)$$

sendo que a correção de R_2 é realizada com o cálculo

$$R_{corr2} = R_2 \times \left(\frac{t_f + k}{t_{bl} + k} \right). \quad (37)$$

Para o cálculo da reatância de dispersão é adotado

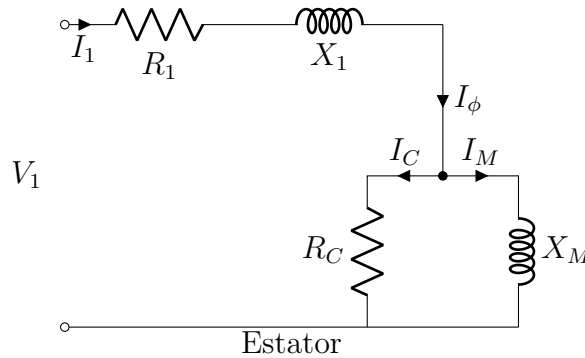
$$X_{bl} = Z_{bl} \times \sin \varphi_{bl} \quad (38)$$

sendo X_{bl} definido como

Fração X_1/X_2	Categoria
0,78	D e motores de rotor bobinado
0,68	N
0,58	H

Quadro 1 – Distribuição de reatâncias de dispersão em MIT.

Fonte: ABNT NBR 17094-3 (2018)

**Figura 11** – Circuito equivalente monofásico de um motor de indução na condição à vazio.

Fonte: Adaptado de Sen (2007).

$$X_{bl} = X_1 + X_2 \quad (39)$$

onde

 R_2 — Resistência do rotor na temperatura do ensaio com rotor bloqueado; R_{corr2} — Resistência dos enrolamentos do estator na temperatura do ensaio com rotor bloqueado; $\cos \varphi_{bl}$ — Fator de potência com rotor bloqueado; X_{bl} — Reatância com rotor bloqueado.

Quando não estão disponíveis os detalhes de projeto, a obtenção dos valores de X_1 e X_2 de 39 é realizada conforme o Quadro 1.

Determinação das impedância do ramo de magnetização

Esses parâmetros são obtidos através dos dados do ensaio à vazio. No ensaio à vazio o circuito equivalente do motor da Figura 4 pode ser simplificado para o circuito da Figura 11.

Assim as corrente I_C e I_M são determinadas por

$$I_C = \frac{I_0}{\sqrt{3}} \cos \varphi_0 \quad (40)$$

$$I_M = \frac{I_0}{\sqrt{3}} \sin \varphi_0 \quad (41)$$

em que $\cos \varphi_0$ é o fator de potência do ensaio à vazio.

A tensão sobre o ramo magnetizante V_2 pode ser calculada usando dados dos ensaios a vazio e de rotor bloqueado conforme

$$V_2 = V_0 - \left(\sqrt{R_{corr1}^2 + X_1^2} \right) \frac{I_0}{\sqrt{3}} \quad (42)$$

e então podemos obter os valores dos parâmetros R_C e X_M na forma

$$R_C = \frac{V_2}{I_C} \quad (43)$$

$$X_M = \frac{V_2}{I_M}. \quad (44)$$

2.2.5 Ensaio com Carga

No Ensaio com carga o motor de indução trifásico é posto em funcionamento onde são obtidos dados elétricos e mecânicos com os seguintes percentuais do carregamento nominal: 150%, 125%, 100%, 75%, 50% e 25%. As medições devem ser tomadas quando a temperatura do motor alcançar o equilíbrio térmico, ou seja, quando não houver variação de temperatura maior que 1°C em 30 minutos. Pode-se fazer o ensaio de elevação de temperatura antes de fazer o ensaio com carga para alcançar o equilíbrio térmico. É preciso também que haja a estabilização dos mancais. A estabilização pode ser considerada alcançada quando a potência absorvida em vazio (ou acoplada a um dinamômetro desenergizado) não variar mais do que 3 % entre duas leituras sucessivas à mesma tensão, em intervalos de 30 min.

Caso se utilize dinamômetro para medição do torque será necessário fazer correção conforme o Formulário 2 da ABNT NBR 17094-3. Em casos que é utilizado um transdutor de torque rotativo (torquímetro) não há necessidade de correção.

É necessário registrar os dados de tensão (V_C), corrente (I_C), potência elétrica (P_C), rotação (n), torque (T) e temperatura (t_{sc}) à medida que se varia a carga do valor máximo (150% da carga nominal) para o mínimo (25% da carga nominal) como indicado

Potência nominal do motor	Perda suplementar (% da potência de saída nominal)
(0,75 – 90) kW	1,8
(91 – 375) kW	1,5
(376 – 1839) kW	1,2
≥ 1840 kW	0,9

Quadro 2 – Valores atribuídos à perda suplementar.

Fonte: ABNT NBR 17094-3 (2018).

acima. Para cada ponto de carga pode-se tomar várias medidas e calcular a média de modo que, ao final, se obtenha as variáveis para cada um dos seis pontos de carga.

O cálculo a ser realizado para se obter a potência mecânica no eixo em cada ponto de carga é dado pela Equação (45)

$$P_{mec} = T \times \omega. \quad (45)$$

Perdas Suplementares e I^2R no rotor

As perdas suplementares são perdas adicionais no ferro e em outras partes metálicas (exceto os condutores), introduzidas pela carga e perdas nos condutores do enrolamento do estator e do rotor causadas por correntes parasitas dependentes da variação do fluxo (ABNT NBR 17094-3, 2018).

O Método 5 da NBR emprega a *Perda Suplementar Atribuída*, ou seja, quando a perda suplementar não é medida e é considerada aceitável conforme as normas aplicáveis ou especificações, o valor da perda suplementar à carga nominal deve ser atribuído como indicado no Quadro 2.

Para outro ponto que não seja o da carga nominal, a norma indica que deve ser atribuída a perda suplementar proporcional à corrente do rotor ao quadrado conforme (46)

$$P_{sup} = P'_{sup} \left(\frac{I_2}{I'_2} \right)^2 \quad (46)$$

onde

P'_{sup} — Valor da perda suplementar atribuída, correspondente ao valor da corrente do rotor I'_2 ;

I_2 — Valor da corrente do rotor no ponto da carga para o qual a perda suplementar deve ser determinada;

I'_2 — Valor da corrente do rotor correspondente à carga nominal.

A corrente do rotor correspondente à carga nominal I'_2 é obtida através de (47)

$$I'_2 = \sqrt{I^2 - I_0^2} \quad (47)$$

onde

I — Valor da corrente nominal de linha do estator;

I_0 — Valor da corrente em vazio do estator.

Para se determinar as perdas I^2R no rotor (P_{rotor}) para cada ponto de carga, emprega-se a potência elétrica de entrada em cada ponto de carga (P_1), as perdas I^2R no estator ($P_{estator}$), as perdas no núcleo ($P_{núcleo}$) e o escorregamento corrigido s_{corr} conforme 49. Lembrando que as perdas no núcleo $P_{núcleo}$ obtidas no ensaio à vazio são constantes para todos os pontos de carga.

$$P_{rotor} = (P_1 - P_{estator} - P_{núcleo})s_{corr}. \quad (48)$$

O escorregamento corrigido é calculado por 49

$$s_{corr} = s \left(\frac{t_e + k}{t_1 + k} \right) \quad (49)$$

onde

t_1 — temperatura ambiente no momento do ensaio com carga.

Determinação do Rendimento

Para o cálculo do rendimento deve-se recalcular a potência de saída corrigida

$$P_{eixo} = P_1 - P_{estator} - P_{rotor} - P_{sup} - P_{núcleo} - P_{av} \quad (50)$$

para então substituir em (26). Lembrando que as perdas por atrito e ventilação assim como as perdas no núcleo permanecem constante com a variação de carga no motor de indução trifásico se a frequência da rede é mantida constante

$$\eta = \frac{P_{eixo}}{P_1}. \quad (51)$$

Para determinar o rendimento em pontos específicos de carga, deve-se fazer uma curva de rendimento $\eta \times \text{potência de saída corrigida } P_{eixo}$ e calcular os valores desejados. Os pontos desse gráfico podem ser interpolados de modo que possa se obter o rendimento para qualquer ponto através desse gráfico.

O fator de potência é calculado para cada ponto exato de carga conforme expresso pela Equação (52).

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + 3 \left(\frac{W_1 - W_2}{W_1 + W_2} \right)^2}}. \quad (52)$$

Na (52) W_1 e W_2 são as leituras da potência elétrica que alimenta o MIT tomadas utilizando o Método dos Dois Wattímetros. Lembrando que nesse método a soma de W_1 e W_2 é igual à potência elétrica P_1 .

2.3 Controle de Velocidade em MITs

A fim de variar a velocidade no MIT pode-se substituir (1) em (2) e resolvendo essa equação para n e assim chega-se a (53). Essa equação relaciona os parâmetros que podem ser variados a fim de se alterar a velocidade de um MIT (WEG, 2014).

$$n = \frac{120}{p} f_1 (1 - s). \quad (53)$$

Assim, por (53) nota-se que é possível variar a velocidade no motor variando algum dos três parâmetros:

- **Número de polos do motor:** existem três modos de variar o número de polos de um motor assíncrono, são eles:
 - enrolamentos separados no estator;
 - um enrolamento com comutação no estator;
 - combinação dos dois anteriores.

Em todos os casos a mudança de velocidade é discreta;

- **Variação do escorregamento:** nesse método, a velocidade do campo girante é mantida constante, e a velocidade do rotor é alterada de acordo com as condições exigidas pela carga que podem ser:
 - variação da resistência rotórica;

- variação da tensão do estator;
- variação de ambas simultaneamente.

Essas variações aumentam as perdas rotóricas o que limita a utilização desse método.

- **Variação da frequência da tensão de alimentação do estator:** com a variação da frequência haverá variação do campo girante e variação da velocidade do eixo do motor. Esse é o método mais empregado e que abordaremos nesse trabalho.

Com a variação da frequência de alimentação do motor, além de variar a velocidade do motor, varia-se também o torque. É importante saber como o torque se comporta com a variação da frequência. Como descrito em (54), o torque no MIT é proporcional ao fluxo girante no motor ϕ_m , a corrente do rotor I_2 e a uma constante k_1 , que depende do material e do projeto da máquina (WEG, 2004b):

$$T = k_1 \phi_m I_2. \quad (54)$$

O fluxo por sua vez, pode ser expresso em função da tensão de fase induzida no enrolamento do estator E_1 , da frequência da fonte que alimenta o motor f_1 , e de uma constante que depende do material e do projeto do motor k_2 (WEG, 2004b):

$$\phi_m = k_2 \frac{E_1}{f_1}. \quad (55)$$

Considerando-se, no circuito equivalente da Figura 4, que a queda de tensão sobre R_1 e X_1 é pequena comparada a V_1 então $E_1 \simeq V_1$, assim o fluxo pode ser expresso como

$$\phi_m = k_2 \frac{V_1}{f_1}. \quad (56)$$

Dessa forma, ao variar a frequência de entrada no motor para ajustar a velocidade e manter o torque constante durante essa variação, a tensão V_1 pode ser ajustada proporcionalmente à variação da frequência para evitar a saturação magnética. Em frequências mais baixas (abaixo de 30 Hz), a queda de tensão sobre R_1 e X_1 (conforme a Figura 4) se torna comparável a V_1 , tornando a equação (56) inválida. Nesse caso, é necessário aumentar a razão V/f (consulte a Figura 12). Além disso, é importante considerar que a redução de V_1 em frequências mais baixas é crucial devido à diminuição das reatâncias com a frequência, evitando assim um aumento excessivo da corrente que poderia resultar no superaquecimento e danos ao motor.

Ainda observando a Figura 12, nota-se uma frequência chamada de frequência de base f_b a qual fornece a condição de torque máximo quando a tensão V_1 é a tensão

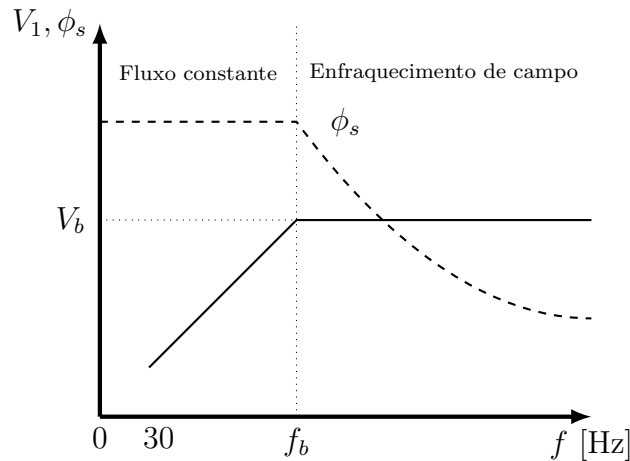


Figura 12 – Relação tensão e *fluxo × frequência* no estator de um MIT.

Fonte: Sen (2007).

nominal. Abaixo da frequência de base, se mantida a relação V_1/f_1 , o fluxo no entreferro se mantém constante e consequentemente o torque também se mantém constante. Acima da frequência de base, V_1 não pode ser incrementado com o aumento da frequência, pois V_1 acima da tensão nominal haveria danos ao isolamento do circuito do estator podendo levá-lo à condição de curto circuito. Então, acima de f_b a tensão de entrada V_1 é mantida no valor nominal do motor e o aumento de f_1 provoca um enfraquecimento de campo devido a diminuição da relação V_1/f_1 . Por consequência do enfraquecimento de campo, observado na Figura 12, tem-se a diminuição no torque (SEN, 2007).

As características do *torque* em função da *velocidade* para operação em frequência variável são ilustradas na Figura 13. Desde frequências menores até a frequência base, a tensão pode ser ajustada até atingir o valor máximo, permitindo que o torque seja mantido constante. Acima da frequência base, a tensão no motor não pode ser aumentada, resultando na diminuição do fluxo no entreferro e, consequentemente, na redução do torque do motor. Nessa região, conhecida como a zona de enfraquecimento de campo, é possível operar o motor com potência constante (SEN, 2007).

2.3.1 Conversores de Frequência

Como visto, a velocidade do MIT pode ser alterada variando-se a frequência da alimentação do motor. Nesse tipo de aplicação é requerido um dispositivo capaz de modificar a frequência do sinal de alimentação do motor e o mais usual é *conversor de frequências* conhecido também por *inversor de frequência*.

O desempenho dos motores dependem de suas características elétricas e mecânicas especificados na placa de identificação do mesmo conforme a ABNT NBR 17094-1. Essas informações são especificadas para as condições de tensão e frequência nominais, no caso

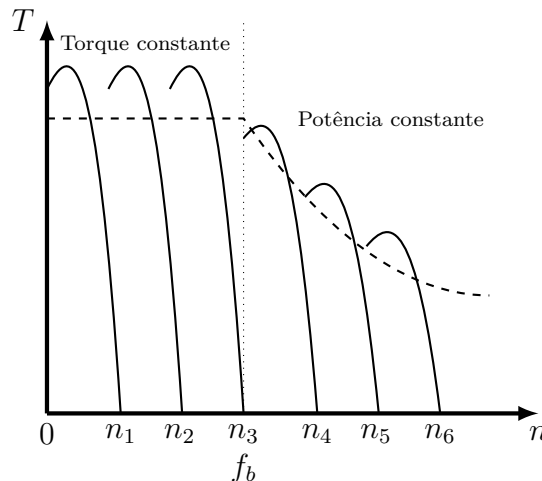


Figura 13 – Características de *torque* $\times$ *velocidade* no motor de indução trifásico.

Fonte: Sen (2007).

do Brasil a frequência nominal é de 60 Hz. Os dados da placa são válidos para o MIT somente nas condições nominais de acionamento, o que não ocorre quando são acionados por conversores de frequência e esteja operando numa frequência diferente da nominal.

Existem diversas vantagens em acionar um motor elétrico a partir de um conversor de frequência, tais como: economia de energia, eliminação de picos de corrente de partida, melhor rendimento do motor e dentre outros, pode-se destacar ainda, o melhoramento do desempenho de equipamentos ligados aos motores, devido à adaptação da velocidade aos requisitos do processo. Como desvantagens podemos citar seu custo inicial relativamente alto, o fato de requerer técnicos especializados para a manutenção, além da limitação do uso em sistemas de bombeamento de líquido com partículas em suspensão. (WEG, 2004b).

O controle de motores com conversores se dá basicamente de uma das duas formas: controle escalar e controle vetorial. O tipo de controle escalar é usado em tarefas mais simples e ainda são comumente encontrados em diversas aplicações na indústria.

Em linhas gerais o *controle escalar* baseia-se em uma estratégia de comando que consiste em manter constante a relação V_1/f_1 e com isso mantém também o torque constante, igual ao torque nominal, independente da velocidade de funcionamento do motor.

Uma análise simplificada da Equação (22) evidencia que a corrente que circula pelo estator depende, essencialmente, da Lei de Ohm ($I = V/Z$). A impedância por sua vez é a composição da resistência e da reatância indutiva do estator como observado em (22). Sabe-se que a reatância indutiva ($X_L = 2\pi fL$) depende da indutância L do bobinado do estator e da frequência da tensão aplicada. Para frequências acima de 30 Hz o componente resistivo é muito pequeno se comparado ao componente reativo indutivo. No método de controle escalar o componente resistivo é desprezado e desta maneira obtém-se um

modelo simplificado onde a corrente é diretamente proporcional à tensão de alimentação e inversamente proporcional à indutância e à frequência. Com a estratégia de controle escalar varia-se a tensão proporcionalmente com a variação da frequência de modo que seja obtida no estator uma corrente constante na ordem da corrente nominal especificada para o motor (WEG, 2014).

O *controle escalar* normalmente é aplicado em sistemas mais simples e que não exijam respostas rápidas a comandos de torque e velocidade. Esse tipo de controle é o mais utilizado devido a sua simplicidade e devido ao fato de que a grande maioria das aplicações não requer alta precisão e/ou rapidez no controle da velocidade. Em aplicações onde é necessária um desempenho dinâmico elevado, com respostas rápidas e alta exatidão na regulação da velocidade e torque dos motores, faz-se uso de uma estratégia de comando denominado controle vetorial.

O circuito de potência de um inversor de frequência que implementa o controle vetorial não é diferente de um inversor que implementa o controle escalar e são compostos basicamente pelos mesmos blocos funcionais. O controle vetorial leva em consideração um modelo matemático mais complexo do motor e decompõe a corrente do estator em dois vetores: um que produz o fluxo magnetizante e outro que produz torque, regulando separadamente cada uma dessas grandezas (WEG, 2004b; WEG, 2014). Os controles escalar e vetorial podem ser realizado em malha aberta ou em malha fechada:

- **Sistema em malha fechada:** No sistema em malha fechada é necessário a instalação de um sensor de velocidade no eixo do motor. Este tipo de controle possibilita maior exatidão no controle da velocidade e do torque, inclusive em rotações muito baixas, próximo de zero.
- **Sistema em malha aberta:** O sistema em malha aberta é mais simples que o controle com sensor, entretanto, apresenta algumas limitações, principalmente no controle do torque em baixas rotações. Em velocidades maiores é praticamente tão eficiente quanto o controle vetorial em malha fechada (WEG, 2014).

As principais diferenças entre os dois tipos de estratégia são que o controle escalar considera apenas as amplitudes das grandezas elétricas instantâneas, referindo-as ao estator. O modelo matemático baseia-se no circuito equivalente do motor, isto é, são equações de regime permanente (WEG, 2004b). No controle vetorial admite a representação das grandezas elétricas instantâneas por meio de vetores. A modelagem matemática toma como base as equações espaciais dinâmicas do motor, e dessa maneira é possível a regulação independente para o torque e o fluxo. Neste trabalho utilizou-se uma estratégia de controle do motor parecida com a do controle escalar em malha aberta, porém não se manteve a relação V/f constante.

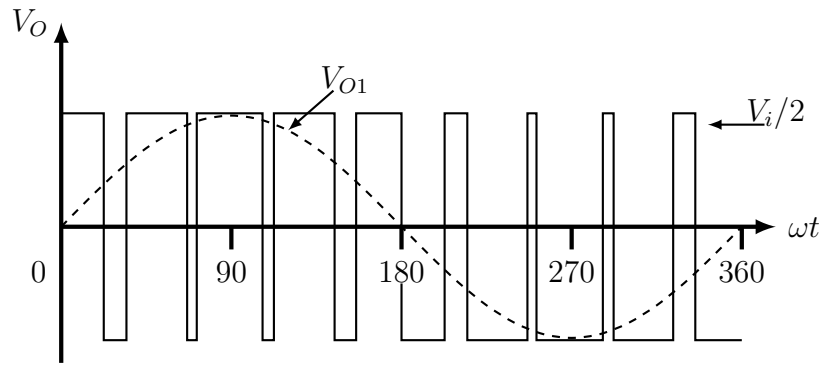


Figura 14 – Sinal Senoidal Modulado por Largura de Pulso.

Fonte: Rashid (2011)

2.3.2 Circuito Conversor de Frequência

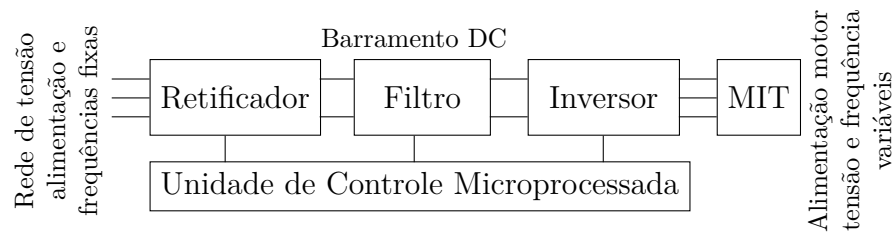
Com o advento da Eletrônica de Potência e barateamento dos custos dos componentes eletrônicos os inversores de fonte de tensão (VSIs) ou conversores de frequência são cada vez mais empregados no acionamento dos motores de indução trifásico (MIT) visando o melhor controle e conseqüente redução da energia consumida pelo motor.

Os Conversores Estáticos de Energia têm por objetivo produzir uma saída em corrente alternada (AC) a partir de uma fonte de corrente contínua (DC) controlando assim o fluxo de potência entre a fonte de energia elétrica e o equipamento consumidor. A saída alternada pode ter sua amplitude, frequência e fase controlados. De acordo a topologia o conversor estático pode ser considerado um Inversor Fonte de Tensão (VSI) ou Inversor Fonte de Corrente (CSI). Consideraremos aqui apenas o VSI.

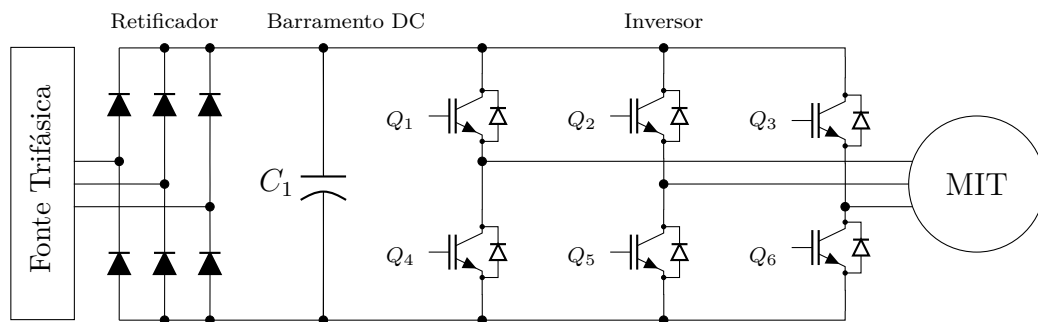
Os VSIs são construídos a partir de IGBTs, que devem ser chaveados adequadamente, e a forma de onda da saída produzida é em corrente alternada e composta por valores discretos. A tensão de saída produzida comumente por VSI é um sinal sinusoidal Modulado por Largura de Pulso (sPWM) conforme as linhas cheias da Figura 14. Embora esta forma de onda não seja sinusoidal como esperado, sua componente fundamental se comporta como tal (vide v_{o1} na Figura 14).

Um diagrama de blocos de um conversor de frequência é apresentado na Figura 15. Nota-se na figura que a tensão de alimentação do motor é obtida do sinal da rede retificado e controlado eletronicamente afim de se obter o sinal PWM.

Nesse trabalho é utilizada a topologia da fonte de tensão trifásica básica, a mais comumente difundida na literatura e apresentada na Figura 16. O propósito é fornecer uma fonte de tensão trifásica cujas amplitude, fase e frequência são controláveis. O inversor é composto de seis chaves implementados numa configuração como mostrado na Figura 16. Nessa figura, observa-se fonte de tensão (v_i) que corresponde a tensão fornecida por uma fonte retificada, em seguida são apresentados capacitores, que devem

**Figura 15** – Diagrama de blocos de um conversor de frequência.

Fonte: WEG (2014).

**Figura 16** – Esquemático básico de um conversor de frequência.

Fonte: Adaptado de WEG (2014).

ser de grande capacitância devido os harmônicos de corrente injetados pelo operação do inversor serem harmônicos de baixa ordem, e por fim têm-se os IGBTs separados em três seções com dois IGBTs cada.

A regra de chaveamento é que as chaves de uma mesma perna não podem ser fechadas simultaneamente. Assim existem oito estados válidos para as chaves apresentados na Quadro 3.

	G_{Q1}	G_{Q2}	G_{Q3}	G_{Q4}	G_{Q5}	G_{Q6}
→	1	0	1	0	1	0
	1	0	0	0	1	1
	1	1	0	0	0	1
	0	1	0	1	0	1
	0	1	1	1	0	0
	0	0	1	1	1	0

Quadro 3 – Estados válidos para o Conversor Trifásico.

Fonte: Adaptado de WEG (2014).

2.4 Motores de Indução Trifásico Acionados por Conversores de Frequência

A ABNT NBR 16881:2020 fornece parâmetros de desempenho para motores de indução de baixa tensão alimentados por conversores de frequência PWM tipo fonte de tensão. Além disso, a norma trata também de características de projeto dos motores de indução para serem acionados por conversores.

Os principais benefícios da alimentação de um motor de indução por conversores de frequência está na otimização do fluxo do motor dependendo da carga. Por exemplo, em rotações mais baixas o torque pode ser diminuído com a diminuição do fluxo, reduzindo assim a potência elétrica consumida bem como as perdas no motor.

As especificações elétricas e mecânicas do motor acionado pelo conversor de frequências dependem de um ponto-base de operação. Normalmente esse ponto-base é o ponto de maior torque e maior potência. Nesse ponto base o motor opera com suas características elétricas e mecânicas base como: rotação-base, tensão-base, corrente-base, conjugado-base e potência-base.

Sobre ensaios para determinação do rendimento no motor acionado por tensão senoidal (ou sinusoidal) a ABNT NBR 16881:2020 coloca que deve-se seguir as orientações contidas nas ABNT NBR 17094-3. Já para determinação do rendimento do motor acionado por conversores de frequência a ABNT NBR 16881:2020 indica a IEC/TS 60034-2-3. Acrescenta ainda que em ensaios mais precisos devem ser considerados o comportamento do sistema final do conjunto motor-conversor. A vida útil dos motores é cerca de 15 a 20 anos e dos conversores por volta de 5 a 10 anos.

No mercado, além dos motores disponíveis para partida direta na alimentação senoidal, existem motores cujo projeto foi otimizado para serem acionados por conversores de frequência. Ainda segundo a ABNT NBR 16881:2020, do ponto de vista do conversor, o motor é uma impedância variável com a frequência e as perdas na impedância ocorrem principalmente por causa do efeito peculiar nos enrolamentos do estator e nas barras do rotor em gaiola de esquilo. No projeto dos motores para serem acionados por conversores algumas medidas podem ser tomadas para diminuição das perdas adicionais provocadas pelo conversor como: projeto do rotor com ranhuras abertas, evitar curto-circuito entre as laminações do rotor, laminações mais finas no estator e no rotor para diminuir corrente parasitas, entre outras.

Em motores acionados por conversores de frequência, em dadas faixas de rotações podem ocorrer ressonâncias em parte do estator, no mecanismo de acoplamento ou na carga. Para se evitar essas ressonâncias pode-se diminuir a rampa de aceleração dimi-

nuindo assim o intervalo em que o motor opera na ressonância.

Normalmente, para projeto do conversor de frequências não é levado em conta o circuito equivalente do motor elétrico de indução à ser acionado. Porém impedâncias harmônicas do motor influenciam nas perdas causadas pelo harmônicos de tensão gerados pelo conversor de frequências. A característica não senoidais do sinal do conversor gera perdas adicionais ao motor equivalente de 1% a 2% da potências nominal do motor. Essas perdas diminuem com o aumento da frequência de chaveamento e com o uso de filtros.

Para diminuição das perdas adicionais causadas pelo conversor de frequência no motor elétrico de indução, pode-se diminuir o conteúdo harmônico na tensão de saída do conversor, o que pode ser alcançada empregando algum dos seguintes recursos: otimização dos padrões de pulso, configuração do conversor de frequência multinível, aumento da frequência de chaveamento (porém isso implica no aumento das perdas no conversor). Pode-se ainda empregar filtros para diminuir a amplitude da taxa de variação da tensão dos pulsos PWM. Essas medidas ajudam também na diminuição das oscilações do conjugado. Porém o emprego desse filtros alteram o tempo de resposta do conversor impactando assim na resposta dinâmica do sistema.

Sobre o ruído, segundo a ABNT NBR 16881:2020, na alimentação por conversor de frequência cria as seguintes variáveis que afetam o ruído emitido pelo motor: mudanças na rotação que influencia no ruído provocado pelos rolamentos, lubrificação e ventilação dos motores; excitações radiais e torcionais do núcleo devido as interações de ondas de diferentes frequências dos campo magnético no entreferro do motor elétrico. Quando a rotação é aumentada para além do ponto de início do enfraquecimento de campo existe a possibilidade do ruído nos enrolamentos aumentar drasticamente devido às harmônicas das frequências fundamentais que aumentam devido o escorregamento dos elementos rolantes.

