



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Carlos Alexandre Corrêa Wengerkievicz

**Estudo e Desenvolvimento de Metodologias Não-Intrusivas para Estimação de
Rendimento de Motores de Indução Trifásicos em Operação**

Florianópolis

2021

Carlos Alexandre Corrêa Wengerkievicz

**Estudo e Desenvolvimento de Metodologias Não-Intrusivas para Estimação de
Rendimento de Motores de Indução Trifásicos em Operação**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do título de Doutor em
Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Coorientador: Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Florianópolis

2021

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Wengerkiewicz, Carlos Alexandre Corrêa
Estudo e desenvolvimento de metodologias não-intrusivas
para estimação de rendimento de motores de indução
trifásicos em operação / Carlos Alexandre Corrêa
Wengerkiewicz ; orientador, Nelson Jhoe Batistela,
coorientador, Nelson Sadowski, 2021.
250 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2021.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Motor de indução trifásico.
3. Rendimento. 4. Circuito equivalente. 5. Otimização. I.
Batistela, Nelson Jhoe. II. Sadowski, Nelson. III.
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós
Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Carlos Alexandre Corrêa Wengerkievicz

**Estudo e Desenvolvimento de Metodologias Não-Intrusivas para Estimação de
Rendimento de Motores de Indução Trifásicos em Operação**

O presente trabalho em nível de doutorado foi avaliado e aprovado por banca
examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Silvio Ikuyo Nabeta, Dr.

Escola Politécnica da Universidade de São Paulo

Prof. Leandro dos Santos Coelho, Dr.

Pontifícia Universidade Católica do Paraná e Universidade Federal do Paraná

Prof. Pedro Armando da Silva Júnior, Dr.

Instituto Federal de Santa Catarina

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi
julgado adequado para obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica.

Coordenação do Programa de Pós-Graduação

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Orientador

Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Coorientador

Florianópolis, 2021.

Este trabalho é dedicado à minha esposa Ana e à minha família.

AGRADECIMENTOS

Esta tese de doutorado é o resultado de muitos anos de trabalho junto ao GRUCAD – Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos, em um esforço realizado a muitas mãos.

Agradeço inicialmente ao CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico pelo suporte financeiro oferecido para o desenvolvimento da pesquisa. O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001 durante o período no exterior. Também foi parcialmente custeado pelos projetos PD-0403-0034/2013 e PD-00403-0048/2019, respectivamente intitulados “Avaliação em campo de rendimento de motores de indução trifásicos” e “Equipamento não invasivo para detecção de falhas em geradores síncronos através do campo magnético externo”, desenvolvidos no âmbito dos programas de pesquisa e desenvolvimento da Engie Brasil Energia e da Itá Energética S.A. regulamentados pela ANEEL. Agradeço também à Universidade Federal de Santa Catarina e ao GRUCAD pela estrutura física disponibilizada para o desenvolvimento das atividades.

Ao orientador, professor Nelson Jhoe Batistela, e ao coorientador, professor Nelson Sadowski, agradeço por todo o suporte, instrução e paciência dedicados desde o início da caminhada que resultou nesta tese. A gratidão se estende aos demais professores do GRUCAD, pela cordialidade e disponibilidade sempre dispensadas, e aos membros da banca avaliadora, Dr. Silvio Ikuyo Nabeta, Dr. Leandro dos Santos Coelho e Dr. Pedro Armando da Silva Júnior, pelas valiosas contribuições generosamente oferecidas.

Au groupe de recherche GREM3 du laboratoire LAPLACE à l'Université de Toulouse, notamment aux professeurs Yvan Lefèvre et Thomas Huguet, merci beaucoup de m'avoir accueilli si cordialement durant mon séjour doctoral.

Agradeço aos engenheiros Anderson Y. Beltrame e Luciano M. de Freitas, gerentes dos projetos de pesquisa e desenvolvimento ligados a esta tese, e também à WEG S.A., especialmente na pessoa dos engenheiros Paulo Sérgio dos Santos, Daniel Deschamps e Fabio L. M. de Sousa, pelo esforço que resultou na construção e instalação da bancada de ensaios para motores elétricos no LABMAQ/UFSC.

Agradeço aos colegas que de uma forma ou de outra contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho: aos professores Sandro C. Lima e Thiago P. M. Bazzo; aos colegas Ricardo A. Elias e Helton F. dos Santos; ao técnico do LABMAQ/EEL Cristian F. Mazzola; aos alunos de Iniciação Científica Alexandre H. Brescovitt, Leonardo E. Martins,

Leandro V. Carril, Danilo G. Aurich, Bruno H. Zanella, Abraão R. de Queiroz e Guilherme H. S. Reis; e a tantos outros colegas com quem tive o prazer de conviver no GRUCAD.

Agradeço especialmente a Edith Stöckl Simão, cujas lições de Língua Portuguesa certamente se refletem neste documento.

Nada disso teria sido possível sem o apoio incondicional, a paciência e o exemplo dos meus pais, das minhas irmãs e da minha esposa. Não há palavras suficientes para expressar a minha gratidão.

Acima de tudo, agradeço a Deus, que nos amou primeiro.

Há quem busque o saber por si mesmo, conhecer por conhecer: é uma indigna curiosidade. Há quem busque o saber só para poder exhibir-se: é uma indigna vaidade. (...) Há quem busque o saber para vendê-lo por dinheiro ou por honras: é um indigno tráfico. Mas há quem busque o saber para edificar, e isto é caridade. E há quem busque o saber para se edificar, e isto é prudência.

(São Bernardo de Claraval, Sermão 36, séc. XII)

RESUMO

Por representarem uma significativa parcela da demanda energética do setor industrial, sistemas motrizes baseados em motores de indução trifásicos (MITs) são alvos frequentes de ações de eficiência energética como, por exemplo, a substituição do motor por outro de maior rendimento. O estudo da viabilidade econômica destas ações requer a determinação do rendimento ou das perdas energéticas do motor em sua condição atual, através de procedimentos que podem envolver a interrupção ou a perturbação da operação da máquina. Um levantamento realizado nesta tese apontou que os métodos existentes para determinação do rendimento de MITs têm como principais fatores de intrusão a medição direta da resistência do estator e a alteração do carregamento mecânico para determinação das perdas em vazio. Por outro lado, métodos menos intrusivos propõem a estimação do rendimento por meio do circuito equivalente do MIT com valores de parâmetros determinados a partir de dados típicos fornecidos por fabricantes. Esta abordagem, no entanto, envolve dificuldades para a identificação precisa da resistência do enrolamento do estator e das perdas em vazio. Esta tese propõe aprimoramentos para a identificação dos valores de parâmetros do circuito equivalente de MITs a partir de dados típicos, de modo a viabilizar a estimação das perdas e do rendimento a partir de uma única medição de grandezas terminais da máquina sem perturbar sua operação. Os resultados de uma análise de sensibilidade das grandezas externas em relação aos parâmetros do circuito indicam que a perda total é a grandeza mais sensível às resistências do estator e de perdas no ferro, enquanto as demais grandezas externas são dominadas pela resistência do enrolamento do rotor e pela reatância de magnetização. Com base nesta constatação, um algoritmo de otimização é desenvolvido para identificar os valores dos parâmetros do circuito equivalente que correspondam aos valores de perdas totais, de corrente de linha, de potência ativa e de potência reativa fornecidos pelo fabricante em três níveis de carga. A resolução do problema de otimização é realizada com algoritmos genéticos e com o método de Levenberg-Marquardt. Adicionalmente, com o objetivo de aprimorar a predição do rendimento e das perdas em outras condições de carregamento, os valores da resistência do rotor e da reatância de magnetização são ajustados para corresponder a valores medidos de corrente e de potência, levando em conta aspectos metrológicos. Os resultados indicam que a inclusão das perdas na função objetivo, um aspecto previamente inédito, proporciona uma determinação mais precisa das resistências do enrolamento do estator e de perdas no ferro a partir dos dados de catálogo. O método de Levenberg-Marquardt demonstrou desempenho superior em termos de precisão em comparação com o algoritmo genético. Aplicada a dados obtidos em ensaios com sete motores, a metodologia desenvolvida resultou na estimação das perdas com desvios considerados aceitáveis. A principal limitação constatada é a dependência em relação à precisão dos dados de rendimento e de fator de potência fornecidos pelos fabricantes, que podem não corresponder ao comportamento real da máquina ou mesmo ser inconsistentes com o comportamento físico de motores de indução, impedindo o encontro de um conjunto de parâmetros adequados. Um método simplificado desenvolvido paralelamente permite a estimação das perdas do motor em operação a partir da simples medição do valor eficaz da corrente e de uma regressão linear de dados de catálogo. Em estudo complementar, desenvolveu-se uma nova metodologia experimental para a determinação de valores dos parâmetros do circuito equivalente de motores de indução de rotor maciço, que são empregados em aplicações de alta velocidade, suprimindo assim uma lacuna identificada no levantamento bibliográfico.

Palavras-chave: Motor de indução trifásico. Rendimento. Perdas. Circuito equivalente. Otimização.

ABSTRACT

Drive systems based on three-phase induction motors (TPIMs) correspond to a significant portion of the industrial energy demand. Therefore, these systems are frequently targeted in energy efficiency actions such as the replacement of the machine with a more efficient one. The economic feasibility analysis of these actions requires the determination of the motor efficiency or of its energy losses in the current condition, which may require the interruption or the disturbance of the operation. A literature survey carried out in this thesis has pointed the stator resistance measurement and the load change for the determination of no-load losses as the main intrusion aspects of the existing methods for efficiency determination of TPIMs. On the other hand, in less intrusive methods, the efficiency is estimated through the TPIM equivalent circuit, whose parameter values are identified from manufacturer data. However, this approach involves difficulties especially for the precise identification of the stator resistance and of the no-load losses. This thesis proposes improvements for the identification of the TPIM equivalent circuit parameter values from manufacturer data, in order to enable the estimation of the efficiency and of the losses from a single measurement of terminal quantities without disturbing the operation. The results of a sensitivity analysis of external quantities with regard to the equivalent circuit parameters indicate that the total loss is the quantity most sensitive to the stator resistance and to the no-load losses, while the remaining quantities are dominated by the rotor winding resistance and by the magnetizing reactance. Based on that finding, an optimization algorithm is developed to identify equivalent circuit parameter values that match the values of total losses, line current, input power and reactive power provided by manufacturers in three load levels. The optimization is performed both with genetic algorithms and with the Levenberg-Marquardt method. Additionally, in order to improve the losses prediction in other load conditions, the rotor resistance and the magnetizing reactance are adjusted to match the measured values of line current and input power, taking into account metrological aspects. The results indicate that the inclusion of the losses in the objective function, a previously unreported aspect, provides a more accurate determination of the stator winding resistance and of the no-load losses from manufacturer data. The Levenberg-Marquardt method has demonstrated a superior performance in terms of precision compared to the genetic algorithm. When applied to experimental data obtained during tests with seven motors, the developed methodology resulted in acceptable deviations of the estimated losses. The main limitation of the proposed method was verified to be the dependence on the precision of the efficiency and power factor data provided by the manufacturers, which may not correspond to the actual behavior of the machine and may even be inconsistent with the physical behavior of induction motors, preventing the identification of an adequate set of parameters. A simplified method developed in parallel allows the losses estimation of the running motor from a single current measurement and a linear fit of typical data. Furthermore, a novel experimental methodology was developed to determine the equivalent circuit parameter values of solid rotor induction motors, used in high-speed applications, filling a gap identified in the literature survey.

Keywords: Three-phase induction motors. Efficiency. Losses. Tests. Equivalent circuit. Optimization.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Equipamento “Analisador MIT” desenvolvido no projeto PD-0403-0034/2013. ...	34
Figura 2 – Circuito equivalente por fase de gaiola simples do MIT em regime permanente...	39
Figura 3 – Circuito equivalente por fase de gaiola dupla do MIT em regime permanente.	40
Figura 4 – Modelo de gaiola simples com perdas no ferro, detalhado.....	40
Figura 5 – Fluxo de potência do motor de indução trifásico.	42
Figura 6 – Modelo de gaiola simples com perdas no ferro, detalhado.....	54
Figura 7 – Esquema simplificado de compressor hermético.....	58
Figura 8 – Curvas de rendimento de motores de 5 cv (esquerda) e de 15 cv (direita) determinadas segundo os métodos B, E1 e F1.	60
Figura 9 – Perdas totais de motores de 5 cv (esquerda) e de 15 cv (direita) determinadas segundo os métodos B, E1 e F1 e desvios relativos ao método B.....	60
Figura 10 – Perdas de motor de 5 cv segregadas segundo o método B e sua distribuição.....	61
Figura 11 – Perdas de motor de 15 cv segregadas segundo o método B e sua distribuição percentual.....	61
Figura 12 – Curvas de motor WEG 5 cv 4 polos 220/380 V.	66
Figura 13 – Harmônicas de corrente relacionadas à excentricidade de motor de 7,5 cv e 6 polos.	69
Figura 14 – Dispositivo para injeção de componente DC na alimentação.....	74
Figura 15 – Modelo Π do MIT sem perdas no ferro.	77
Figura 16 – Modelo Γ invertido com parâmetros de excitação em série.	81
Figura 17 – Mesa de dinamômetros (MD).	95
Figura 18 – Mesa de instrumentação e comando (MIC)	96
Figura 19 – Curvas de rendimento medidas de forma direta e por segregação de perdas em motor de 7,5 cv e 6 polos.....	98
Figura 20 – Composição da variância associada à corrente.	103
Figura 21 – Composição da variância de potência ativa.	105
Figura 22 – Esquema dos ensaios para aferição dos TCs.....	108
Figura 23 – Resultados do ensaio para aferição da relação de transformação dos TCs.	108
Figura 24 – Ângulo da corrente secundária dos TCs em relação à primária.....	109
Figura 25 – Esquema básico do sistema de comutação.....	111
Figura 26 – Sistema de comutação para medição de resistência a quatro fios.....	111
Figura 27 – Construção do sistema de comutação para medição de resistência.	112

Figura 28 – Curvas de rendimento do motor 7,5 cv 6 polos antes e depois dos ajustes.	113
Figura 29 – Resultado dos testes de precisão com dados simulados por parâmetros conhecidos.	120
Figura 30 – Curvas de perdas totais em função do escorregamento, calculadas com os valores de parâmetros de resultantes de cada método.....	121
Figura 31 – Desvios dos parâmetros obtidos com dados de catálogo reais em relação aos valores obtidos em ensaios.	122
Figura 32 – Curvas de perdas calculadas com os parâmetros obtidos a partir de dados reais de catálogo.....	123
Figura 33 – Estrutura básica de um algoritmo genético.	128
Figura 34 – Ilustração do processo de cruzamento entre cromossomos.....	129
Figura 35 – Curvas de perdas do motor 2 calculadas com parâmetros resultantes do método de Haque (2008), para diferentes valores de $\alpha_r = R_1/R_2$	131
Figura 36 – Curvas de perdas dos motores 1 e 2 calculadas com os parâmetros resultantes do método de Goldemberg (1992).....	132
Figura 37 – Distribuição dos resultados do método de Sakthivel para o motor 1.....	133
Figura 38 – Distribuição dos resultados do método de Sakthivel para o motor 2.....	134
Figura 39 – Distribuição dos resultados do método de Wengerkievicz (2016) para o motor 1.	134
Figura 40 – Distribuição dos resultados do método de Wengerkievicz (2016) para o motor 2.	135
Figura 41 – Distribuição dos resultados do método de Lima para o motor 1.....	135
Figura 42 – Distribuição dos resultados do método de Lima para o motor 2.....	136
Figura 43 – Modelos com ramo de excitação em paralelo e em série.....	139
Figura 44 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição nominal para o motor 1 (5 cv, 4 polos).	140
Figura 45 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição de 50 % de carregamento para o motor 1 (5 cv, 4 polos).....	141
Figura 46 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição nominal para o motor C (LIMA, 2016) (100 cv, 4 polos).....	142
Figura 47 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição de 50 % de carregamento para o motor C (LIMA, 2016) (100 cv, 4 polos).	143
Figura 48 – Sensibilidade de grandezas mensuráveis em campo para o motor 1 na condição de carregamento nominal.	144