Há ainda o ruído eletromagnético que é causado pelas harmônicas espaciais no entreferro, que para algumas rotações, causam esforços radiais no estator quando o motor é operado com fluxo constante. Esse ruído pode ocorrer tanto no motor acionado pela rede senoidal quanto acionado por conversor de frequências. De forma experimental tem-se que para frequências de chaveamento menor que 3 kHz as harmônicas ficam próximas as frequências naturais do motor do sistema mecânico ao qual o motor é aplicado. Pode-se fazer pequenos saltos em pequenas bandas de frequência para evitar esse tipo de ruído o que é chamado de “frequências evitadas”. Há ainda conversores com controle de frequência por histerese ou PWM avançado que não usam frequência de chaveamento fixa reduzindo assim o ruído eletromagnético consideravelmente. O acionamento por conversor de frequências pode aumentar também o nível de vibração em motores de indução trifásicos devido à forma de onda de saída no conversor. Caso o conversor tenha características de saídas adequadas e seja dada atenção às características mecânicas do motor, os níveis de ruído obtidos serão semelhantes aos produzidos pela alimentação senoidal.

Outra variável do motor elétrico que pode ser afetada pelo acionamento através de conversores de frequência é o nível de estresse dielétrico sofrido pelo sistema de isolamento. Para minimizar as perdas por chaveamento no conversor geralmente são utilizados tempo de subida (*risetime*) da ordem de 50 ns à 400 ns. Dependendo do tempo de subida do pulso de tensão na saída pelo conversor, dependendo do comprimento do cabo de alimentação e da impedância do motor, os pulsos geram sobretensões nos terminais do motor. Esses sinais são refletidos devido o descasamento de impedância entre o cabo e o motor e tempos de subida curto aumentam essas reflexões.

Para a correção do fator de potência (*FP*) em motores de indução acionados por conversores de frequência a ABNT NBR 16881:2020 não recomenda o uso de capacitores instalados entre o conversor e o motor, pois podem ocorrer danos ao conversor e os capacitores para correção de fator de potência normalmente não são projetados para operar em altas frequências. Nesse caso a correção do *FP* pode ser conseguida com o uso de um conversor com retificador ativo (*active front end*).

A ABNT NBR 16881:2020 acrescenta ainda que devido ao aumento de temperatura causado pelas perdas harmônicas o desempenho do conjugado de um motor alimentado com conversor normalmente é menor que o conjugado sob alimentação senoidal. O fator de redução do conjugado para a frequência-base varia normalmente de 0,8 a 1,0. Para diminuir a redução do conjugado pode-se aumentar a frequência de chaveamento do conversor, lembrando que esse aumento da frequência de chaveamento implica no aumento das perdas no conversor.

PROJETO

Neste Capítulo é apresentado a metodologia deste trabalho para estudo do rendimento em motores de indução trifásicos alimentados por conversores de frequência. Dois experimentos são descritos neste Capítulo juntamente com a bancada e com cada circuito montado para os experimentos.

Os experimentos são: os ensaios para obtenção dos parâmetros elétricos do motor e o ensaio com variação de carga. Ao final do Capítulo também é apresentado um experimento para validação do Sistema de Medição e seu resultados.

3.1 Metodologia do Estudo do Rendimento

Como apresentado na Seção 2.1.3, a curva característica do motor de indução trifásico relaciona o torque à velocidade do motor e que é obtida através dos parâmetros elétricos do mesmo. Quando observamos a Figura 8 notamos uma região da curva que se comporta praticamente de forma linear, também conhecida como região de trabalho. A região de trabalho compreende aproximadamente do ponto máximo de torque do motor até a situação de torque mínimo na região de operação. Na condição de torque mínimo a rotação do motor é a máxima, próximo a rotação síncrona. Outro ponto de vista pode ser sob a ótica do escorregamento. Quando o torque é mínimo, ou seja, o motor opera próximo da velocidade síncrona, o escorregamento teórico tende a zero conforme é expresso por (2) e pode ser conferido na Figura 8.

Neste trabalho foram realizados ensaios em 1 motor sob estudo afim de levantar seu modelo de circuito equivalente para então traçar sua curva pelo circuito equivalente conforme indicado na Figura 8. O motor sob estudo também foi submetido a carga

para se obter o torque associado à cada carga e velocidade, podendo-se assim obter seu rendimento.

Os experimentos realizados foram:

- **Experimento 01:** Ensaios para Obtenção dos Parâmetros Elétricos

Esse ensaio é dividido em três etapas:

- Medição da resistência à frio do estator;
- Ensaio à vazio;
- Ensaio a vazio com tensão reduzida;
- Ensaio de rotor bloqueado.

- **Experimento 02:** Ensaio com Variação de Carga

Cada um dos experimentos foi executado inicialmente com o motor alimentado com sinais senoidais da rede elétrica do laboratório em 60 Hz. Isso foi necessário para servir de parâmetro de comparação com os casos em que o motor foi alimentado com o conversor de frequência.

Os ensaios e os testes sob carga nos MIT foram realizados em determinadas frequências, a saber 40 Hz, 50 Hz, 60 Hz, 70 Hz e 80 Hz. As tensões foram variadas percentualmente em relação à tensão fornecida pela rede ou pelo conversor através do índice de modulação m nos valores 1.0, 0.9, 0.8 e 0.7. Essas variações de frequência e tensão foram importante para avaliar o desempenho da máquina em condições de tensão e frequências variáveis. O rendimento, cuja definição é dada por (24) necessita da potência de saída do motor, ou seja, da potência mecânica, e necessita também da potência de entrada que é a potência elétrica fornecida ao MIT. A potência de entrada pode ser obtida através da aquisição de dados de tensão e corrente da alimentação do motor juntamente com a defasagem entre essas duas grandezas. A potência mecânica de saída pode ser calculada através do produto do torque pela velocidade conforme expresso em (19) ou medida com auxílio de um torquímetro.

Portanto, para o estudo proposto por este trabalho e a realização dos devidos ensaios descritos em 2.2, faz-se necessária um *setup* com motor de indução trifásico, conversor de frequências, dispositivo de carga para o motor, além da medição de diversas grandezas como potência elétrica, torque, velocidade, etc. Um diagrama esquemático da ligação entre os dispositivos e os instrumentos é apresentado na Figura 17.

Nota-se na Figura 17 que o MIT sob estudo está alimentado por um inversor de frequências. O motor está conectado à um gerador CC através de um transdutor de torque e velocidade que fornece esses dados à um dispositivo de aquisição de dados (DAQ). O gerador CC está conectado à cargas resistivas

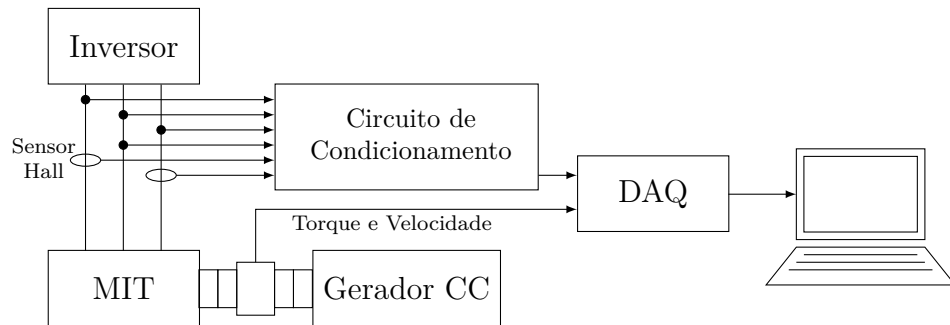


Figura 17 – Diagrama da montagem experimental.

Fonte: Próprio autor.

3.1.1 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo principal a obtenção dos parâmetros elétricos e de desempenho do motor de indução trifásico na situação em que o motor é alimentado tanto com tensão e frequência nominal da rede e o caso em que o motor é alimentado por um conversor de frequências. Esse estudo visa contribuir para se obter um meio de fazer a análise do rendimento e torque do motor quando alimentado em frequência variável.

3.2 Objetivos específicos

- Projetar e montar os circuitos eletrônicos que compõem o conversor de frequências;
- Desenvolver um *software* para o dispositivo microprocessado para o controle do conversor;
- Projetar, montar e calibrar o circuito eletrônico de aquisição e condicionamento dos dados elétricos de tensão e corrente;
- Integrar os circuitos dos itens anteriores à um dispositivo de aquisição de dados e a um computador de uso pessoal.
- Realizar os ensaios do **Experimento 01**, alimentando o motor através do conversor de frequências. Variando tanto a tensão quanto a frequência em cada ensaio de modo a obter, para cada frequência, várias leituras de tensão;
- Realizar os ensaios do **Experimento 02**, alimentando o motor através do conversor de frequências. Variando tanto a tensão quanto a frequência em cada ensaio de modo a obter, para cada frequência, várias leituras de tensão;
- Com os dados dos ensaios, investigar a influência da variação de frequência na alteração dos parâmetros elétricos do motor de indução trifásico;

- Com os dados dos ensaios, estudar a influência da variação de frequência no rendimento do motor de indução trifásico.

3.3 A Bancada

A pesquisa foi realizada no Laboratório de Acionamentos Elétricos (LAE) na Escola Politécnica da UFBA. O laboratório é equipado com motores, geradores, equipamentos de acionamentos elétricos, bancadas didáticas, kit de desenvolvimento para microcontroladores, sistemas de aquisição de dados (DAQ), computadores e *softwares* diversos. No LAE são desenvolvidas pesquisas em acionamentos elétricos e eletrônica de potência, modelagem de máquinas elétricas, monitorização e diagnóstico de máquinas elétricas, estimação de parâmetros e identificação de sistemas.

Como o objetivo deste trabalho é avaliar o rendimento de MIT quando alimentado por inversores de frequências, fez-se necessário o uso de uma bancada do LAE que envolvesse um MIT, uma carga ajustável para este motor e um dispositivo conversor de frequências com a possibilidade de variação da tensão e frequência de forma independente, ou seja, sem manter a relação V/f constante. Na Figura 18 é mostrada bancada utilizada nas atividades de projeto. À direita da Figura 18 pode-se observar a presença do Motor de Indução Trifásica a ser estudado. Nota-se que o motor em estudo está ligado a um torquímetro. À esquerda do torquímetro tem-se a carga do motor. Trata-se de um gerador CC (ou DC) modelo DNF 090.070 S produzido pela WEG. O gerador DC possui o circuito (enrolamento) de excitação independente. O controle do campo desse enrolamento é feito por meio do circuito de um sinal DC aplicado a esse enrolamento. O sinal DC é proveniente de um auto-transformador — conhecido como Varivolt ou Variac — cuja saída é ligado a um retificador de tensão antes de alimentar a excitação do gerador DC conforme esquematizado na Figura 19.

Ainda sobre o gerador DC, seu circuito de armadura (terminais em que é gerada a tensão DC de saída) está ligada a cargas resistivas que nesse casos são lâmpadas incandescentes. Assim, o sistema de controle da carga do MIT consiste na variação da tensão no enrolamento de excitação do gerador DC e consequente variação da tensão e corrente de saída do gerador para as cargas resistivas (lâmpadas incandescentes). Enquanto o motor sob teste estiver girando o eixo do gerador, quanto maior o campo ajustado no Variac, maior a tensão gerada, mais corrente irá para as cargas resistiva e maior será a carga no eixo do motor sob teste. (BARAY, 2013; WEG, 2004a).

Para a realização do experimento **EXP 01 - Teste com Variação de Carga** para obtenção dos dados de torque e velocidade foi necessária a elaboração de alguns circuitos bem como o acréscimo de outros equipamentos à bancada indicada na Figura

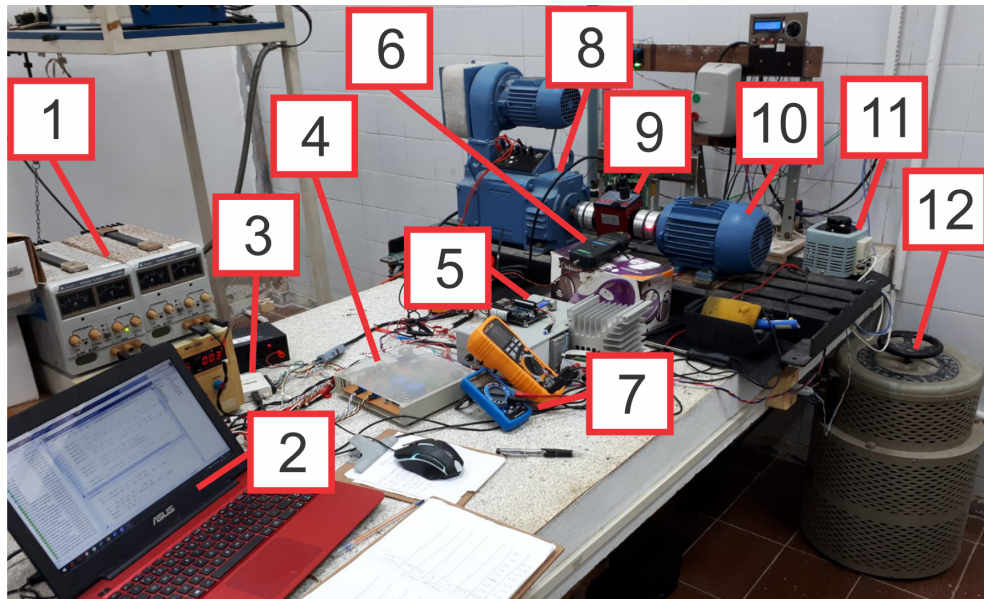


Figura 18 – Bancada de equipamentos com Motor de Indução Trifásico. 1) Fontes de alimentação dos circuitos. 2) Laptop. 3) DAQ. 4) Circuito de condicionamento. 5) Conversor de Frequência. 6) Tacômetro. 7) Voltímetro e Amperímetro usados para medição de resistência do enrolamento do motor. 8) Gerador CC usado como carga para o motor. 9) Torquímetro. 10) Motor de Indução Trifásico sob estudo. 11) Varivolt usado para controle de carga. 12) Varivolt empregado nos ensaios de rotor bloqueado, quando motor alimentado pela rede.

Fonte: Próprio autor.

18. Descreveremos esses dispositivos e circuitos nas próximas Seções.

3.3.1 Torquímetro

O torquímetro presente na Figura 18 é o modelo ATO-TQS-D03. Ele é um transdutor de torque rotativo e de velocidade integrados no mesmo dispositivo. Fornece dados de velocidade através de um sinal em onda quadrada de tensão cuja amplitude de tensão é fixa e o período varia proporcional a velocidade medida. O sinal de saída de torque é em tensão e varia linearmente com o torque. Uma imagem do torquímetro é apresentada

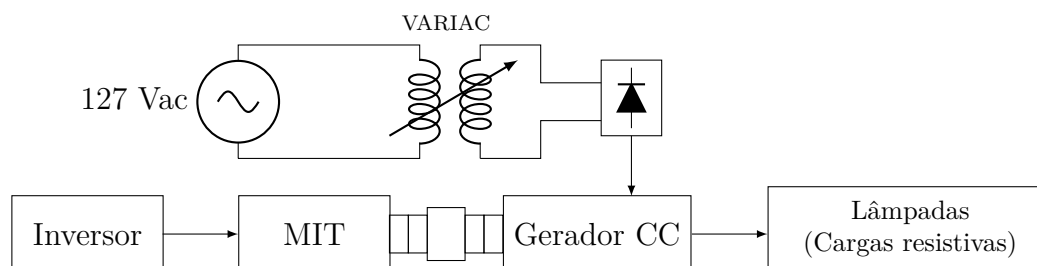


Figura 19 – Bancada de equipamentos com Motor de Indução Trifásico preparada para testar o Conversor de Frequências.

Fonte: Próprio autor.



Figura 20 – Transdutor de torque e velocidade ATO-TQS-D03.

Fonte: ATO (2020)

na Figura 20 (ATO, 2020).

O ATO-TQS-D03 exibe os valores de torque, velocidade e potência num display interno. Existe a possibilidade de ajuste de zero e calibração através dos botões presentes no equipamento. É possível transmitir os dados do torque de saída e velocidade através de condutores até um dispositivo de aquisição de dados, usar a comunicação RS485 ou mesmo transmitir através do protocolo Modbus RTC. A velocidade é transformada num sinal de frequência, o que possibilita alta proteção contra interferência, além de garantir a estabilidade das medidas que também podem ser transmitidas em tempo real para um sistema de aquisição de dados.

Outras característica do ATO-TQS-D03 são:

- Simples operação como calibração, limpeza, possibilidade de filtros internos, etc;
- Suporta sobrecarga de até 200%;
- Acurácia de 1/1000 e excelente estabilidade no ponto de zero;
- Não possui contatos, nem requer manutenção;
- Range: 0-20 N.m (0-0.1 Nm);
- Não-linearidade: 0.1% FS;
- Repetibilidade: 0.03% FS;
- Alimentação contínua de 24 V;
- Corrente consumida < 150mA;
- Saída de velocidade com 60 pulsos por volta;
- Delay dos sinais de saída: 0.6 ms;
- Velocidade máxima 10000 rpm;

- Conector de 7 pinos à prova d'água.

Nessa aplicação dos dados de torque e velocidade são lidos diretamente no *display* do torquímetro e registrados em planilha adequada.

3.3.2 Conversor de Frequências

A alimentação do motor sob estudo é proveniente de um Conversor de Frequências construído para aplicação neste trabalho. Em conversores de frequência comerciais com controle escalar, o usuário não consegue escolher os valores de frequência e tensão independente um do outro, mas apenas ajustar a frequência de operação e o valor de tensão será ajustado proporcionalmente a fim de manter V/f constante (WEG, 2004b). Assim, nos ensaios deste trabalho, em que se deseja variar tensão e frequência no MIT de forma independente, os conversores comerciais não podem ser aplicados. Os conversores com controle vetorial, por serem baseados na soma vetorial das correntes de magnetização e a corrente de estator (produtora de torque), também seriam de difícil aplicação para os propósitos deste trabalho.

A presente seção contém a construção de um conversor de frequências, em que é possível manipular tensão e frequência de maneira independente. O conversor tem como base o circuito integrado IRAMX16UP60A, que é bastante empregado comercialmente em acionamento de motores como de condicionadores de ar e agitadores, tornando assim, baixo o custo do projeto além de facilitar sua reprodução.

Esse conversor de frequências será unido à bancada da Figura 18 e ao sistema de aquisição de dados (DAQ) (Figura 32) a fim de testar metodologias de análise da eficiência de MIT alimentados por conversores escalares de frequência.

Na Figura 21 é apresentado o esquema de montagem do conversor de frequência. Dentro da região tracejada estão os blocos que foram projetados e montados em placa de circuito impresso, e fora dela estão os sinais trifásicos de entrada e saída do equipamento. Como pode ser observado na Figura 21, o *hardware* possui uma parte de eletrônica digital e outra parte de eletrônica de potência que se unem no inversor IRAMX16UP60A. A seguir, trataremos de cada parte do conversor.

Módulo Integrado de Potência IRAMX16UP60A

O *hardware* construído foi baseado no circuito integrado (CI) IRAMX16UP60A produzido pela International Rectifier. Esse CI é um Módulo de Potência Integrado para aplicação em acionamento de motores de indução trifásicos. Esse dispositivo eletrônico pode ser aplicado em MIT empregados em lavadoras de roupas, compressores variáveis,

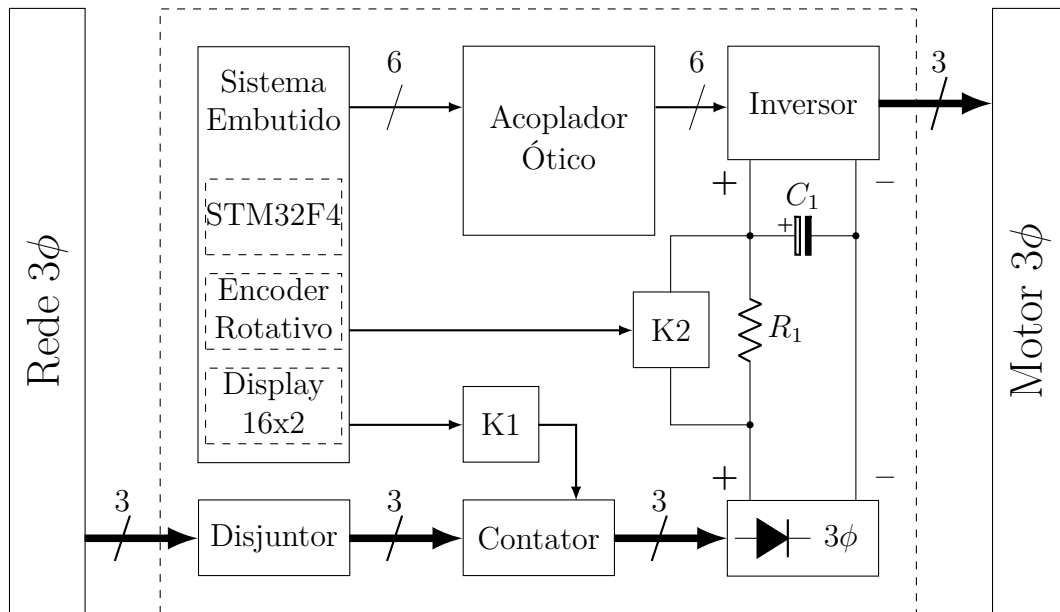


Figura 21 – Esquema de montagem do conversor.

Fonte: Próprio autor.

condicionadores de ar e sistemas comerciais de refrigeração. A tecnologia empregada oferece um dispositivo extremamente compacto e com alta performance para comandar motores AC. O IRAMX16UP60A possui isolamento interno de 2000V RMS (1 min) entre os circuito de controle e o circuito de potência. Oferece ainda corrente de *feedback* e sobrecorrente pra monitoramento e controle de alta precisão, além de monitoramento embutido, que funciona como um nível de proteção e operação à prova de falhas. A integração dos diodos *bootstrap* do lado alta potência e a necessidade de apenas uma fonte de alimentação de polaridade para acionar o circuito interno, simplificam a utilização do módulo e oferecem outras vantagens de redução de custos. Outras características são:

- Aciona motores com potência de 0.75 ~ 2 kW / 85 ~ 253 Vac;
- Possui baixa taxa di/dt para melhor imunidade à ruídos;
- Pode-se empregar frequência do sinal de controle de até 20 kHz;
- Suporta corrente de até 16 A à 25°C e 8 A à 100°C;
- Tensão máxima de entrada V^+ do barramento CC de até 450 V.

O IRAMX16UP60A é construído conforme a topologia VSI (*Voltage Source Converter*) trifásico e necessita de 6 sinais digitais (0 ou 5 V) com forma de onda PWM para acionamento dos IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) que compõem a estrutura conforme pode ser conferido na Figura 16. A topologia necessita ainda de um *link* DC (corrente contínua V^+), sendo que o principal objetivo desse CI é produzir, a partir do link DC, um sinal de saída equivalente a um sinal de tensão alternada (AC) trifásica.



Figura 22 – Circuito integrado IRAMX16UP60A.

Fonte: Próprio autor.

Conforme pode ser conferido na Figura 21, o circuito de potência do conversor usa o sinal de tensão da rede elétrica trifásica convertendo-o em tensão contínua para disponibilizá-la ao IRAMX16UP60A.

Por questão de segurança, no conversor de frequências contruído, a tensão trifásica é recebida em um disjuntor. Após o disjuntor, esse sinal chega ao contator e o microcontrolador, através do acionamento do relé k1, disponibiliza essa tensão ao circuito retificador trifásico. A saída do retificador está ligado ao capacitor C_1 através do resistor R_1 .

O capacitor serve como filtro para o *ripple* gerado pela saída do retificador e tende a manter a tensão constante na entrada do *link* DC no inversor IRAMX16UP60A no momento em que este estiver alimentando algum motor. Como os harmônicos de corrente injetados pela operação do inversor são harmônicos de baixa ordem, um conjunto de capacitores com grande capacitância se faz necessário (RASHID, 2017).

O resistor R_1 da Figura 21 limita a corrente de carga do capacitor no momento em que o conversor for ligado. Portanto, após o acionamento do relé k1, são aguardados 5 segundos, para que o capacitor não se carregue repentinamente e o microcontrolador ative o relé k2 curto-circuitando R_1 disponibilizando assim o link DC ao IRAMX16UP60A.

Sinal PWM para Controle do Conversor

Para que o circuito da Figura 16 execute sua função é preciso que os IGBTs, que formam o circuito, sejam acionados seguindo certa ordem e obedecendo determinadas regras. Dentre as técnicas de acionamento possíveis podemos citar: sinusoidal PWM; sinusoidal PWM com injeção de sinal de seqüência zero; técnicas de modulação baseadas em vetor espacial (SV); dentre outras (RASHID, 2017). Neste trabalho optou-se pela técnica sinusoidal PWM por ser de mais fácil implementação e atender ao propósito deste trabalho.

Um algoritmo foi implementado e embutido num microcontrolador STM32F301

ARM Cortex M4 a fim de executar o controle do conversor através dos IGBTs da topologia VSI. Outras funcionalidades também foram acrescentadas nesse algoritmo como veremos adiante.

A técnica sinusoidal PWM (sPWM) foi implementada a partir da comparação de um sinal modulante v_c (tensão de saída sinusoidal desejada) a uma forma de onda triangular v_t (portadora). Como pode ser conferido na Figura 23, quando $v_c > v_t$ o pino de saída correspondente do microcontrolador está ligado; da mesma forma, quando $v_c < v_t$, o mesmo pino de saída está desligado. Admitindo que esse sinal de saída esteja ligado ao IGBT Q_1 da Figura 16, existe um pino de saída complementar a esse sinal que é ligado a Q_4 . Outros dois sinais com a modulante defasada em 120° são gerados no microcontrolador juntamente com seus respectivos sinais complementares e são usados para acionar Q_3/Q_6 e Q_5/Q_2 .

No sPWM é definido o índice de modulação m_a (também conhecido como taxa de modulação de amplitude); e o índice de frequência m_f (também conhecida como taxa de modulação de frequência), descritos nas Equações (57) e (58).

$$m_a = \frac{v_c}{v_t} \quad (57)$$

$$m_f = \frac{f_t}{f_c}. \quad (58)$$

Em (57), v_c é a amplitude do sinal modulante, e v_t a amplitude da portadora triangular. E em (58), f_t é a frequência da portadora triangular e f_c a frequência do sinal modulante (RASHID, 2017).

Durante o chaveamento dos IGBTs deve-se garantir que os IGBTs da mesma seção do circuito (por exemplo Q_1 e Q_4 da Figura 16) nunca sejam acionados ao mesmo tempo. Se o controlador tentar desligar um e ligar outro IGBT da mesma seção ao mesmo tempo, isso resultará num curto-circuito, no barramento CC, por um breve período que danificará os dispositivos semicondutores daquela seção. Por isso é necessário considerar um tempo morto (*dead time*) entre o desligamento de um IGBT e o acionamento do outro. Em qualquer transição, o circuito de controle garante que o IGBT ativo seja desligado antes que o outro IGBT seja ligado, geralmente esse tempo é da ordem de microssegundos. Em regra prática o tempo “morto” considerado segundo a literatura varia de 2 a 5% do período do sinal da portadora. Tempos muito curtos implicam em breves curtos-circuitos no *link* DC. Já a escolha de tempos longos tem-se outras implicações. Durante esse tempo “morto”, os dois IGBTs da mesma “perna” (vide Figura 16) param de conduzir e o terminal de saída parece estar flutuando. No entanto, devido à carga indutiva, a corrente de saída flui através dos “diodos de roda livre”. Como resultado, a tensão de saída é

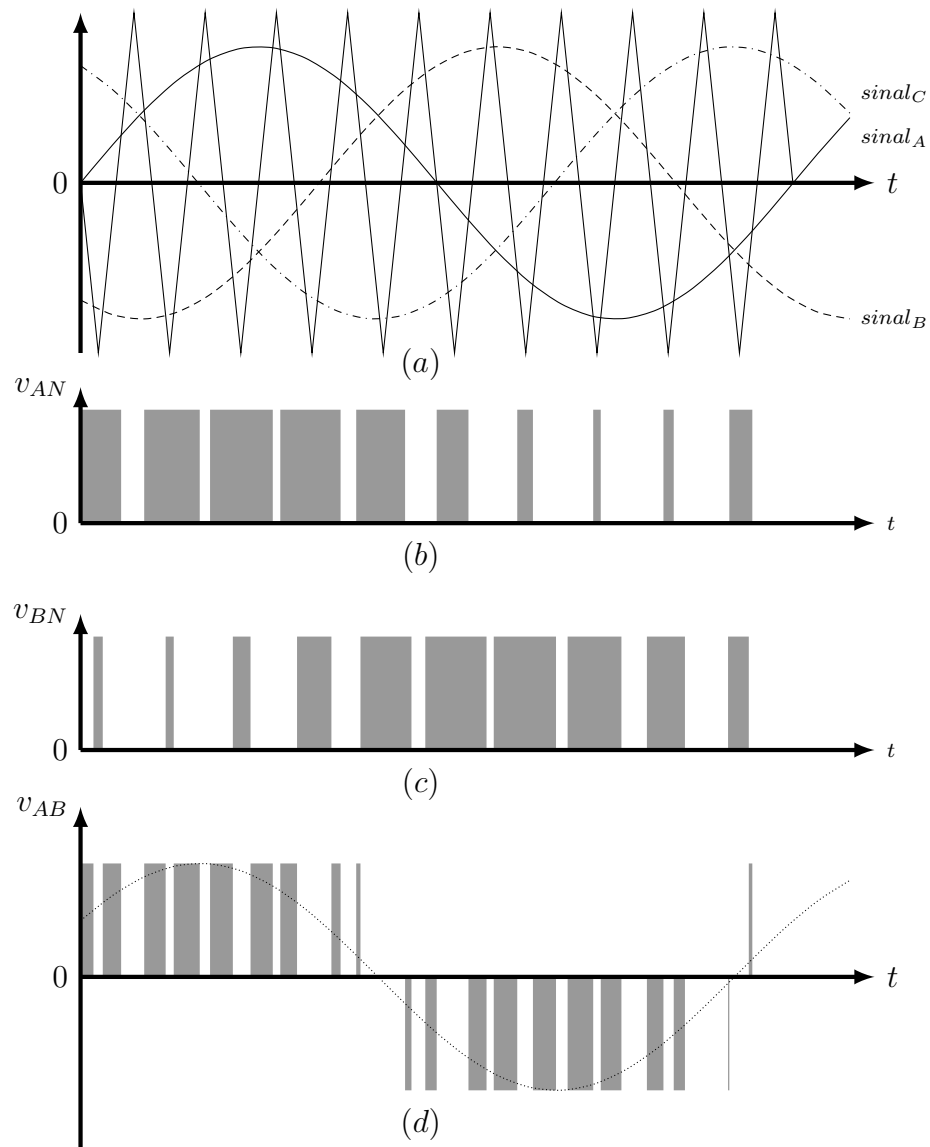


Figura 23 – Formas de ondas ideais para sPWM ($m_a = 0.8$, $m_f = 9$). (a) Sinais de portadora e modulantes; (b) e (c) Sinal PWM resultante da portadora e dos sinais A e B, respectivamente, em relação ao neutro. (d) Sinal PWM resultante da diferença entre v_{AN} e v_{BN} .

Fonte: Adaptado de Rashid (2017).

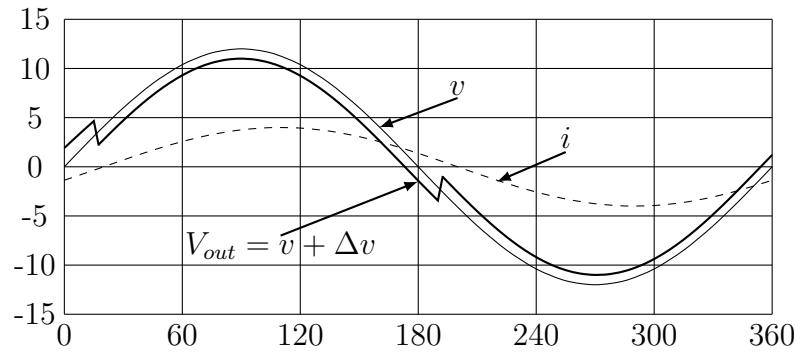


Figura 24 – Efeitos do *dead-time*

. Fonte: Ben-Brahim (1998).

distorcida aumentando o conteúdo harmônico de distorção no sinal sinusoidal de saída, conforme ilustrado na Figura 24. Para resolver as duas situações poderia, ao invés de usar o *dead-time* fixo, implementar alguma técnica de compensação de *dead-time*, o que não foi o caso deste trabalho. (BEN-BRAHIM, 1998; RASHID, 2017).

Retornando à Figura 21, um acoplador óptico teve que ser usado entre os sinais PWM do microcontrolador e o inversor IRAMX16UP60A. O intuito é fazer uma isolamento elétrica entre esses circuitos, e também fazer o ajuste nos níveis de tensão, uma vez que os sinais digitais de entrada do IRAMX16UP60A são 0 ou 5 V e os sinais PWM de saída do microcontrolador STM32F103 são 0 ou 3 V. Ou seja, o circuito é um *shift* de tensão.

Acopladores ópticos possuem limitação quanto sua frequência de operação. Optou-se pelo acoplador HCLP2631 em razão deste possuir baixos tempo de subida e descida ($t_r = 50$ ns e $t_f = 12$ ns) permitindo assim a operação dentro das frequências e resolução estipuladas nesse projeto.

A Equação (59) relaciona a frequência PWM (f_{PWM}) (HEATH, 2017); o tempo de subida (t_r) e o tempo de descida (t_f); e a quantidade de bits da resolução (n) do PWM:

$$f_{PWM} \leq \frac{2}{n(t_r + t_f)}. \quad (59)$$

Segundo RASHID (2017) a frequência da portadora PWM deve estar entre 2 kHz e 20 kHz, e conforme RAMIREZ. et al. (2016), frequências menores reduzem as perdas por chaveamento mantendo as taxas de distorção harmônicas (THD) da corrente do motor próxima a condição nominal. A frequência da portadora PWM escolhida foi 5 kHz e a resolução do PWM é de 12 bits, o que atende a Equação (59).

Outra vantagem do CI HCLP2631 é possuir dois acopladores num único CI reduzindo assim a placa de circuito impresso. O ajuste entre as tensões de saída do microcontrolador STM32F103 enviados para o inversor IRAMX16UP60A foi realizado com o acoplador HCLP2631 já que este possui saída em coletor aberto permitindo assim imple-

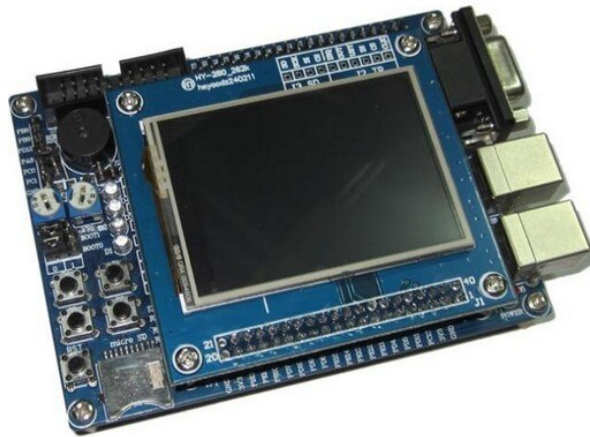


Figura 25 – Kit de desenvolvimento HY-STM32_100P.

Fonte: Anvas Info.¹

mentar um circuito de saída do HCLP2631 que opere em 0 ou 5 V.

Vale ressaltar que os harmônicos de baixa ordem gerados pela modulação PWM no *link* DC são injetados na rede de alimentação do conversor.

Kit de desenvolvimento HY-STM32_100P

A técnica PWM foi implementada no microcontrolador STM32F103. Nessa aplicação o microcontrolador está montado no kit de desenvolvimento HY-STM32_100P produzido pela HY e pode ser conferido na Figura 25.

O microcontrolador STM32F103 foi escolhido por ser um ARM 32-bit Cortex-M4 cujas principais características para esse projeto são:

- Microcontrolador STM32F103VET6 – ARM Cortex-M3 – 72Mhz, 512Kb de memória *flash* , 64Kb SRAM;
- Opera em aplicações com I/Os de 2.0 to 3.6 V;
- Possui oscilador interno de 8 MHz;
- Possui 2×16 -bit *timers* para controle de motores por PWM *timers* com *dead-time* e parada de emergência;
- Possui 112 pinos de I/O (0 ou 3.6 V) e todos mapeados por 16 interrupções externas;
- Interface USB 2.0

¹Disponível em: <<https://e.anvas.info/e-en/item/1327732778>>. Acesso em: 15 out. 2020.

A programação do microcontrolador STM32F301 embutido no kit de desenvolvimento HY-STM32_100P foi realizada usando o Integrated Development Environment (IDE) Keil μ Vision5. Um dos *timers* dedicados ao controle de motores foi configurado de modo que o sinal da portadora fosse 5 kHz e sendo facilmente alterado caso se necessite usar outras frequências de portadora. Um vetor contendo pontos de um sinal senoidal foi alocado na memória do microcontrolador para servir de modulante do sinal da portadora. O dead-time foi ajustado em 3% do tempo do sinal da portadora. Todas as configurações foram realizadas conforme indicado no *datasheet* do microcontrolador STM32F103 e podem ser conferidos no códigos 1, 2 e 3 disponíveis no Apêndice B (STM32F103, 2009).

Como pode ser observado na Figura 21 um encoder rotativo (deste que funcionam como um potenciômetro digital) e um *display* 16x2 foram ligados ao microcontrolador para servirem como interface de entrada e saída do conversor de frequências. Portanto, houve também a configuração dos pinos de uso geral do kit como entrada e saída de dados para esses dispositivos bem como a implementação dessas funcionalidades (STM32F103, 2009).

Firmware

O *hardware* da Figura 21 é controlado através do microcontrolador STM32F103 presente do kit HY-STM32_100P. Os detalhes do código serão suprimidos e apresentaremos apenas a lógica de funcionamento do sistema. Detalhes de alguns pontos específicos da programação podem ser conferidos no Apêndice B.

O hardware que precisa ser controlado pelo *firmware* consiste de:

- Um *display* 16x2 usado para apresentação das informações do sistema;
- Dois botões do próprio kit HY-STM32_100P: um botão, que chamaremos de botão OK, usado para confirmar seleção nos *menus* e alternar entre tensão ou frequência durante o *loop* principal; e outro botão, que chamaremos de botão DESLIGAR, e que serve para parar desligar o sinal de saída do conversor usando uma rampa de tensão até que a tensão na saída do equipamento seja 0 V;
- Um encoder rotativo KY-040, com um botão integrado, que serve como *interface* de entrada: seleção nos *menus* e alteração de variáveis tensão e frequência durante o *loop* principal. O botão integrado no KY-040 tem as mesmas funções que o botão OK do kit;
- É utilizado ainda o botão RESET do próprio kit para desligar o sistema em caso de emergência, desligando assim o sistema;

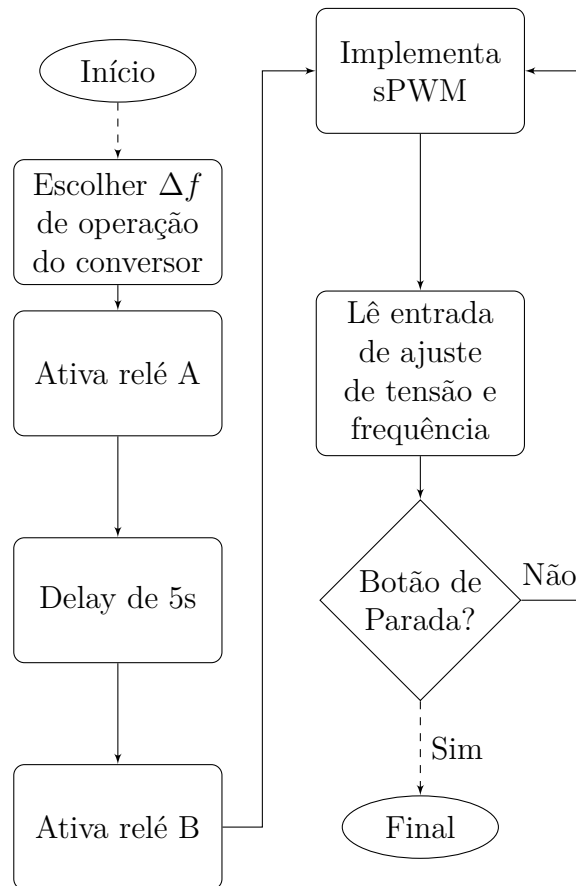


Figura 26 – Fluxograma do *firmware* embutido no microcontrolador STM32F103.

Fonte: Próprio autor.

- Dois relés: um serve para alimentar o sistema como sinal da rede; e outro serve para garantir que o capacitor que filtra o *link* DC que alimenta o IRLMX16UP60A, não se carregue repentinamente ocasionando um curto no circuito que alimenta o capacitor;
- O *firmware* controla ainda o chaveamento dos IGBTs do IRLMX16UP60A, garantindo as condições deste chaveamento e atendendo às configurações de tensão e frequência determinados pelo usuário do sistema.

A Figura 26 apresenta o fluxograma do *firmware* embutido no microcontrolador STM32F103. Conforme o fluxograma indica, após o início da execução, o algoritmo solicita do usuário a faixa de frequência que ele deseja trabalhar. As opções de faixa de frequência são: 30 Hz a 90 Hz, que é a faixa de valores usada pela maioria dos conversores de frequência comerciais; e de 1 Hz a 150 Hz, uma faixa mais ampla que permite testar variações de frequência maiores que dos conversores comerciais. Essas faixas de frequências são apresentadas no *display* 16x2 e podem ser selecionadas através do encoder rotativo durante a primeira tela apresentada no conversor. A confirmação dessa seleção é feita acionando o botão próprio do encoder ou o botão OK do kit HY-STM32_100P.

Escolhida a faixa de frequência de operação, o relé k1 é ativado (Figura 21) e é aguardado o tempo de 5 segundo para a carga do capacitor do link DC. Após esse tempo o algoritmo ativa o relé k2 curto-circuitando o resistor R. A partir desse ponto da execução, os seis sinais PWM são disponibilizados nos pinos do kit com valores iniciais m_a e m_f frequência previamente ajustados. Esse sinal cresce gradativamente na saída do conversor até atingir o valor ajustado respeitando a rampa de frequência (que implica em velocidade) na partida de motores de indução.

Durante o *loop* principal do algoritmo a tensão e a frequência de saída do conversor podem ser alterada de forma independente. Ao apertar o botão OK do kit ou o botão do encoder alterna-se a seleção entre tensão e frequência, o que pode ser conferido no *display* 16x2. A grandeza selecionada pode ter seu valor incrementado ou decrementado pelo usuário girando o encoder rotativo KY-040 no sentido horário ou anti-horário. Ao ajustar a tensão e a frequências os índices m_a e m_f são alterados no microcontrolador e consequentemente na saída do conversor.

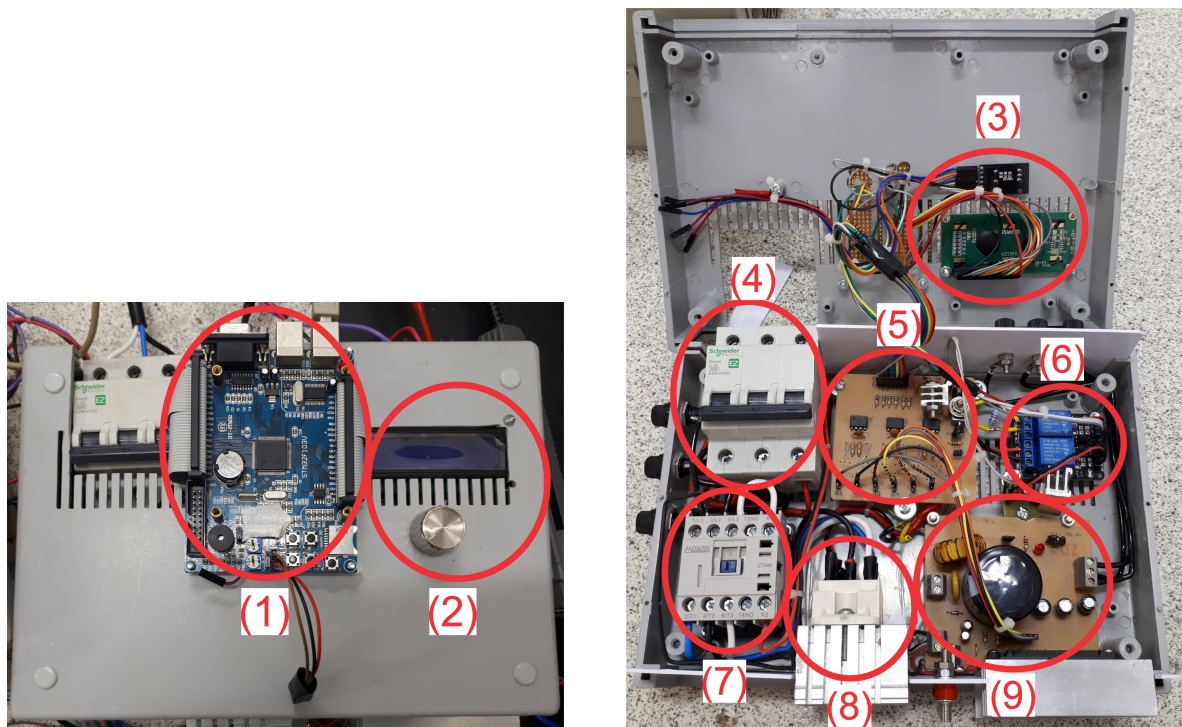
O botão de fim da execução do algoritmo é o botão DESLIGAR próprios do kit HY-STM32_100P.

Protótipo de Conversor de Frequências

A Figura 27 apresenta o protótipo de conversor de frequências construído e utilizado neste trabalho. Na Figura 27(a) têm-se o conversor com a tampa fechada e na Figura 27(b) têm-se o conversor com a tampa aberta para facilitar a visualização dos circuitos internos. Como se pode observar o equipamento ficou relativamente compacto devido o uso do CI IRAMX16UP60A.

O encoder rotativo empregado foi o modelo KY-040. O CI retificador trifásico utilizado foi o modelo SDK31/12 produzido pela Semikron e suporta tensões de até 1200 V, o que é mais do que suficiente para este trabalho. Foi utilizado ainda um módulo de relés de dois canais e esses dispositivos podem ser conferidos na Figura 28.

A diferença entre a frequência desejada e a frequência de saída do sinal sPWM gerada pelo *firmware* embutido no microcontrolador STM32F103 é apresetada na Figura 29. A Figura 29 foi produzida no MATLAB a partir dos valores do *Timer_Clock*, da configuração do *Timer2* do STM32F301, assim como a relação existente entre esses valores e apresentados no *datasheet* do microcontrolador. Essa variação ocorre devido aos valores da frequência da portadora f_t e dos parâmetros escolhidos para configuração do *Timer* utilizado no microcontrolador para geração do sinal sPWM não resultar em múltiplos inteiros para toda a faixa de 1 a 150 Hz. Observa-se na Figura 29 que a maior diferença entre a frequência da tensão de saída desejada e a obtida pelo microcontrolador é pouco maior que 0,2 Hz. Nota-se também que em frequência menores que 50 Hz o erro tende



(a) Equipamento fechado: (1) kit HY-STM32_100P e (2) Display 16x2 e encoder rotativo KY-040.

(b) Equipamento aberto: (3) *display* e encoder rotativo, (4) disjuntor, (5) *shift* de tensão e aco- plador óptico, (6) módulo de relés, (7) con- tator, (8) retificador triásico e (9) circuito inversor IRAMX16UP60A.

Figura 27 – Protótipo de Conversor de Frequências construído.

Fonte: Próprio autor.

a zero e que esse erro aumenta com o incremento da frequência até o valor ligeiramente acima 0,4 Hz.

Na Figura 30 temos as tensões nas saídas do conversor após a passagem através de um filtro (passa baixa). Os dados foram adquiridos num osciloscópio Yokogawa DL1620 e transferidos para o *software* MATLAB.

Durante esse teste foi utilizada uma tensão de 25 V no *link* DC do conversor e nenhuma carga nos terminais de saída, apenas foram utilizados um filtro passa-baixas e um osciloscópio. O índice de modulação m_a usado foi 0.4. Essa tensão baixa foi utilizada no *link* DC para poder gerar os gráficos de forma segura para a captura desse sinal diretamente pelo osciloscópio, já que o circuito de condicionamento ainda não estava pronto. Pode observar pela Figura 30 que os sinais de tensão estão defasados em 120° conforme necessário nesse tipo de conversor. Os parâmetros tensão e frequência foram variados de forma independente e o conversor se comportou conforme esperado com carga.

Portanto, o protótipo de conversor de frequências construído atende ao propósito de sua criação: auxiliar em ensaios de motores de indução trifásico alimentado com tensão e frequência diferente dos valores nominais. A variação de tensão e frequências são bastante

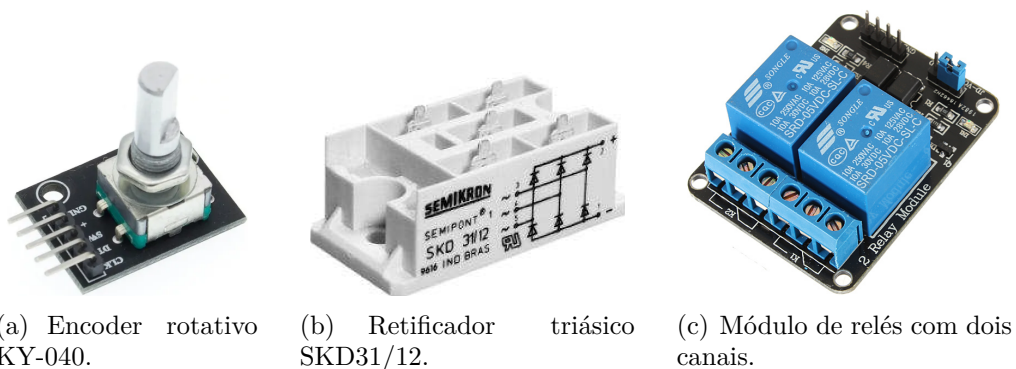


Figura 28 – Dispositivos empregados no protótipo do conversor.

Fonte: Próprio autor.

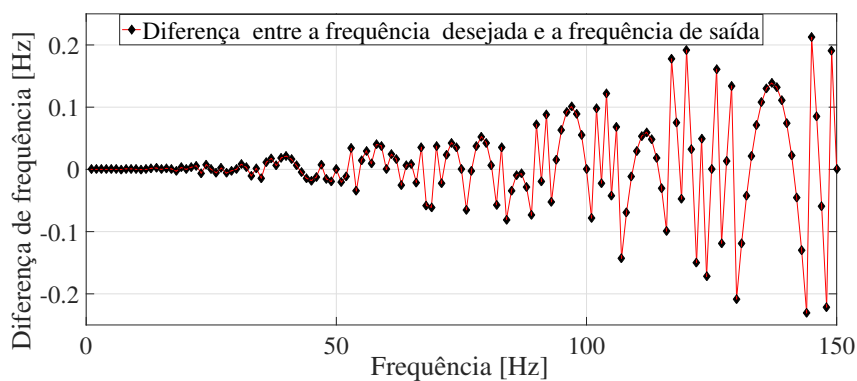


Figura 29 – Diferença entre a frequência da tensão de saída desejada e a obtida pelo microcontrolador.

Fonte: Próprio autor.

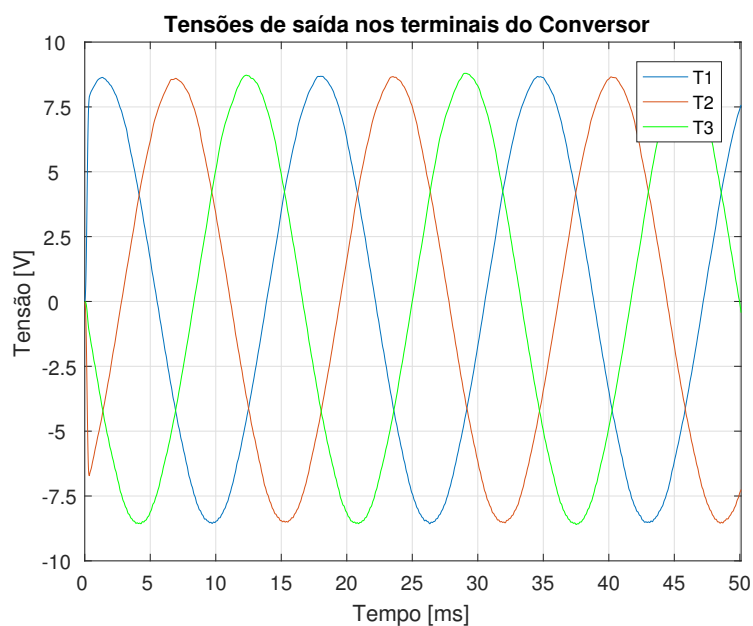


Figura 30 – Tensão de saída do conversor nos terminais T1, T2 e T3 após filtragem.

Fonte: Próprio autor.

precisas em virtude do *firmware* ser embutido no microcontrolador STM32F103 que é conhecido pelo seu desempenho.

O IRAMX16UP60A possui limitação em sua corrente máxima de operação (16 A), o que não impede sua utilização para ensaio em motores de baixa potência como os ensaiados neste trabalho. Notou-se também o baixo custo do projeto devido a escolha do IRAMX16UP60A, assim como a facilidade de reprodução do sistema devido essa escolha.

É importante destacar que, no código, foram implementadas rampas de aceleração e desaceleração durante a partida e a parada do motor. Essas rampas têm o propósito de evitar altas correntes de partida no motor, proporcionando um acionamento mais suave e seguro.

Os diagramas esquemáticos dos circuitos *shif* de tensão e da placa do conversor podem ser consultados na Seção A.1 do Apêndice A.

3.3.3 Circuito de Condicionamento

O circuito de Condicionamento se faz necessário neste projeto pois não foi possível fazer as medições de potência e fator de potência com instrumentos comerciais uma vez que esses instrumentos geralmente são projetados para operem com sinais de entrada da ordem de 45 a 450 Hz. O sinal da portadora do sPWM gerador pelo conversor de frequências é de 5 kHz. Como resultado, ao fazer medições com o alicate wattímetro digital disponível no laboratório, o *display* do instrumento não estabilizava em um valor. Logo foi desenvolvido esse sistema de medição baseado em transdutores de Efeito Hall, que por sua natureza construtiva, tem resposta de sinais DC até frequências de 100 kHz com atenuação de no máximo 0,5 dB. Isso favorece a amostragem e consequente medições dos sinais de tensão e corrente no trabalho.

Nota-se na Figura 17 que, no circuito que alimenta o motor, são obtidos dados de corrente de duas fases e tensão dessas duas fases em relação à terceira fase conforme resumido na Figura 31. Essa é a conexão Aron, também conhecida como Método dos Dois Wattímetros, permite calcular a potência do motor com esses dados. Assim a potência medida (P_M) pelo circuito é a soma algébrica das medidas dos dois wattímetros conforme a Equação (60):

$$P_M = P_{W1} + P_{W2}. \quad (60)$$

Os sinais de tensão gerados pelo conversor de frequência, assim como a corrente demandada pelo motor estão em níveis altos demais para serem conectados diretamente ao dispositivo de aquisição de dados NI USB-6009. A entrada do DAQ permite valores

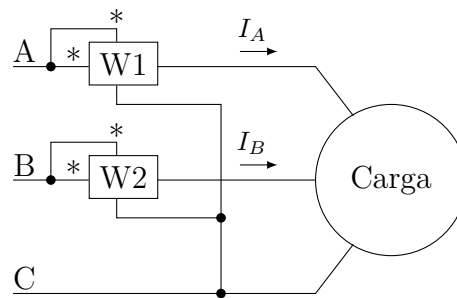


Figura 31 – Medição de Potência Elétrica Ativa no MIT - Método dos Dois Wattímetros.
Fonte: (FILHO, 1968)

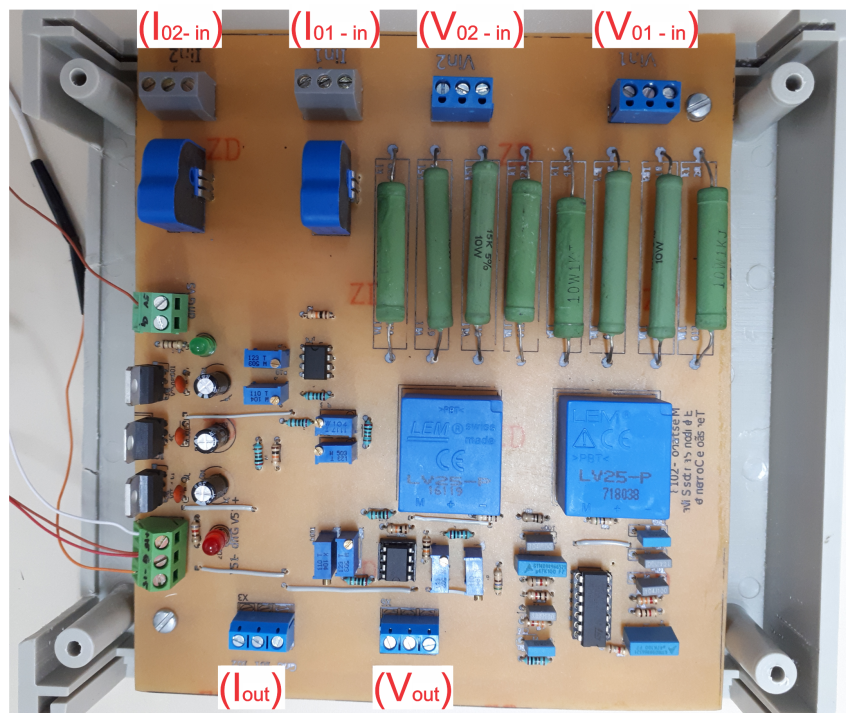


Figura 32 – Circuito de Condicionamento dos sinais de Tensão elétrica e Corrente Elétrica.

Fonte: Próprio autor.

máximos e mínimos de +10 V e -10 V respectivamente. Logo é necessário um circuito que faça esse ajuste nos níveis dos sinais e que a saída desse circuito responda de forma linear em relação ao comportamento dos sinais na entrada deste circuito. Os sinais condicionados por esse circuito serão empregados para o cálculo da potência elétrica consumida pelo motor.

O circuito de condicionamento é baseado em transdutores de tensão LV-25-P e o transdutor de corrente LTS-25-NP. Ambos os transdutores têm seu princípio de funcionamento baseados no Efeito Hall e respondem para sinal DC até 100 kHz.