Figura 49 – Sensibilidade de grandezas mensuráveis em campo para o motor 1 na condição de 50 % de carregamento.	145
Figura 50 – Sensibilidade de grandezas mensuráveis em campo para o motor 1 na condição de 25 % de carregamento.	145
Figura 51 – Relação entre P_{j1} e P_{in} e entre P_c e P_{in} em função do carregamento observada em ensaios com os motores 1, 2 e 3.	146
Figura 52 – Circuito T com perdas no ferro.	148
Figura 53 – Regressão linear de perdas em função da I_1^2 com dados medidos do motor 1. ...	154
Figura 54 – Regressão linear entre T^2 e I_1^2 com dados medidos do motor 1.	154
Figura 55 – Evolução da identificação dos parâmetros a partir de dados de catálogo simulados considerando escorregamentos parciais conhecidos.	157
Figura 56 – Evolução da identificação dos parâmetros a partir de dados de catálogo simulados considerando escorregamentos parciais conhecidos e simplificação do modelo.	157
Figura 57 – Evolução da identificação dos parâmetros a partir de novos dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais estimados.	159
Figura 58 – Identificação dos parâmetros a partir de novos dados de catálogo simulados incluindo escorregamentos como incógnitas.	160
Figura 59 – Valores de parâmetros identificados pelo AG em 30 rodadas independentes a partir de dados simulados ideais.	162
Figura 60 – Distribuição dos resultados.	162
Figura 61 – Valores de parâmetros identificados pelo AG em 30 rodadas independentes a partir de dados simulados e escorregamentos parciais desconhecidos.	163
Figura 62 – Distribuição dos dados da figura anterior.	163
Figura 63 – Distribuição dos resultados do motor 1 nos casos A e B.	168
Figura 64 – Distribuição dos resultados do motor 1 nos casos C e D.	168
Figura 65 – Distribuição dos resultados do motor 1 nos casos C e E.	169
Figura 66 – Distribuição dos resultados do motor 2 nos casos C e E.	169
Figura 67 – Perdas do motor 7 calculadas a partir de dados do fabricante.	171
Figura 68 – Desvios de rendimento e de fator de potência em relação a dados de catálogo. ..	172
Figura 69 – Desvios de perdas totais e de potência de saída em relação a dados de catálogo.	172
Figura 70 – Desvios de corrente e de potência ativa em relação a dados de catálogo.	173
Figura 71 – Desvios dos parâmetros dos sete motores identificados por dados de catálogo .	173

Figura 72 – Desvios de rendimento e de fator de potência resultantes de valores de parâmetros identificados por dados de catálogo de 199 motores.	174
Figura 73 – Desvios de perdas e de potência de saída resultantes de valores de parâmetros identificados por dados de catálogo de 199 motores.	174
Figura 74 – Desvios de corrente e de potência de entrada resultantes de valores de parâmetros identificados por dados de catálogo de 199 motores.	175
Figura 75 – Valor por unidade de R_1 de 199 motores em função de seu torque nominal.	175
Figura 76 – Valor por unidade de R_2 de 199 motores em função de seu torque nominal.	176
Figura 77 – Valor por unidade de X_2 de 199 motores em função de seu torque nominal.	176
Figura 78 – Valor por unidade de R_c de 199 motores em função de seu torque nominal.	176
Figura 79 – Valor por unidade de X_m de 199 motores em função de seu torque nominal.	177
Figura 80 – Valor por unidade de R_2 de 199 motores em função do escorregamento nominal.	177
Figura 81 – Valor por unidade de R_c de 199 motores em função da perda a 50 % de carregamento.	178
Figura 82 – Valores por unidade de R_1 de motores de diferentes classes de eficiência.	178
Figura 83 – Valores por unidade de R_c de motores de diferentes classes de eficiência.	179
Figura 84 – Valores medidos e estimados de perdas no motor 1.	181
Figura 85 – Valores medidos e estimados de rendimento no motor 1.	181
Figura 86 – Valores medidos e estimados de perdas no motor 2.	182
Figura 87 – Valores medidos e estimados de rendimento no motor 2.	182
Figura 88 – Valores medidos e estimados de perdas nos motores 3, 4, 5, 6 e 7.	183
Figura 89 – Valores medidos e estimados de rendimento nos motores 3, 4, 5, 6 e 7.	184
Figura 90 – Desvios dos valores ajustados de R_2	187
Figura 91 – Desvios dos valores ajustados de X_m	187
Figura 92 – Curvas de rendimento e de perdas do motor 1 medidas e estimadas.	188
Figura 93 – Curvas de rendimento e de perdas do motor 2 medidas e estimadas.	189
Figura 94 – Curvas de rendimento e de perdas do motor 6 medidas e estimadas.	189
Figura 95 – Valores de perdas medidas e estimadas pelos métodos simplificado e principal para o motor 1.	190
Figura 96 – Valores de perdas medidas e estimadas pelos métodos simplificado e principal para o motor 5.	191
Figura 97 – Sumário comparativo dos desvios de perdas estimadas pelos métodos simplificado e principal para sete motores.	192

Figura 98 – Rotor de aço maciço do motor estudado no LAPLACE.....	197
Figura 99 – Cartas de campo magnético de MIRM em diferentes escorregamentos.....	198
Figura 100 – Circuito equivalente por fase de MIRMs.....	199
Figura 101 – Diagrama fasorial do MIRM.....	203
Figura 102 – Bancada de ensaios de motores elétricos disponível no LAPLACE.....	205
Figura 103 – Detalhamento do dinamômetro.....	205
Figura 104 – Sistema de alimentação bifásica do MIRM.....	206
Figura 105 – Resultados de testes em vazio com o motor acoplado e desacoplado ao freio.....	207
Figura 106 – Local geométrico das componentes real e imaginária da corrente.....	208
Figura 107 – Regressão das perdas suplementares.....	208
Figura 108 – Valores quadráticos de corrente e força eletromotriz induzida no ensaio de carga.....	209
Figura 109 – Curvas de desempenho obtidas experimentalmente.....	210
Figura 110 – Curvas de perdas e de rendimento do MIRM.....	210
Figura 111 – Curvas de corrente e de potência obtidas pelo circuito equivalente tradicional.....	212
Figura 112 – Curvas de torque eletromagnético e grandezas de rotor bloqueado em corrente nominal (CN) e tensão nominal (TN) obtidas pelo circuito equivalente tradicional.....	212
Figura 113 – Comparação de curvas de torque e de grandezas de rotor bloqueado com diferentes valores de a	213
Figura 114 – Curvas de corrente e de potência obtidas pelo modelo de MIRM.....	214
Figura 115 – Curvas de torque interno e de grandezas com rotor bloqueado obtidas pelo modelo de MIRM.....	215
Figura 116 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição nominal para o motor 2 (7,5 cv, 6 polos).....	232
Figura 117 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição de 50 % de carregamento para o motor 2 (7,5 cv, 6 polos).....	233
Figura 118 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição nominal para o motor 2 (7,5 cv, 6 polos).....	234
Figura 119 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição de 50 % de carregamento para o motor 2 (7,5 cv, 6 polos).....	235
Figura 120 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição de 25 % de carregamento para o motor 2 (7,5 cv, 6 polos).....	236

Figura 121 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição nominal para o motor 3 (15 cv, 4 polos).....	237
Figura 122 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição de 50 % de carregamento para o motor 3 (15 cv, 4 polos).....	238
Figura 123 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição nominal para o motor 3 (15 cv, 4 polos).....	239
Figura 124 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição de 50 % de carregamento para o motor 3 (15 cv, 4 polos).....	240
Figura 125 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição de 25 % de carregamento para o motor 3 (15 cv, 4 polos).....	241
Figura 126 – Espectro da derivada do campo magnético externo de GS de 56 polos.....	242
Figura 127 – Espectro do campo magnético externo determinado via FFT em torno da frequência de rotação mecânica.....	243
Figura 128 – Componentes em torno da 11 ^a harmônica elétrica.....	244
Figura 129 – Componente relacionada à fundamental elétrica.....	245
Figura 130 – Espectro do campo magnético externo até 1 kHz, evidenciando a presença de harmônicas ímpares.....	245
Figura 131 – Valor da frequência fundamental elétrica e faixa de incerteza determinados através cada harmônica ímpar.....	246
Figura 132– Valor da frequência fundamental elétrica e faixa de incerteza determinados pela interseção das faixas de incerteza.....	247
Figura 133 – Componentes múltiplas da rotação mecânica rastreadas a partir do valor de f_m	248
Figura 134 – Componentes múltiplas da rotação mecânica rastreadas a partir do valor de f_m	248

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Perdas suplementares assumidas como porcentagem da potência nominal (P_n)....	53
Tabela 2 – Razão entre reatâncias de dispersão de acordo com classes de projeto.....	55
Tabela 3 – Sumário de características dos métodos de determinação de rendimento segundo a IEEE Standard 112.	57
Tabela 4 – Tolerâncias de dados de catálogo segundo a NBR17094-1.....	67
Tabela 5 – Harmônicas identificadas na Figura 13.	69
Tabela 6 – Sumário de métodos de estimação do circuito equivalente por medições em campo.	83
Tabela 7 – Sumário de métodos de estimação do circuito equivalente por dados de fabricantes	90
Tabela 8 – Incertezas máximas admitidas pela IEEE Std. 112.	99
Tabela 9 – Expressões para o cálculo da incerteza combinada em medições indiretas	101
Tabela 10 – Fontes de incerteza da medição de tensão.	102
Tabela 11 – Fontes de incerteza da medição de corrente	102
Tabela 12 – Fontes de incerteza da medição de potência.....	104
Tabela 13 – Fontes de incerteza da medição de torque.	106
Tabela 14 – Atraso admissível entre o desligamento da máquina e a medição da temperatura dos enrolamentos.	110
Tabela 15 – Comparação das incertezas de perdas e de rendimento antes e depois dos ajustes para três motores na condição de plena carga.	115
Tabela 16 – Incertezas em função do carregamento para motor de 5 cv.....	115
Tabela 17 – Dados de catálogo dos motores testados.	116
Tabela 18 – Sumário de características medidas em testes pelo método B da IEEE Std. 112.	117
Tabela 19 – Valores de parâmetros do circuito equivalente determinados pelo método F, com resistências corrigidas para a temperatura especificada.	117
Tabela 20 – Métodos analíticos e iterativos testados.	119
Tabela 21 – Resultados do teste de robustez com catálogo comercial de 200 motores.	119
Tabela 22 – Resumo dos métodos baseados em otimização estudados.	124
Tabela 23 – Parâmetros do CE estimados pelo método de Haque (2008) para os motores 1 e 2.	131
Tabela 24 – Parâmetros do CE dos motores 1 e 2 estimados pelo método de Goldemberg. .	132

Tabela 25 – Desvios dos parâmetros estimados pelo método de Goldemberg em relação a valores medidos.	132
Tabela 26 – Parâmetros do motor C, com potência nominal de 100 cv.	142
Tabela 27 – Parâmetros do motor 1 usados para simulação.	156
Tabela 28 – Valores de parâmetros identificados a partir de dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais conhecidos.	157
Tabela 29 – Valores de parâmetros identificados a partir de novos dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais conhecidos.	158
Tabela 30 – Valores exatos e estimados de escorregamento em carregamentos parciais.	158
Tabela 31 – Valores de parâmetros identificados a partir de novos dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais estimados.	159
Tabela 32 – Valores de parâmetros identificados a partir de novos dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais estimados.	160
Tabela 33 – Comparação de valores originais e obtidos após alterações de 20 % no escorregamento nominal.	161
Tabela 34 – Valores de parâmetros identificados pelo AG a partir de dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais conhecidos.	162
Tabela 35 – Comparação de valores identificados pelos algoritmos LM e AG a partir de dados catálogo simulados.	164
Tabela 36 – Valores identificados pelo com método LM a partir de dados medidos.	164
Tabela 37 – Valores de parâmetros determinados em ensaios.	165
Tabela 38 – Parâmetros do motor 1 identificados pelo método de LM com diferentes formulações.	166
Tabela 39 – Parâmetros do motor 2 identificados pelo método de LM com diferentes formulações.	167
Tabela 40 – Parâmetros do motor 1 identificados por AG com diferentes formulações.	167
Tabela 41 – Parâmetros do motor 2 identificados por AG com diferentes formulações.	167
Tabela 42 – Parâmetros dos sete motores testados, identificados a partir de dados de catálogo.	171
Tabela 43 – Sumário de valores medidos em ensaios de carga.	180
Tabela 44 – Valores ajustados em campo de R_2 dos sete motores.	186
Tabela 45 – Valores ajustados em campo de X_m dos sete motores.	186
Tabela 46 – Valores de entrada e de saída da regressão linear de perdas por corrente ao quadrado.	190

Tabela 47 – Valores de parâmetros do modelo tradicional resultantes de cada método.	211
Tabela 48 – Valores de parâmetros do modelo de MIRM resultantes de cada método.	214

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- ABC – Artificial Bee Colony
- ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas
- AE – Algoritmo Evolutivo
- AG – Algoritmo Genético
- AGT – Air-gap Torque Method, ou Método do Torque no Entreferro
- BFO – Bacterial Foraging Optimization
- BG – Busca Gravitacional
- CE – Circuito equivalente
- CN – Corrente nominal
- CSO – Chicken Swarm Optimization
- fmm – Força magnetomotriz
- GUM – Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement
- IEC – International Electrotechnical Commission
- IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers
- IEEE3 – Método 3 de determinação de parâmetros de MITs segundo a IEEE Std. 112.
- IEEE4 – Método 4 de determinação de parâmetros de MITs segundo a IEEE Std. 112.
- IHM– Interface Homem Máquina
- INMETRO – Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
- JCGM – Joint Committee for Guides in Metrology
- LM – Levenberg-Marquardt, método de otimização
- MD – Mesa de dinamômetros
- MIC – Mesa de instrumentação e controle
- MIRM – Motor de indução de rotor maciço
- MIT – Motor de indução trifásico
- NAGT – Non-intrusive Air-gap Torque, ou Método do Torque no Entreferro Não Intrusivo
- NEMA – National Electrical Manufacturers Association
- NEQ – Nameplate Equivalent Circuit Method, ou Método do Circuito Equivalente por Dados de Placa, em tradução livre
- NM – Natarajan e Misra, método de estimação de parâmetros de MITs
- NR – Método Newton-Raphson
- NSGA-II – Non-dominated Sorting Genetic Algorithm
- OHME– Ontario Hydro Modified Method E

OHMF– Ontario Hydro Modified Method F

ORNL– Oak Ridge National Laboratory

PSO – Particle Swarm Optimization, ou Otimização por Enxame de Partículas

RBA – Rotor bloqueado avançado, método de determinação de parâmetros de MITs

RBS – Rotor bloqueado simplificado, método de determinação de parâmetros de MITs

RMEW – Rockwell Motor Efficiency Wizard

RRC – Rosenberg Rotating Coordinates, método de busca local

SA – Simulated Annealing, ou Recozimento Simulado

SPEA – Strength Pareto Evolutionary Algorithm

TN – Tensão nominal

P-sN – Método proposto para determinação de parâmetros de MIRMs com ensaio de escorregamento nominal

P-RB – Método proposto para determinação de parâmetros de MIRMs com ensaio de rotor bloqueado

LISTA DE SÍMBOLOS

$\nabla f(\mathbf{x})$ – Gradiente da função $f(\mathbf{x})$

a – No capítulo 9, razão entre a resistência e a reatância de dispersão do rotor

B_m – Valor escalar da indução máxima no ferro, em tesla

$\cos\varphi$ – Fator de deslocamento, igual ao fator de potência em regime senoidal

d_f – Resolução espectral

\mathbf{E}, E – Fasor e valor eficaz, respectivamente, da força contra eletromotriz induzida por fase do estator, em volts

$f(\mathbf{x})$ – Função objetivo do problema de otimização

f_e – Frequência da tensão de alimentação do motor, em hertz

f_r – Frequência das correntes induzidas no rotor, em hertz

f_m – Frequência de rotação mecânica, em hertz

f_s – Taxa de amostragem de um sinal, em amostras por segundo

f_{sh} – Frequência de componentes do sinal de corrente dependentes da rotação mecânica

$\mathbf{H}(\mathbf{x})$ – Matriz Hessiana

\mathbf{I}_0, I_0 – Fasor e valor eficaz, respectivamente, da corrente de fase em vazio, em amperes

$i_1(t)$ – Valor instantâneo da corrente de fase, em amperes

\mathbf{I}_1, I_1 – Fasor e valor eficaz, respectivamente, da corrente de fase do motor de indução trifásico, em amperes

\mathbf{I}_2, I_2 – Fasor e valor eficaz, respectivamente, da corrente do rotor referida ao estator, em amperes

i_a, i_b, i_c – Corrente instantânea nas fases a, b e c, respectivamente

\mathbf{I}_c, I_c – Fasor e valor eficaz, respectivamente, da componente de corrente devida às perdas no núcleo magnético, em amperes

i_{ds}, i_{qs} – Correntes de eixo direto e de eixo em quadratura no estator

I_l – Valor eficaz da corrente de linha, em amperes

\mathbf{I}_m, I_m – Fasor e valor eficaz, respectivamente, da componente de corrente de magnetização, em amperes