Na Figura 32 temos uma fotografia do circuito de condicionamento construído para essa aplicação. O circuito possui dois canais para entrada e saída de tensão e dois

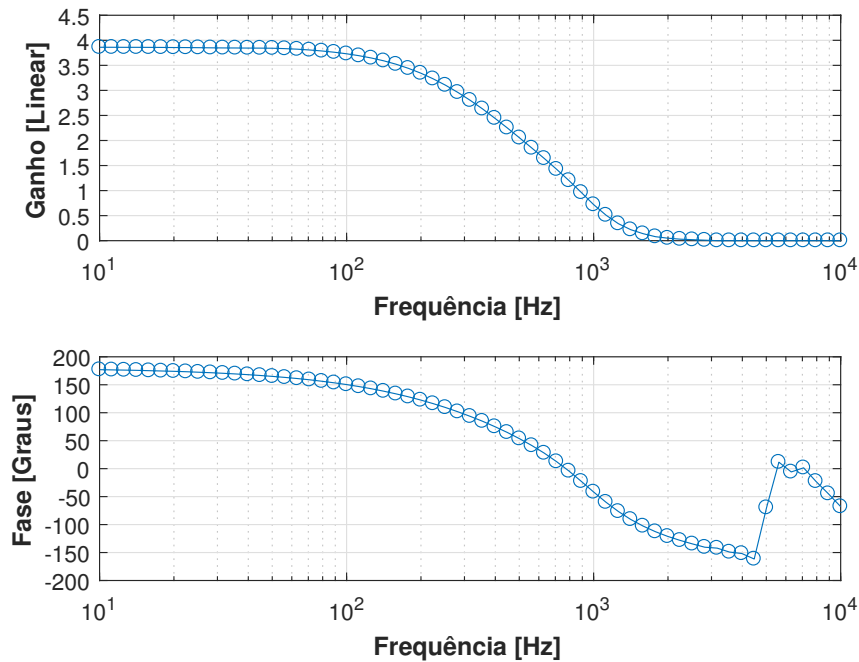


Figura 33 – Caracterização do filtro de tensão implementado no canal 01 do circuito de condicionamento.

Fonte: Próprio autor.

canais para entrada e saída de corrente que serão empregados para medição de potência seguindo o Método dos dois Wattímetros. Cada saída do circuito possui amplificadores operacionais configurados de modo a proporcionar o ajuste do ganho e do *off-set* do sinal de saída. Na saída do condicionamento da tensão existe também um filtro para conversão do sinal PWM de tensão fornecido pelo conversor de frequência em sinal senoidal. Esse filtro analógico passa-baixas também é responsável por garantir a integridade do sinal de tensão amostrado. Esse filtro é chamado de filtro anti-recobrimento (*anti-aliasing*) porque evita que componentes de alta-frequência do sinal sejam amostrados.

No sinal de corrente não é necessário o filtro pois a indutância dos enrolamentos do motor é suficiente para filtrar as componentes de frequências mais altas da corrente.

Sobre o filtro de tensão, foi implementado um filtro ativo (empregando amplificador operacional) passa-baixas de 4ª ordem com dois estágios e banda de passagem cuja frequência é 500 Hz. A topologia adotada foi a Sallen Key e tipo da resposta do filtro foi Gaussiana em 12 dB. Foi realizado o ensaio para caracterização do filtro para obtenção de sua resposta em frequência. O ensaio de caracterização foi realizado com auxílio do *software* Bode Analyzer e do dispositivo de aquisição de dados myDAQ, ambos fornecidos pela National Instruments. Os resultados da caracterização dos filtros são apresentados nas Figuras 33 e 34. Essa resposta em frequência será importante nas etapas seguintes pois se fará necessário corrigir o atraso e o ganho do sinal de tensão provocados pelo filtro.

A frequência de corte escolhida para o filtro se deve ao fato da frequência da

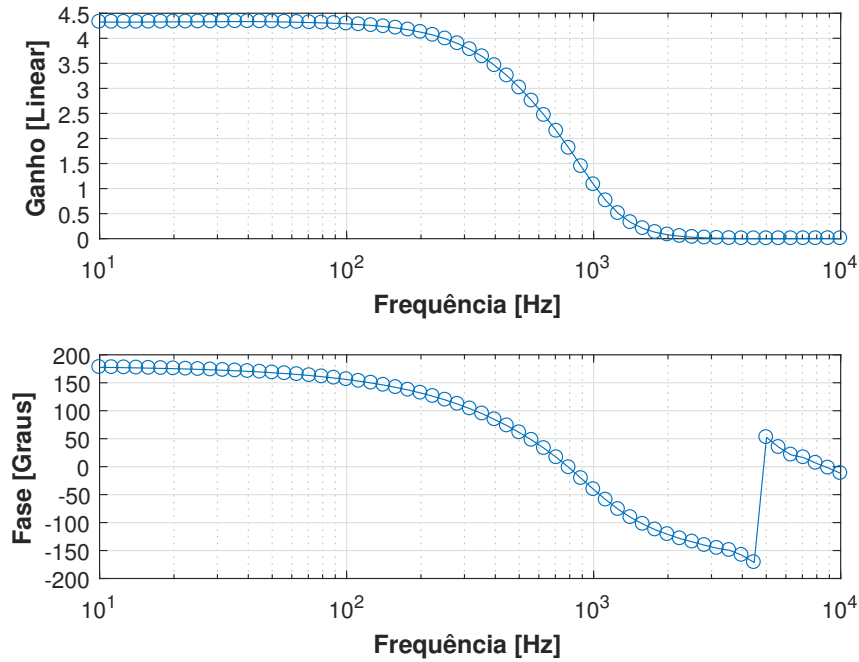


Figura 34 – Caracterização do filtro de tensão implementado no canal 02 do circuito de condicionamento.

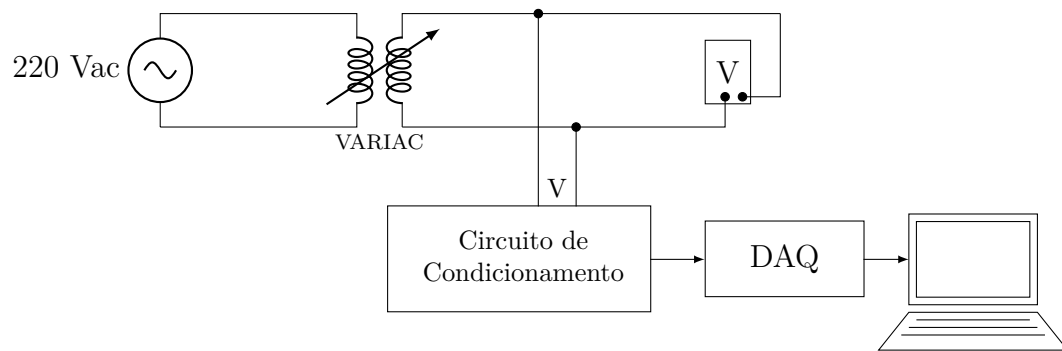
Fonte: Próprio autor.

portadora do sinal PWM do conversor de frequências ser 5 kHz, desse modo o filtro atenua em 10 vezes o sinal da portadora.

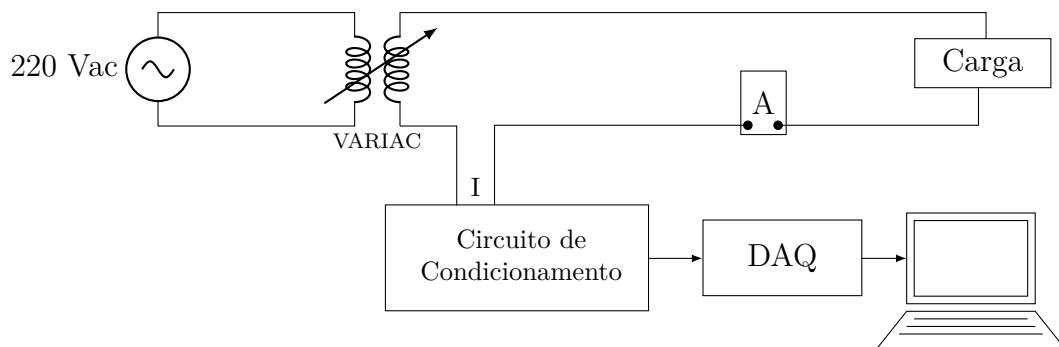
Outros pontos importantes no circuito de condicionamento são: o ajuste do ganho, ajuste do *off-set* e a curva de calibração do circuito. Tanto para os canais de tensão quanto de corrente, houve o ajuste de *off-set* a fim de deixar a referência de tensão do circuito o mais próximo possível de zero volt.

O ganho de tensão foi ajustado de modo que a tensão de pico do sinal de entrada entre duas fases possa ser até aproximadamente 320 V (mínimo de -320 V). Com esse sinal na entrada, o circuito de condicionamento terá o valor máximo de saída +10 V (mínimo de -10 V). A escolha do valor ± 10 V se dá devido a essa ser a tensão máxima de entrada do ADC (conversor analógico digital) do NI USB-6009. Esse ajuste de tensão é feito através da escolha adequada dos resistores de entrada do sinal conforme indicado no *datasheet* do transdutor de tensão (LV-25-P, 2016).

A calibração dos canais de tensão se deram conforme os esquemas da Figura 3.35(a). Um sinal conhecido foi aplicado à entrada de cada canal de tensão. O *off-set* e o ganho foram ajustados através de *trimpots* específicos para esse fim presentes no circuito. Procedeu-se a aplicação de sinais na entrada de cada canal, variando de 10 em 10 V até o valor máximo fornecido pela fonte AC. Os valores correspondentes foram medidos tanto na entrada quando na saída do circuito de condicionamento e os resultados das Tensões de saída x Tensões de entrada podem ser observados na Figura 36.



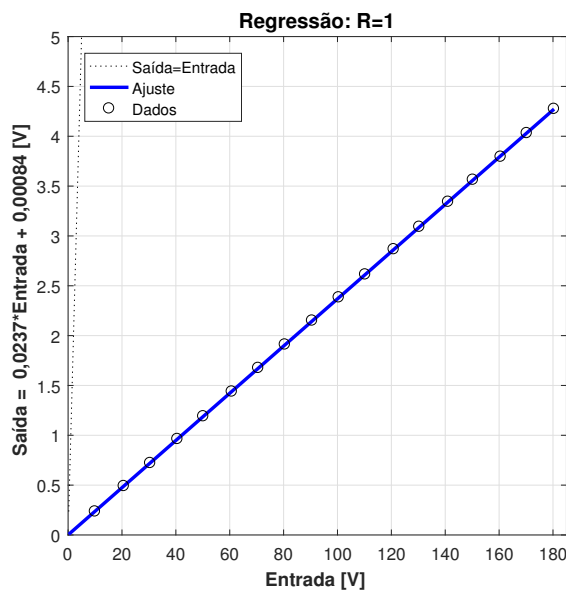
(a) Calibração do circuito de tensão.



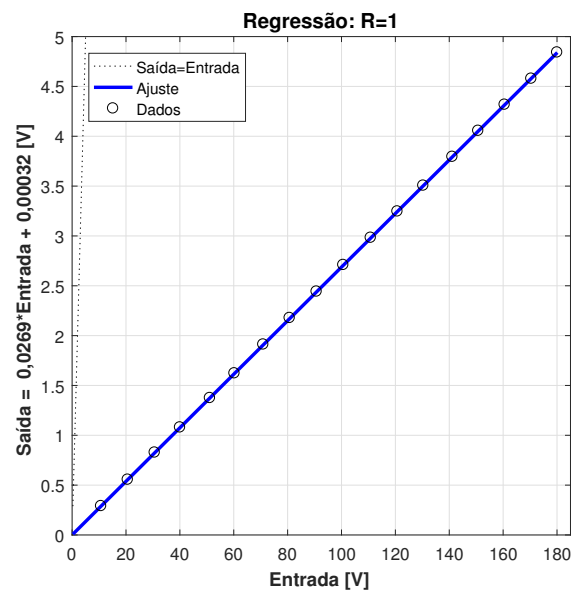
(b) Calibração do circuito de corrente.

Figura 35 – Diagrama esquemático do ensaio para calibração do circuito.

Fonte: Próprio autor.



(a) Canal de Tensão 01.



(b) Canal de Tensão 02.

Figura 36 – Curva de Calibração para os canais de tensão do circuito de condicionamento.

Fonte: Próprio autor.

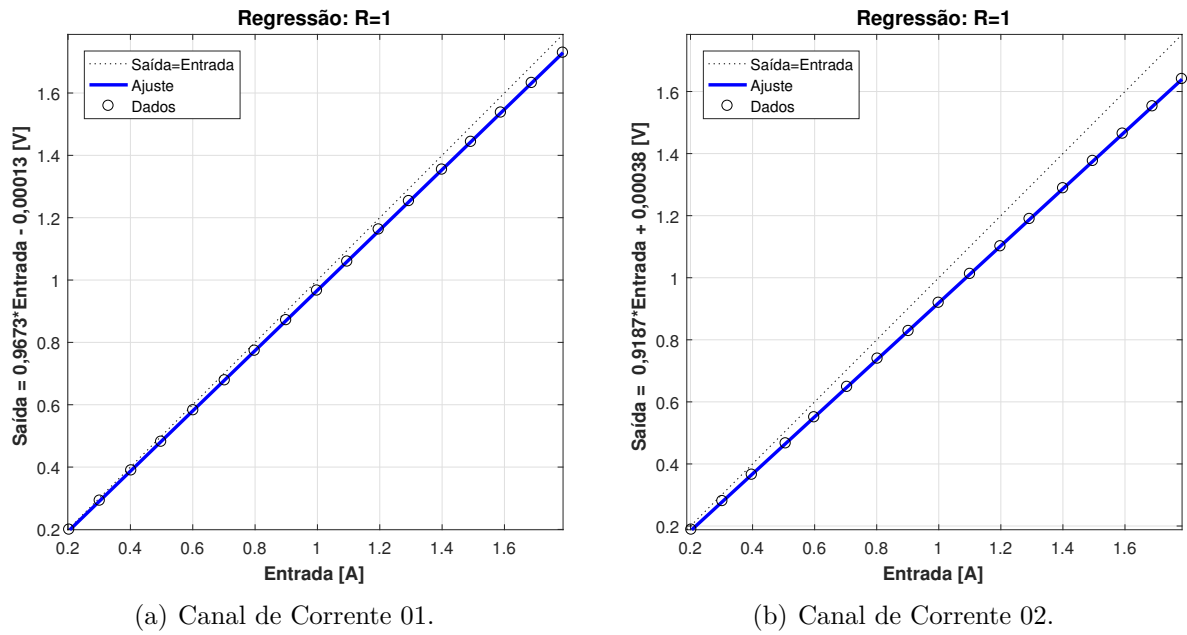


Figura 37 – Curva de Calibração para os canais de corrente do circuito de condicionamento.

Fonte: Próprio autor.

Foi realizado uma regressão linear com dados apresentados na Figura 36 chegando à *Curva de Calibração* destes canais dada por (61) e (62). Vê-se ainda que a correlação (R^2) obtida foi aproximadamente igual a unidade (1,0) o que indica alto grau de linearidade dos circuitos de condicionamento de tensão.

$$V_{out1} = 0,0237V_{in1} + 0,00084 \quad (61)$$

$$V_{out1} = 0,0269V_{in2} + 0,00032. \quad (62)$$

Na configuração do circuito de condicionamento de corrente (Figura 3.35(b)), o transdutor de corrente foi configurado para suportar a corrente de entrada de ± 25 A. O sinal de saída varia em $\pm 4,5$ V. Também foi realizado um ensaio para a calibração dos canais de corrente através da inserção de uma corrente conhecida na entrada e coletando a tensão proporcional à essa entrada na saída do circuito. O resultado deste ensaio pode ser conferido na Figura 37. As curvas de calibração para os canais de corrente são expressos por (63) e (64) (LTS-25NP, 2017).

$$I_{out1} = 0,9673(I_{in1}) - 0,00013 \quad (63)$$

$$I_{out2} = 0,9187(I_{in2}) + 0,00038. \quad (64)$$



Figura 38 – NI USB-6009.

Fonte: Próprio autor.

As equações (61), (62), (63) e (64) são empregadas nos cálculos que envolvem os dados obtidos por cada um destes canais.

O diagrama esquemático do circuito de condicionamento, a placa de circuito impresso assim como o projeto do filtro podem ser consultados na Seção A.2 do Apêndice A. Os cálculos para especificação dos componentes usados com os transdutores LV-25-P e LST-25-NP foram realizados conforme descrito nos *datasheets* destes dispositivos.

3.3.4 Dispositivo de Aquisição de Dados

O dispositivo de aquisição de dados (DAQ) utilizado foi o modelo NI USB-6009 produzido pela National Instruments. A escolha deste dispositivo foi devido a sua disponibilidade no laboratório além de possuir as características necessárias ao projeto.

NI USB-6009 é um dispositivo de E/S multifuncional para USB, 13 E/S digitais, 2 saídas analógicas (150 Hz), 8 entradas analógicas (14 bits, 48 kS/s compartilhadas entre os canais). O NI USB-6009 é um dispositivo multifuncional de aquisição de dados de baixo custo. Esse dispositivo oferece E/S analógicas, E/S digitais e um contador de 32 bits. O NI USB-6009 oferece funções básicas de aquisição de dados para aplicações simples de *data logging*, medições portáteis e experimentos de laboratórios acadêmicos. Além disso, esse dispositivo é leve e portátil, com alimentação pelo barramento USB do computador. Pode-se conectar facilmente sensores e sinais ao NI USB-6009, através de terminais com parafusos. O *driver* utilizado é DAQmx que é um *driver* e utilitário de configuração encontrado no site da National Instruments que simplifica a configuração e as medições. As medições podem ser realizadas pelo *software* NI LabVIEW, ou mesmo no MATLAB, como foi o caso desta aplicação.

Nesta aplicação foram necessários a aquisição de 4 sinais e o DAQ foi configurado conforme apresentado na Quadro 4. O Modo de Aquisição dos sinais de corrente e tensão, por possuírem uma referência em comum, foram configurados no Modo de Aquisição

Sinal	Pino no DAQ	Modo de aquisição	Taxa de aquisição	Range do sinal de entrada
Corrente01	ai2	SingleEnded	12 kS/s	[-10,10]
Corrente02	ai6	SingleEnded	12 kS/s	[-10,10]
Tensão01	ai3	SingleEnded	12 kS/s	[-10,10]
Tensão02	ai7	SingleEnded	12 kS/s	[-10,10]

Quadro 4 – Configuração do NI USB-6009.

Fonte: Próprio autor.

“*SingleEnded*”. Nesse modo de aquisição aumenta-se a quantidade de entradas disponíveis no dispositivo de aquisição, apesar da desvantagem dele não rejeitar erros induzidos por *loops* de aterramento e outros ruídos presente no ambiente, como é feito no modo “*Diferential*”.

No NI USB 6009 a taxa de aquisição é compartilhada entre os canais utilizados. Como estamos utilizando 4 canais, a taxa máxima possível são 12 kS/s para cada canal conforme indicado no Quadro 4. Nesse dispositivo o *range* máximo permitido em cada canal é -10 à +10 V. Os valores máximos dos sinais de saída dos circuitos de tensão, corrente e torque foram ajustados dentro dessa faixa, assim temos a maior resolução dos sinais durante a aquisição. Os sinais analógicos foram adquiridos em resolução de 14 bits.

3.3.5 Validação do Sistema de Medição da Potência Elétrica

Após o circuito de condicionamento ter sido calibrado e o sistema de aquisição ter sido configurado, procedeu-se com medições de dados de corrente e tensão com esse sistema para cálculo da potência a partir desses dados e comparação com um instrumento de referência afim de validar o Sistema de Medição. O Sistema de Medição é composto pelo Circuito de Condicionamento, DAQ USB-6009 e o computador de uso pessoal com algoritmo para cálculo da tensão, corrente, potência e FP.

O esquema montado para validação é mostrado na Figura 39. O circuito consiste basicamente de uma fonte de tensão variável (Variac) responsável por alimentar primeiramente uma carga resistiva e em outro momento é utilizado uma carga indutiva. Um dos canais de tensão e corrente do Sistema de Medição a ser validado é ligado de modo apropriado entre a fonte e a carga. Paralelo a esse sistema também foi ligado um Wattímetro modelo ET-4080 comercializado pela empresa Minipa e que serve para comparação dos resultados.

Esse ensaio foi realizado apenas na frequência de 60 Hz devido a indisponibilidade de uma fonte de tensão senoidal com variação de frequência. O Wattímetro digital ET-

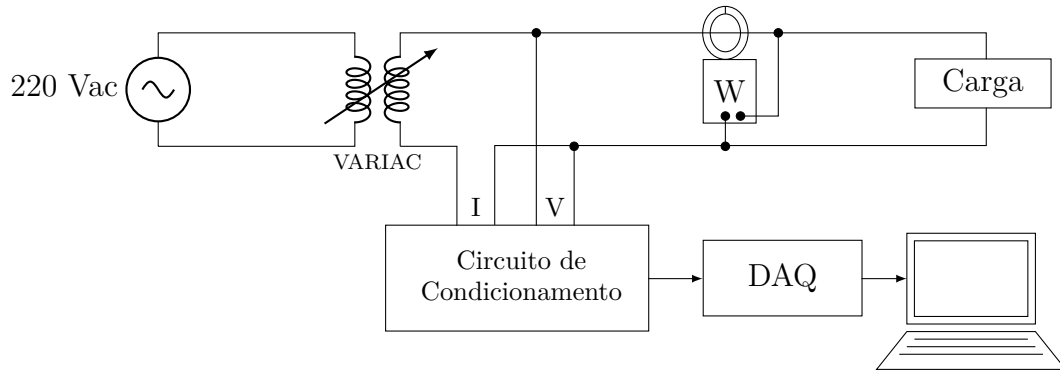


Figura 39 – Diagrama Esquemático do ensaio para validação do Sistema de Medição.

Fonte: Próprio autor.

4080 possui como característica a medição de corrente através de alicate amperimétrico projetado para correntes mais elevadas que as trabalhadas com o sistema desenvolvido neste trabalho. Logo foi necessário passar o condutor de corrente 20 vezes pelo alicate amperimétrico do Wattímetro e esse fator foi utilizado no valor final de potência e corrente fornecidos pelo Wattímetro.

Os sinais de tensão e corrente adquiridos pelo Sistema de Medição devem ser processados afim de se obter os valores médios quadráticos (RMS) da tensão e da corrente, computar as potências ativa (P) e potência aparente (S) bem como o fator de potência (FP) para cada canal.

Existem duas abordagens para a obtenção do valor da raiz média quadrática ou RMS (do inglês *root mean square*). Na abordagem matemática, a raiz média quadrática ou valor eficaz é uma medida estatística da magnitude de uma quantidade variável. Pode-se calcular o valor RMS para uma função contínua ao longo do tempo ou para uma série de valores discretos. A segunda abordagem é a definição prática usada em Engenharia Elétrica diz que o valor RMS de um sinal AC corresponde ao sinal produzido por uma fonte DC para fornecer a quantidade equivalente de potência numa carga resistiva.

A definição matemática do valor RMS de um sinal é dado por (65).

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt} \quad (65)$$

onde X_{RMS} é o valor RMS do sinal, $x(t)$ é o valor instantâneo em função do tempo, T é o tempo que na abordagem clássica é um múltiplo inteiro do período do sinal.

Em sinais discretizados, (65) toma a forma dada em (66).

$$X_{RMS} \cong \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^N x^2[n]} \quad (66)$$

onde $x[n]$ é o valor de cada amostra do sinal, N é o número de amostras (múltiplo inteiro do período do sinal).

Os valores de tensão e corrente RMS podem ser multiplicados a fim de estimar a potência aparente (S) medida conforme

$$S = V_{RMS} \times I_{RMS}. \quad (67)$$

Para o cálculo da potência ativa (P) normalmente a abordagem clássica estima esse valor por meio da média de tempo-discreto expresso como

$$P \cong \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N v[n]i[n] \quad (68)$$

em que $v[n]$ é o valor de cada amostra do sinal de tensão, $i[n]$ é o valor de cada amostra do sinal de corrente, N é o número de amostras (múltiplo inteiro do período do sinal).

Em situações em que os sinais envolvidos para o cálculo da potência não são puramente senoidais, como quando a fonte empregada é um conversor baseado em semicondutor, pode se fazer necessário o uso de outras técnicas para o cálculo da potência pois se deve levar em conta a distorção na forma de onda da tensão e corrente e consequente sobretensão, além de possíveis problemas de ressonância. Em Magnago (2011) são apresentadas técnicas para o cálculo de potência elétrica da componente fundamental de sinais monofásicos ou trifásicos em condições não-senoidais.

Em Carbone (1999) é apresentada uma técnica para estimação da potência instantânea em condições não-senoidais e essa técnica é implementada e usada nesse trabalho. Segundo essa metodologia, a potência elétrica pode ser estimada a partir de (69) em que $W(0)$ é dado por (70) e $w[n]$ é expresso por (71)

$$P \cong \frac{1}{W(0)} \sum_{n=0}^{N-1} v[n]i[n]w[n] \quad (69)$$

$$W(0) \cong \sum_{n=0}^{N-1} w[n] \quad (70)$$

$$w[n] \cong \sum_{j=0}^{J-1} a_j \cos \left\{ \frac{2\pi}{N} j \left(n - \frac{N-1}{2} \right) \right\} \quad (71)$$

sendo $n = 0, \dots, N-1$ e o termo a_j dado no Quadro 5 sendo que J representa a ordem da janela a ser escolhida. O algoritmo usado nesse trabalho pode ser conferido no Apêndice B.4.

J	a_0	a_1	a_2	a_3
1	1.0			
2	0.5	0.5		
3	0.375	0.5	0.125	
4	0.3125	0.46785	0.1875	0.03125

Quadro 5 – Coeficientes para a janela na técnica de Carbone.

Fonte: Carbone (1999).

Os resultados obtidos pelos ensaios para validar o Sistema de Medição usando a técnica de Carbone (1999) apresentada são mostrados nas Tabelas 1, 2, 3 e 4.

Foi utilizado erro quadrático médio (RMSE) para avaliar a diferença entre o valores estimados pelo sistema de medição e os valores previstos de cada grandeza. O erro quadrático médio é definido como a média quadrática da distância entre os valores observados e os valores previstos. A equação para calcular o erro quadrático médio é apresentada abaixo:

$$\epsilon_{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (q_i - o_i)^2} \quad (72)$$

onde

ϵ_{RMSE} — Erro médio quadrático;

N — Número de amostras;

q — Valores previstos;

o — Valores observados.

Amostra	Wattímetro Digital				Sistema de Medição				Erros			
	Vrms[V]	Irms [A]	Pin [W]	FP	Vrms[V]	I [A]	P [W]	FP	% (V)	%(A)	% (P)	% (defasagem)
1	10,8	0,107	0,01	1,00	10,837	0,108	1,148	0,9902	-0,343%	-0,935%	-14,800%	0,980%
2	20,9	0,207	0,04	1,00	20,856	0,207	4,338	1,0046	0,211%	0,000%	-8,450%	-0,460%
3	30,5	0,300	0,09	1,00	29,257	0,302	9,257	1,0061	4,075%	-0,667%	-2,856%	-0,610%
4	40,1	0,397	0,16	1,00	39,997	0,397	15,962	1,0066	0,257%	0,000%	0,238%	-0,660%
5	50,1	0,497	0,25	1,00	50,121	0,497	25,083	1,0068	-0,042%	0,000%	-0,332%	-0,680%
6	60,9	0,605	0,36	1,00	60,880	0,604	37,009	1,0072	0,033%	0,165%	-2,803%	-0,720%
7	70,5	0,699	0,49	1,00	70,394	0,698	49,486	1,0073	0,150%	0,143%	-0,992%	-0,730%
8	80,3	0,798	0,63	1,00	80,380	0,796	64,486	1,0073	-0,100%	0,251%	-2,359%	-0,730%
9	90,7	0,901	0,81	1,00	90,708	0,900	82,205	1,0074	-0,009%	0,111%	-1,488%	-0,740%
10	100,8	1,001	1,00	1,00	100,912	1,001	101,744	1,0073	-0,111%	0,000%	-1,744%	-0,730%
11	110,0	1,094	1,19	1,00	109,999	1,092	120,936	1,0072	0,001%	0,183%	-1,627%	-0,720%
12	120,1	1,193	1,42	1,00	120,078	1,192	141,742	0,9907	0,018%	0,084%	0,182%	0,930%
13	129,4	1,284	1,64	1,00	129,410	1,284	164,618	0,9907	-0,008%	0,000%	-0,377%	0,930%
14	141,1	1,403	1,96	1,00	141,088	1,400	198,926	1,0074	0,009%	0,214%	-1,493%	-0,740%
15	150,6	1,496	2,23	1,00	150,567	1,493	226,503	1,0074	0,022%	0,201%	-1,571%	-0,740%
16	160,9	1,597	2,53	1,00	160,637	1,593	257,814	1,0075	0,163%	0,250%	-1,903%	-0,750%
17	170,7	1,692	2,84	1,00	170,488	1,690	290,251	1,0075	0,124%	0,118%	-2,201%	-0,750%
18	180,4	1,790	3,18	1,00	180,270	1,786	324,329	1,0075	0,072%	0,223%	-1,990%	-0,750%

Tabela 1 – Tensão, corrente, potência e FP medidos no Wattímetro Digital e no Canal 1 do Sistema de Medição para carga resistiva $R = 104,7 \Omega$. $V_{RMSE} = 0,3281V$; $I_{RMSE} = 0,0021A$; $P_{RMSE} = 2,9101W$ e $FP_{RMSE} = 0,0079$.

Fonte: Próprio autor.