I_n – Corrente nominal do motor, em amperes

I_p – Corrente do motor na partida, em amperes

$\mathbf{I}_\varphi, I_\varphi$ – Fasor e valor eficaz, respectivamente, da corrente de excitação do circuito magnético, em amperes

$\mathbf{J}(\mathbf{x})$ – Matriz Jacobiana

k_1 – Coeficiente de variação térmica da resistividade do enrolamento do estator, em graus Celsius

k_2 – Coeficiente de variação térmica da resistividade do enrolamento do rotor, em graus Celsius

k_e – Coeficiente de perdas por excesso no modelo de Bertotti

k_f – Coeficiente de perdas dinâmicas clássicas no modelo de Bertotti

k_h – Coeficiente de perdas por histerese no modelo de Bertotti

m – Número de fases da máquina

N – Velocidade do rotor, em rotações por minuto

N_c – Velocidade nominal corrigida, em rotações por minuto

n_d – Ordem da excentricidade do rotor

n_s – Número de amostras

N_s – Velocidade síncrona, em rotações por minuto

n_w – Ordem da harmônica de força magnetomotriz no entreferro

p – Número de polos do campo girante

P_{ag} – Potência transferida pelo entreferro, em watts

P_c – Perdas no ferro, em watts

P_{conv} – Potência convertida, em watts

P_{fw} – Perdas energéticas por atrito e ventilação, em watts

P_{fw0} – Perda por atrito e ventilação na condição de escorregamento nulo, em watts

P_{in} – Potência ativa desenvolvida pela máquina, em watts

P_{j1} – Perda por efeito Joule no enrolamento do estator, em watts

P_{j2} – Perda por efeito Joule no enrolamento do rotor, em watts

P_L – Perdas totais, em watts

P_n – Potência nominal da máquina, em quilowatts

P_{out} – Potência mecânica disponível no eixo, em watts

P_{rot} – Perdas rotacionais, geralmente iguais à soma de P_c e P_{fw} , em watts

P_{sll} – Perdas suplementares, em watts

Q – Potência reativa desenvolvida pela máquina, em volt-ampères reativos

r – Coeficiente de correlação entre variáveis

R – Número de ranhuras do rotor

$\mathbf{r}(\mathbf{x})$ – Vetor de resíduos

R_1 – Resistência elétrica do enrolamento do estator, em ohms

R_2 – Resistência elétrica do enrolamento do rotor referida ao estator, em ohms
 R_2^+, R_2^- – Resistências de sequência positiva e negativa, respectivamente, do rotor referidas ao estator, em ohms
 R_{21}, R_{22} – Resistência elétrica da gaiola interna e externa do rotor, respectivamente, referidas ao estator, em ohms
 R_{2p} – Resistência elétrica do rotor referida ao estator na condição de partida, em ohms
 R_a – Resistência elétrica a uma dada temperatura t_a , em ohms
 R_b – Resistência elétrica a uma dada temperatura t_b , em ohms
 R_c – Resistência representativa das perdas no ferro, em ohms
 R_{cs} – Resistência de perdas no ferro no modelo com parâmetros de excitação em série, em ohms
 R_{sll} – Resistência que representa as perdas suplementares, em ohms
 R_{sll}^+, R_{sll}^- – Resistências de sequência positiva e negativa, respectivamente, que representam as perdas suplementares, em ohms
 R_{ths}, R_{thr} – Coeficientes de proporcionalidade entre perdas e temperaturas dos enrolamentos do estator e do rotor, respectivamente
 S – Potência aparente
 s – Escorregamento do rotor por unidade
 s_a – Escorregamento por unidade a uma dada temperatura t_a
 s_b – Escorregamento por unidade a uma dada temperatura t_b
 t_a – temperatura em uma dada condição “a”, em graus Celsius
 T_{ag} – Torque eletromagnético interno, ou torque no entreferro, em newton-metros
 t_b – temperatura em uma dada condição “b”, em graus Celsius
 t_m – Horas mensais de operação do motor
 T_m – Torque máximo produzido pela máquina, em newton-metros
 T_n – Torque nominal da máquina, em newton-metros
 T_{nom} – Torque nominal do transdutor de torque, em newtons-metro
 T_{out} – Torque no eixo, em newton-metros
 T_p – Torque produzido pela máquina na partida, em newton-metros
 u – Incerteza padrão, na unidade da grandeza em questão
 u_c – Incerteza combinada de múltiplas fontes de erro, na unidade da grandeza em questão
 u_R – Incerteza padrão relativa, adimensional
 $v_1(t)$ – Valor instantâneo da tensão de fase, em volts
 \mathbf{V}_1, V_1 – Fasor e valor eficaz, respectivamente, da tensão de fase, em volts

v_{ab}, v_{ca} – Tensão instantânea entre fases a-b e c-a, respectivamente, em volts

V_l – Valor eficaz da tensão de linha, em volts

W_m – Consumo mensal de energia, em watts-hora

$\mathbf{x}=[x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]$ – Vetor de incógnitas do problema de otimização

X_1 – Reatância de dispersão do estator, em ohms

X_2 – Reatância de dispersão do rotor referida ao estator, em ohms

X_2^+, X_2^- – Reatâncias de dispersão de sequência positiva e negativa, respectivamente, do rotor referidas ao estator, em ohms

X_{21}, X_{22} – Reatâncias de dispersão da gaiola interna e externa do rotor, respectivamente, referidas ao estator, em ohms

X_{2p} – Reatância de dispersão do rotor referida ao estator na condição de partida, em ohms

X_{eq} – Reatância total de dispersão, em ohms

X_m – Reatância de magnetização, em ohms

X_{ms} – Reatância de magnetização no modelo com parâmetros de excitação em série, em ohms

$y_{i(m)}, y_{i(c)}$ – Valor medido e calculado, respectivamente, de grandezas que compõem o vetor conhecido de um problema de ajuste de curvas

\mathbf{Z}_1, Z_1 – Valor complexo e módulo, respectivamente, da impedância do estator, em ohms

\mathbf{Z}_2, Z_2 – Valor complexo e módulo, respectivamente, da impedância equivalente do rotor referida ao estator, em ohms

\mathbf{Z}_{eq}, Z_{eq} – Valor complexo e módulo, respectivamente, da impedância equivalente por fase do motor, em ohms

$\mathbf{Z}_{\phi}, Z_{\phi}$ – Valor complexo e módulo, respectivamente, da impedância do ramo de excitação do circuito equivalente, em ohms

α_c – Razão de proporcionalidade entre P_c e P_{rot}

α_r – Razão de proporcionalidade entre R_1 e R_2

α – Expoente de perdas por histerese

$\gamma(y,x)$ – Sensibilidade da grandeza y ao parâmetro x

$\Delta R_2, \Delta X_2$ – Variação de R_2 e de X_2 , respectivamente, na condição de partida em relação ao seu valor na região normal de operação dos parâmetros do rotor observada na condição de partida, em ohms

η – Rendimento

θ_0 – Ângulo do fasor \mathbf{I}_0

θ_1 – Ângulo do fasor \mathbf{I}_1

θ_2 – Ângulo do fasor \mathbf{I}_2

θ_E – Ângulo do fasor \mathbf{E}

Φ_m, ϕ_m – Fasor e valor escalar do fluxo magnético de magnetização

ϕ_1 – Fluxo magnético disperso no enrolamento do estator

λ – Parâmetro do método de Levenberg-Marquardt

ν – Parâmetro do método de Levenberg-Marquardt

φ – Defasagem angular entre a tensão e a corrente de fase, em radianos

φ_r – Ângulo da impedância complexa do rotor, em radianos

ω_r – Velocidade angular do eixo, em rad/s

ω_s – Velocidade angular síncrona, em rad/s

Subscritos:

(100), (75), (50) – Indicam valores de uma grandeza nas condições de 100 %, 75 % e 50 % do carregamento nominal do motor e a vazio, respectivamente

$L, 0$ – Indicam valores de uma grandeza nos ensaios de impedância e em vazio, respectivamente

n, m, p – Indica valor nominal, máximo ou na condição de partida, respectivamente, de uma grandeza

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	31
1.1	OBJETIVOS	35
1.1.1	Objetivo Geral.....	35
1.1.2	Objetivos Específicos	35
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	36
2	MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	38
2.1	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E MODELAGEM	38
2.2	PERDAS E FLUXO DE POTÊNCIA	42
2.2.1	Perdas Joule no estator	42
2.2.2	Perdas no núcleo	43
2.2.3	Potência transferida.....	44
2.2.4	Perdas Joule no rotor	45
2.2.5	Potência convertida	45
2.2.6	Perdas por atrito e ventilação.....	45
2.2.7	Perdas suplementares.....	46
2.2.8	Potência no eixo e rendimento	47
3	MÉTODOS NORMALIZADOS PARA DETERMINAÇÃO DE RENDIMENTO	48
3.1	MÉTODO A: DIRETO.....	49
3.2	MÉTODOS B E B1: ENTRADA E SAÍDA COM SEGREGAÇÃO DE PERDAS	50
3.3	MÉTODO C: MÁQUINAS DUPLICADAS.....	52
3.4	MÉTODOS E E E1: MEDIÇÕES ELÉTRICAS COM SEGREGAÇÃO DE PERDAS	53
3.5	MÉTODOS F E F1: CIRCUITO EQUIVALENTE	54
3.6	SUMÁRIO COMPARATIVO E CONSIDERAÇÕES PARCIAIS.....	57
4	DETERMINAÇÃO DE RENDIMENTO EM CAMPO	63
4.1	MÉTODO DO RENDIMENTO DE PLACA	64

4.2	MÉTODO DO ESCORREGAMENTO	67
4.3	MÉTODO DA CORRENTE	70
4.4	MÉTODOS BASEADOS EM SEGREGAÇÃO DE PERDAS	70
4.5	MÉTODOS BASEADOS NO TORQUE ELETROMAGNÉTICO	72
4.6	MÉTODOS BASEADOS EM CIRCUITO EQUIVALENTE.....	75
4.6.1	Adaptações de métodos normatizados	76
4.6.2	Ajuste de curvas em transitórios	77
4.6.3	Estimação baseada em medições em operação	78
4.6.4	Estimação baseada em dados de fabricantes	83
4.6.5	Considerações sobre o circuito equivalente.....	91
4.7	CONSIDERAÇÕES PARCIAIS	93
5	OBTENÇÃO DE DADOS EXPERIMENTAIS.....	95
5.1	APRESENTAÇÃO DA BANCADA DE ENSAIOS	95
5.2	LEVANTAMENTO DE INCERTEZAS DE MEDIÇÃO	98
5.2.1	Conceitos básicos de metrologia	99
5.2.2	Incerteza de tensão	101
5.2.3	Incerteza de corrente	102
5.2.4	Incerteza de potência ativa	103
5.2.5	Incerteza de frequência	105
5.2.6	Incerteza do torque.....	105
5.2.7	Incerteza de velocidade	106
5.2.8	Incerteza de resistência	106
5.3	AJUSTES NA BANCADA	107
5.3.1	Substituição do sensor de corrente.....	107
5.3.2	Aparato para medição de resistência	110
5.3.3	Aprimoramentos complementares	112
5.4	RESULTADOS	113

5.4.1	Incertezas na condição nominal	114
5.4.2	Incertezas em função do carregamento	115
5.4.3	Resultados complementares.....	115
5.4.4	Dados experimentais de referência	116
6	RESULTADOS DE METODOLOGIAS EXISTENTES.....	118
6.1	AVALIAÇÃO DE MÉTODOS ANALÍTICOS E ITERATIVOS.....	118
6.2	MÉTODOS BASEADOS EM OTIMIZAÇÃO NUMÉRICA	123
6.2.1	Levenberg-Marquardt	125
6.2.2	Algoritmos genéticos.....	127
6.2.3	Resultados.....	130
6.3	CONSIDERAÇÕES PARCIAIS	136
7	MÉTODO PROPOSTO	138
7.1	SENSIBILIDADE DE GRANDEZAS EXTERNAS A PARÂMETROS DO MODELO	138
7.2	MODELO	148
7.3	ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS POR DADOS DE CATÁLOGO.....	149
7.4	DETERMINAÇÃO DO RENDIMENTO DE MIT EM OPERAÇÃO.....	152
7.5	AJUSTE DO CIRCUITO EM CAMPO.....	152
7.6	MÉTODO ALTERNATIVO SIMPLIFICADO	153
8	RESULTADOS	156
8.1	TESTES COM DADOS SIMULADOS.....	156
8.1.1	Aplicação do método de Levenberg-Marquardt.....	156
8.1.2	Aplicação de algoritmo genético.....	161
8.2	IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS A PARTIR DE DADOS MEDIDOS.	164
8.3	EFEITO DA INCLUSÃO DAS PERDAS NA FUNÇÃO OBJETIVO.....	165
8.4	INFLUÊNCIA DO PALPITE INICIAL.....	170
8.5	ESTIMAÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE POR DADOS DE CATÁLOGO	170
8.6	ESTIMAÇÃO DO RENDIMENTO DE MOTORES EM OPERAÇÃO.....	179

8.7	AJUSTE DO CIRCUITO EQUIVALENTE EM CAMPO	185
8.8	AVALIAÇÃO DO MÉTODO SIMPLIFICADO.....	189
8.9	ANÁLISE DAS LIMITAÇÕES DOS MÉTODOS PROPOSTOS	193
8.10	CONCLUSÕES PARCIAIS	195
9	DETERMINAÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE MOTORES DE ROTOR MACIÇO	197
9.1	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	197
9.2	MÉTODOS PARA DETERMINAÇÃO DO CE DE MIRM.....	200
9.2.1	Método do rotor bloqueado simplificado	200
9.2.2	Método do rotor bloqueado avançado	201
9.2.3	Método F da IEEE Std. 112 com ensaio de impedância 3.....	201
9.2.4	Método F da IEEE Std. 112 com ensaio de impedância 4.....	202
9.2.5	Método proposto	202
9.3	BANCADA DE ENSAIOS	204
9.4	RESULTADOS	206
9.4.1	Medições de referência	206
9.4.2	Modelo tradicional de motores de indução	211
9.4.3	Modelo MIRM	213
9.5	CONCLUSÕES PARCIAIS	215
10	CONCLUSÃO.....	216
	REFERÊNCIAS.....	220
	APÊNDICE A – Estudo de sensibilidade com motores 2 e 3.....	232
	APÊNDICE B – Estudo metrológico da identificação de harmônicas de campo magnético de geradores síncronos	242

1 INTRODUÇÃO

A racionalização do uso de energia elétrica através de ações de eficiência energética representa uma oportunidade significativa para a diminuição da demanda por energia elétrica. Para consumidores, esta diminuição resulta na redução de custos de operação e no ganho de competitividade. Do ponto de vista do sistema elétrico, o aumento de eficiência atenua a necessidade de construção de novas usinas e estruturas de transmissão e de distribuição, resultando em ganhos econômicos, ambientais e sociais. No Brasil, o aumento da eficiência energética é objeto de ações notáveis como o Programa Brasileiro de Etiquetagem do Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO), o Procel – Programa de Conservação de Energia, a Lei de Eficiência Energética 10.295/2001 e a portaria interministerial 553/2005, que estabeleceu níveis mínimos de rendimento para motores elétricos (EPE, 2019, p. 15). De acordo com o Atlas da Eficiência Energética no Brasil 2020 (EPE, 2020, p. 14), desde 2000 o Brasil apresenta níveis praticamente constantes de *intensidade energética*, um indicador da quantidade de energia necessária para produzir um dólar de produto interno bruto. Uma vez que as fontes de energia são limitadas, a proporcionalidade entre crescimento econômico e aumento na demanda por energia evidencia a importância de se aprimorar os processos de transformação e de consumo deste recurso.

Estima-se que os sistemas motrizes baseados em motores de indução trifásicos (MITs), tais como bombas, ventiladores, compressores, elevadores, esteiras rolantes e ferramentas, correspondam a 35 % do consumo bruto de energia no Brasil e a 68 % no setor industrial (SAUER *et al.*, 2015; BORTONI *et al.*, 2013), devido à ampla presença de processos de conversão eletromecânica de energia e à robustez, ao baixo custo e à simplicidade de operação deste tipo de motor. Por sua representatividade, estes sistemas motrizes recebem atenção especial em estudos de eficiência energética.

De forma simplificada, um sistema motriz composto por um motor e um determinado mecanismo (bomba, compressor, elevador ou outro) consome, em um mês, uma quantidade de energia W_m dada pelo produto da potência absorvida pelo motor (P_{in}) pela quantidade de horas que a máquina opera por mês (t_m), assumindo uma única condição de operação. A potência absorvida pode ser decomposta em três parcelas: a potência útil convertida pelo mecanismo (P_u), as perdas energéticas no motor ($P_{L(1)}$) e as perdas energéticas no mecanismo ($P_{L(2)}$). Dessa forma, a energia consumida por ser expressa por

$$W_m = (P_u + P_{L(1)} + P_{L(2)})t_m \quad (1.1)$$

Assumindo que a potência útil demandada pelo processo e o tempo de operação sejam impostos pelo processo, fica evidente que a quantidade de energia consumida pelo sistema motriz pode ser diminuída pela redução tanto das perdas no motor como no mecanismo a ele acoplado, em ações tais como:

- Substituição do motor por outro de maior rendimento e dimensionado de forma adequada para a condição de carregamento;
- Manutenção corretiva do motor, que pode incluir a rebobinagem com condutores de menor resistência, por alteração do material ou da bitola dos condutores, e que pode também acarretar alterações na intensidade do fluxo magnético no entreferro e na curva de torque por escorregamento (HIRZEL, 1994);
- Correção de problemas de qualidade de energia da rede, como desbalanceamento, desvios de tensão e conteúdo harmônico excessivo, que geram perdas no motor;
- Instalação de dispositivos de acionamento para operação do motor em velocidade variável, evitando o desperdício de energia em partidas repetitivas ou em dispositivos mecânicos de regulação de fluxo, de pressão ou de vazão, conforme o sistema mecânico acionado pelo motor;
- Alteração da conexão de triângulo (delta) para estrela (Y), em certos casos de superdimensionamento, como forma de reduzir a tensão imposta às fases do motor e, com isso, reduzir as perdas no núcleo do motor (FERREIRA, 2006);
- Manutenção ou substituição do mecanismo acionado pelo motor.

A tomada de decisão quanto a estas ações depende de análises de viabilidade técnica e econômica em que se projeta a redução esperada no consumo energético e o retorno do investimento em função da economia de energia. A comparação do consumo na condição atual com o consumo esperado após a ação requer o conhecimento das potências absorvida e convertida em trabalho útil pelo sistema motriz na condição atual, que determinam sua eficiência ou rendimento energético global. Adicionalmente, o conhecimento dos rendimentos ou das perdas de cada parte do sistema, isto é, do motor elétrico e do mecanismo a ele acoplado, permite direcionar as ações com maior efetividade. Por exemplo, num sistema de bombeamento de água, o rendimento global pode ser estimado através de medições de potência ativa no motor e de pressão e vazão nas tubulações. No entanto, se não for conhecida a potência entregue pelo motor ao mecanismo por meio do eixo, o que equivale a conhecer o rendimento do motor ou o da bomba, não é possível determinar o potencial de aprimoramento de cada parte do sistema.

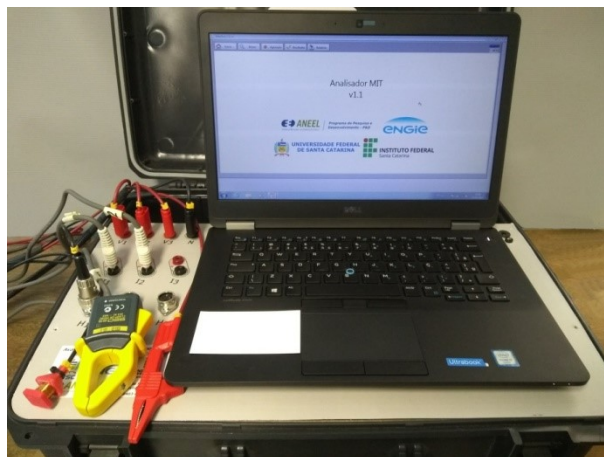
Os MITs trazem em suas placas de identificação um valor de rendimento típico para carregamento nominal em condições ideais de operação. O rendimento, entretanto, varia em função do nível de carregamento, do regime de alimentação, da temperatura dos enrolamentos e também de uma máquina para outra em função do processo de fabricação. Sua determinação precisa depende da realização de ensaios descritos em normas técnicas, tais como a Standard 112 da IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE, 2018), a Norma Brasileira 17094-3 (ABNT, 2018b) e a norma 60034-2-1 da IEC – International Electrotechnical Commission (IEC, 2014). Estes ensaios são abordados em detalhes no capítulo 3 desta tese.

A realização destes ensaios, no entanto, pode ser inviável em situações típicas de operação destas máquinas por conta da necessidade de interrupção do seu funcionamento, da instrumentação e infraestrutura requeridas e da impossibilidade de atingir as condições de operação prescritas. Por conta destas dificuldades, uma série de métodos tem sido desenvolvida para avaliar a eficiência do motor de forma menos intrusiva em campo, conforme sumarizado por Kueck *et al.* (1996) e por Lu *et al.* (2006). Na revisão da literatura, apresentada detalhadamente no capítulo 4 desta tese, destacam-se os métodos baseados na estimação do torque eletromagnético no entreferro e na estimação não intrusiva dos parâmetros do circuito equivalente por fase. Lu, Habetler e Harley (2008), por exemplo, propõem o cálculo do torque no entreferro a partir de formas de onda de tensão e de corrente medidas nos terminais da máquina, bem como do valor da resistência elétrica do enrolamento do estator estimado através da injeção de uma componente contínua por um dispositivo previamente instalado. Já Al-Badri, Pillay e Angers (2015) estimam parte dos parâmetros do circuito equivalente em função de medições terminais de tensão, corrente, potência e velocidade e de dados preexistentes de testes, empregando um algoritmo de otimização numérica baseado em algoritmos genéticos. O algoritmo é executado múltiplas vezes para superar as limitações de repetibilidade típicas dos algoritmos genéticos. Amaral *et al.* (2020), por outro lado, estimam os valores do circuito equivalente em sua totalidade a partir de dados típicos fornecidos em catálogos de fabricantes. A análise da literatura, detalhada no capítulo 4, indica que a principal barreira existente nos métodos atuais é a determinação da resistência do estator, das perdas em vazio e das perdas suplementares de forma não intrusiva, isto é, sem perturbar a operação do motor.

O trabalho atual se situa neste contexto de estimação não intrusiva de rendimento e de perdas em MITs em operação e teve como principal motivação o projeto de pesquisa e desenvolvimento PD-0403-0034/2013, intitulado “Avaliação em campo de rendimento de

motores de indução trifásicos”, desenvolvido no período de 2013 a 2016 no âmbito do Programa de Pesquisa e Desenvolvimento da Tractebel Energia regulamentado pela ANEEL. O objetivo foi desenvolver o equipamento protótipo mostrado na Figura 1, capaz de estimar o rendimento de MITs instalados em campo com metodologia não invasiva e não intrusiva, sem retirá-los de operação, independente da condição e estado de degradação, e avaliar o rendimento sob o aspecto de desequilíbrio nas tensões de alimentação. O projeto proporcionou a instalação da bancada de ensaios descrita no capítulo 5 na Universidade Federal de Santa Catarina, originou o pedido de patente BR1020170078892, que descreve o sistema e método para determinação do rendimento de MITs em campo, e fomentou diversos trabalhos acadêmicos, incluindo parcialmente o presente. A metodologia para estimação do rendimento empregada no equipamento, desenvolvida na tese de Lima (2016), consiste na estimação dos valores de parâmetros do circuito equivalente com base em dados de catálogos de fabricantes e no posterior ajuste destes valores de acordo com medições de grandezas elétricas e de velocidade realizadas em campo. A tese associa aspectos heurísticos a algoritmos genéticos estudados na dissertação de mestrado do autor desta tese (WENGERKIEVICZ, 2016). O desenvolvimento eletrônico do protótipo foi abordado na dissertação de mestrado de Elias (2016). No mesmo contexto, os procedimentos para determinação do circuito equivalente segundo a norma IEEE Standard 112 foram estudados e sintetizados em um instrumento virtual em LabVIEW no trabalho de conclusão de graduação do autor desta tese (WENGERKIEVICZ, 2014).

Figura 1 – Equipamento “Analisador MIT” desenvolvido no projeto PD-0403-0034/2013.



A principal limitação encontrada na metodologia foi a expressiva variação dos resultados entre execuções subsequentes com os mesmos dados de entrada. Isto se deve em

parte ao caráter estocástico dos algoritmos genéticos, mas também à dificuldade intrínseca da determinação de parâmetros do modelo como a resistência do enrolamento do estator e as perdas no ferro. Dificuldades semelhantes são reportadas por Goldemberg (1992), por Pillay, Nolan e Haque (1997), por Lu *et al.* (2007b), por Sakthivel, Bhuvaneshwari e Subramanian (2010) e por Aminu, Barendse e Khan (2019). Dentre as propostas de continuidade indicadas nos trabalhos anteriores do grupo de pesquisa, destacam-se a utilização de estratégias de busca e de otimização mais precisas para a determinação de parâmetros do circuito equivalente, o aprimoramento do encontro de parâmetros relativamente pouco sensíveis e do ajuste do circuito após a medição em campo, o estudo da variação paramétrica entre pontos de carga distantes e uma validação experimental mais ampla e rigorosa. Estas propostas motivaram o desenvolvimento desta tese, cujos objetivos são descritos a seguir.

1.1 OBJETIVOS

Os objetivos da tese são descritos a seguir.

1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral desta tese de doutorado é propor um método para estimação do rendimento de motores de indução trifásicos de baixa tensão em operação, aperfeiçoando metodologias existentes de forma a dispensar interrupções ou perturbações na operação da máquina e a proporcionar alta repetibilidade de resultados.

1.1.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos deste trabalho de doutorado são os seguintes:

- i. Analisar métodos normatizados para determinação experimental do rendimento de MITs;
- ii. Realizar um levantamento dos métodos existentes para determinação do rendimento de motores em operação e identificar suas limitações;
- iii. Adequar o aparato experimental em estudo metrológico;
- iv. Coletar dados de referência em ensaios normatizados de determinação de perdas e de rendimento;

- v. Demonstrar, em testes com dados simulados e obtidos em catálogos técnicos, as limitações das técnicas existentes para estimação de rendimento de motores em operação;
- vi. Propor um método de estimação de parâmetros do circuito equivalente de MITs com base em dados típicos fornecidos em catálogo e em medições não intrusivas em um único ponto de operação;
- vii. Propor uma estratégia unívoca de ajuste de parâmetros com base em medições em campo;
- viii. Testar as estratégias com dados simulados a partir de parâmetros conhecidos, com dados fornecidos por fabricantes e com dados obtidos em ensaios;
- ix. Como objetivo complementar relacionado à realização de doutorado-sanduíche, estabelecer uma metodologia para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente de motores de indução de rotor maciço.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O restante do documento está organizado da seguinte forma.

No capítulo 2, apresentam-se os principais aspectos teóricos sobre os motores de indução trifásicos operando em regime permanente, como a modelagem por circuito equivalente, o fluxo de potência e a classificação das perdas energéticas.

No capítulo 3, são descritos os métodos normatizados mais relevantes para determinação do rendimento e das perdas em MITs. O capítulo seguinte oferece uma abrangente revisão dos métodos alternativos encontrados na literatura para estimação de rendimento, de perdas ou de valores de parâmetros do circuito equivalente de MITs com vista à aplicação em campo.

O aparato experimental empregado neste trabalho é apresentado no capítulo 5. Por se tratar de uma bancada de ensaios nova, foi realizada uma rigorosa preparação do aparato, incluindo a definição de procedimentos, o levantamento de incertezas de medição e a mitigação de fontes de erro. Neste capítulo também são apresentados os dados técnicos e os dados experimentais de sete motores testados segundo a norma IEEE Standard 112, que são utilizados para o teste de metodologias neste trabalho.

A partir das conclusões dos capítulos anteriores, que conduzem o estudo para o tópico de estimação dos parâmetros do circuito equivalente, o capítulo 6 apresenta resultados preliminares obtidos através de metodologias existentes para avaliar suas limitações. O estudo

dividido em duas partes: métodos analíticos e iterativos; e métodos baseados em otimização numérica. Também são apresentados os fundamentos de dois métodos numéricos empregados neste trabalho, que são os algoritmos genéticos e o método de Levenberg-Marquardt.

O capítulo 7 descreve o método proposto para estimação das perdas em motores em operação em função de parâmetros do circuito equivalente estimados a partir de dados típicos fornecidos por fabricantes. A formulação do problema de identificação dos parâmetros é determinada a partir de um estudo de sensibilidade das grandezas externas em relação aos parâmetros do modelo. O capítulo seguinte apresenta os resultados do método proposto obtidos com dados simulados, dados de catálogo e dados medidos, bem como ajustes realizados no método.

Por fim, o capítulo 9 apresenta um estudo da determinação dos valores de parâmetros do circuito equivalente de motores de indução de rotor maciço, relacionado ao período de doutorado-sanduíche realizado no laboratório LAPLACE, em Toulouse, França.

2 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

No desenvolvimento desta tese, o motor de indução trifásico é abordado sob uma modelagem em regime permanente.

2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E MODELAGEM

O motor de indução trifásico é uma máquina elétrica de corrente alternada composta por um estator e um rotor, cujos núcleos magnéticos são separados por um entreferro. Os enrolamentos das três fases do estator são tipicamente idênticos e distribuídos nas ranhuras de forma a produzir um campo magnético girante no entreferro com distribuição espacial aproximadamente senoidal, quando a máquina é alimentada por um sistema trifásico balanceado senoidal. O enrolamento do rotor consiste normalmente de uma gaiola de barras condutoras unidas por anéis de curto circuito nas suas extremidades ou de um conjunto de bobinas conectado a anéis coletores. O movimento relativo entre o campo girante e os enrolamentos do rotor proporciona a indução de força eletromotriz e conseqüentemente de corrente, segundo a lei de Faraday. O torque é produzido pela interação entre os fluxos produzidos pelas correntes nos enrolamentos do estator e do rotor. Sendo assim, só há produção de torque quando há diferença entre as velocidades angulares do campo girante e do rotor.

A velocidade angular do campo girante, denominada velocidade síncrona (N_s), é expressa em rotações por minuto por

$$N_s = 120 \frac{f_e}{p} \quad (2.1)$$

em função do número de polos do campo girante p e da frequência de alimentação f_e , em hertz (KOSOW, 1993).

O escorregamento (s), que expressa a diferença normalizada entre a velocidade do campo girante e a velocidade do eixo (N), é dado por

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (2.2)$$

A frequência do fluxo e das correntes induzidas no rotor f_r é proporcional ao escorregamento e pode ser determinada por

$$f_r = sf_e \quad (2.3)$$

Próximo à velocidade síncrona, quanto maior o escorregamento, maior é variação do fluxo nos enrolamentos do rotor e, conseqüentemente, maiores são as correntes induzidas no rotor e o torque produzido.

A velocidade angular do campo girante também pode ser expressa em radianos por segundo, sendo indicada como ω_s e definida por

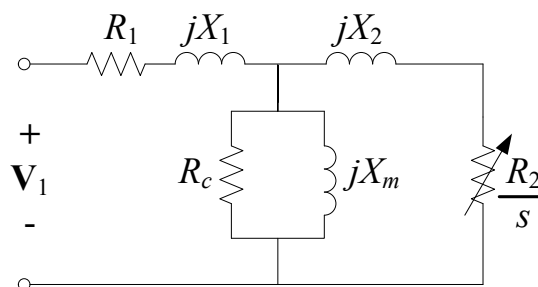
$$\omega_s = 4\pi \frac{f_e}{p} \quad (2.4)$$

Da mesma forma, a velocidade angular do eixo em radianos por segundo ω_r é definida por

$$\omega_r = (1-s)\omega_s \quad (2.5)$$

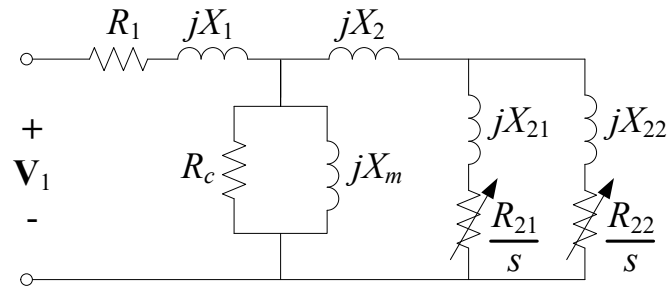
O funcionamento do motor em regime permanente balanceado é usualmente modelado através do circuito equivalente (CE) por fase, cuja representação pode variar de acordo com a aplicação. A Figura 2 apresenta o circuito equivalente considerando uma gaiola simples, em que \mathbf{V}_1 é o fasor de tensão de fase, s é o escorregamento, R_1 e X_1 são a resistência e a reatância de dispersão do enrolamento do estator, R_2 e X_2 são a resistência e a reatância de dispersão do enrolamento do rotor, ambas referidas ao estator, e X_m é a reatância de magnetização. A resistência R_c representa as perdas no ferro e sua inclusão no circuito é essencial para o cálculo de perdas e de rendimento, porém é frequentemente negligenciada por simplicidade em cálculos de torque e de corrente de linha (PEDRA e CORCOLES, 2004). O modelo de gaiola simples é adequado para cálculos na região normal de operação, compreendida entre a velocidade síncrona e a condição de torque máximo (LEE *et al.*, 2012), e é empregado pelas normas IEEE Std. 112 e NBR 17094 nos métodos de determinação de rendimento baseados em circuito equivalente.