Amostra	Wattímetro Digital				Sistema de Medição				Erros			
	Vrms[V]	Irms [A]	Pin [W]	FP	Vrms[V]	I [A]	P [W]	FP	% (V)	%(A)	% (P)	% (defasagem)
1	10,5	0,103	0,01	1,00	10,494	0,104	1,089	0,9970	0,057%	-0,971%	-8,900%	0,300%
2	20,7	0,205	0,04	1,00	20,663	0,204	4,236	1,0046	0,179%	0,488%	-5,900%	-0,460%
3	30,0	0,297	0,09	1,00	29,961	0,295	8,907	1,0061	0,130%	0,673%	1,033%	-0,610%
4	40,7	0,404	0,16	1,00	40,615	0,401	16,403	1,0069	0,209%	0,743%	-2,519%	-0,690%
5	50,6	0,501	0,25	1,00	50,489	0,499	25,374	1,0071	0,219%	0,399%	-1,496%	-0,710%
6	60,3	0,599	0,36	1,00	60,254	0,596	36,156	1,0072	0,076%	0,501%	-0,433%	-0,720%
7	70,6	0,702	0,49	1,00	70,492	0,697	48,638	0,9907	0,153%	0,712%	0,739%	0,930%
8	80,6	0,802	0,64	1,00	80,560	0,796	64,612	1,0073	0,050%	0,748%	-0,956%	-0,730%
9	91,1	0,904	0,81	1,00	90,997	0,900	81,121	0,9908	0,113%	0,442%	-0,149%	0,920%
10	100,6	0,999	0,99	1,00	100,399	0,993	100,414	1,0076	0,200%	0,601%	-1,428%	-0,760%
11	110,5	1,098	1,20	1,00	110,372	1,091	121,281	1,0074	0,116%	0,638%	-1,068%	-0,740%
12	120,4	1,197	1,42	1,00	120,311	1,189	144,143	1,0076	0,074%	0,668%	-1,509%	-0,760%
13	130,6	1,297	1,67	1,00	130,421	1,288	169,286	1,0074	0,137%	0,694%	-1,369%	-0,740%
14	140,7	1,395	1,94	1,00	140,463	1,387	196,280	1,0075	0,168%	0,573%	-1,175%	-0,750%
15	151,0	1,499	2,24	1,00	150,962	1,490	226,583	1,0074	0,025%	0,600%	-1,153%	-0,740%
16	160,9	1,583	2,52	1,00	160,570	1,584	256,302	1,0074	0,205%	-0,063%	-1,707%	-0,740%
17	170,4	1,688	2,83	1,00	170,026	1,676	287,164	1,0076	0,219%	0,711%	-1,471%	-0,760%
27	181,2	1,796	3,20	1,00	180,875	1,783	324,940	1,0077	0,179%	0,724%	-1,544%	-0,770%

Tabela 2 – Tensão, corrente, potência e FP medidos no Wattímetro Digital e no Canal 2 do Sistema de Medição para carga resistiva $R = 104,7 \Omega$. $V_{RMSE} = 0,1866V$; $I_{RMSE} = 0,0070A$; $P_{RMSE} = 2,3251W$ e $FP_{RMSE} = 0,0077$.

Fonte: Próprio autor.

Amostra	Wattímetro Digital				Sistema de Medição				Erros			
	Vrms[V]	Irms [A]	P _{in} [W]	FP	Vrms[V]	I [A]	P [W]	FP	% (V)	%(A)	% (P)	% (defasagem)
1	35,5	0,537	3,00	0,159	35,361	0,543	2,831	0,1476	0,391%	-1,038%	5,625%	-0,820%
2	45,3	0,747	4,36	0,130	45,235	0,753	4,553	0,1337	0,144%	-0,775%	-4,418%	0,259%
3	55,5	0,978	6,11	0,112	55,485	0,987	6,231	0,1137	0,026%	-0,961%	-1,980%	0,120%
4	65,8	1,223	7,92	0,095	65,649	1,234	8,057	0,0994	0,230%	-0,917%	-1,728%	0,302%
5	75,6	1,470	9,79	0,086	75,571	1,485	9,958	0,0887	0,039%	-1,004%	-1,716%	0,186%
6	85,3	1,719	11,70	0,079	85,369	1,735	12,147	0,0820	-0,081%	-0,926%	-3,819%	0,203%
7	96,1	2,010	14,09	0,073	96,481	2,026	14,493	0,0741	-0,397%	-0,804%	-2,857%	0,076%
8	105,7	2,250	16,29	0,070	105,696	2,270	16,786	0,0700	0,004%	-0,883%	-3,044%	-0,002%
9	115,7	2,515	18,68	0,066	115,712	2,535	19,083	0,0651	-0,011%	-0,779%	-2,158%	-0,062%
10	125,7	2,778	21,20	0,063	125,625	2,800	21,042	0,0598	0,059%	-0,784%	0,747%	-0,211%
11	135,5	3,040	23,78	0,061	135,388	3,061	22,500	0,0543	0,083%	-0,680%	5,383%	-0,445%
12	145,7	3,316	26,79	0,058	145,563	3,336	25,506	0,0525	0,094%	-0,606%	4,793%	-0,363%
13	155,8	3,585	29,89	0,056	155,711	3,613	28,745	0,0511	0,057%	-0,777%	3,831%	-0,324%
14	165,8	3,862	33,20	0,053	165,763	3,888	32,232	0,0500	0,022%	-0,682%	2,917%	-0,197%
15	175,1	4,118	36,39	0,051	174,897	4,140	34,549	0,0477	0,116%	-0,527%	5,058%	-0,216%
16	185,2	4,390	40,18	0,049	185,158	4,425	38,816	0,0474	0,023%	-0,786%	3,395%	-0,107%

Tabela 3 – Tensão, corrente, potência e FP medidos no Wattímetro Digital e no Canal 1 do Sistema de Medição para carga indutiva L = 108,8 H. $V_{RMSE} = 0,1339V$; $I_{RMSE} = 0,01972A$; $P_{RMSE} = 0,8553W$ e $FP_{RMSE} = 0,0044$.

Fonte: Próprio autor.

Amostra	Wattímetro Digital				Sistema de Medição				Erros			
	Vrms[V]	Irms [A]	Pin [W]	FP	Vrms[V]	I [A]	P [W]	FP	% (V)	%(A)	% (P)	% (defasagem)
1	35,6	0,540	3,00	0,155	35,505	0,539	2,862	0,1495	0,266%	0,136%	4,604%	-0,395%
2	45,3	0,746	4,32	0,125	45,282	0,745	4,489	0,1330	0,039%	0,113%	-3,917%	0,561%
3	55,5	0,978	6,08	0,107	55,506	0,978	6,263	0,1154	-0,011%	0,022%	-3,006%	0,577%
4	65,4	1,219	7,83	0,092	65,505	1,217	7,914	0,0993	-0,161%	0,194%	-1,066%	0,496%
5	76,6	1,497	9,90	0,080	76,709	1,495	10,110	0,0882	-0,142%	0,155%	-2,118%	0,550%
6	85,4	1,720	11,62	0,075	85,480	1,719	11,793	0,0803	-0,094%	0,079%	-1,490%	0,354%
7	95,5	1,989	13,86	0,070	95,678	1,980	14,179	0,0748	-0,186%	0,437%	-2,304%	0,323%
8	106,2	2,261	16,23	0,065	106,286	2,259	16,902	0,0704	-0,081%	0,067%	-4,138%	0,358%
9	115,4	2,505	18,49	0,062	115,618	2,503	18,582	0,0642	-0,189%	0,067%	-0,499%	0,146%
10	125,7	2,783	21,15	0,060	125,796	2,774	21,199	0,0608	-0,077%	0,336%	-0,232%	0,050%
11	135,2	3,042	23,76	0,057	135,362	3,031	24,339	0,0593	-0,120%	0,364%	-2,438%	0,154%
12	145,4	3,319	26,73	0,055	145,606	3,305	27,331	0,0568	-0,142%	0,428%	-2,250%	0,119%
13	155,8	3,584	29,95	0,054	155,944	3,582	29,997	0,0537	-0,093%	0,062%	-0,155%	-0,020%
14	165,0	3,838	33,92	0,052	165,245	3,833	32,823	0,0518	-0,149%	0,120%	3,234%	-0,012%
15	175,5	4,135	36,59	0,051	175,799	4,119	37,183	0,0513	-0,170%	0,378%	-1,621%	0,023%
16	186,0	4,410	40,28	0,050	186,228	4,405	40,455	0,0493	-0,123%	0,123%	-0,436%	-0,045%

Tabela 4 – Tensão, corrente, potência e FP medidos no Wattímetro Digital e no Canal 2 do Sistema de Medição para carga indutiva L = 108,8 H. $V_{RMSE} = 0,1630V$; $I_{RMSE} = 0,0070A$; $P_{RMSE} = 0,4338W$ e $FP_{RMSE} = 0,0048$.

Fonte: Próprio autor.

ENSAIOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados: o motor de indução trifásico sob estudo, os resultados dos ensaios, os parâmetros elétricos obtidos à partir destes ensaios, os ensaios com carga, bem como as curvas de desempenho do MIT nas diversas condições de frequências preestabelecidas.

A Figura 40 apresenta uma imagem do MIT em estudo, enquanto seus dados de placa podem ser encontrados no Quadro 6. O motor de linha padrão é um modelo de 1.0 *cv* projetado para operar a 60 Hz. O motor possui doze terminais e foi ligado em duplo delta durante os ensaios em que foi alimentado.

As frequências ao qual o motor foi submetido foram: 40 Hz, 50 Hz, 60 Hz, 70 Hz e 80 Hz. Para cada frequência, o índice de modulação do conversor de frequências (m_a) da Equação (57) foi variado em 0.7, 0.8, 0.9 e 1.0 variando assim a tensão aplicada ao motor em cada frequência.



Figura 40 – Motor de Indução Trifásico sob estudo.

Fonte: Próprio autor.

Modelo	FW39916	Motor de Indução ~ 3 - Gaiola	
Potência	750 W (1 cv)	RPM	1720
Frequência	60 Hz	CAT	N
FS	1,15	Ip/In	7,2
Tensão	220/380 V	Corrente	3,02/1,75 A
Rendimento	79,50%	FP	0,82

Quadro 6 – Dados de Placa do motor de indução sob estudo.

Fonte: Próprio autor.

Conforme os dados apresentados nas tabelas subsequentes, há casos em que não faz sentido aplicar alguma das variações de tensão e frequência mencionadas acima. Um exemplo é o ensaio para medição da resistência DC do enrolamento descrito na seção 2.2.1. Como a tensão DC é aplicada no ensaio, não há como variar a frequência. Portanto, o mesmo ensaio é utilizado para todas as condições de frequência e tensão. Outra situação se refere os índices de modulação m_a mencionados na seção 3.3.2. Esse índice não podem ser variado no ensaio de rotor bloqueado, em virtude da dinâmica desse tipo de ensaio. Neste caso, em uma determinada frequência, o mesmo ensaio de rotor bloqueado é empregado para todos os cálculos, independentemente da variação no índice de modulação.

Os ensaios foram realizados na bancada apresentada na seção 3.3 e conforme foram descrito na seção 2.2. As medidas foram tomadas com o sistema de medição desenvolvido e apresentado na seção 3.3.2.

Foram tomados dados referente aos ensaios no MIT em estudo para o motor alimentado pela rede elétrica. No ensaio com rotor bloqueado, a variação de tensão foi realizada através de um VARIAC. Essa dados são usados para fim de comparação com a situação em que o motor é alimentado pelo conversor de frequências.

Como será visto mais adiante, a tensão proveniente da rede elétrica e a tensão fornecida pelo conversor apresentam valores distintos. Isso ocorre devido às perdas internas do conversor, que são inerentes ao processo de conversão e que reduzem o nível de tensão na saída em relação à tensão aplicada na entrada proveniente da rede elétrica.

A seguir são apresentados os resultados dos ensaios.

4.1 Experimento 01 - Ensaio para Obtenção dos Parâmetros Elétricos do MIT

Os ensaios para obtenção dos parâmetros elétricos do motor foram baseados na ABNT NBR 17094-3 e descrito na Seção 2.2.

Para medição da resistência à frio, foi utilizado o método V-A e os instrumentos

necessários foram uma fonte de bancada e dois multímetro, um configurado com voltímetro e outro como amperímetro. Os instrumentos foram apresentados no item 7 da Figura 18.

Esse ensaio foi realizado em todos os enrolamentos do motor sob estudo e por fim foi obtida uma média desses valores. Também foi registrado a temperatura ambiente durante o ensaio.

Os ensaios à vazio foram realizados conforme descrito na Seção 2.2.2. Para os ensaios à vazio, foram necessários um circuito de condicionamento e outro de aquisição de dados para medição da tensão, corrente potência elétrica ativa e fator de potência. Esses instrumentos também estão presentes na Figura 18 e são respectivamente os itens 4 e 3 além do computador (item 2). Além da medição dessas grandezas elétricas, mediu-se ainda a temperatura externa da tampa do motor durante as medidas do ensaio com auxílio de um termômetro infravermelho.

Para os ensaios à vazio com tensão reduzida seguiu-se de forma parecida ao ensaio à vazio e utilizando os mesmos instrumentos, sendo que a tensão de alimentação do motor foi diminuída e a corrente observada até que houvesse o aumento da corrente. Nesse ponto de mínima corrente é registrada a leitura de potência que equivale as perdas rotacionais.

Já os ensaios com rotor bloqueado foram realizados conforme descrito na Seção 2.2.3. Foram utilizados os mesmos instrumentos para o ensaio à vazio, além do transformador apresentado no item 12 da Figura 18.

Os resultados dos ensaios supracitados compõem as Tabelas 5 a 10. Para obtenção dos parâmetros elétricos do motor nas condições ensaiadas, foram empregados os cálculos apresentados na Seção 2.2.4 e o resultado destes cálculos são mostrados nas Tabelas 11 a 16. Os cálculos foram automatizados através de *scripts* no Matlab. O *scripts* com os cálculos dos parâmetros elétricos podem ser conferidos no Apêndice B.4.

4.2 Experimento 02 - Teste com Variação de Carga

Após os ensaios de resistência à frio, os ensaios à vazio e de rotor bloqueado, foram realizados os ensaios com carga. Nestes ensaios, quando possível, o motor foi carregado até 140% da carga nominal. Nos ensaios com carga o motor é partido sem carga e posteriormente a carga foi adicionada ao motor, na tentativa para preservar o conversor, que é um protótipo.

Neste experimento o motor é alimentado e submetido à variação de carga em seu eixo. A carga sobre o eixo do motor é obtida através de um gerador DC que tem seu eixo acoplado ao eixo do motor sob estudo conforme foi apresentado na Figura 18. A saída do gerador está ligada à um conjunto de lâmpadas e o circuito de campo do gerador é

Ensaio	Frequência ensaio [Hz]	60 (rede)			
	Percentual da tensão do ensaio [%]	100	90	80	70
Resistência à frio	Temperatura ambiente [°C]	25	25	25	25
	Resistência média [Ω]	9,2	9,2	9,2	9,2
Ensaio à vazio	Temperatura do ensaio [°C]	37,80	36,00	33,00	31,83
	Tensão [V]	223,65	197,84	177,73	155,16
	Corrente [A]	1,78	1,56	1,37	1,19
	Potência [W]	103,52	52,03	44,51	35,69
	Fator de Potência	0,1532	0,0904	0,1001	0,1054
Ensaio vazio com tensão reduzida	Perdas Rotacionais [W]	22,59	22,59	22,59	22,59
Ensaio com Rotor Bloqueado	Temperatura do ensaio [°C]	39	39	39	39
	Tensão [V]	42,25	42,25	42,25	42,25
	Corrente [A]	3,07	3,07	3,07	3,07
	Potência [W]	162,73	162,73	162,73	162,73
	Fator de Potência	0,731	0,731	0,731	0,731

Tabela 5 – Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 60 Hz da rede elétrica.

Fonte: Próprio autor.

ligado à uma fonte de tensão variável (Variac com um circuito retificador em sua saída). Durante o funcionamento do conjunto motor-gerador, pode-se variar a carga na saída do gerador através da variação da tensão em seu circuito de campo. Quanto maior a tensão no circuito de campo maior será a carga sobre o eixo do motor sob estudo e esse aumento da carga reflete nos parâmetros como torque, velocidade, corrente consumida e potência dissipada.

Durante os ensaios foram utilizados todos instrumentos da bancada apresentada na Figura 18. Os ensaios foram realizados conforme a Seção 2.2.5 e os dados obtidos nos ensaios foram registrados nas Tabelas 17 a 40.

Com base nos resultados obtidos pelos ensaios apresentados, foram organizados as Tabelas 41 a 46 com desempenho do motor em condição de frequência constante e variação de tensão. Nessas tabelas são apresentadas: perdas, rendimento, torque, FP e escorregamento em cada situação de carregamento do motor.

A partir dos resultados dos ensaios do **Experimento 01** foram traçados os gráficos da Figura 41. Nessa figura são apresentados os parâmetros elétricos do motor em função da frequência para cada variação de tensão admitida neste estudo.

Como observado na introdução desta Seção, há alguns parâmetros que se mantêm

Ensaio	Frequência ensaio [Hz]	40			
		100	90	80	70
Resistência à frio	Percentual da tensão do ensaio [%]				
Ensaio à vazio	Temperatura ambiente [°C]	25	25	25	25
	Resistência média [Ω]	9,2	9,2	9,2	9,2
	Temperatura do ensaio [°C]	37,00	39,00	39,00	38,33
	Tensão [V]	194,93	172,46	154,25	135,26
	Corrente [A]	3,42	2,37	1,87	1,55
Ensaio vazio com tensão reduzida	Potência [W]	220,00	121,65	80,84	58,23
	Fator de Potência	0,20	0,17	0,17	0,17
	Perdas Rotacionais [W]	15,99	15,99	15,99	15,99
Ensaio com Rotor Bloqueado	Temperatura do ensaio [°C]	38	38	38	38
	Tensão [V]	50,50	50,50	50,50	50,50
	Corrente [A]	3,09	3,09	3,09	3,09
	Potência [W]	288,77	288,77	288,77	288,77
	Fator de Potência	0,803	0,803	0,803	0,803

Tabela 6 – Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 40 Hz.

Fonte: Próprio autor.

durante a variação de tensão devido a característica do ensaio que resultou nesses parâmetros. Isso é notado nas Figuras 4.41(c) e 4.41(d). Nota-se ainda que há um padrão seguido pelo conjunto de dados de cada figura e em alguns casos, como em 4.41(a), há uma quebra abrupta deste padrão.

Do **Experimento 02** foram traçados os gráficos da Figura 42 em que são apresentados o rendimento em função do carregamento do motor sob estudo para cada tensão e frequência adotados neste trabalho.

Nota-se que há redução do rendimento à medida que se aumenta o carregamento. Novamente há algumas situações em que os dados coletados não refletem esse padrão mencionado como visto nas Figuras 4.42(c) e 4.42(f). Já na Figura 4.42(b), para o índice de modulação m igual à 70% do valor da tensão fornecida pelo conversor de frequências, o rendimento cresce à medida quando há o aumento do carregamento, destoando assim de todos os outros casos apresentados na Figura 42.

Ensaio	Frequência ensaio [Hz] Percentual da tensão do ensaio [%]	50			
		100	90	80	70
Resistência à frio	Temperatura ambiente [°C]	25	25	25	25
	Resistência média [Ω]	9,2	9,2	9,2	9,2
Ensaio à vazio	Temperatura do ensaio [°C]	34,0	34,0	34,2	34,5
	Tensão [V]	193,8	172,9	155,5	136,0
	Corrente [A]	1,9	1,6	1,4	1,2
	Potência [W]	97,51	73,70	61,37	49,02
	Fator de Potência	0,1538	0,1569	0,1665	0,177
Ensaio vazio com tensão reduzida	Perdas Rotacionais [W]	17,57	17,57	17,57	17,57
Ensaio com Rotor Bloqueado	Temperatura do ensaio [°C]	35	35	35	35
	Tensão [V]	42,92	42,92	42,92	42,92
	Corrente [A]	3,03	3,03	3,03	3,03
	Potência [W]	151,98	151,98	151,98	151,98
	Fator de Potência	0,722	0,722	0,722	0,722

Tabela 7 – Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 50 Hz.

Fonte: Próprio autor.

Ensaio	Frequência ensaio [Hz] Percentual da tensão do ensaio [%]	60			
		100	90	80	70
Resistência à frio	Temperatura ambiente [°C]	25	25	25	25
	Resistência média [Ω]	9,2	9,2	9,2	9,2
Ensaio à vazio	Temperatura do ensaio [°C]	37,5	32,5	32,0	32,8
	Tensão [V]	194,37	171,09	153,00	132,89
	Corrente [A]	1,50	1,28	1,16	1,01
	Potência [W]	77,81	57,86	51,72	42,36
	Fator de Potência	0,1642	0,1578	0,1752	0,1907
Ensaio vazio com tensão reduzida	Perdas Rotacionais [W]	22,81	22,81	22,81	22,81
Ensaio com Rotor Bloqueado	Temperatura do ensaio [°C]	37,5	37,5	37,5	37,5
	Tensão [V]	44,99	44,99	44,99	44,99
	Corrente [A]	3,168	3,168	3,168	3,168
	Potência [W]	163,42	163,42	163,42	163,42
	Fator de Potência	0,694	0,694	0,694	0,694

Tabela 8 – Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 60 Hz.

Fonte: Próprio autor.

Ensaio	Frequência ensaio [Hz] Percentual da tensão do ensaio [%]	70			
		100	90	80	70
Resistência à frio	Temperatura ambiente [°C]	25	25	25	25
	Resistência média [Ω]	9,2	9,2	9,2	9,2
Ensaio à vazio	Temperatura do ensaio [°C]	33,50	32,17	32,33	32,67
	Tensão [V]	193,06	167,08	149,07	137,60
	Corrente [A]	1,29	1,09	0,98	0,92
	Potência [W]	73,75	58,65	49,63	46,20
	Fator de Potência	0,1812	0,1938	0,2064	0,2242
Ensaio vazio com tensão reduzida	Perdas Rotacionais [W]	31,762	31,762	31,762	31,762
Ensaio com Rotor Bloqueado	Temperatura do ensaio [°C]	29	29	29	29
	Tensão [V]	47,38	47,38	47,38	47,38
	Corrente [A]	3,039	3,039	3,039	3,039
	Potência [W]	151,79	151,79	151,79	151,79
	Fator de Potência	0,642	0,642	0,642	0,642

Tabela 9 – Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 70 Hz.

Fonte: Próprio autor.

Ensaio	Frequência ensaio [Hz] Percentual da tensão do ensaio [%]	80			
		100	90	80	70
Resistência à frio	Temperatura ambiente [°C]	25	25	25	25
	Resistência média [Ω]	9,2	9,2	9,2	9,2
Ensaio à vazio	Temperatura do ensaio [°C]	34,00	33,83	32,33	32,00
	Tensão [V]	190,06	167,59	147,86	128,45
	Corrente [A]	1,29	0,97	0,87	0,80
	Potência [W]	63,63	52,15	47,06	44,39
	Fator de Potência	0,1878	0,1958	0,2254	0,2743
Ensaio vazio com tensão reduzida	Perdas Rotacionais [W]	33,91	33,91	33,91	33,91
Ensaio com Rotor Bloqueado	Temperatura do ensaio [°C]	33,5	33,5	33,5	33,5
	Tensão [V]	56,47	56,47	56,47	56,47
	Corrente [A]	3,072	3,072	3,072	3,072
	Potência [W]	147,13	147,13	147,13	147,13
	Fator de Potência	0,604	0,604	0,604	0,604

Tabela 10 – Resumo dos dados obtidos nos ensaios em 80 Hz.

Fonte: Próprio autor.

Frequência dos ensaios [Hz]	60 (rede)			
Percentual da tensão do ensaio [%]	70	80	90	100
$R_1[\Omega]$	9,71	9,64	9,54	9,49
$R_2[\Omega]$	7,32	7,38	7,48	7,52
$X_1[\Omega]$	6,58	6,58	6,58	6,58
$X_2[\Omega]$	9,68	9,68	9,68	9,68
$R_C[\Omega]$	1341,56	2294,09	2133,77	2039,69
$X_M[\Omega]$	207,98	208,28	214,57	216,16

Tabela 11 – Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 60 Hz da rede elétrica.

Fonte: Próprio autor.

Frequência dos ensaios [Hz]	40			
Percentual da tensão do ensaio [%]	70	80	90	100
$R_1[\Omega]$	9,68	9,75	9,75	9,73
$R_2[\Omega]$	12,43	12,36	12,36	12,38
$X_1[\Omega]$	6,83	6,83	6,83	6,83
$X_2[\Omega]$	10,04	10,04	10,04	10,04
$R_C[\Omega]$	433,24	652,28	792,72	842,53
$X_M[\Omega]$	88,71	115,90	132,93	141,68

Tabela 12 – Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 40 Hz.

Fonte: Próprio autor.

Frequência dos ensaios [Hz]	50			
Percentual da tensão do ensaio [%]	70	80	90	100
$R_1[\Omega]$	9,57	9,57	9,58	9,59
$R_2[\Omega]$	7,84	7,84	7,84	7,82
$X_1[\Omega]$	6,87	6,87	6,87	6,87
$X_2[\Omega]$	10,10	10,10	10,10	10,10
$R_C[\Omega]$	1058,49	1111,80	1071,97	1012,05
$X_M[\Omega]$	164,76	176,69	181,02	182,28

Tabela 13 – Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 50 Hz.

Fonte: Próprio autor.

Frequência dos ensaios [Hz]	60			
Percentual da tensão do ensaio [%]	70	80	90	100
$R_1[\Omega]$	9,70	9,52	9,50	9,53
$R_2[\Omega]$	7,04	7,21	7,22	7,20
$X_1[\Omega]$	7,17	7,17	7,17	7,17
$X_2[\Omega]$	10,54	10,54	10,54	10,54
$R_C[\Omega]$	1293,43	1388,30	1239,75	1129,02
$X_M[\Omega]$	215,30	221,90	220,69	219,33

Tabela 14 – Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 60 Hz.
Fonte: Próprio autor.

Frequência dos ensaios [Hz]	70			
Percentual da tensão do ensaio [%]	70	80	90	100
$R_1[\Omega]$	9,55	9,51	9,51	9,52
$R_2[\Omega]$	7,67	7,71	7,71	7,70
$X_1[\Omega]$	8,38	8,38	8,38	8,38
$X_2[\Omega]$	12,32	12,32	12,32	12,32
$R_C[\Omega]$	1357,58	1308,58	1210,79	1100,83
$X_M[\Omega]$	250,13	258,53	255,43	253,29

Tabela 15 – Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 70 Hz.
Fonte: Próprio autor.

Frequência dos ensaios [Hz]	80			
Percentual da tensão do ensaio [%]	70	80	90	100
$R_1[\Omega]$	9,57	9,56	9,51	9,50
$R_2[\Omega]$	9,35	9,36	9,41	9,42
$X_1[\Omega]$	10,27	10,27	10,27	10,27
$X_2[\Omega]$	15,10	15,10	15,10	15,10
$R_C[\Omega]$	1285,10	1450,34	1240,16	969,30
$X_M[\Omega]$	245,71	289,66	286,92	276,47

Tabela 16 – Parâmetros elétricos do circuito equivalente a partir dos ensaios em 80 Hz.
Fonte: Próprio autor.