Figura 2 – Circuito equivalente por fase de gaiola simples do MIT em regime permanente.



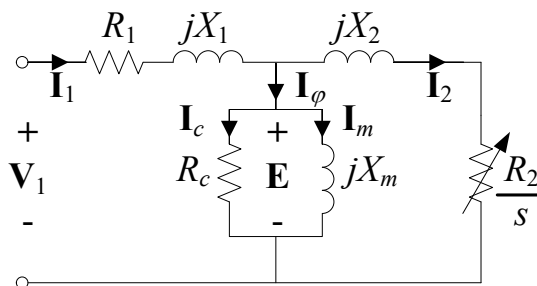
Por outro lado, quando se deseja representar a partida e a aceleração até o regime permanente, o modelo de gaiola dupla, representado na Figura 3, é mais usado por contemplar o efeito da variação da penetração do fluxo no rotor e o efeito pelicular (PEDRA e CORCOLES, 2004). O circuito do rotor é dividido em dois ramos, um correspondendo à gaiola interna (R_{21} e X_{21}) e outro à gaiola externa (R_{22} e X_{22}). Da mesma forma que o modelo de gaiola simples, a resistência R_c pode ou não estar presente.

Figura 3 – Circuito equivalente por fase de gaiola dupla do MIT em regime permanente.



O modelo de gaiola simples incluindo R_c , que será usado predominantemente neste trabalho, é detalhado na Figura 4. Os fasores \mathbf{I}_1 , \mathbf{I}_2 , \mathbf{I}_φ , \mathbf{I}_c e \mathbf{I}_m representam, respectivamente, a corrente de fase, as componentes de carga e de excitação e as componentes ativa e reativa da corrente de excitação. A tensão \mathbf{E} representa a força eletromotriz induzida em uma das fases do enrolamento do estator pelo fluxo no entreferro, considerado igual ao fluxo de magnetização.

Figura 4 – Modelo de gaiola simples com perdas no ferro, detalhado.



No domínio do tempo, o circuito de uma das fases pode ser descrito por

$$v_1(t) = R_1 i_1(t) + \frac{d}{dt} [\phi_{l1}(t) + \phi_m(t)] \quad (2.6)$$

que indica que a tensão terminal corresponde à queda de tensão sobre a resistência do enrolamento somada à tensão induzida pela variação do fluxo, em suas componentes de dispersão (ϕ_1) e de magnetização (ϕ_m) (KOSOW, 1993). Manipulando-se (2.6) e aplicando a transformada de Fourier, obtém-se

$$\Phi_m = \frac{V_1 - (R_1 + jX_1)I_1}{j2\pi f_e} \quad (2.7)$$

que indica que a amplitude do fluxo de magnetização, representado pelo fasor Φ_m , depende da tensão e da frequência de alimentação e decresce com o aumento da corrente. Na região normal de operação, este decréscimo é geralmente pouco expressivo, de forma que a amplitude do fluxo depende principalmente da tensão e da frequência de alimentação. Este aspecto é particularmente importante para a compreensão das perdas descritas posteriormente.

A impedância equivalente de uma fase Z_{eq} , dada por

$$Z_{eq} = Z_1 + \frac{Z_2 Z_\varphi}{Z_2 + Z_\varphi} \quad (2.8)$$

é obtida pela associação em série da impedância do ramo do estator Z_1 com a associação em paralelo das impedâncias do ramo de magnetização Z_φ e do rotor Z_2 , as quais são dadas respectivamente por

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad (2.9)$$

$$Z_\varphi = \left(\frac{1}{R_c} - j \frac{1}{X_m} \right)^{-1} \quad (2.10)$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{s} + jX_2 \quad (2.11)$$

Com a impedância equivalente por fase, é possível calcular o fasor I_1 e a potência ativa P_{in} respectivamente por

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_{eq}} \quad (2.12)$$

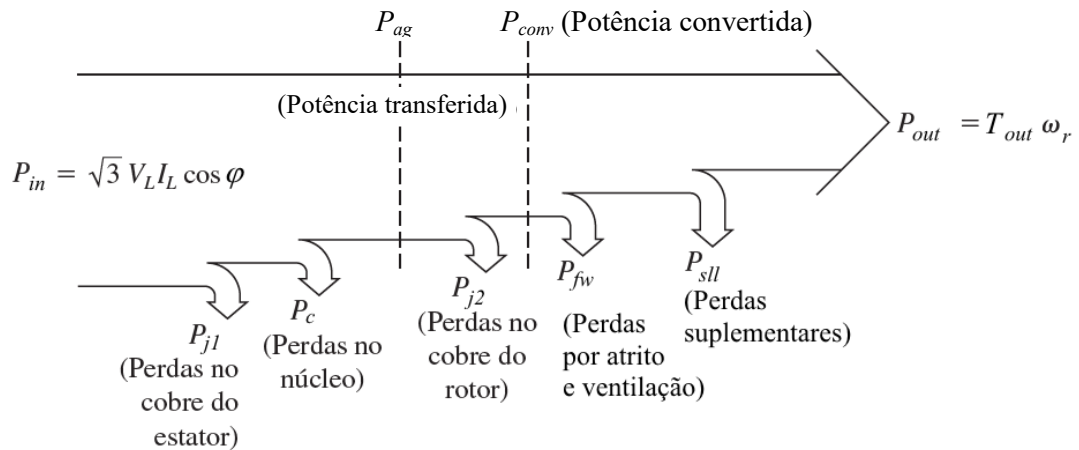
$$P_{in} = 3V_1 I_1 \cos \varphi = \sqrt{3} V_l I_l \cos \varphi \quad (2.13)$$

em que φ é o ângulo de defasagem entre tensão e corrente de fase, igual ao ângulo de Z_{eq} . A potência também pode ser calculada a partir dos valores eficazes de linha da tensão (V_l) e da corrente (I_l). O circuito representa parte do fluxo de potência do processo de conversão de energia, como exposto na seção a seguir.

2.2 PERDAS E FLUXO DE POTÊNCIA

Parte da potência ativa fornecida ao motor pela rede elétrica é convertida em potência útil entregue à carga acoplada ao eixo, e o restante é dissipado em perdas energéticas, as quais são geralmente classificadas em cinco grupos (IEEE, 2018): Perdas Joule no estator, perdas no núcleo magnético, perdas Joule no rotor, perdas por atrito e ventilação e perdas suplementares. O fluxo de potência do motor é ilustrado na Figura 5, em que P_{out} é a potência entregue à carga e T_{out} é o torque no eixo. Seus componentes são detalhados a seguir.

Figura 5 – Fluxo de potência do motor de indução trifásico.



Fonte: Adaptado de Chapman (2013).

2.2.1 Perdas Joule no estator

As perdas Joule no estator (P_{j1}), também chamadas de perdas no cobre, são causadas pela circulação de corrente pelos condutores do enrolamento do estator. Para uma dada condição de corrente, seu valor é determinado em função da resistência por fase do enrolamento, considerado simétrico, e do valor eficaz da corrente por

$$P_{j1} = 3R_1 I_1^2 \quad (2.14)$$

Em motores de grande porte cujos enrolamentos são formados por condutores grossos, o efeito pelicular pode ser um importante fator a ser considerado, visto que a concentração da corrente na periferia dos condutores causa um aumento na resistência efetiva e, conseqüentemente, no valor das perdas (ALGER, 1959). O mesmo acontece em motores cujos enrolamentos são formados por condutores finos quando alimentados em alta

frequência. No caso de motores com enrolamentos de condutores finos alimentados pela rede, o valor R_1 considerado em (2.14) é a própria resistência do enrolamento em corrente contínua. A mesma consideração é empregada nos métodos normatizados para determinação de rendimento, como descrito no capítulo 3, enquanto o valor adicional de perda Joule por efeito pelicular é atribuído às perdas suplementares.

2.2.2 Perdas no núcleo

As perdas no núcleo magnético (P_c , do inglês *core loss*), também chamadas de perdas no ferro, devem-se aos efeitos da variação do fluxo magnético no material dos núcleos ferromagnéticos do estator e do rotor. Estas perdas podem ser separadas em componentes de histerese e dinâmicas, que por sua vez são divididas em perdas por correntes induzidas calculadas pelo modelo clássico e perdas por excesso. Empregando o modelo de perdas de Bertotti, a energia por unidade de massa dissipada por estes mecanismos a cada ciclo elétrico em regime senoidal pode ser representada por

$$W_c = k_h B_m^\alpha + k_f f_e B_m^2 + k_e \sqrt{f_e} B_m^{1,5} \quad (2.15)$$

em função da indução máxima B_m e das constantes k_h , k_f , k_e e α , que dependem do material e do sistema de unidades usado e caracterizam as três parcelas de perdas. Para aços elétricos de grão não orientado, o expoente α tem valores típicos de 1,4 a 1,8 (BASTISTELA *et al.*, 2002).

A perda no ferro em termos de potência é obtida multiplicando a equação anterior pela frequência, resultando em

$$P_c = k_h f_e B_m^\alpha + k_f f_e^2 B_m^2 + k_e f_e^{1,5} B_m^{1,5} \quad (2.16)$$

Observa-se que, para um dado material, a perda no ferro depende do nível de indução e da frequência de alimentação. Considerando-se uma frequência fixa, a perda total torna-se o somatório de termos dependentes da indução com expoentes de 1,4 a 2.

A frequência da variação do fluxo no rotor, expressa anteriormente em (2.3), é proporcional ao escorregamento e, portanto, é significativamente menor do que a frequência do fluxo no estator. Por este motivo, é comum considerar no fluxo de potência que a totalidade da perda no ferro se concentra no estator.

Pelo circuito equivalente mostrado na Figura 3, as perdas no ferro podem ser calculadas por

$$P_c = \frac{3E^2}{R_c} \quad (2.17)$$

De fato, como exposto na seção 2.1, a tensão E reflete a intensidade do fluxo no entreferro para uma dada frequência. No entanto, a influência da frequência de alimentação sobre a perda no ferro expressa em (2.16) não fica explícita em (2.17). Isto é, um mesmo valor de perda seria calculado em duas situações com mesmo valor de E com frequências distintas, o que contraria o comportamento físico expresso em (2.16). Conclui-se, portanto, que o valor de R_c determinado em uma dada frequência pode não ser válido para outras frequências de alimentação.

Em regime de alimentação senoidal com tensão e frequência fixas, a intensidade do fluxo e sua penetração no rotor tendem a variar pouco na região normal de operação. Desse modo, as perdas no ferro apresentam menor variação em função do carregamento do que as outras perdas.

2.2.3 Potência transferida

A potência transferida através do entreferro (P_{ag} , do inglês *air gap power*) corresponde à totalidade da potência recebida pelo rotor pelo acoplamento magnético. No fluxo de potência convencional mostrado na Figura 5, consideram-se no estator apenas as perdas Joule nos enrolamentos e as perdas no ferro. Sendo assim, a potência transferida pode ser representada por

$$P_{ag} = P_{in} - P_{j1} - P_c \quad (2.18)$$

em função da potência de entrada e das perdas no estator, ou também por

$$P_{ag} = 3I_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (2.19)$$

empregando o circuito equivalente. Uma terceira expressão para esta potência é dada por

$$P_{ag} = T_{ag} \omega_s \quad (2.20)$$

como o produto da velocidade angular síncrona pelo torque eletromagnético ou torque no entreferro (T_{ag}), que é o conjugado resultante da interação entre os fluxos produzidos pelo estator e pelo rotor.

2.2.4 Perdas Joule no rotor

Parte da potência transferida através do entreferro é dissipada em perdas por efeito Joule no enrolamento do rotor (P_{j2}), também chamadas de perdas no cobre do rotor. Esta perda corresponde ao produto do escorregamento por unidade pela potência transferida

$$P_{j2} = sP_{ag} \quad (2.21)$$

e também pode ser calculada através do circuito equivalente por

$$P_{j2} = 3I_2^2 R_2 \quad (2.22)$$

em função dos valores de resistência e de corrente do rotor referidos ao estator.

2.2.5 Potência convertida

A potência convertida (P_{conv}) da forma elétrica para a forma mecânica corresponde ao saldo da potência de entrada após a subtração das perdas Joule no estator e no rotor e das perdas no ferro. Esta grandeza é definida por

$$P_{conv} = (1-s)P_{ag} \quad (2.23)$$

em função do escorregamento e da potência transferida, e corresponde ao produto entre o torque eletromagnético e a velocidade angular do eixo, conforme

$$P_{conv} = T_{ag} \omega_r \quad (2.24)$$

2.2.6 Perdas por atrito e ventilação

As perdas por atrito e ventilação (P_{fw} , do inglês *friction and windage*), também denominadas perdas mecânicas, compreendem os efeitos do atrito nos mancais e do carregamento decorrente do sistema de ventilação acoplado ao eixo. Por sua natureza mecânica, esta parcela não aparece explicitamente no circuito equivalente, sendo incluída na potência convertida. Estas perdas variam em função da velocidade e são consideradas praticamente constantes na faixa normal de operação, devido à pequena variação da velocidade, geralmente inferior a 5 % (WEG, 2021a, p. 34-39).

2.2.7 Perdas suplementares

As perdas suplementares (P_{sl} , do inglês *stray-load loss*) são o resultado de fenômenos complexos não contemplados pelas demais definições de perdas. Os mecanismos de perdas foram estudados em detalhes por Odok (1958), Alger (1959) e Schwarz (1964), e ainda motivam pesquisas principalmente em aspectos de simulação (WANG *et al.*, 2021) e de medição (VASCHETTO *et al.*, 2020).

Idealmente, a distribuição do fluxo no entreferro é considerada senoidal. No entanto, a concentração dos condutores no interior de ranhuras produz degraus na distribuição da força magnetomotriz (fmm) e, conseqüentemente, acrescenta harmônicos na forma de onda da indução no entreferro. Além disso, a permeância do circuito magnético não é uniforme e nem constante, pois é influenciada pela presença das ranhuras no estator e no rotor e por sua posição relativa variável. O fluxo sofre espraiamento e dispersão, e as correntes no rotor não ficam confinadas apenas nos enrolamentos. Estas e outras não idealidades produzem perdas e torques parasitas que, segundo Alger (1959), podem ser classificadas em seis componentes principais:

- Correntes induzidas nos condutores do estator por fluxo disperso, isto é, efeitos de proximidade e pelicular, que não são contabilizados tipicamente nas perdas Joule no estator. No rotor, o efeito é considerável apenas em altos escorregamentos (SCHWARZ, 1964);
- Perdas nas extremidades do motor por fluxos dispersos entrando axialmente nas laminações e em outras partes metálicas;
- Perdas superficiais no rotor e no estator, devido a correntes de alta frequência induzidas por harmônicas de força magnetomotriz e de permeância;
- Perdas causadas por pulsações de fluxo nos dentes e por correntes induzidas no rotor por harmônicas de fmm e de permeância, incluindo perdas por correntes entre barras adjacentes do rotor;
- Perdas nos enrolamentos do rotor por correntes circulantes de 6^a harmônica;
- Perdas no ferro por distorções do campo magnético no entreferro por conta da inclinação das barras do rotor.

Schwarz (1964) demonstrou que alguns destes componentes dependem primariamente da tensão de alimentação ao quadrado, como reflexo do fluxo principal, e outras dependem da corrente de alimentação ao quadrado. Dessa forma, as componentes são

separadas em dois grupos: *stray-no-load losses*, que são perdas existentes na condição sem carga; e *stray-load losses*, que representam o acréscimo de perdas observado com o aumento da carga. As componentes do primeiro grupo são geralmente consideradas em conjunto com as perdas no núcleo, devido à grande dificuldade de separá-las por procedimentos experimentais ou mesmo computacionais. As componentes do segundo grupo podem ser determinadas por procedimentos de separação de perdas que serão tratados no capítulo 3.

Ainda que ocorram tanto no estator como no rotor, as perdas suplementares são representadas no final do fluxo de potência como uma parcela da potência convertida e, portanto, não são discriminadas no circuito equivalente.

2.2.8 Potência no eixo e rendimento

A potência útil entregue no eixo (P_{out} , do inglês *output power*) também denominada potência de saída, pode ser definida por

$$P_{out} = T_{out} \omega_r \quad (2.25)$$

como o produto do torque no eixo T_{out} pela sua velocidade angular. Este torque difere-se do torque eletromagnético por componentes relacionadas às perdas por atrito e ventilação e suplementares.

A potência no eixo também pode ser definida pelo saldo da potência absorvida pelo motor menos as perdas, conforme

$$P_{out} = P_{in} - P_{j1} - P_c - P_{j2} - P_{fw} - P_{sl} \quad (2.26)$$

O rendimento é a razão entre a potência de saída e a de entrada

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.27)$$

e expressa a quantidade de energia efetivamente convertida em trabalho útil. O restante é perdido em forma de calor e de ruído.

O valor da potência de saída em (2.27) pode ser obtido por ambas as definições (2.25) e (2.26). No capítulo 3 a seguir, são apresentados métodos estabelecidos em normas para a determinação do rendimento através de ensaios.

3 MÉTODOS NORMALIZADOS PARA DETERMINAÇÃO DE RENDIMENTO

Conforme apresentado no capítulo anterior, o rendimento do motor é definido como a razão entre a potência útil entregue no eixo e a absorvida pela máquina. A potência útil pode ser determinada em função do torque e da velocidade angular ou em função da potência de entrada e das perdas. Os procedimentos para medição destas e de outras grandezas são padronizados por normas técnicas para uniformizar as metodologias e as condições de ensaio.

As principais normas internacionais consideradas na academia são a IEEE Standard 112 (IEEE, 2018) e a IEC60034-2-1 (IEC, 2014). No Brasil, vigora a norma NBR17094-3 (ABNT, 2018b) desde 2018. Os métodos para determinação de rendimento descritos nas versões atuais das três normas são muito semelhantes, porquanto se diferenciam principalmente pela terminologia empregada e por detalhes como, por exemplo, constantes empregadas na determinação de parâmetros do circuito equivalente. Sendo assim, a norma da IEEE é tomada nesta tese como referência por conta de sua generalidade e amplo acesso à comunidade acadêmica.

Os métodos para determinação de rendimento descritos na IEEE Standard 112 são baseados em três principais abordagens: medição direta da potência de saída, segregação de perdas e cálculo por circuito elétrico equivalente. A norma descreve um total de onze métodos, que podem ser sumarizados como:

- Método A: Medição de potência de entrada e de saída, em ensaio de carga;
- Método B: Medição da potência de entrada e de saída com segregação de perdas, em ensaios de carga e em vazio;
 - Método B1: Idem ao método B, com elevação de temperatura assumida com base na classe térmica;
- Método C: Segregação de perdas em ensaios com máquinas duplicadas;
- Método E: Segregação de perdas a partir de medições elétricas em ensaios de carga e em vazio, com medição direta das perdas suplementares;
 - Método E1: Idem ao E, com perdas suplementares assumidas;
- Método F: Cálculo por circuito equivalente, determinado em ensaios de impedância e em vazio, com medição direta das perdas suplementares;
 - Método F1: Idem ao F, com perdas suplementares assumidas;
 - Métodos C/F e E/F: Idem ao F, com calibração do circuito empregando ponto de carga do método C ou E, respectivamente;

- Método E1/F1: Idem ao F1, com calibração do circuito empregando ponto de carga do método E1;

A norma recomenda que o uso do método A se restrinja a máquinas com potência inferior a 1 kW. De modo geral, o método B é recomendado a menos que a forma construtiva não o permita, empregando-se os outros métodos nestes casos. Não obstante, na academia é mais comum o uso dos métodos de circuito equivalente para obter dados de referência, visto que a instrumentação necessária é mais simples por não ser necessário medir o torque no eixo. Do método E, foram derivados importantes métodos para determinação de rendimento em campo. Uma breve descrição dos métodos é apresentada a seguir.

3.1 MÉTODO A: DIRETO

No método A, também chamado de método direto, o rendimento é determinado pela divisão da potência de saída, definida pelo produto dos valores medidos de torque e de velocidade angular do eixo conforme (2.25), pela potência ativa medida nos terminais do motor, em diversos níveis de carregamento. O procedimento compreende três testes: medição da resistência a frio, ensaio de elevação de temperatura e ensaio de carga.

Inicialmente, com a máquina em temperatura ambiente, medem-se as resistências elétricas entre todos os terminais e a temperatura ambiente.

Em seguida, a elevação de temperatura dos enrolamentos a plena carga é medida durante o ensaio térmico. O motor opera em condições nominais de alimentação e de carregamento até que o equilíbrio térmico seja atingido. A temperatura dos enrolamentos nessa condição pode ser medida por sensores de temperatura instalados localmente ou, como ocorre mais frequentemente, pode ser medida indiretamente pela variação de resistência elétrica dos enrolamentos. Para tanto, o motor é desligado e medem-se rapidamente a resistência dos enrolamentos e a temperatura ambiente. A temperatura do enrolamento é calculada através de

$$t_b = \frac{R_b}{R_a}(t_a + k_1) - k_1 \quad (3.1)$$

em que R_b e R_a são as resistências elétricas nas temperaturas t_b e t_a , respectivamente, em graus Celsius. A constante k_1 depende do material de que é feito o condutor, valendo 234,5 para cobre e 225 para alumínio.

No ensaio em carga, que deve ser feito com a máquina quente, aplicam-se ao menos seis níveis de carregamento entre 25 % e 150 % da potência nominal, incluindo

necessariamente o ponto de 100 %. Nestas condições, medem-se os valores eficazes das tensões e correntes de linha, a potência ativa total, a frequência, o torque, a velocidade do eixo, a temperatura dos enrolamentos e a temperatura ambiente. As medições de torque podem ser obtidas com um dinamômetro ou com um transdutor de torque montado no eixo, enquanto a velocidade é medida por um tacômetro. A norma sugere que o ensaio seja feito rapidamente a fim de minimizar os efeitos da variação da temperatura.

O valor do rendimento em cada ponto medido é obtido por

$$\eta = \frac{T_{out}\omega_r}{P_{in}} \quad (3.2)$$

após correções nos valores de torque, velocidade e potência de entrada. Resumidamente, a correção do torque compensa efeitos parasitas do dinamômetro. Já a correção de potência de entrada compensa a variação das perdas Joule no estator, visto que a resistência dos enrolamentos depende da temperatura conforme

$$R_b = R_a \frac{(t_b + k_1)}{(t_a + k_1)} \quad (3.3)$$

que é obtida rearranjando-se (3.1). Analogamente, o escorregamento é corrigido por

$$s_b = s_a \frac{(t_b + k_2)}{(t_a + k_2)} \quad (3.4)$$

com k_2 definido em função do material dos condutores do rotor, visto que a curva de torque em função da velocidade depende da resistência do enrolamento do rotor, que por sua vez depende da temperatura.

3.2 MÉTODOS B E B1: ENTRADA E SAÍDA COM SEGREGAÇÃO DE PERDAS

No método B, a potência de saída é definida pela subtração das perdas a partir da potência de entrada conforme

$$P_{out} = P_{in} - P_{j1} - P_c - P_{j2} - P_{fw} - P_{sl} \quad (3.5)$$

O procedimento consiste na adição de um ensaio em vazio aos três testes do método A, isto é, medição de resistência a frio, ensaio de elevação de temperatura e ensaio em carga. No método B1, o ensaio de elevação de temperatura não é realizado, e a temperatura a plena carga é assumida com base na classe térmica do isolamento.

Os três testes em comum com o método A são realizados conforme a seção anterior. No ensaio em vazio, o motor opera desacoplado enquanto a tensão de alimentação é

gradualmente reduzida a partir de 125 % do valor nominal até que se observe um incremento de corrente. Medem-se, em cada ponto, os valores eficazes de tensão e corrente de linha, a potência ativa total e a temperatura dos enrolamentos.

Para cada ponto dos ensaios de carga e em vazio, a perda Joule no estator é calculada através de

$$P_{j1} = 3R_1 I_1^2 \quad (3.6)$$

em que R_1 é a média aritmética das resistências das três fases medidas à temperatura ambiente, corrigida por (3.3) para a temperatura do ensaio.

Para cada ponto do ensaio em vazio, subtrai-se da potência ativa a perda no cobre do estator P_{j1} , e realiza-se uma regressão linear dos valores resultantes em função do quadrado da tensão. O valor do coeficiente linear da regressão, isto é, o valor das ordenadas na origem, é atribuído às perdas por atrito e ventilação (P_{fw}), que são consideradas constantes na região normal de operação. As perdas no ferro (P_c) são calculadas em cada ponto do ensaio em vazio pela subtração de P_{j1} e P_{fw} da potência ativa. A norma sugere a obtenção de uma curva ou relação empírica entre os valores obtidos de P_c e a tensão interna E estimada através de

$$E = \sqrt{\left(V_1 - \frac{\sqrt{3}}{2} I_1 R_1 \cos \varphi \right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} I_1 R_1 \sqrt{1 - \cos^2 \varphi} \right)^2} \quad (3.7)$$

ao se negligenciar a queda de tensão sobre a reatância de dispersão do estator. Ainda que não seja especificada a forma da relação empírica, fica implícito no procedimento do ensaio que uma relação quadrática seja adequada. Cabe notar que as perdas no ferro determinadas dessa maneira incluem as perdas suplementares a vazio (*stray-no-load losses*) mencionadas no capítulo anterior.

Para cada ponto do ensaio em carga, calcula-se a perda no cobre do estator por (3.6), a tensão interna E por (3.7) e a perda no ferro P_c pela relação com E obtida no ensaio em vazio. A perda Joule no rotor P_{j2} é calculada em cada ponto por

$$P_{j2} = s(P_{in} - P_{j1} - P_c) \quad (3.8)$$

em função do escorregamento e da potência transferida no entreferro, a que corresponde o termo entre parênteses.

Nesse ponto, conhecem-se, nas condições do ensaio de carga, as perdas Joule no estator e no rotor, as perdas no ferro e as perdas por atrito e ventilação, restando apenas a determinação das perdas suplementares. Seu valor em cada ponto do ensaio de carga é estimado inicialmente como a parcela da potência de entrada restante após a subtração das

perdas conhecidas e da potência de saída estimada como o produto do torque pela velocidade angular, conforme

$$P_{sll} = P_{in} - P_{j1} - P_c - P_{j2} - P_{fw} - T\omega_r \quad (3.9)$$

Valores ajustados são obtidos através de uma regressão linear dos valores estimados de P_{sll} em função do torque ao quadrado, obtendo-se um coeficiente angular A e um coeficiente linear. O coeficiente linear é negligenciado, e o valor ajustado de P_{sll} é obtido por

$$P_{sll} = AT^2 \quad (3.10)$$

O procedimento só é considerado válido se a regressão linear apresentar coeficiente angular positivo e fator de determinação (R^2) maior do que 0,9, sendo possível descartar o pior ponto para que estes critérios sejam satisfeitos. Do contrário, tem-se uma indicação de problemas nos procedimentos ou na instrumentação.

O valor do rendimento em cada ponto de teste é finalmente dado por

$$\eta = \frac{P_{in} - P_{j1} - P_c - P_{j2} - P_{fw} - P_{sll}}{P_{in}} \quad (3.11)$$

De forma semelhante ao método anterior, aplicam-se correções a P_{j1} e P_{j2} para compensar efeitos da temperatura sobre as perdas Joule estator e no rotor.

3.3 MÉTODO C: MÁQUINAS DUPLICADAS

O método C pode ser utilizado quando há disponibilidade de duas máquinas idênticas e também é baseado no princípio da segregação de perdas. O procedimento compreende a medição da resistência a frio dos enrolamentos do estator em ambas as máquinas, o ensaio em vazio em ambas as máquinas e o ensaio de máquinas duplicadas.

No ensaio de máquinas duplicadas, os eixos das máquinas são acoplados entre si. Uma das máquinas (M_1) é alimentada com frequência e tensão nominal, enquanto a outra (M_2) é alimentada por uma fonte com frequência e tensão ajustáveis e razão fixa de tensão/frequência. As máquinas operam com mesmo sentido de rotação. À máquina M_1 são impostos ao menos seis níveis de carregamento como motor e seis como gerador, entre 25 % e 150 % da corrente nominal, através da variação da frequência de alimentação de M_2 . Quando a frequência de M_2 é menor do que a nominal, M_1 opera como motor e M_2 como gerador. Já quando a frequência de M_2 é maior do que a nominal, M_1 opera como gerador e M_2 como motor.

As perdas Joule no estator e no rotor, as perdas no ferro e as perdas mecânicas são determinadas de forma semelhante ao método anterior. As perdas suplementares são determinadas indiretamente por exclusão e ajustadas proporcionalmente ao quadrado da corrente de carga (I_2).

Este método tem aplicação bastante restrita pela necessidade de dispor de máquinas idênticas e de fontes ajustáveis capazes de fornecer e de absorver potência. Por esse motivo e por estar esta abordagem à margem do desenvolvimento dos objetivos desta pesquisa, os cálculos não são descritos neste trabalho.

3.4 MÉTODOS E E E1: MEDIÇÕES ELÉTRICAS COM SEGREGAÇÃO DE PERDAS

O método E também é baseado na segregação de perdas e se diferencia do método B essencialmente pela ausência da medição de torque no ensaio de carga. Por esse motivo, aos testes que fazem parte do método B, adiciona-se a medição direta das perdas suplementares, que consiste em ensaios com o rotor removido e com motorização do rotor no sentido reverso. Em motores com rotor bobinado, as perdas suplementares podem ser determinadas alternativamente por um ensaio de acionamento mecânico com o enrolamento do rotor alimentado em corrente contínua e os enrolamentos do estator curto-circuitados. Um terceiro método de medição direta, denominado EH-Star, é descrito nas normas IEC60034-2-1 e NBR17094-3 e baseia-se em um ensaio em vazio com alimentação assimétrica, de forma a produzir componentes de sequência negativa de corrente.

Por outro lado, no método E1 da IEEE Standard 112 e em seu método análogo da norma brasileira, as perdas suplementares não são medidas, mas assumidas como uma porcentagem da potência nominal da máquina (P_n) de acordo com a Tabela 1.

Tabela 1 – Perdas suplementares assumidas como porcentagem da potência nominal (P_n).

Potência nominal (kW)	P_{stl}/P_n (%)
0,75 – 90	1,8
91 – 375	1,5
376 – 1850	1,2
Acima de 1851	0,9

Fonte: IEEE (2018)

De forma semelhante, o valor assumido das perdas suplementares é obtido segundo a norma IEC60034-2-1 por

$$P_{sll} = [0,025 - 0,005 \log_{10}(P_n)] \frac{P_n}{\eta_n} \quad (3.12)$$

em que η_n é o rendimento nominal e P_n é expresso em quilowatts.

Nestas abordagens, as perdas suplementares em carregamentos parciais são consideradas proporcionais ao quadrado da corrente de carga I_2 , estimada por

$$I_2 = \sqrt{I_1^2 - I_0^2} \quad (3.13)$$

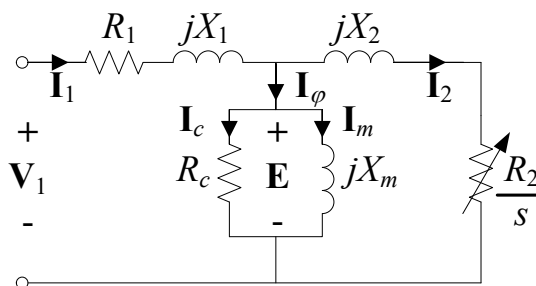
em que I_0 é a corrente em vazio.

Uma vez determinadas as perdas suplementares, seja por medição ou por estimação, a potência de saída e o rendimento em cada ponto do ensaio em carga são calculados como no método anterior através de (3.11), incluindo as correções em função da temperatura e frequência.