Frequência do ensaio [Hz]	60 (rede)						
Percentual de tensão [%]	100						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	1200,99	1064,36	1037,06	963,16	801,64	621,99	454,30
Corrente [A]	3,65	3,33	3,23	3,06	2,72	2,34	2,09
Tensão [V]	219,67	220,98	221,76	220,11	220,53	221,39	224,15
Velocidade [rpm]	1704,1	1719	1721,2	1726,5	1740,5	1755,3	1771,5
Torque [N.m]	5,19	4,65	4,53	4,19	3,45	2,6	1,79
T_{amb} [$^{\circ}C$]	24	24	26	24	24	24	24
T_{ensaio} [$^{\circ}C$]	37	37	37	37	37	37	37
R_{ensaio} [Ω]	10,13	10,05	10,19	10,09	10,01	9,98	10,19

Tabela 17 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pela rede em 60 Hz com 100% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	60 (rede)						
Percentual de tensão [%]	90						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	1010,04	939,13	274,55	829,30	710,29	601,00	432,20
Corrente [A]	3,53	3,32	3,21	3,03	2,72	2,44	2,07
Tensão [V]	196,72	196,27	196,71	196,72	196,56	197,01	197,72
Velocidade [rpm]	1692,6	1701,1	1707,3	1714,6	1729	1741,5	1761,1
Torque [N.m]	4,44	4,1	3,98	3,68	3,17	2,67	1,86
T_{amb} [$^{\circ}C$]	25	25	25	25	25	25	25
T_{ensaio} [$^{\circ}C$]	40	40	40	40	40	40	39
R_{ensaio} [Ω]	10,40	10,28	10,03	10,28	10,13	10,18	10,09

Tabela 18 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pela rede em 60 Hz com 90% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	60 (rede)						
Percentual de tensão [%]	80						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	928,29	853,38	811,45	770,77	662,39	580,78	439,18
Corrente [A]	3,52	3,33	3,21	3,07	2,71	2,47	2,08
Tensão [V]	178,06	173,95	174,22	173,86	174,79	175,36	175,29
Velocidade [rpm]	1678,7	1684,9	1693,3	1698	1715,9	1729,2	1748,6
Torque [N.m]	4,03	3,72	3,56	3,39	2,91	2,58	1,94
$T_{amb}[^{\circ}C]$	26	26	26	26	26	26	26
$T_{ensaio}[^{\circ}C]$	38	39	39	39	39	39	37,5
$R_{ensaio}[\Omega]$	10,25	10,26	10,13	10,15	10,14	10,09	10,08

Tabela 19 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pela rede em 60 Hz com 80% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	60 (rede)						
Percentual de tensão [%]	70						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	821,15	757,76	739,64	684,76	596,39	510,93	425,47
Corrente [A]	3,57	3,31	3,24	3,03	2,70	2,39	2,10
Tensão [V]	152,27	152,50	152,24	152,40	152,43	152,95	153,08
Velocidade [rpm]	1648,9	1663,6	1666,1	1679,1	1696,3	1714,2	1730,5
Torque [N.m]	3,48	3,25	3,18	2,92	2,61	2,25	1,88
$T_{amb}[^{\circ}C]$	26	26	26	26	26	26	26
$T_{ensaio}[^{\circ}C]$	38	38	38	39	39	39	38
$R_{ensaio}[\Omega]$	10,09	10,17	10,27	10,15	10,20	10,10	10,06

Tabela 20 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pela rede em 60 Hz com 70% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	40						
Percentual de tensão [%]	100						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	853,63	780,88	754,73	652,21	448,46	-	-
Corrente [A]	3,54	3,32	3,26	3,03	2,80	-	-
Tensão [V]	170,59	172,52	173,23	175,34	181,59	-	-
Velocidade [rpm]	1120,8	1131,2	1134,4	1148,4	1172,3	-	-
Torque [N.m]	5,25	4,79	4,62	3,91	2,32	-	-
T_{amb} [° C]	26	26	26	26	26	-	-
T_{ensaio} [° C]	50	49	50	49	49	-	-
R_{ensaio} [Ω]	10,85	10,81	10,75	10,62	10,62	-	-

Tabela 21 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 40 Hz com 100% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	40						
Percentual de tensão [%]	90						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	803,23	753,27	501,55	659,43	567,79	433,24	-
Corrente [A]	3,54	3,34	3,20	3,02	2,73	2,42	-
Tensão [V]	151,15	153,55	154,70	156,20	158,36	162,17	-
Velocidade [rpm]	1100,1	1111,4	1118,6	1128,6	1142,3	1161,8	-
Torque [N.m]	4,91	4,63	4,41	4,08	3,49	2,54	-
T_{amb} [° C]	26	26	27	26,5	27	27	-
T_{ensaio} [° C]	47	47	47	47	47	46	-
R_{ensaio} [Ω]	10,68	10,63	10,56	10,51	10,45	10,47	-

Tabela 22 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 40 Hz com 90% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	40						
Percentual de tensão [%]	80						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	728,56	688,81	659,97	611,39	536,40	450,27	347,53
Corrente [A]	3,53	3,35	3,23	3,01	2,71	2,40	2,08
Tensão [V]	133,70	134,46	134,64	135,88	137,70	139,09	141,81
Velocidade [rpm]	1080,2	1090,3	1097,1	1108,9	1125,6	1141,8	1159,8
Torque [N.m]	4,39	4,2	4,04	3,75	3,31	2,77	2,09
T_{amb} [° C]	26	26	26	26	26	26	26
T_{ensaio} [° C]	44	44	44	45	44,5	43,5	43
R_{ensaio} [Ω]	10,49	10,45	10,39	10,38	10,34	10,29	10,22

Tabela 23 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 40 Hz com 80% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	40						
Percentual de tensão [%]	70						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	641,98	605,38	582,48	551,61	480,96	426,67	342,42
Corrente [A]	3,54	3,32	3,22	3,06	2,72	2,44	2,09
Tensão [V]	115,45	116,75	116,39	117,24	117,36	120,27	121,12
Velocidade [rpm]	1053,7	1068,2	1073,2	1084,6	1105	1122,1	1141,5
Toque [N.m]	3,72	3,55	3,44	3,27	2,94	2,59	2,08
T_{amb} [° C]	26	26	26	26	26	26	26
T_{ensaio} [° C]	41	42	43	43	43	43	43
R_{ensaio} [Ω]	10,36	10,35	10,35	10,36	10,34	10,30	10,23

Tabela 24 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 40 Hz com 70% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	50						
Percentual de tensão [%]	100						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	905,21	905,80	783,03	704,65	580,70	427,12	417,19
Corrente [A]	3,56	3,34	3,22	3,02	2,71	2,42	2,40
Tensão [V]	181,43	182,28	183,84	184,25	185,77	186,84	187,76
Velocidade [rpm]	1410	1406	1427	1436,2	1450,5	1467	1468,3
Torque [N.m]	4,43	4,22	3,83	3,45	2,76	1,92	1,85
T_{amb} [° C]	26	25	26	26	26	26	26
T_{ensaio} [° C]	38	37	40	40	40	39	39
R_{ensaio} [Ω]	10,22	10,54	10,35	10,40	10,18	9,97	10,31

Tabela 25 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 50 Hz com 100% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	50						
Percentual de tensão [%]	90						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	810,28	759,55	501,68	656,82	571,28	455,61	293,35
Corrente [A]	3,53	3,35	3,21	3,03	2,74	2,42	2,10
Tensão [V]	163,74	165,42	163,55	166,56	167,18	165,17	168,79
Velocidade [rpm]	1396,3	1406,7	1412,3	1423,7	1437	1451,1	1473,1
Torque [N.m]	3,94	3,71	2,72	3,19	2,72	2,12	1,23
T_{amb} [° C]	26	26	26	26	26	26	26
T_{ensaio} [° C]	37	37	37	37	37	38	37
R_{ensaio} [Ω]	10,08	10,11	10,13	9,99	10,46	10,04	10,06

Tabela 26 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 50 Hz com 90% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	50						
Percentual de tensão [%]	80						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	691,69	655,06	604,80	567,16	462,47	363,30	215,56
Corrente [A]	3,53	3,38	3,26	3,10	2,74	2,44	2,08
Tensão [V]	153,28	153,09	152,27	153,66	153,10	154,10	155,22
Velocidade [rpm]	1384,8	1393,5	1402,8	1412,1	1432,6	1451,8	1475,3
Torque [N.m]	3,35	3,16	2,97	2,79	2,25	1,72	0,91
T_{amb} [° C]	26	25	26	25,5	25	26	26
T_{ensaio} [° C]	36	36	36	36	35,5	35	34
R_{ensaio} [Ω]	10,00	10,07	10,00	9,98	10,49	9,88	9,93

Tabela 27 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 50 Hz com 80% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	50						
Percentual de tensão [%]	70						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	685,30	634,60	629,14	583,54	509,14	439,67	371,13
Corrente [A]	3,54	3,30	3,27	3,07	2,71	2,40	2,10
Tensão [V]	122,92	122,69	122,66	122,76	123,40	123,59	123,95
Velocidade [rpm]	1339,5	1354,5	1356,5	1370,4	1392,7	1410,9	1428,6
Torque [N.m]	3,06	2,9	2,87	2,7	2,37	2,07	1,75
T_{amb} [° C]	26	26	26	26	26	26	26
T_{ensaio} [° C]	37	36	36	36	35	34,5	34
R_{ensaio} [Ω]	10,04	10,05	10,04	10,04	10,04	9,80	9,48

Tabela 28 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 50 Hz com 70% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	60						
Percentual de tensão [%]	100						
Fator de carregamento I/I_n	1,5	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	1003,47	913,23	874,19	814,90	706,66	610,36	480,37
Corrente [A]	3,64	3,34	3,21	3,03	2,71	2,43	2,10
Tensão [V]	180,32	181,22	181,99	182,30	183,04	183,40	187,06
Velocidade [rpm]	1672,5	1689,3	1692,6	1702,8	1717,5	1732,1	1750,3
Torque [N.m]	4,22	3,06	3,74	3,46	3,05	2,6	2
T_{amb} [°C]	24	25	25	25	25	25	25
T_{ensaio} [°C]	36	37	38	38	37	37	36
R_{ensaio} [Ω]	10,07	10,06	10,08	10,06	10,00	9,43	9,95

Tabela 29 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 60 Hz com 100% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	60						
Percentual de tensão [%]	90						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	863,28	810,04	779,05	723,16	643,57	551,62	457,56
Corrente [A]	3,54	3,32	3,21	3,02	2,71	2,41	2,09
Tensão [V]	158,90	159,30	159,06	158,67	159,71	160,13	161,62
Velocidade [rpm]	1655,4	1667,4	1672,6	1682	1700	1717,9	1735
Torque [N.m]	3,61	3,38	3,25	3,05	2,72	2,3	1,91
T_{amb} [°C]	25	25	25,5	25	25	25	25
T_{ensaio} [°C]	35	36	36	36	36	35,5	34
R_{ensaio} [Ω]	10,04	10,04	10,04	10,01	9,96	9,69	9,82

Tabela 30 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 60 Hz com 90% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	60						
Percentual de tensão [%]	80						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	760,55	721,97	685,70	638,39	567,75	492,04	410,99
Corrente [A]	3,52	3,36	3,20	3,02	2,72	2,40	2,09
Tensão [V]	140,58	140,70	141,52	140,99	140,53	141,80	142,87
Velocidade [rpm]	1631,8	1641,3	1653,7	1663	1682,8	1704	1723,1
Torque [N.m]	3,02	2,85	2,75	2,59	2,31	2	1,65
T_{amb} [° C]	25	25	25	25	25	25	25
T_{ensaio} [° C]	34,5	35	36	35,5	35	36	36
R_{ensaio} [Ω]	10,02	10,05	10,01	9,75	9,94	9,83	9,84

Tabela 31 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 60 Hz com 80% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	60						
Percentual de tensão [%]	70						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	663,52	621,39	601,38	564,69	498,41	451,84	370,76
Corrente [A]	3,55	3,34	3,22	3,03	2,71	2,47	2,09
Tensão [V]	122,05	122,10	122,12	123,01	123,20	123,84	124,04
Velocidade [rpm]	1586	1606,3	1617,1	1634,5	1659,4	1677,5	1704,6
Torque [N.m]	2,49	2,37	2,3	2,18	1,95	1,8	1,46
T_{amb} [° C]	25	24,5	25	25	25,5	25	25
T_{ensaio} [° C]	35	37	36	36	36	36	34,5
R_{ensaio} [Ω]	10,25	10,11	10,02	10,05	9,86	9,89	9,82

Tabela 32 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 60 Hz com 70% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	70						
Percentual de tensão [%]	100						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	921,09	876,61	852,97	798,09	718,84	623,75	507,50
Corrente [A]	3,55	3,34	3,23	3,05	2,77	2,44	2,07
Tensão [V]	166,52	169,36	170,74	170,97	171,76	174,08	175,90
Velocidade [rpm]	1953,1	1966,3	1972,8	1983	1997,8	2016,1	2036,1
Toque [N.m]	3,11	2,98	2,92	2,77	2,51	2,19	1,76
T_{amb} [° C]	26	26	26	26	26	26	26
T_{ensaio} [° C]	33	34	34	35	34	35	34,5
R_{ensaio} [Ω]	9,94	9,99	9,96	9,93	9,79	9,72	9,85

Tabela 33 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 70 Hz com 100% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	70						
Percentual de tensão [%]	90						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	849,37	801,10	518,25	722,88	641,03	561,15	482,81
Corrente [A]	3,54	3,35	3,21	3,02	2,71	2,41	2,11
Tensão [V]	152,09	152,29	153,80	154,43	155,03	155,76	158,59
Velocidade [rpm]	1931	1942,5	1954,6	1966,1	1986,3	2004,4	2023,1
Toque [N.m]	2,81	2,7	2,61	2,47	2,2	1,91	1,67
T_{amb} [° C]	26	26	26	26	26	26	26
T_{ensaio} [° C]	34	35	35	35	35,5	34	34
R_{ensaio} [Ω]	10,03	9,96	10,01	9,96	9,90	9,85	9,85

Tabela 34 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 70 Hz com 90% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	70						
Percentual de tensão [%]	80						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	738,78	683,08	677,87	627,82	578,65	504,35	415,87
Corrente [A]	3,57	3,31	3,26	3,03	2,80	2,44	2,05
Tensão [V]	132,11	131,93	132,81	133,08	133,81	135,29	136,75
Velocidade [rpm]	1872,3	1891,9	1901,3	1920,9	1940,8	1970,6	2000
Toque [N.m]	2,5	2,36	2,35	2,21	2,07	1,82	1,54
T_{amb} [° C]	24	24	24	24	24	25	25
T_{ensaio} [° C]	36	36	36	36	36	34	34
R_{ensaio} [Ω]	10,14	10,10	10,08	10,01	10,01	9,97	9,85

Tabela 35 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 70 Hz com 80% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	70						
Percentual de tensão [%]	70						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	648,39	617,23	587,37	560,13	494,40	444,39	367,68
Corrente [A]	3,61	3,41	3,24	3,08	2,72	2,44	2,06
Tensão [V]	115,53	116,19	116,40	116,83	116,75	118,09	118,43
Velocidade [rpm]	1823,8	1847,1	1862,2	1883	1917,9	1945,2	1978,4
Toque [N.m]	2,08	2,01	1,95	1,87	1,71	1,55	1,3
T_{amb} [° C]	24	25	25	25	25	25,5	26
T_{ensaio} [° C]	33,5	34	36	35,5	36	35	35
R_{ensaio} [Ω]	10,03	10,01	10,08	9,96	9,96	9,89	9,87

Tabela 36 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 70 Hz com 70% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	80						
Percentual de tensão [%]	100						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	902,36	847,74	833,98	786,69	691,93	628,92	514,33
Corrente [A]	3,56	3,31	3,22	3,04	2,68	2,44	2,07
Tensão [V]	164,68	166,61	169,03	169,55	171,90	173,48	173,69
Velocidade [rpm]	1967,9	2227,1	2236,4	2247,7	2273,5	2290,6	2314,5
Toque [N.m]	2,77	2,66	2,63	2,51	2,24	2,03	1,68
T_{amb} [° C]	26	25,5	26	26	26	26	26
T_{ensaio} [° C]	37	37	38	38	38	38	38
R_{ensaio} [Ω]	10,1	10,2	10,2	7,6	10,1	10,1	10,0

Tabela 37 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 80 Hz com 100% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	80						
Percentual de tensão [%]	90						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	853,86	768,71	486,87	696,60	633,51	556,68	472,65
Corrente [A]	3,72	3,35	3,23	3,01	2,73	2,44	2,09
Tensão [V]	148,71	149,05	149,72	150,40	151,67	151,06	153,46
Velocidade [rpm]	2167,5	2199,8	2207,2	2226,4	2247,5	2269,8	2296,8
Toque [N.m]	2,51	2,36	2,29	2,16	1,99	1,79	1,51
T_{amb} [° C]	26	26	26	26	26	26	26
T_{ensaio} [° C]	36	36	36	37	37	37	37
R_{ensaio} [Ω]	10,1	10,1	10,1	10,0	10,0	10,0	9,9

Tabela 38 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 80 Hz com 90% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	80						
Percentual de tensão [%]	80						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	723,99	702,18	659,07	629,55	567,46	499,16	435,19
Corrente [A]	3,54	3,40	3,21	3,03	2,72	2,40	2,11
Tensão [V]	132,20	133,72	133,10	134,37	135,48	136,25	137,55
Velocidade [rpm]	2153,6	2165,2	2180,3	2197,7	2226,6	2254,3	2280
Toque [N.m]	2,16	2,02	1,96	1,88	1,71	1,55	1,34
T_{amb} [° C]	25,5	26	26	26	26	26	26
T_{ensaio} [° C]	32	33	33	34	34	34	35
R_{ensaio} [Ω]	9,9	9,8	10,0	10,0	9,9	9,9	9,9

Tabela 39 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 80 Hz com 80% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]	80						
Percentual de tensão [%]	70						
Fator de carregamento I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Potência [W]	632,80	601,85	593,22	557,28	500,84	454,17	374,05
Corrente [A]	3,56	3,35	3,29	3,07	2,74	2,49	2,07
Tensão [V]	116,48	117,44	117,67	118,38	119,14	119,26	120,20
Velocidade [rpm]	2080,7	2113,9	2117,9	2146,5	2184,1	2210,6	2255,4
Toque [N.m]	1,74	1,67	1,66	1,59	1,47	1,35	1,12
T_{amb} [° C]	26	26	26	26	26	26	26
T_{ensaio} [° C]	37	38	37	38	38	38	38
R_{ensaio} [Ω]	10,1	10,2	10,2	10,2	10,1	10,1	10,0

Tabela 40 – Dados dos ensaios com carga do motor alimentado pelo conversor em 80 Hz com 70% da tensão.

Frequência do ensaio [Hz]		60 (rede)						
Parâmetros	I/I_n	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
	$m[\%]$							
Perdas [W]	70	281,30	249,97	242,82	217,06	184,10	155,47	132,51
	80	266,61	243,98	229,39	214,11	179,59	157,44	129,47
	90	263,23	237,97	223,77	207,42	176,80	154,19	127,74
	100	264,98	229,36	221,47	204,10	173,07	144,40	127,71
Rendimento	70	0,657	0,670	0,672	0,683	0,691	0,696	0,689
	80	0,675	0,678	0,690	0,687	0,699	0,692	0,696
	90	0,679	0,686	0,697	0,697	0,704	0,698	0,700
	100	0,677	0,697	0,701	0,702	0,710	0,717	0,700
Torque [N.m]	70	3,13	2,91	2,85	2,66	2,32	1,98	1,62
	80	3,15	2,91	2,88	2,65	2,32	1,95	1,62
	90	3,15	2,92	2,89	2,66	2,32	1,96	1,61
	100	3,12	2,94	2,87	2,66	2,32	1,99	1,61
FP	70	0,872	0,851	0,830	0,824	0,779	0,726	0,610
	80	0,890	0,882	0,876	0,867	0,851	0,807	0,728
	90	0,905	0,891	0,890	0,882	0,866	0,840	0,793
	100	0,909	0,900	0,898	0,889	0,873	0,848	0,811
Escorregamento	70	0,091	0,080	0,079	0,070	0,059	0,048	0,038
	80	0,073	0,068	0,063	0,059	0,048	0,040	0,028
	90	0,064	0,058	0,054	0,049	0,040	0,033	0,022
	100	0,058	0,048	0,046	0,042	0,034	0,025	0,016

Tabela 41 – Perdas, rendimento, torque, FP e escorregamento do motor alimentado pela rede em 60 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.

Frequência do ensaio [Hz]		40							
Parâmetros	I/I_n								
	$m[\%]$	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25	
Perdas [W]	70	287,59	271,02	263,57	252,29	231,17	-	-	
	80	308,64	283,78	268,06	243,28	209,27	-	-	
	90	299,84	274,60	258,66	238,41	209,46	-	-	
	100	292,20	267,38	259,48	234,00	208,04	-	-	
Rendimento	70	0,552	0,552	0,548	0,543	0,519	-	-	
	80	0,519	0,531	0,540	0,559	0,565	-	-	
	90	0,533	0,546	0,556	0,568	0,564	-	-	
	100	0,545	0,558	0,555	0,576	0,567	-	-	
Torque [N.m]	70	3,21	2,99	2,84	2,64	2,16	-	-	
	80	2,95	2,82	2,74	2,66	2,30	-	-	
	90	2,97	2,84	2,76	2,65	2,27	-	-	
	100	2,98	2,85	2,72	2,64	2,22	-	-	
FP	70	0,806	0,774	0,758	0,696	0,502	-	-	
	80	0,854	0,834	0,821	0,795	0,741	-	-	
	90	0,875	0,867	0,858	0,842	0,809	-	-	
	100	0,891	0,883	0,879	0,872	0,851	-	-	
Escorregamento	70	0,131	0,116	0,111	0,100	0,080	-	-	
	80	0,108	0,097	0,090	0,079	0,063	-	-	
	90	0,090	0,078	0,071	0,062	0,049	-	-	
	100	0,071	0,061	0,057	0,045	0,023	-	-	

Tabela 42 – Perdas, rendimento, torque, FP e escorregamento do motor alimentado pelo conversor em 40 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.

Frequência do ensaio [Hz]		50							
Parâmetros	I/I_n								
	$m[\%]$	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25	
Perdas [W]	70	267,83	238,35	234,71	210,31	173,49	143,85	119,34	
	80	249,10	230,59	217,07	199,13	169,01	138,75	113,57	
	90	245,04	224,07	211,81	190,70	167,75	139,24	116,10	
	100	243,78	227,97	209,07	189,83	160,43	135,52	134,89	
Rendimento	70	0,609	0,624	0,627	0,640	0,659	0,673	0,678	
	80	0,637	0,637	0,655	0,659	0,668	0,684	0,694	
	90	0,642	0,647	0,663	0,673	0,671	0,683	0,687	
	100	0,644	0,641	0,668	0,675	0,685	0,692	0,637	
Torque [N.m]	70	2,98	2,79	2,78	2,60	2,30	2,00	1,68	
	80	3,01	2,77	2,81	2,60	2,27	1,98	1,67	
	90	3,01	2,79	2,82	2,63	2,27	1,98	1,65	
	100	2,99	2,76	2,81	2,62	2,30	1,98	1,54	
FP	70	0,816	0,858	0,780	0,755	0,691	0,578	0,566	
	80	0,833	0,822	0,820	0,791	0,759	0,705	0,534	
	90	0,864	0,852	0,831	0,827	0,792	0,716	0,522	
	100	0,867	0,862	0,860	0,854	0,840	0,815	0,783	
Escorregamento	70	0,112	0,101	0,100	0,089	0,073	0,060	0,048	
	80	0,081	0,074	0,067	0,060	0,046	0,032	0,016	
	90	0,073	0,065	0,061	0,052	0,043	0,033	0,018	
	100	0,063	0,065	0,051	0,044	0,034	0,022	0,021	

Tabela 43 – Perdas, rendimento, torque e FP do motor alimentado pelo conversor em 50 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.

Frequência do ensaio [Hz]		60						
Parâmetros	I/I_n							
	$m[\%]$	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Perdas [W]	70	268,96	239,25	224,77	203,13	169,32	148,22	118,48
	80	249,77	230,73	213,37	193,12	166,06	139,45	116,22
	90	244,05	220,27	209,15	190,41	161,77	136,40	114,97
	100	246,76	215,88	204,13	186,29	158,43	133,82	113,48
Rendimento	70	0,595	0,615	0,626	0,640	0,660	0,672	0,680
	80	0,624	0,629	0,645	0,658	0,667	0,691	0,687
	90	0,632	0,646	0,652	0,663	0,675	0,698	0,690
	100	0,628	0,653	0,661	0,670	0,682	0,704	0,694
Torque [N.m]	70	2,38	2,27	2,22	2,11	1,89	1,73	1,41
	80	2,42	2,27	2,24	2,13	1,89	1,75	1,41
	90	2,42	2,30	2,24	2,12	1,89	1,75	1,41
	100	2,38	2,29	2,24	2,12	1,89	1,75	1,40
FP	70	0,874	0,860	0,857	0,841	0,816	0,785	0,709
	80	0,875	0,879	0,871	0,864	0,849	0,821	0,776
	90	0,888	0,886	0,881	0,878	0,865	0,848	0,808
	100	0,893	0,889	0,889	0,884	0,872	0,865	0,843
Escorregamento	70	0,126	0,112	0,106	0,095	0,079	0,068	0,053
	80	0,099	0,092	0,084	0,078	0,066	0,054	0,043
	90	0,085	0,077	0,074	0,068	0,056	0,046	0,036
	100	0,075	0,064	0,062	0,056	0,047	0,038	0,028

Tabela 44 – Perdas, rendimento, torque e FP do motor alimentado pelo conversor em 60 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.

Frequência do ensaio [Hz]		70						
Parâmetros	I/I_n							
	$m[\%]$	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Perdas [W]	70	278,45	253,24	233,70	213,59	176,70	151,41	121,49
	80	264,08	235,83	225,96	202,17	177,42	147,67	118,66
	90	245,92	224,98	209,63	191,60	162,78	139,77	118,08
	100	239,45	218,30	206,57	189,22	163,43	138,62	114,83
Rendimento	70	0,571	0,590	0,602	0,619	0,643	0,659	0,670
	80	0,593	0,618	0,615	0,639	0,641	0,668	0,677
	90	0,621	0,635	0,643	0,658	0,671	0,685	0,679
	100	0,631	0,646	0,648	0,662	0,669	0,688	0,688
Torque [N.m]	70	1,94	1,88	1,81	1,76	1,58	1,44	1,19
	80	1,96	1,93	1,82	1,78	1,56	1,44	1,19
	90	1,99	1,93	1,85	1,79	1,59	1,45	1,18
	100	2,00	1,94	1,84	1,79	1,58	1,45	1,19
FP	70	0,862	0,856	0,852	0,846	0,833	0,807	0,764
	80	0,864	0,861	0,858	0,853	0,839	0,823	0,794
	90	0,890	0,889	0,889	0,887	0,882	0,871	0,847
	100	0,883	0,885	0,885	0,885	0,879	0,877	0,864
Escorregamento	70	0,142	0,128	0,118	0,107	0,088	0,075	0,058
	80	0,117	0,105	0,099	0,089	0,077	0,062	0,048
	90	0,087	0,080	0,072	0,066	0,055	0,046	0,037
	100	0,075	0,068	0,063	0,058	0,050	0,040	0,030

Tabela 45 – Perdas, rendimento, torque e FP do motor alimentado pelo conversor em 70 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.

Frequência do ensaio [Hz]		80						
Parâmetros	I/I_n							
	$m[\%]$	1,4	1,25	1,15	1	0,75	0,5	0,25
Perdas [W]	70	265,71	238,46	232,35	206,46	171,61	148,50	114,12
	80	245,50	227,63	211,48	192,62	162,53	136,34	112,96
	90	258,24	219,13	208,32	185,81	160,08	136,61	110,59
	100	289,58	211,82	202,85	162,44	152,88	133,73	107,40
Rendimento	70	0,580	0,604	0,608	0,630	0,657	0,673	0,695
	80	0,612	0,622	0,643	0,654	0,675	0,700	0,698
	90	0,592	0,636	0,649	0,667	0,680	0,699	0,704
	100	0,542	0,648	0,658	0,709	0,695	0,706	0,713
Torque [N.m]	70	1,68	1,64	1,63	1,56	1,44	1,32	1,10
	80	1,72	1,65	1,67	1,58	1,45	1,35	1,09
	90	1,65	1,66	1,67	1,59	1,45	1,34	1,10
	100	1,67	1,67	1,67	1,68	1,46	1,34	1,10
FP	70	0,886	0,885	0,882	0,880	0,867	0,854	0,821
	80	0,885	0,889	0,884	0,882	0,876	0,869	0,851
	90	0,877	0,882	0,883	0,882	0,878	0,872	0,859
	100	0,870	0,872	0,875	0,876	0,877	0,877	0,866
Escorregamento	70	0,142	0,125	0,124	0,110	0,092	0,080	0,060
	80	0,110	0,103	0,096	0,087	0,074	0,061	0,050
	90	0,104	0,088	0,085	0,075	0,065	0,055	0,043
	100	0,193	0,076	0,072	0,066	0,054	0,046	0,035

Tabela 46 – Perdas, rendimento, torque e FP do motor alimentado pelo conversor em 80 Hz com variação da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.

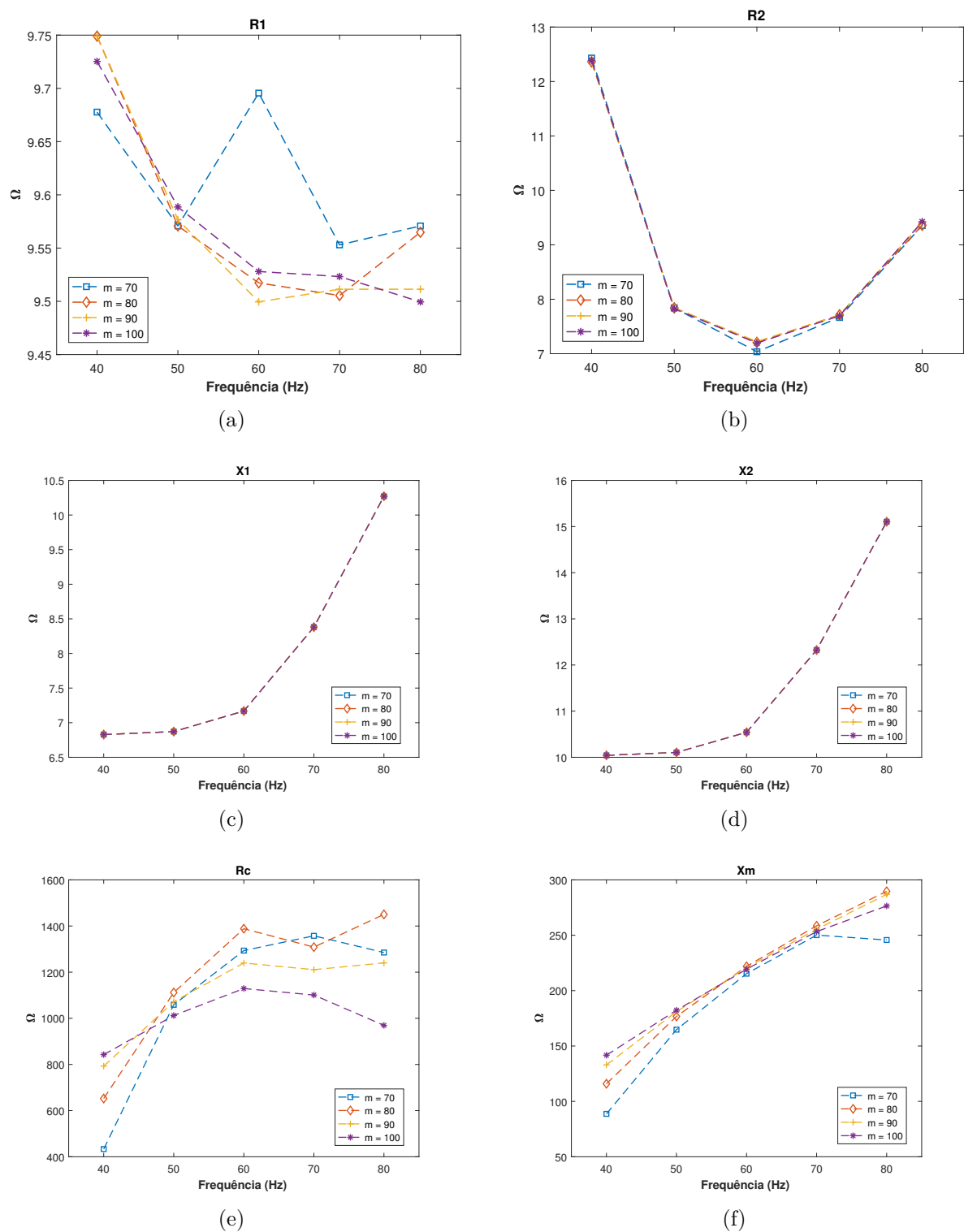


Figura 41 – Parâmetros elétricos do motor em função da frequência para as variações da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas frequências estudadas.