3.5 MÉTODOS F E F1: CIRCUITO EQUIVALENTE

No método F, o rendimento é calculado empregando o circuito equivalente já apresentado na Figura 4, repetida por conveniência na Figura 6. A potência convertida é calculada através do circuito, como apresentado na seção 2.2.5, e subtraída das perdas mecânicas e suplementares. O método é particularmente adequado para máquinas grandes ou que superam as condições de imposição de carga das instalações de ensaio.

Figura 6 – Modelo de gaiola simples com perdas no ferro, detalhado.



O método demanda a realização de quatro ensaios: i) medição de resistência a frio; ii) ensaio em vazio; iii) ensaio de impedância; e iv) medição direta das perdas suplementares. Os itens i, ii e iv são os mesmos apresentados no método E. Assim como no método E1, medição direta das perdas suplementares pode ser substituída por um valor assumido para a

condição nominal no método F1, e o valor desta perda em cargas parciais é considerado proporcional a I_2^2 .

O ensaio de impedância consiste em uma das seguintes opções:

1. Ensaio de rotor travado com corrente nominal em frequência de no máximo 25 % da frequência nominal;
2. Ensaio de rotor travado com corrente nominal em três frequências – nominal, aproximadamente 50 % da nominal e no máximo 25 % da nominal;
3. Ensaio de escorregamento nominal, por aplicação de carga ou redução de tensão;
4. Quando os métodos anteriores não forem praticáveis, ensaio de rotor travado com corrente e frequência nominais, somado a um teste de escorregamento nominal.

Nos ensaios de rotor travado, o eixo é bloqueado por meios mecânicos e a tensão é ajustada para fornecer a corrente nominal. Medem-se os valores eficazes de tensão e de corrente, a potência ativa e a frequência. No ensaio de escorregamento nominal, é necessário medir também a velocidade angular do eixo.

Os ensaios de impedância dos tipos 1 e 2 têm aplicação relativamente restrita por demandarem fontes de alimentação com frequência reduzida. Por este motivo, os respectivos procedimentos de cálculo de valores de parâmetros, muito semelhantes aos do tipo 4, não são abordados nesta tese.

Para o ensaio de impedância do tipo 3, o cálculo de parâmetros inicia pela definição dos seguintes valores: i) X_1/X_2 , que é a razão fixa entre as reatâncias de dispersão do estator e do rotor, obtido dos dados de projeto ou de acordo com a categoria do motor, conforme indicado na Tabela 2; ii) X_{Lm} , que é o valor máximo de reatância equivalente observado durante o ensaio em vazio com tensão decrescente; e iii) (X_1+X_2) , a que é atribuído inicialmente o valor da reatância equivalente observada na condição de escorregamento nominal.

Tabela 2 – Razão entre reatâncias de dispersão de acordo com classes de projeto.

Norma e categoria de projeto	X_1/X_2
NEMA: A, D e rotor bobinado	1,00
NEMA: B	0,67
NEMA: C	0,43
IEC: D e rotor bobinado	0,78
IEC: N	0,68
IEC: H	0,58

Fonte: Normas IEEE Standard 112 (IEEE, 2018) e NBR17094-3 (ABNT, 2018b).

Resolvem-se iterativamente os passos

$$X_{1(i)} = (X_1 + X_2)_{(i-1)} \left(\frac{1}{X_1/X_2} + 1 \right)^{-1} \quad (3.14)$$

$$X_{m(i)} = X_{Lm} - X_{1(i)} \quad (3.15)$$

$$\mathbf{E}_{0(i)} = \mathbf{V}_1 - \mathbf{I}_1 (R_1 + jX_{1(i)}) \quad (3.16)$$

$$\mathbf{E}_{L(i)} = \mathbf{V}_{1L} - \mathbf{I}_{1L} (R_1 + jX_{1(i)}) \quad (3.17)$$

$$R_{c(i)} = \frac{mE_{0(i)}^2}{P_c} \quad (3.18)$$

$$\mathbf{I}_{2L(i)} = \mathbf{I}_{1L} - \mathbf{E}_L \left(\frac{1}{R_{c(i)}} + \frac{1}{jX_{m(i)}} \right) \quad (3.19)$$

$$X_{2(i)} = \frac{Q_L/m - I_{1L}^2 X_1 - E_{L(i)}^2 / X_{m(i)}}{I_{2L(i)}^2} \quad (3.20)$$

até a convergência de X_1 e X_2 , atualizando-se o valor de (X_1+X_2) a cada execução, e então se calcula R_2 por

$$R_2 = s_L \operatorname{Re}\{\mathbf{E}_L / \mathbf{I}_{2L}\} \quad (3.21)$$

Os subscritos 0 e L indicam respectivamente grandezas dos ensaios em vazio e de impedância, m é o número de fases, Q é a potência reativa, e os índices (i) e (i-1) indicam, respectivamente, valores da iteração atual e da anterior.

Para o cálculo de parâmetros com base no ensaio de impedância do tipo 4, requer-se o valor fixo X_1/X_2 e estimativas iniciais de X_1 e de X_1/X_m . Resolvem-se iterativamente

$$X_{m(i)} = \frac{mV_{10}^2}{Q_0 - (mI_{10}^2 X_{1(i-1)})} \frac{1}{\left[1 + (X_1/X_m)_{(i-1)}\right]^2} \quad (3.22)$$

$$X_{1(i)} = \frac{Q_L}{mI_{1L}^2} \frac{\left[(X_1/X_2) + (X_1/X_m)_{(i-1)} \right]}{\left[1 + (X_1/X_2) + (X_1/X_m)_{(i-1)} \right]} \quad (3.23)$$

até a convergência. Os parâmetros restantes são calculados por (3.18) a (3.21) empregando os dados dos ensaios em vazio e de escorregamento nominal.

Os métodos mistos (C/F, E/F, E1/F1) caracterizam-se por uma etapa adicional de calibração iterativa dos parâmetros R_2 e X_m , com base em valores de potência ativa e de corrente de linha medidos num ponto de carga obtido pelos métodos C, E ou E1.

Por fim, as resistências dos enrolamentos são corrigidas para a temperatura especificada da máquina por (3.3). As perdas são calculadas através do circuito equivalente

conforme as expressões apresentadas na seção 2.2, e a curva de rendimento é obtida empregando a definição de rendimento (3.11).

3.6 SUMÁRIO COMPARATIVO E CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Um sumário comparativo das características dos métodos de determinação de rendimento segundo a norma IEEE Standard 112 é apresentado na Tabela 3.

Tabela 3 – Sumário de características dos métodos de determinação de rendimento segundo a IEEE Standard 112.

Métodos	A	B	B1	C	E	E1	F	F1	C/F	E/F	E1/F1
Medição de resistência a frio	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
Ensaio de elevação de temperatura	X	X									
Elevação de temperatura assumida			X								
Ensaio de carga com medição de torque	X	X	X								
Ensaio de máquinas duplicadas				X					X		
Ensaio de carga sem medição de torque					X	X				X	X
Ensaio em vazio		X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
Medição direta de P_{sll}					X		X		X	X	
Medição indireta de P_{sll}		X	X	X							
Valor assumido de P_{sll}						X		X			X
Ensaio de rotor bloqueado							*	*	*	*	*
Ensaio de escorregamento nominal							**	**	**	**	**

*Para ensaio de impedância dos tipos 1, 2 e 4

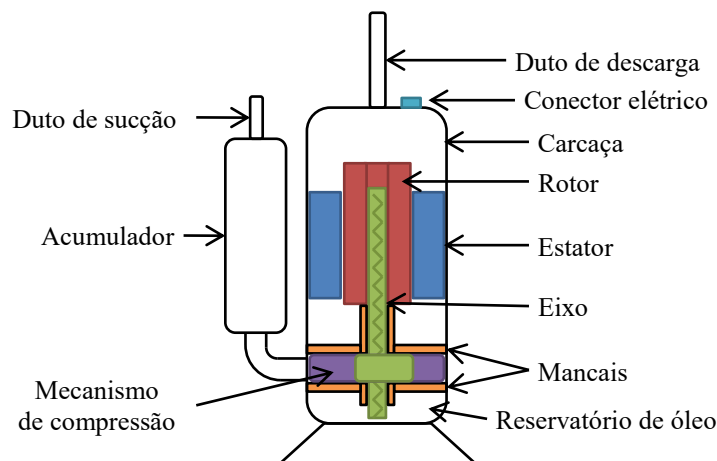
**Para ensaios de impedância dos tipos 3 e 4

Como se pode observar na tabela e nas descrições dos métodos, os requisitos de instrumentação e de operação praticamente limitam a aplicação dos métodos normatizados ao contexto de laboratórios de ensaios. A aplicação destes métodos em campo requer necessariamente algum grau de intrusão ou de perturbação na operação da máquina. Todos os métodos requerem a medição direta da resistência elétrica e da temperatura dos enrolamentos do estator. A maioria também requer a realização de um ensaio em vazio, que demanda o desacoplamento da carga e a alteração da tensão de alimentação dentro de uma ampla faixa. Conforme o método, pode ser necessário medir diretamente o torque no eixo através de sensores altamente especializados, realizar grandes variações no carregamento ou bloquear o rotor.

Em um trabalho derivado desta tese, foi realizado um estudo de métodos para a determinação de rendimento de motores de indução instalados em compressores herméticos,

os quais impõem restrições de teste semelhantes a motores instalados em campo. Conforme ilustrado na Figura 7, estes motores geralmente não possuem carcaça própria, de forma que não podem ser simplesmente removidos do compressor para teste em uma bancada de ensaios. Uma vez montado, o compressor não permite acesso ao eixo ou desacoplamento do mecanismo de compressão sem sofrer algum dano em sua carcaça, nem permite acoplamento a dinamômetros horizontais, devido à mancalização comumente vertical e ao sistema de lubrificação. No entanto, a aplicação de métodos normatizados para a determinação do desempenho destes motores pode ser altamente desejável por questões técnicas, legais ou comerciais.

Figura 7 – Esquema simplificado de compressor hermético.



Fonte: Adaptado de Wengerkievicz *et al.* (2021)

No estudo, verificou-se que os métodos E1 (medições elétricas com segregação de perdas e perdas suplementares assumidas) e F1 (circuito equivalente com perdas suplementares assumidas) da norma IEEE Std. 112 podem ser aplicados para a determinação do rendimento de motores instalados no interior de compressores ou em condições semelhantes de inacessibilidade. Suas versões com medição direta de perdas suplementares (E, F) também podem ser realizadas, desde que se empregue o método EH-Star descrito nas outras normas mencionadas (IEC, 2014; ABNT, 2018b), no qual o motor opera em vazio. Para a execução do método E1, conforme a Tabela 3, é necessário medir a resistência do estator e realizar ensaios em vazio e em carga que, no caso dos compressores, correspondem respectivamente à operação com os dutos de sucção e de descarga desconectados e à operação do compressor em diferentes condições de temperatura e pressão no circuito de compressão. Já para o método F1, conforme o ensaio de impedância escolhido, é necessário atingir o escorregamento nominal ou impedir a rotação do eixo. A primeira opção pode ser realizada

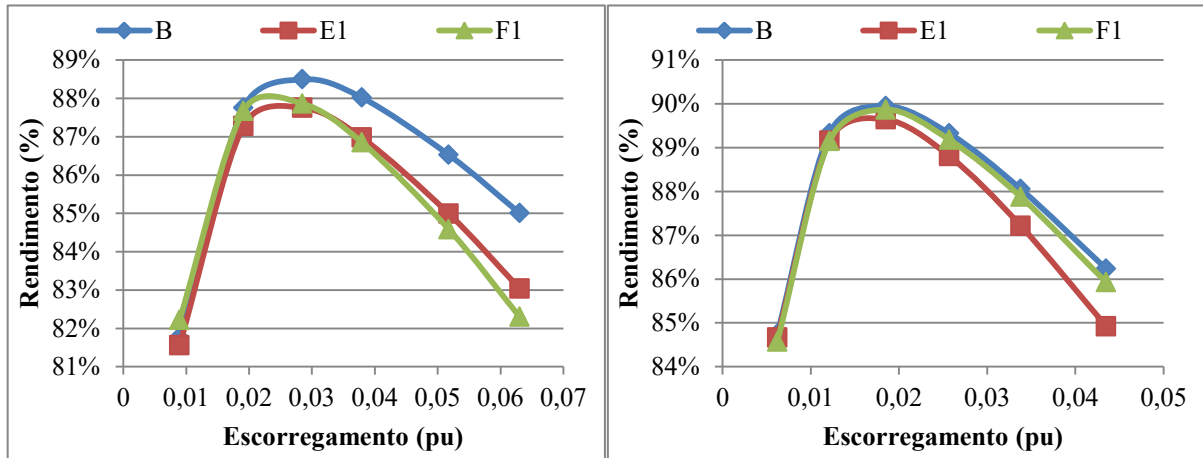
com a operação em vazio em tensão reduzida ou com imposição de carga. Já o bloqueio do rotor pode ser conseguido através do “tombamento” do compressor, isto é, da imposição de condições de pressão superiores à capacidade do compressor (THOMAZINI JR, 2013). Não havendo acesso ao rotor, o escorregamento pode ser medido nestes ensaios por métodos não intrusivos expostos por Demay (2008), como a análise da assinatura de corrente (HURST *et al.*, 1996), baseada na determinação da frequência de componentes harmônicas relacionadas à excentricidade do rotor e a outras não-idealidades, conforme apresentado em maior detalhe no capítulo seguinte.

O estudo sobre a determinação de rendimento de motores de indução instalados em compressores herméticos resultou no artigo “*Efficiency Determination of Compressor Embedded Induction Motors*”, apresentado em versão reduzida no 14º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (WENGERKIEVICZ, 2020) e aceito para publicação no *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications* (WENGERKIEVICZ, 2021).

O efeito da aplicação dos métodos E1 e F1 em detrimento do método B é ilustrado pelos resultados de ensaios com motores industriais de alto rendimento de 5 cv e de 15 cv, ambos de 4 polos, 380 V e 60 Hz, que são identificados como motores 1 e 7 no capítulo 5. Os ensaios foram realizados no decorrer do desenvolvimento desta tese na bancada de ensaios instalada no LABMAQ/EEL/UFSC, que também é descrita no capítulo 5. Os dados de ensaio utilizados para a determinação das perdas segundo cada um dos três métodos foram essencialmente os mesmos, uma vez que os dados coletados para o método B satisfazem os requisitos dos outros dois. Com exceção das perdas suplementares, que foram assumidas segundo a Tabela 1, as perdas calculadas segundo o método E1 são iguais às determinadas pelo método B. Para o método F1, empregou-se como ensaio de impedância o ponto nominal do ensaio de carga e o mesmo valor de perda suplementar assumido no método E1.

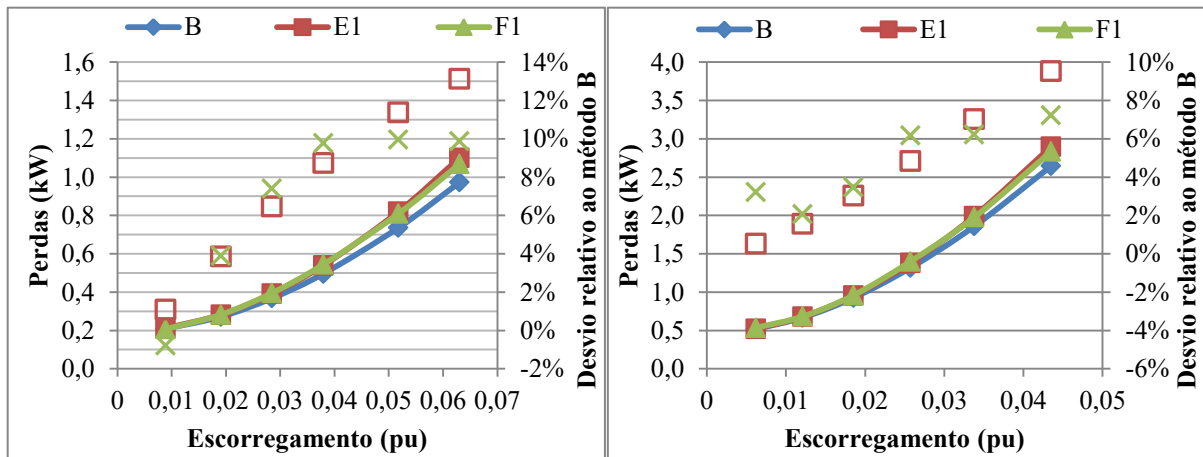
A Figura 8 apresenta curvas de rendimento de ambos os motores determinadas segundo os três métodos. No motor de 5 cv, a diferença entre as curvas, que é praticamente nula a baixos níveis de escorregamento, aumenta para cerca de 1 % (em valores absolutos) na condição nominal ($s \approx 4$ %), chegando a 3 % na condição de 150 % de carga. Já para o motor de 15 cv, observam-se diferenças pouco maiores do que 1 %.