Fonte: Próprio autor.

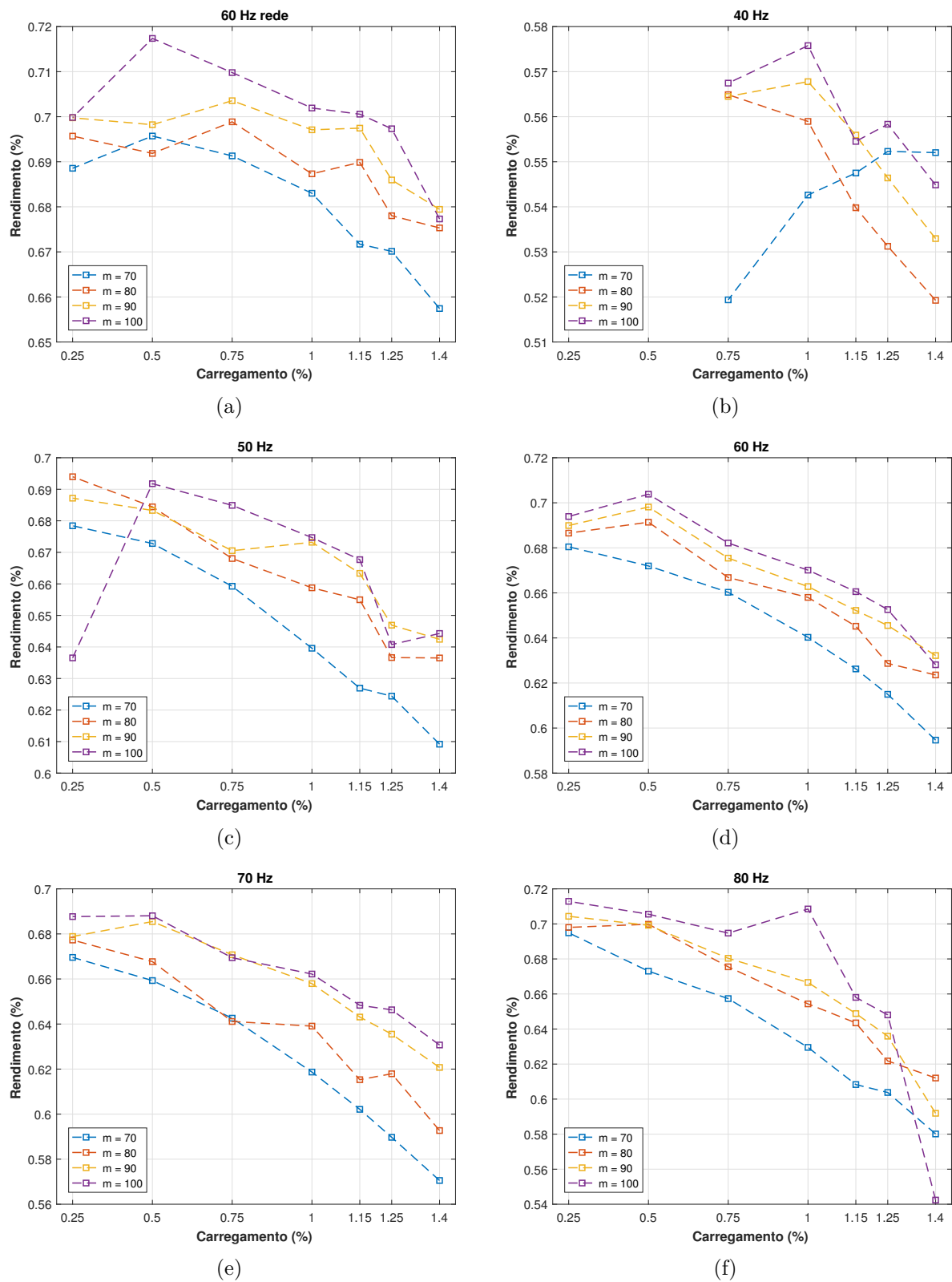


Figura 42 – Carregamento $\times$ rendimento para as variações da tensão 100%, 90%, 80% e 70% nas situações de carga estudadas.

Fonte: Próprio autor.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esse trabalho apresentou uma metodologia para obtenção dos parâmetros elétricos de desempenho do motor elétrico de indução trifásico em situações em que ele é alimentado por tensão e frequência variáveis.

No *setup* criado, foi testado um MIT cuja potência nominal é de 1 cv e corrente nominal de 3,02 A, porém o conversor pode fornecer até 16 A, ou seja, há possibilidade de ensaiar motores cuja potência seja superior a 1 cv. Sobre o circuito de medição de tensão e corrente, ele foi projetado para suportar corrente de até 25 A e tensões de até 380 V, que mostra que sua capacidade também pode ser explorado em motores maiores.

Os ensaios relativos à alimentação pelo conversor em 40 Hz, apresentado na Tabela 42 e no gráfico 42.(a), não foram realizados com o carregamento de 25% e 50%. Durante os ensaios com os outros carregamento o motor apresentou um zumbido magnético que se intensificou à medida em que a carga era diminuída. Logo, por haver a incerteza de que o motor e/ou o conversor suportariam tal situação, optou-se por não realizar ensaios nessa condição.

Observando os resultados da Tabela 41, em que o MIT é alimentado pela rede, nota-se que o rendimento é maior na condição em que o motor é alimentado com a tensão nominal da rede e o carregamento varia entre 50% e 1,15%. Essa é a condição de uso indicado pelo fabricante e nos ensaios o rendimento, nessa condição, ficou entre 0,701 e 0,717, ou seja, um pouco abaixo do valor informado na placa do motor (Quadro 6). Fazendo uma comparação semelhante, com o escorregamento obtido nos ensaios, nota-se que o escorregamento está em torno de 0,034 a 0,048, ou seja, numa faixa que abrange o valor teórico de 0,044 obtido com os dados de placa do motor. Ainda de acordo com a Tabela 41, o fator de potência que está entre 0,848 e 0,898, na condição de carregamento

indicada pelo fabricante, está ligeiramente acima do 0,82 indicados na placa. Os dados das demais condições apresentadas na Tabela 41 mostram um desempenho inferior às condições de operação recomendadas pelo fabricante. Logo motores acionados em condições de tensão e frequências variáveis não terá o mesmo desempenho que nas condições ao qual ele foi projetado para operar. Essa afirmação também é observadas nos resultados das Tabelas 42 a 46, em que o desempenho do MIT ensaio também cai se comparado quando alimentado pela rede e nas condições de uso estabelecidas pelo fabricante.

Nessa metodologia o torque obtido para a caso em que o motor é alimentado pela rede, não foi próximo ao valor esperado com base nos dados de placa, em torno de 4,16 Nm. Nas condições de uso indicadas pelo fabricante, o torque obtido nos ensaios variou entre 1,99 e 2,94 Nm.

Os gráficos apresentados nas Figuras 41 e 42 mostram que a metodologia se comportou de maneira uniforme em relação às situações exploradas. Com exceção de alguns pontos de medidas presente nas figuras, em que possivelmente houve erro humano no processo de medição, pois as medidas desviam da sequência dos demais dados, e pode ser observados nas figuras mencionadas.

Os resultados dos gráficos mostraram o comportamento do rendimento e dos parâmetros do motor sob estudo em relação à variação de frequência e tensão. Observou-se uma redução no rendimento à medida que a frequência aumentava e/ou a tensão no motor diminuía.

A metodologia contribui para investigar o funcionamento de motores de indução trifásico em condições de trabalho em que há variação de tensão e frequência com situações de pouca carga e mesmo com cargas acima do fator de serviço no motor.

A preocupação com o consumo de energia e as regulamentações de eficiência energética têm se tornado tópicos cada vez mais importantes na indústria. Em particular, o diagnóstico do consumo energético em grandes consumidores industriais tem direcionado o foco para os motores elétricos de indução. O *setup* desenvolvido pode ser útil para testar metodologias de acionamento, eficiência energética e qualidade de energia em motores de indução trifásicos. Estudar a eficiência dos motores contribui para melhorar a eficiência energética, reduzir o desperdício de energia elétrica nesses ambientes e diminuir os custos operacionais, que são um fator determinante nos custos de operação.

5.1 Trabalhos Futuros

Com base nos estudos conduzidos e considerando a possibilidade de aprimoramentos na metodologia e no *setup*, as recomendações para trabalhos futuros são:

- Como primeira proposta de um trabalho futuro, é preciso compreender a discrepância nos valores do torque obtido durante os ensaios se comparado com os dados fornecidos pela placa do motor ensaiado. Resolvida essa questão, pode-se então levantar a curva real de conjugado x velocidade bem como a curva de magnetização do motor estudado, ampliando assim as informações sobre o desempenho do motor sob ensaio.
- Outra possibilidade é a realização de ensaios para determinação do momento de inercia e do coeficiente de atrito, contribuindo assim para perceber a dinâmica dessa variáveis em situações de velocidade variável.
- Pode-se ainda melhorar os protótipos dos circuitos do conversor e circuito de medição dos sinais de corrente e tensão buscando a redução do tamanho. O circuito de medição necessita de um computador de uso pessoal, pode-se ainda desenvolver um circuito microcontrolado para aquisição dos dados provenientes do circuito de medição a fim de dispensar o uso do computador pessoal.
- Outra sugestão é executar a metodologia em uma amostragem maior de motores, variando a quantidade de fabricantes bem como o tipo de motor: padrão, alto rendimento e premium.
- Com os dados de tensão e corrente obtidos nos ensaios, pode-se avaliar a qualidade da energia fornecida pelo conversor e como ela afeta o motor.
- Há a possibilidade de uso do método do escorregamento, usando a análise espectral para determinar a frequência fundamental à partir dos dados de corrente adquiridos pelo circuito de medição.
- Existe ainda a possibilidade de usar o *setup* para desenvolver metodologia que utilize combinação de vários métodos como *Métodos da Placa de Dados do Motor*, *Método da Corrente*, *Método do Torque* entre outros, além de ensaios para determinação do desempenho do MIT baseados nas normas.

Referências Bibliográficas

AARNIOVUORI, L. et al. Uncertainty in motor efficiency measurements. *Proceedings - 2014 International Conference on Electrical Machines, ICEM 2014*, 09 2014.

AARNIOVUORI, L. et al. Voltage-source converter energy efficiency classification in accordance with IEC 61800-9-2. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 67, n. 10, p. 8242–8251, 2020.

ABESCO. *Indústria poderia economizar R\$ 4 bi por ano com eficiência energética*. 2018. Disponível em: <http://www.abesco.com.br/novidade/industria-poderia-economizar-r-4-bi-por-ano-com-eficiencia-energetica/>.

ABNT NBR 16881. Motores de indução alimentados por conversores de frequência — Parâmetros de desempenho e critérios de aplicação induction motors supplied by frequency converters — Performance parameters and criteria for application. *ABNT NBR 16881*, p. i –121, setembro 2020. ISSN 978-85-07-07509-7.

ABNT NBR 17094-3. Parte 3: Motores de indução trifásicos: Métodos de ensaio. *NBR17094-3*, p. i –121, abril 2018. ISSN 978-85-07-07509-7.

AGAMLOH, E. B. A comparison of direct and indirect measurement of induction motor efficiency. p. 36–42, May 2011.

ALEXANDERSON, E. F. W.; PHILLIPI, E. L. History and development of the electronic power converter. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 63, n. 9, p. 654–657, 1944.

ALTOÉ, L. et al. Políticas públicas de incentivo à eficiência energética. *Estudos Avançados*, Editora Scielo, São Paulo, v. 31, n. 89, 2017.

AMINU, M. et al. Converter-fed induction motor efficiency measurement under variable frequency/load points: An extension of the IEC/TS 60034-2-3. p. 3046–3052, 2019.

ANTONELLO, R.; TINAZZI, F.; ZIGLIOTTO, M. Energy efficiency measurements in IM: The non-trivial application of the norm IEC 60034-2-3:2013. p. 248–253, 2015.

ANTONELLO, R. et al. Energy efficiency measurements in IM: The non-trivial application of the norm IEC 60034-2-3:2013. p. 248–253, 03 2015.

ATO. *ATO ATO-TQS-D03 - Digital Rotary Torque Sensor - User Manual*. 2020. Disponível em: www.ato.com.

BARAY, V. *Non invasive method for determination of speed, slip and torque of a three phase induction motor*. Dissertação — Électronique et physique appliquée, Instrumentations avancées, Atividade de Intercâmbio, Salvador, 2013.

BEN. *Balanço Energético Nacional 2023*. 2023. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-748/topico-681/BEN_S%C3%ADntese_2023_PT.pdf>.

BEN-BRAHIM, L. The analysis and compensation of dead-time effects in three phase PWM inverters. v. 2, p. 792–797 vol.2, 1998.

BIM, E. *Máquinas Elétricas e Acionamento*. 3. ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2014. 592 p. ISBN 8535259244.

BOGLIETTI, A. et al. Efficiency determination of converter-fed induction motors: Waiting for the IEC 60034–2–3 standard. p. 230–237, 2013.

BOGLIETTI, A. et al. Factors affecting losses in induction motors with non-sinusoidal supply. p. 1193–1199, 2007.

BRASIL. Decreto nº 9.864, de 27 de junho de 2019. regulamenta a lei nº 10.295, de 17 de outubro de 2001, que dispõe sobre a política nacional de conservação e uso racional de energia, e dispõe sobre o comitê gestor de indicadores e níveis de eficiência energética. *Diário Oficial da República Federativa do Brasil*, Brasília, DF, 2019. ISSN 1. Disponível em: <http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_Ato2019-2022/2019/Decreto/D9864.htm>.

BUCCI, G. et al. Uncertainty issues in direct and indirect efficiency determination for three-phase induction motors: Remarks about the IEC 60034-2-1 standard. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 65, n. 12, p. 2701–2716, 2016.

BUCCI, G. et al. The measurement of additional losses in induction motors: Discussion about the actually achievable uncertainty. *Energies*, v. 13, n. 1, 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/13/1/78>>.

CALDEIRA, R. White certificates: um mercado títulos de eficiência energética para o brasil. Ed. Synergia, 2017.

CAO, W. Comparison of IEEE 112 and new IEC standard 60034-2-1. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 09 2009.

CARBONE, P.; PETRI, D. Average power estimation under nonsinusoidal conditions. In: *IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (Cat. No.99CH36309)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 1134–1137 vol.2.

DAMASCENO, S. M. D. N. *Uma Proposta Para Avaliação do Rendimento de Motores de Indução Trifásicos em Chão de Fábrica*. Dissertação — UFBA, Dissertação de Mestrado, Salvador, maio 2002.

DIAS, L. L. *Inversores de Frequência: Aspectos Construtivos e Aplicações na Mineração*. Dissertação — CEFET-MG, Trabalho de Conclusão de Curso, Belo Horizonte, dezembro 2015.

- EPE. *Plano Nacional de Energia 2030*. 2007. Disponível em: <<http://www.abesco.com.br/wp-content/uploads/2015/07/Plano-Nacional-de-Energia-2030.pdf>>.
- ESEN, G. K.; ÖZDEMİR, E. A new field test method for determining energy efficiency of induction motor. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 66, n. 12, p. 3170–3179, 2017.
- FERREIRA, F. J. T. E. et al. Overview of retrofitting options in induction motors to improve their efficiency and reliability. p. 1–12, 2018.
- FILHO, S. de M. *Medição de energia elétrica*. [S.l.]: S n, 1968. ISBN 9788521610984.
- FITZGERALD, A.; ET.AL. *Máquinas Elétricas - 6.ed.: Com Introdução à Eletrônica de Potência*. [S.l.]: Bookman, 2006. ISBN 9788577800483.
- HEATH, J. Selecting an optocoupler to isolate a PWM. 2017. Disponível em: <<https://www.analogtips.com/selecting-optocoupler-isolate-pwm/>>.
- IEC/TS 61800-9-2. Adjustable speed electrical power drive systems - Part 9-2: Ecodesign for power drive systems, motor starters, power electronics and their driven applications - Energy efficiency indicators for power drive systems and motor starters. *IEC/TS 61800-9-2*, march 2017.
- IEEE-112. IEEE-112 Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. *IEEE Std.112*, p. i –79, novembro 2004. ISSN 0-7381-3978-5 SS95211.
- ISONI, M. Impacto dos conversores de frequência PWM sobre o rendimento dos motores. *Eletricidade Moderna, Maio*, 2006.
- KARKKAINEN, H. et al. Converter-fed induction motor efficiency: Practical applicability of IEC methods. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 11, p. 45–57, 06 2017.
- KARKKAINEN, H. et al. Converter-fed induction motor losses in different operating points. p. 1–8, 2016.
- KOSOW, I. *Máquinas Elétricas e Transformadores*. [S.l.]: Globo, 1993. ISBN 9788525002303.
- LTS-25NP. *Current Transducer LTS-25NP*. [S.l.], 2017. Disponível em: <<http://www.lem.com>>.
- LU, B.; HABETLER, T. G.; HARLEY, R. G. A survey of efficiency-estimation methods for in-service induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 42, n. 4, p. 924–933, 2006.
- LV-25-P. *Voltage Transducer LV-25-P*. [S.l.], 2016. Disponível em: <<http://www.lem.com>>.
- MAGNAGO, F.; REINERI, C.; SANTIAGO, L. Power quality measurement under non-sinusoidal condition. In: _____. [S.l.: s.n.], 2011. ISBN 978-953-307-330-9.
- MUSHENYA, J.; KHAN, A.; BARENDSE, P. A simplified efficiency estimation approach for converter-fed induction motors. p. 1046–1051, 2020.

- MUSHENYA, J.; KHAN, M. A. Automated efficiency testing of converter - fed induction motors. p. 438–443, 2018.
- MUSHENYA, J.; KHAN, M. A.; BARENDSE, P. S. Development of a test rig to automate efficiency testing of converter-fed induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 6, p. 5916–5924, 2019.
- NBR 5383. Máquinas Elétricas Girantes Parte 1: Motores de indução trifásicos - Ensaio. *NBR 5383-1*, p. i –62, fevereiro 2002.
- NBR 7094. Máquinas elétricas girantes - motores de indução - especificação. *NBR 7094*, p. i –48, fevereiro 2003.
- OLIVEIRA, H. de L. *Levantamento das Curvas Características de um Motor de Indução com Acesso a Todas as Bobinas*. Dissertação — UFRJ, Projeto de Graduação, Rio de Janeiro, 2018.
- RAMIREZ., G. et al. The impact of switching frequency on PWM AC drive efficiency. p. 153–163, June 2016.
- RASHID, M. *Power Electronics Handbook*. [S.l.]: Elsevier Science, 2011. ISBN 9780123820372.
- RASHID, M. *Power Electronics Handbook*. [S.l.]: Elsevier Science, 2017. ISBN 9780128114087.
- RENGIFO, J. et al. Full-load range in-situ efficiency estimation method for induction motors using only a direct start-up. p. 1213–1219, 2018.
- RIVERA, R. I.; QUISPE, E. C.; GÓMEZ, J. R. Efficiency determination of converter-fed AC induction motors according to method A of IEC 60034 2-3 standard. p. 1–5, 2019.
- SEN, P. *Principles Of Electric Machines And Power Electronics*. [S.l.]: Wiley India Pvt. Limited, 2007. ISBN 9788126511013.
- SILVA, V. de Paula e. *Análise Comparativa do Desempenho do Motor de Indução Trifásico de Alto Rendimento e Linha Padrão em Condições de Alimentação Ideal e Não Ideal*. Dissertação — UFU, Dissertação de Mestrado, Uberlândia, 2012.
- SOUSA, L. B. et al. Comparison of brazilian standards for the qualification of three-phase induction motors against a global scenario. *Journal of Engineering and Technology for Industrial Applications*, v. 6, n. 23, 2020.
- STM32F103. *High-density performance line ARM-based 32-bit MCU with 256 to 512KB Flash, USB, CAN, 11 timers, 3 ADCs, 13 communication interfaces*. [S.l.], 2009. Rev. 5.
- TINAZZI, F. et al. Energy efficiency assessment for inverter-fed induction motors. p. 1–6, 2016.
- TSYBIKOV, B.; BEYERLEYN, E.; TYUTEVA, P. Comparison of energy efficiency determination methods for the induction motors. *MATEC Web of Conferences*, 2017.
- WEG. *Características e Especificações de Motores de Corrente Contínua e Conversores CA/CC*. 2004.

WEG. *Guia de Aplicação de Inversores de Frequência*. 2004.

WEG. *Motores de Indução Alimentados por Inversores de Frequência*. 2014.

WEG. *Regulamentações Globais de Eficiência para Motores Elétricos de Baixa Tensão*. 2020.



ESQUEMÁTICO DOS CIRCUITOS DESENVOLVIDOS

As placas de circuito impresso (PCB) desenvolvidos neste trabalho foram feitas no *software* CadSoft Eagle (*Easily Applicable Graphical Layout Editor*) versão 7.3. Logo abaixo seguem os diagrama esquemáticos, a placa (*board*) e a legenda para os circuitos impressos desenvolvidos.

Os filtros usados no condicionamentos foram projetados com o auxílio da ferramenta FilterPro da Texas Instruments. O FilterPro *design tool* é uma ferramenta gratuita que propicia o projeto, a otimização e simulação completa de filtros ativos multi-estágios em poucos minutos. Há ainda a possibilidade de ajustar o projeto do filtro para componentes elétricos (resistores e capacitores) com valores comerciais.

A.1 Conversor de Frequências

A.2 Circuito de Condicionamento

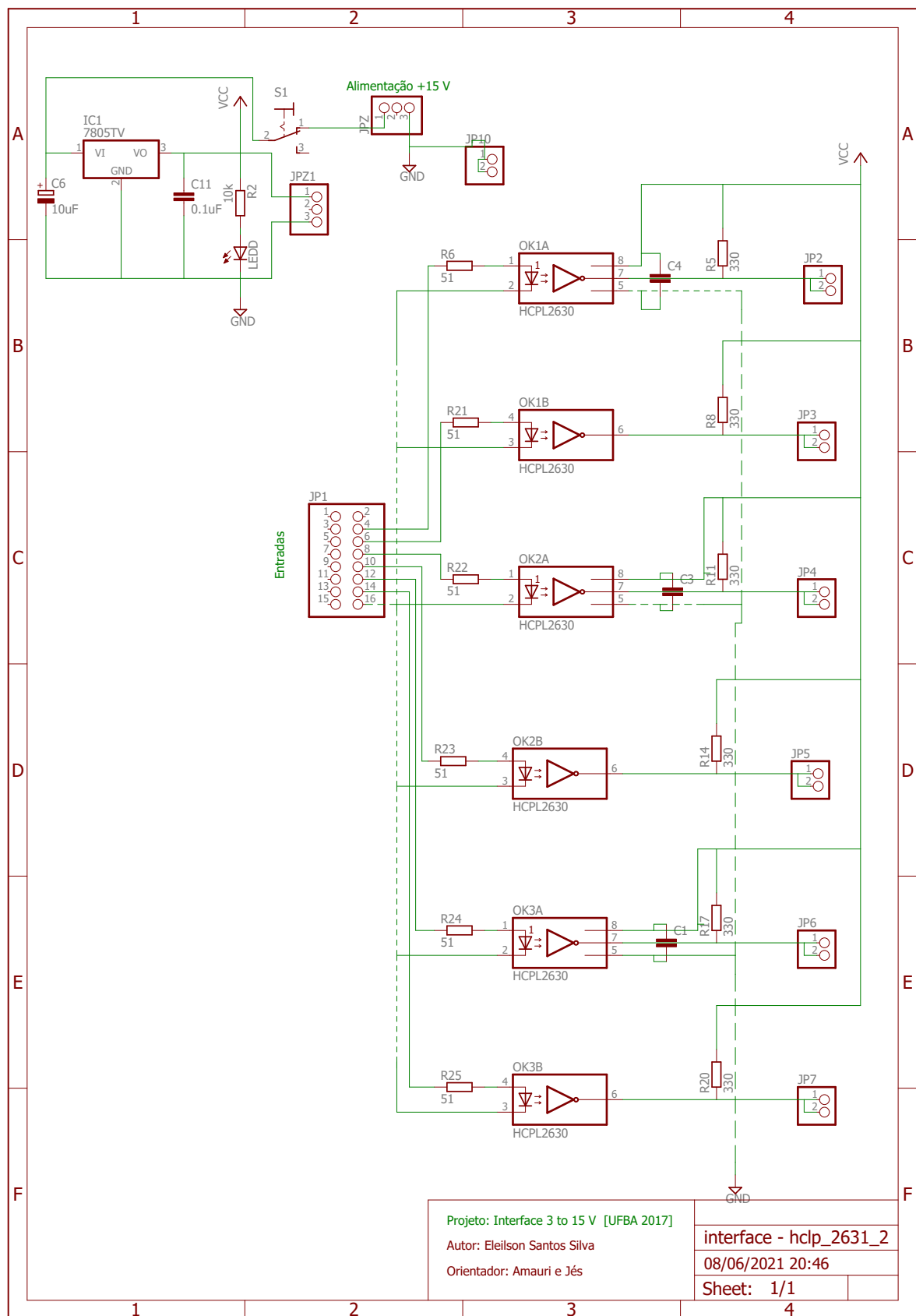


Figura 43 – Diagrama Esquemático do Circuito Shift de Tensão 0 para 15 V.

Fonte: Próprio autor.

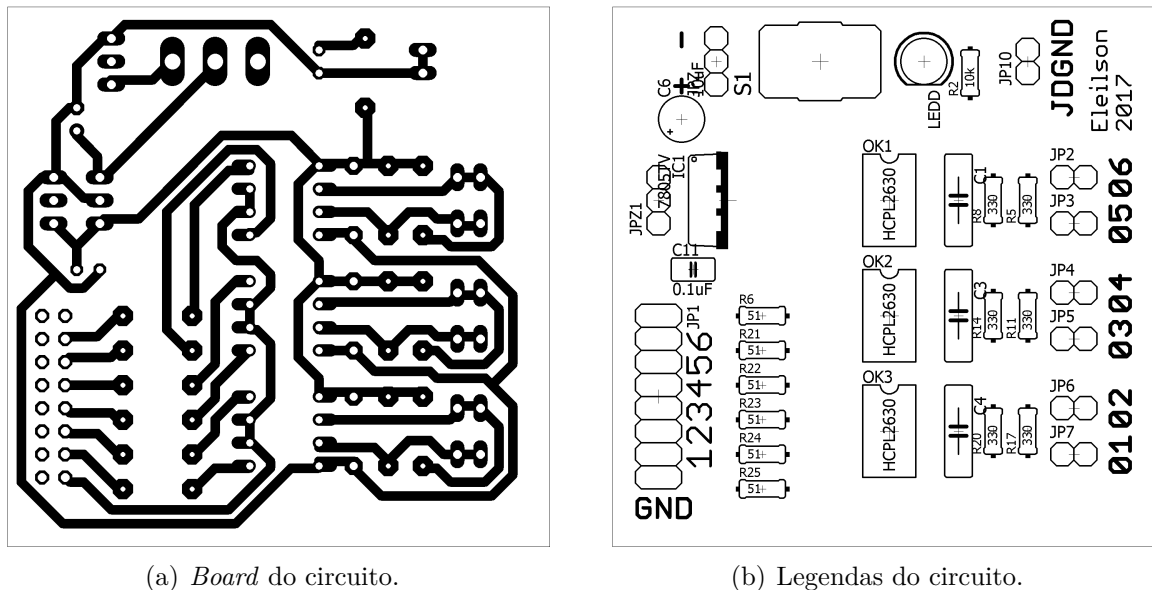


Figura 44 – Circuito *Shift* de Tensão 0/3 V para 0/5 V baseado no CI HCPL 2631.
Fonte: Próprio autor.

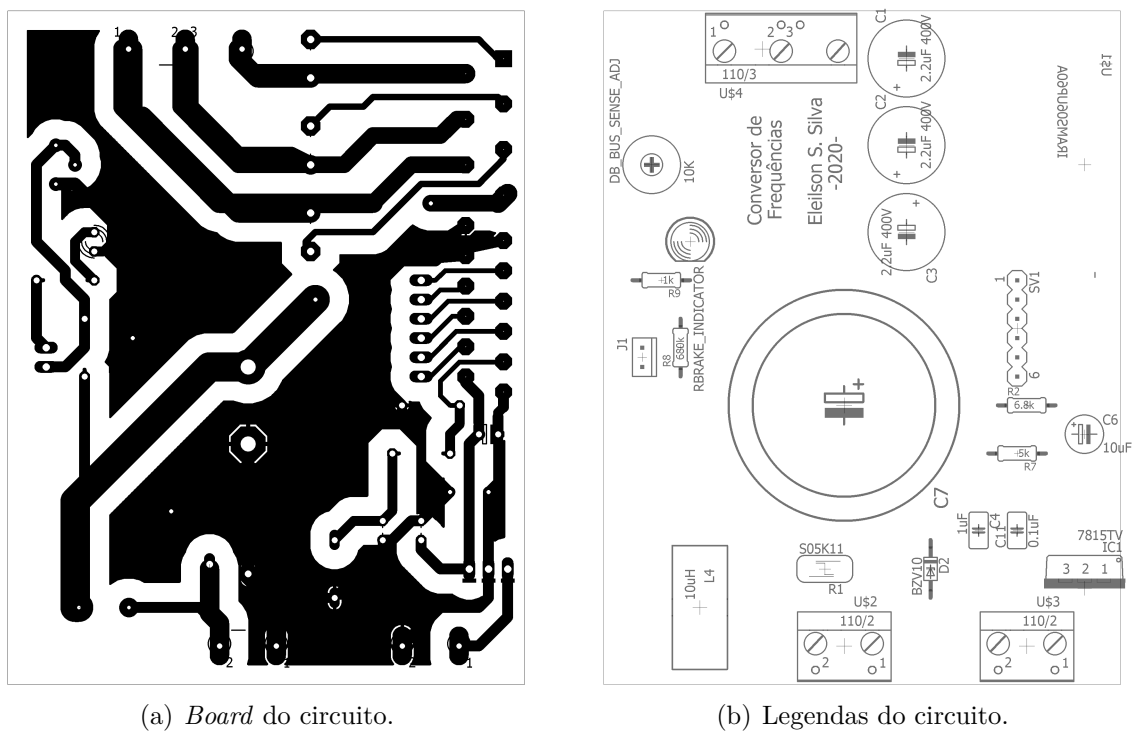


Figura 45 – Board do do Circuito com o IIRAMX16UP60A.
Fonte: Próprio autor.

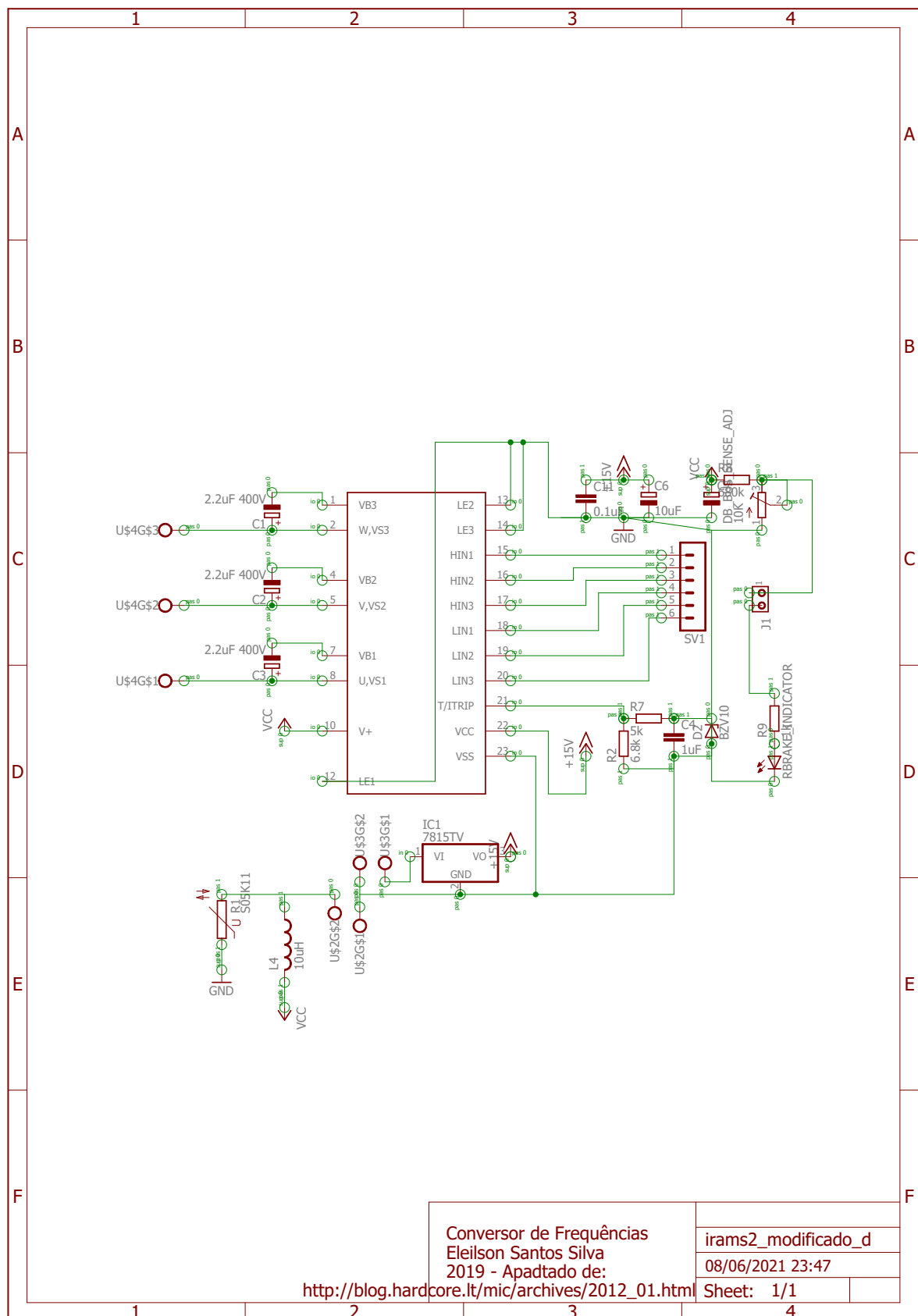


Figura 46 – Diagrama Esquemático do Circuito Shift de Tensão 0 para 15 V.

Fonte: Próprio autor.

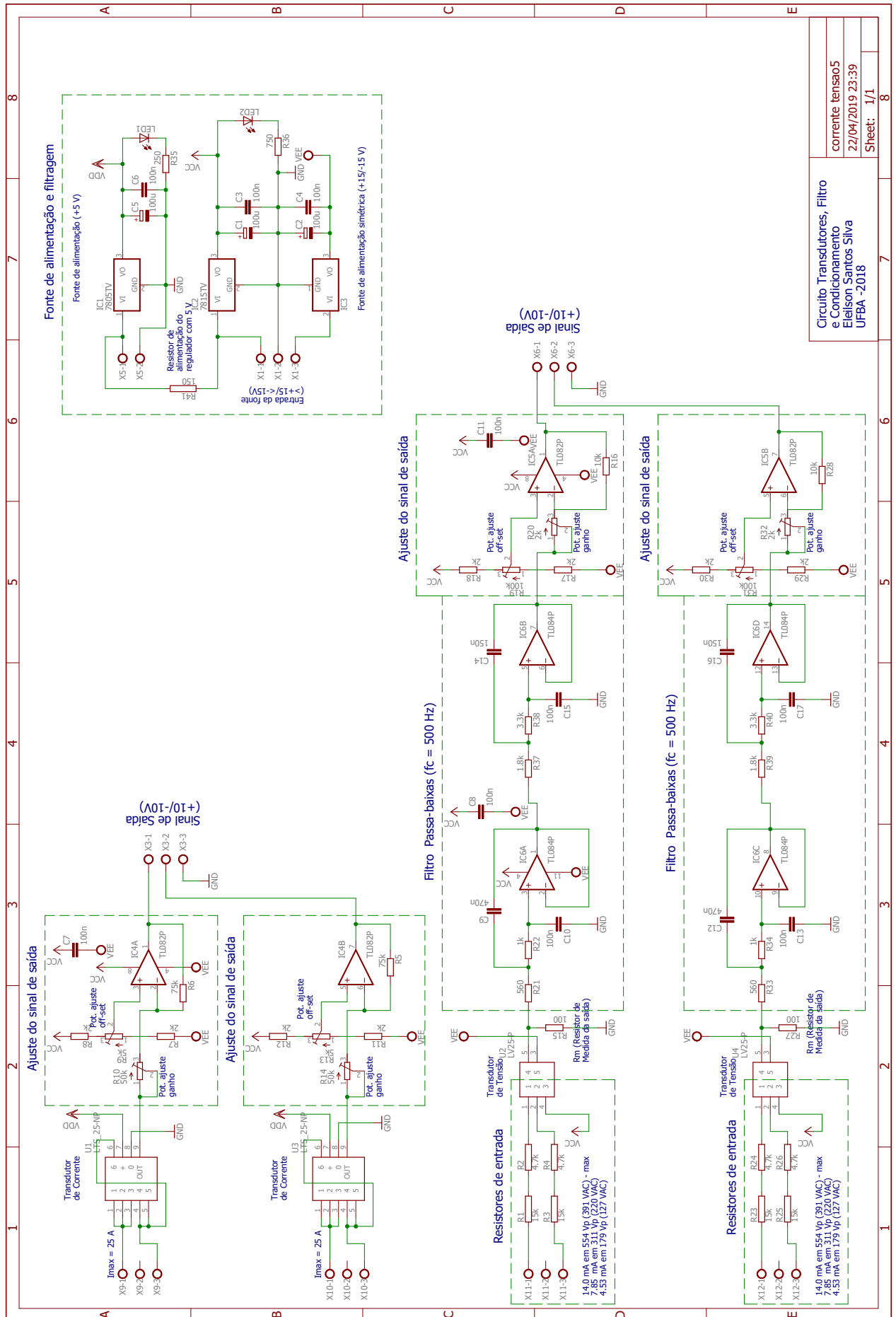


Figura 47 – Esquemático do Circuito de Condicionamento.

Fonte: Próprio autor.

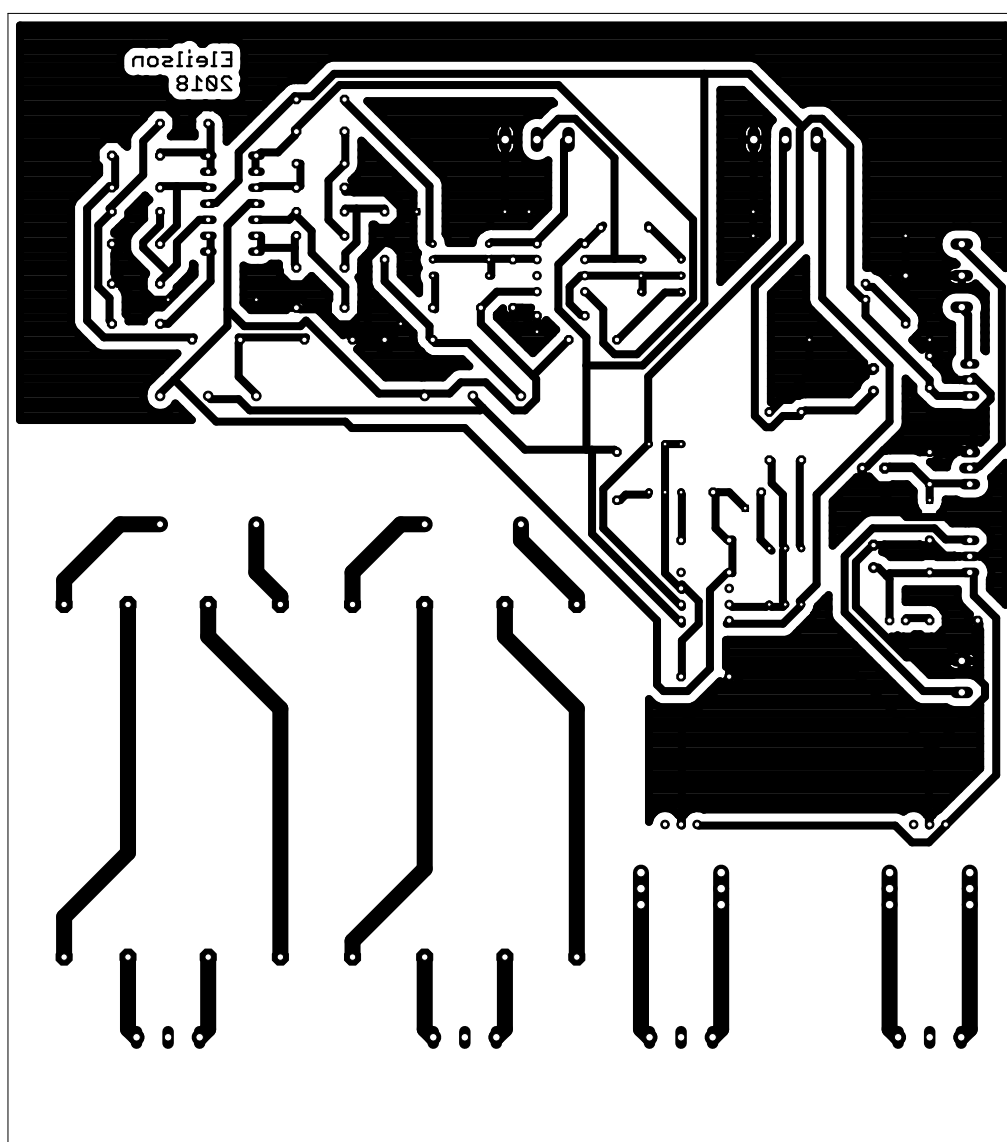


Figura 48 – Placa do Circuito de Condicionamento.

Fonte: Próprio autor.



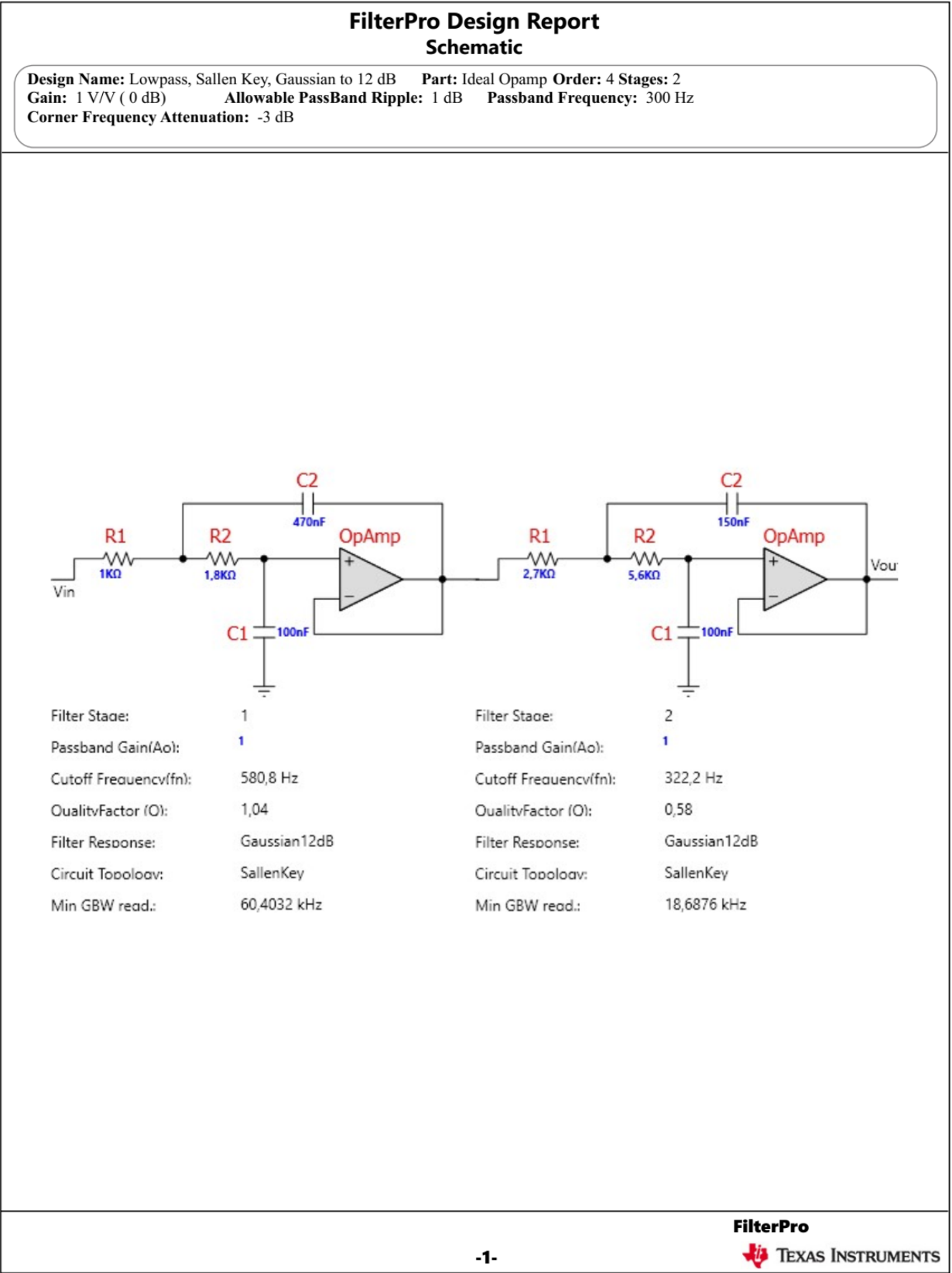


Figura 50 – Diagrama esquemático do filtro PB.
Fonte: Próprio autor.

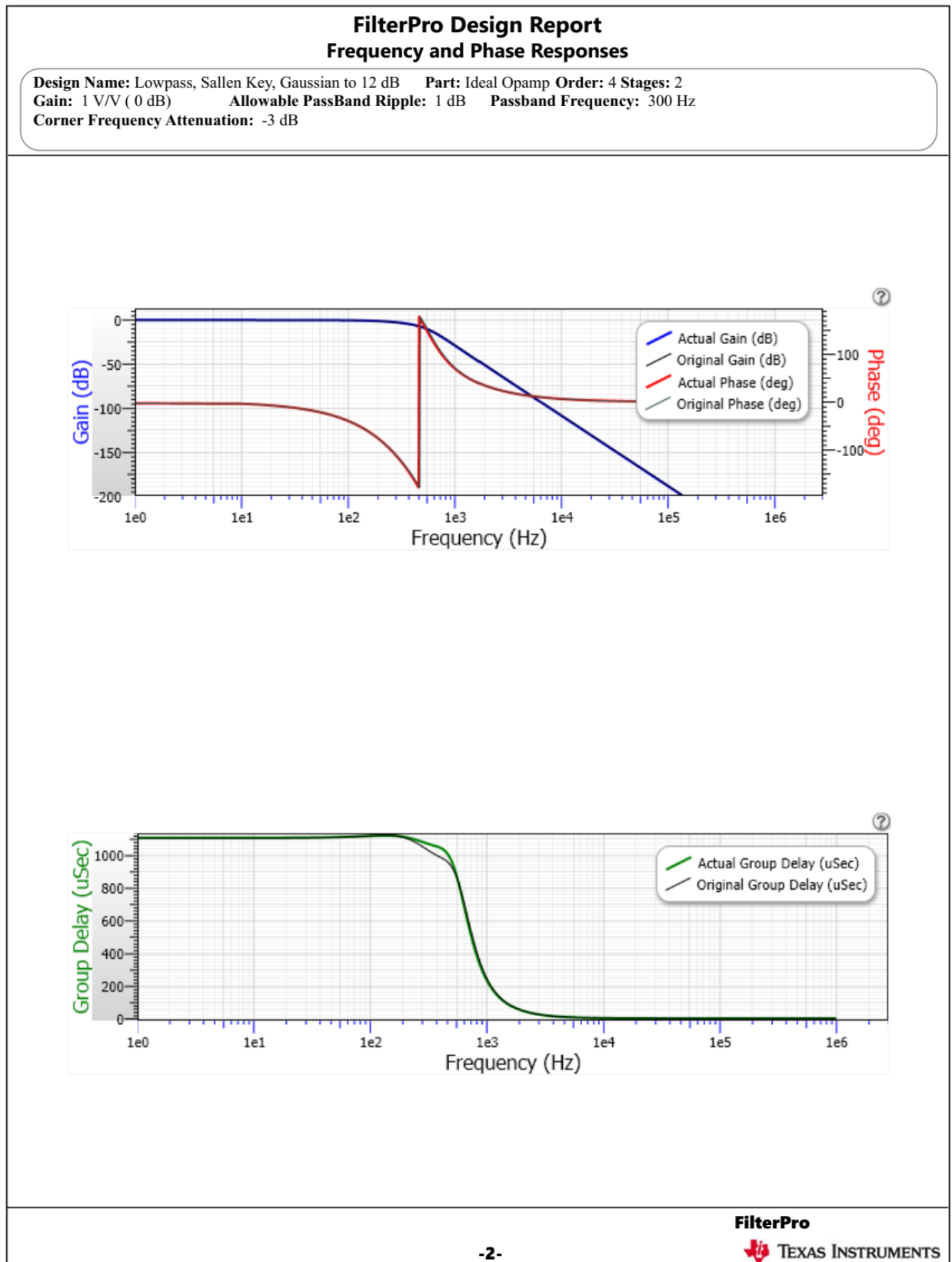


Figura 51 – Resposta em frequência e fase do filtro PB.

Fonte: Próprio autor.

FilterPro Design Report						
Bill of Materials						
Design Name: Lowpass, Sallen Key, Gaussian to 12 dB Part: Ideal Opamp Order: 4 Stages: 2 Gain: 1 V/V (0 dB) Allowable PassBand Ripple: 1 dB Passband Frequency: 300 Hz Corner Frequency Attenuation: -3 dB						
Element ID	Quantity	Part Number	Value	Tolerance	Description	Manufacturer
R1 (Stage 1)	1	Standard	1K Ω	E12: 10%	Resistor	
R2 (Stage 1)	1	Standard	1,8K Ω	E12: 10%	Resistor	
C1 (Stage 1)	1	Standard	100nF	E12: 10%	Capacitor	
C2 (Stage 1)	1	Standard	470nF	E12: 10%	Capacitor	
OpAmp (Stage 1)	1	Standard			Ideal OpAmp	
R1 (Stage 2)	1	Standard	2,7K Ω	E12: 10%	Resistor	
R2 (Stage 2)	1	Standard	5,6K Ω	E12: 10%	Resistor	
C1 (Stage 2)	1	Standard	100nF	E12: 10%	Capacitor	
C2 (Stage 2)	1	Standard	150nF	E12: 10%	Capacitor	
OpAmp (Stage 2)	1	Standard			Ideal OpAmp	

-3-

FilterPro
 **TEXAS INSTRUMENTS**

Figura 52 – Lista de materiais do filtro PB.

Fonte: Próprio autor.

CÓDIGO DAS ROTINAS DESENVOLVIDAS

B.1 Pontos de uma senoide embutida no Microcontrolador STM32F301

Programa 1 – Trecho do arquivo *main.c*. Vetor constante com os pontos que formam a senoide.

```
61  const uint16_t tabsin[200]={
62      2047, 2155, 2262, 2368, 2473, 2577, 2680, 2781, 2880, 2977, 3071, 3163, 3251,
        3336, 3418, 3495, 3569, 3639, 3704,
63      3765, 3821, 3872, 3918, 3959, 3995, 4025, 4050, 4070, 4084, 4092, 4095, 4092,
        4084, 4070, 4050, 4025, 3995, 3959,
64      3918, 3872, 3821, 3765, 3704, 3639, 3569, 3495, 3418, 3336, 3251, 3163, 3071,
        2977, 2880, 2781, 2680, 2577, 2473,
65      2368, 2262, 2155, 2048, 1940, 1833, 1727, 1622, 1518, 1415, 1314, 1215, 1118,
        1024, 932, 844, 759, 677, 600, 526,
66      456, 391, 330, 274, 223, 177, 136, 100, 70, 45, 25, 11, 3, 0, 3, 11, 25, 45, 70,
        100, 136, 177, 223, 274,
67      330, 391, 456, 526, 600, 677, 759, 844, 932, 1024, 1118, 1215, 1314, 1415, 1518,
        1622, 1727, 1833, 1940,
68
69      2047, 2155, 2262, 2368, 2473, 2577, 2680, 2781, 2880, 2977, 3071, 3163, 3251,
        3336, 3418, 3495, 3569, 3639, 3704,
70      3765, 3821, 3872, 3918, 3959, 3995, 4025, 4050, 4070, 4084, 4092, 4095, 4092,
        4084, 4070, 4050, 4025, 3995, 3959,
71      3918, 3872, 3821, 3765, 3704, 3639, 3569, 3495, 3418, 3336, 3251, 3163, 3071,
        2977, 2880, 2781, 2680, 2577, 2473,
72      2368, 2262, 2155, 2048, 1940, 1833, 1727, 1622, 1518, 1415, 1314, 1215, 1118,
        1024, 932, 844, 759, 677, 600, 526,
73      456, 391, 330
74  };// seno 120 pontos + 80 pontos -- resolucao 12 bits --
```

B.2 Configuração do *Timer2* embutido no Microcontrolador STM32F301

Programa 2 – Trecho do arquivo *funcoes.c* com as configurações do *timer* da geração da senoide

```
243 void TIM2_INT_Init() //inicializacao do Timer da variacao da frequencia
244 {
245
246     TIM_TimeBaseInitTypeDef TIM_TimeBaseInitStruct;
247     NVIC_InitTypeDef NVIC_InitStruct;
248
249
250     // Enable clock for TIM2
251     RCC_APB1PeriphClockCmd(RCC_APB1Periph_TIM2, ENABLE);
252
253     // TIM2 by default has clock of 72MHz
254     // Here, we must set value of prescaler and period,
255     // Update Event (Hz) = timer_clock / ((TIM_Prescaler + 1) * (TIM_Period + 1))
256     // Update Event (Hz) = 72MHz / ((15 + 1) * (120*(624 + 1))) = 60Hz
257
258     TIM_TimeBaseInitStruct.TIM_Prescaler = 15;
259     TIM_TimeBaseInitStruct.TIM_Period = 624; //832; //varia de 332 - 49999, ou seja
        de 18kHz - 1Hz, neste caso setei para 60Hz ser a freq de inicio
260     TIM_TimeBaseInitStruct.TIM_ClockDivision = TIM_CKD_DIV1;
261     TIM_TimeBaseInitStruct.TIM_CounterMode = TIM_CounterMode_Up;
262
263     // TIM2 initialize
264     TIM_TimeBaseInit(TIM2, &TIM_TimeBaseInitStruct);
265     // Enable TIM2 interrupt
266     TIM_ITConfig(TIM2, TIM_IT_Update, ENABLE);
267     // Start TIM2
268     TIM_Cmd(TIM2, ENABLE);
269
270     // Nested vectored interrupt settings
271     // TIM2 interrupt is most important (PreemptionPriority and
272     // SubPriority = 0)
273
274     NVIC_InitStruct.NVIC_IRQChannel = TIM2_IRQn;
275     NVIC_InitStruct.NVIC_IRQChannelPreemptionPriority = 0;
276     NVIC_InitStruct.NVIC_IRQChannelSubPriority = 0;
277     NVIC_InitStruct.NVIC_IRQChannelCmd = ENABLE;
278     NVIC_Init(&NVIC_InitStruct);
279 }
```

B.3 Tratamento da IRQ do *Timer2* embutido no Microcontrolador STM32F301

Programa 3 – Trecho do arquivo *main.c* que atualiza de forma dinâmica os registradores que formam a senoide.

```

222 void TIM2_IRQHandler() //IRQ do Timer da variacao da frequencia
223 {
224     // Checks whether the TIM2 interrupt has occurred or not
225     if (TIM_GetITStatus(TIM2, TIM_IT_Update))
226     {
227         /*passagem do Period para o auto_reload_register do TIM2 - controle da
                frequencia
228         freq = 45e6/((Prescaler+1)*(Period+1));
229         ARR_auto_reload_register = Period = 45e6/((Prescaler+1)*adc[1..150])-1;
                //freq 1..150 -> freq_timer 120..18000
230         ARR_auto_reload_register = Period = 45e6/((Prescaler+1)*adc[120..18000])-1;*/
231         TIM2->ARR = SystemFrequency_SysClk/((15+1)*( 120*fvalue )-1);
232
233         //passagem do dutycycle para o PWM
234
235         TIM1->CCR1 = (uint16_t) (TimerPeriod-1)*PWMvalue/100*tabsin[ (i + 0) % 120
                ]/4095 + (100-PWMvalue); //100PWMvalue serve para compensar offset do
                pwm
236         TIM1->CCR2 = (uint16_t) (TimerPeriod-1)*PWMvalue/100*tabsin[ (i + 40) % 120
                ]/4095 + (100-PWMvalue);
237         TIM1->CCR3 = (uint16_t) (TimerPeriod-1)*PWMvalue/100*tabsin[ (i + 80) % 120
                ]/4095 + (100-PWMvalue);
238
239         i++;
240
241         if ( !(i % 120) ) i = 0; // testar
242
243         // Clears the TIM2 interrupt pending bit
244         TIM_ClearITPendingBit(TIM2, TIM_IT_Update);
245     }
246
247 }

```

B.4 Algoritmos para o Matlab

Programa 4 – Técnica de Carbone para estimação da potência ativa

```

1
2 function [P] = carbone(v,i)
3
4 N = length(v);
5
6 W = 0;
7 p = 0;
8 J = 3; %1,2,3 ou 4
9 a = [1 0 0 0 ; 0.5 0.5 0 0 ; 0.375 0.5 0.125 0 ; 0.3125 0.46875 0.1875 0.03125];
10
11 w = [];
12 for n=1:N
13
14     waux = 0;
15     for j=1:J
16         waux = waux + a(J,j)*cos(2*pi/N*(j-1)*((n)-(N-1)/2));
17     end
18     w(n)=waux;

```

```
19  p = p + v(n)*i(n)*w(n);  
20  W = W + w(n);  
21  
22  end  
23  
24  P = p/W;  
25  
26  end
```

CorujaT_EX



Este volume foi tipografado em L^AT_EX na classe CorujaT_EX.