Figura 8 – Curvas de rendimento de motores de 5 cv (esquerda) e de 15 cv (direita) determinadas segundo os métodos B, E1 e F1.



A Figura 9 apresenta as curvas de perdas totais dos dois motores, bem como os desvios dos resultados de E1 e F1 em relação ao método B. Os métodos E1 e F1 resultaram em curvas semelhantes que se distanciam da curva B à medida que a carga aumenta, com desvios de 6 a 10% no nível nominal de carregamento. Os desvios positivos indicam que a perda suplementar assumida foi superestimada.

Figura 9 – Perdas totais de motores de 5 cv (esquerda) e de 15 cv (direita) determinadas segundo os métodos B, E1 e F1 e desvios relativos ao método B.



As perdas determinadas segundo os métodos B e E1 são apresentadas na Figura 10 e na Figura 11. No motor de 5 cv, o valor assumido da perda suplementar é cerca de três vezes maior do que o medido através do método B. Na condição nominal, esta perda corresponde a cerca de 5% da perda total. Já no motor de 15 cv, a perda assumida é apenas 50 % superior ao valor medido, o qual corresponde a cerca de 10 % das perdas totais na condição nominal.

Figura 10 – Perdas de motor de 5 cv segregadas segundo o método B e sua distribuição.

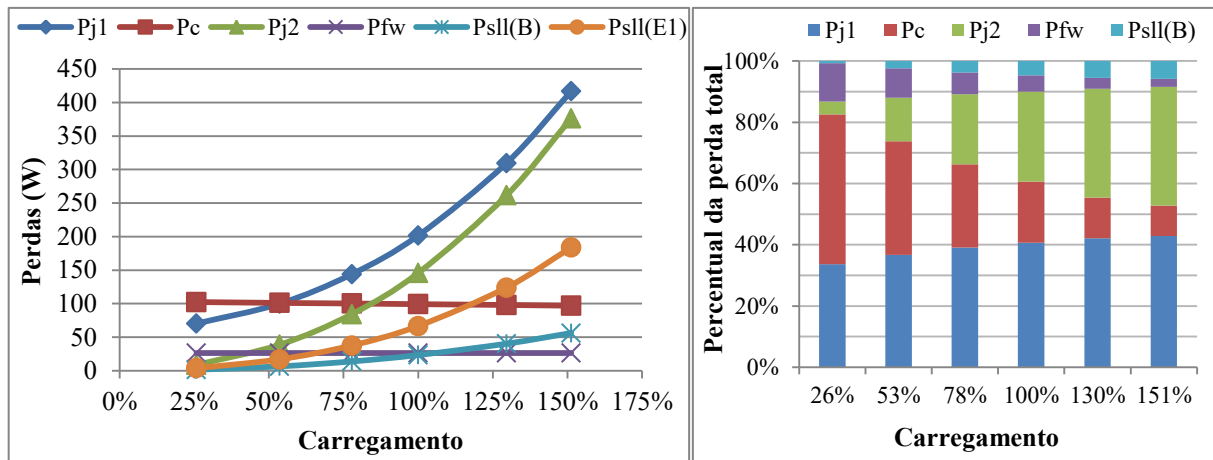
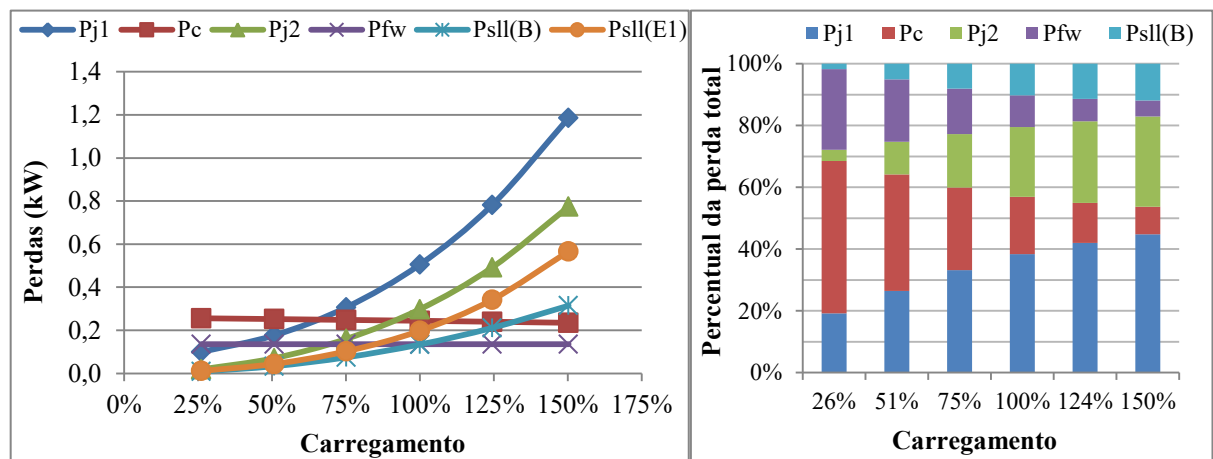


Figura 11 – Perdas de motor de 15 cv segregadas segundo o método B e sua distribuição percentual.



Os resultados ilustram a possibilidade de haver pequenas diferenças entre resultados mesmo em métodos normatizados. Por outro lado, as pequenas diferenças observadas entre os métodos E1 e F1 indicam que as perdas totais podem ser representadas tão bem pelo método do circuito equivalente quanto pelo método de segregação de perdas.

A superestimação do valor assumido das perdas suplementares nas normas é semelhantemente reportada por Al-Badri, Pillay e Angers (2015) e por Pillay *et al.* (2016). O impacto desta superestimação sobre as perdas totais e sobre o rendimento varia conforme a representatividade da perda suplementar e também em função das condições de operação. Algumas distribuições apresentadas por Pillay *et al.* (2016), Cao *et al.* (2006) e Bortoni *et al.* (2014) indicam que as perdas suplementares podem corresponder a uma parcela de 10 a 20 % da perda total à plena carga, em concordância com os resultados aqui apresentados.

Concluiu-se com o estudo que os métodos normatizados permitem certo nível de não intrusividade adequado a determinados contextos. Mesmo assim, a medição da resistência elétrica e a realização do ensaio em vazio podem ser impraticáveis em outros contextos, como processos críticos cuja interrupção é indesejável. A dificuldade de aplicação dos métodos normatizados em campo e o relaxamento dos requisitos de precisão nesta situação levaram ao desenvolvimento de adaptações e de novas abordagens para a determinação do rendimento de motores. As principais abordagens encontradas na literatura são apresentadas no capítulo 4 a seguir.

4 DETERMINAÇÃO DE RENDIMENTO EM CAMPO

A determinação do rendimento de motores de indução pelos métodos normatizados descritos no capítulo anterior fornece resultados bastante precisos. Entretanto, os métodos são pouco aplicáveis quando se deseja avaliar um motor instalado em campo, a menos que se transfira a máquina para um laboratório de ensaios. Ainda que a medição de grandezas elétricas como tensão, corrente, potência e frequência possa ser realizada de maneira pouco intrusiva por equipamentos portáteis de medição, a medição da potência de saída ou das perdas oferece maiores obstáculos. O método A, cuja execução consiste apenas na medição das potências de entrada e saída, demandaria a instalação de um transdutor de torque entre o motor e a carga, num processo bastante custoso e trabalhoso. Executado no local de instalação, o método B requereria, além do transdutor de torque, o controle da carga aplicada ao eixo, o desacoplamento da carga e a variação da tensão durante o ensaio em vazio. Requisitos semelhantes se aplicariam aos métodos E1 e F1. A presença de desbalanceamento e distorção excessiva na alimentação também pode limitar a aplicação das normas.

Além das dificuldades práticas para a execução destes métodos, a perturbação do processo desempenhado pela máquina representa um problema, dado que o tempo de parada (*downtime*) pode causar perdas financeiras significativas em processos considerados críticos. Por esse motivo, mesmo o desligamento por curtos períodos pode ser indesejado.

As limitações dos métodos normatizados levaram ao desenvolvimento de metodologias alternativas para aplicação em campo, menos intrusivas e complexas ao custo de uma menor precisão dos resultados. De acordo com os levantamentos realizados por Kueck *et al.* (1996), Hsu *et al.* (1998), Lu, Habetler e Harley (2006), Andrade, Moreira e Pontes (2009) e Santos *et al.* (2018), os principais métodos para estimação do rendimento de MITs em campo podem ser classificados nas seguintes principais categorias, que são explicadas em detalhes no decorrer deste capítulo:

- Método do rendimento de placa;
- Métodos de escorregamento;
- Métodos de corrente;
- Métodos de segregação de perdas;
- Métodos de torque no entreferro;
- Métodos de circuito equivalente.

A estimação de rendimento em campo também é o objeto de equipamentos e sistemas comerciais. Nos levantamentos realizados por Wallace *et al.* (2001), Agamloh *et al.* (2005), Lu, Habetler e Harley (2006) e Andrade, Moreira e Pontes (2009), encontram-se as seguintes soluções comerciais:

- Equipamentos:
 - Baker Explorer;
 - PdMA MCE-Max;
 - Weyerhaeuser Power Analyzer;
 - Vogelsang & Benning;
 - ECNZ Vectron;
 - Niagara Instruments MAS-1000;
 - Rockwell Reliance Motor Efficiency Wizard.
- Programas de computador:
 - Esterline Angus;
 - Motor Master Plus, desenvolvido pelo Departamento de Energia dos EUA;
 - ORMEL96, desenvolvido pelo Oak Ridge National Laboratory;
 - BD Motor, desenvolvido pela Eletrobras.

As soluções diferenciam-se entre si principalmente pelo método empregado para determinação do rendimento e pelos dados de entrada requeridos, que variam desde dados de placa da máquina até medições em vazio, em carga normal e com a máquina desligada.

Os principais métodos para estimação do rendimento de MITs em campo são descritos a seguir.

4.1 MÉTODO DO RENDIMENTO DE PLACA

As principais características dos MITs são informadas pelo fabricante na placa de identificação. Os dados informados podem variar conforme o fabricante e a norma vigente. Segundo a norma NBR17094-1 (ABNT, 2018a), as seguintes características devem ser informadas:

- Tensão de alimentação (V_n);
- Frequência (f_n);
- Potência nominal (P_n);

- Corrente nominal (I_n);
- Rendimento nominal (η_n);
- Fator de potência nominal ($\cos\varphi_n$);
- Velocidade a plena carga (N_n);
- Corrente de partida (I_p);
- Categoria, conforme as curvas de torque e corrente.

Além destas informações, catálogos técnicos podem trazer outras informações:

- Torque nominal (T_n);
- Torque máximo (T_m);
- Torque de partida (T_p);
- Rendimento a 50 % e 75 % da carga nominal ($\eta_{(50)}$, $\eta_{(75)}$);
- Fator de potência a 50 % e 75 % da carga nominal ($\cos\varphi_{(50)}$, $\cos\varphi_{(75)}$);
- Classe térmica.

Com base nas informações do catálogo, é possível calcular outras grandezas, como a potência de entrada, a potência reativa, a corrente de linha, o fasor de corrente de fase e a impedância complexa equivalente, como indicado a seguir.

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (4.1)$$

$$Q = \frac{P_{out}}{\eta \cos \varphi} \sqrt{1 - \cos^2 \varphi} \quad (4.2)$$

$$I_l = \frac{P_{out}}{\sqrt{3}V_l \eta \cos \varphi} \quad (4.3)$$

$$\mathbf{I}_l = I_l (\cos \varphi - j\sqrt{1 - \cos^2 \varphi}) \quad (4.4)$$

$$\mathbf{Z}_{eq} = \frac{V_l}{I_l} (\cos \varphi + j\sqrt{1 - \cos^2 \varphi}) \quad (4.5)$$

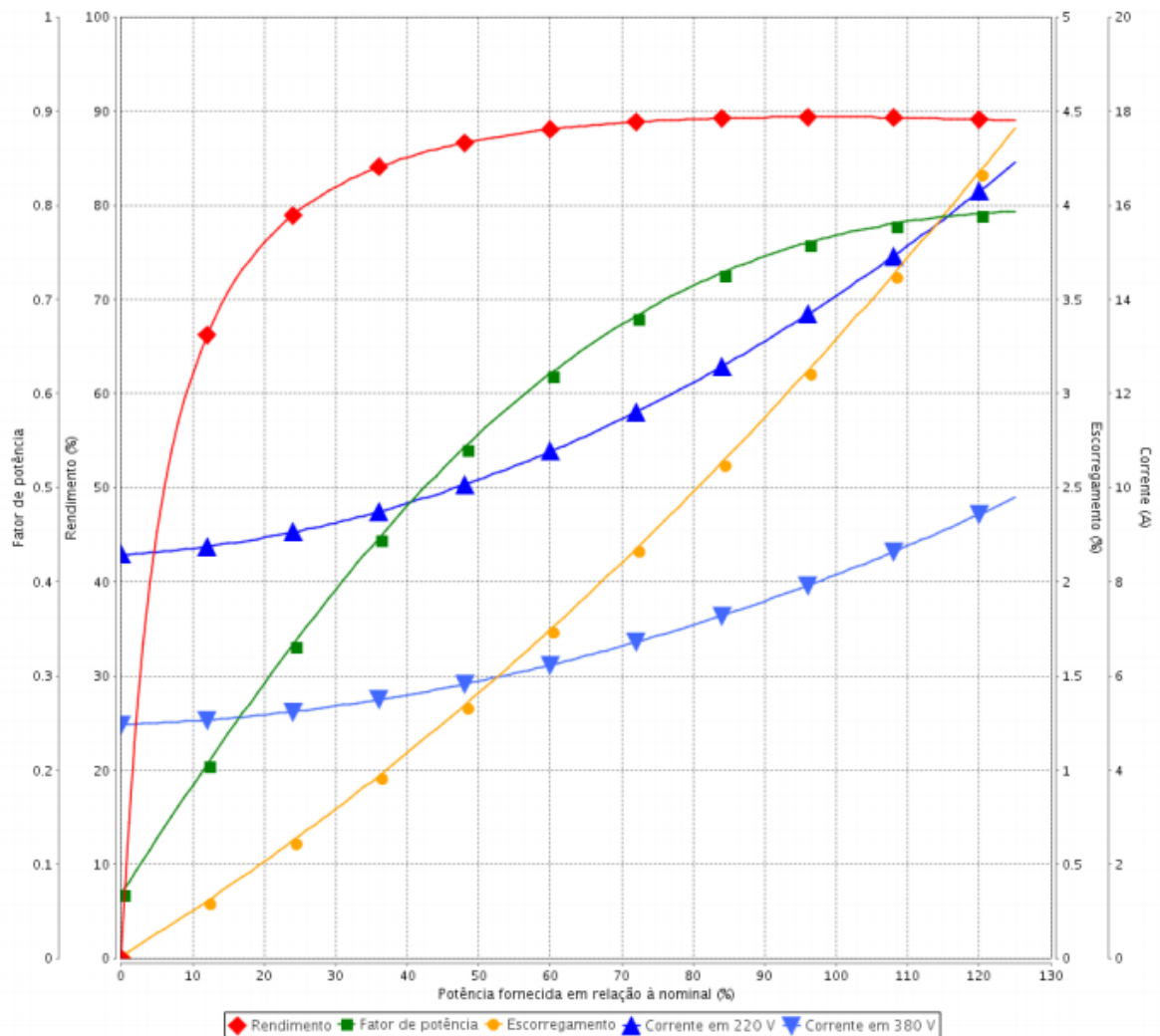
Enquanto os catálogos de fabricantes europeus seguem um padrão semelhante, os fabricantes americanos podem disponibilizar outras informações, como a resistência do enrolamento do estator (PEDRA, 2006).

Uma forma simples de estimar o rendimento de um motor operando em campo é considerar o valor informado pelo fabricante na placa de identificação da máquina, que se refere à condição nominal. Esta consideração se justifica porque a curva de rendimento tende a ser relativamente plana na faixa de operação entre 50 % e 100 % do carregamento pleno, bastando então que se verifique se o motor está operando nesta faixa (HSU *et al.*, 1996).

Frequentemente, motores com carregamento inferior a 50 % são considerados inerentemente ineficientes, visto que as curvas de rendimento tendem a ser íngremes nesta região. Nesta situação, a estimação precisa do rendimento cede importância ao correto dimensionamento do motor (KUECK *et al.*, 1996; BORTONI, 2009).

Por exemplo, a Figura 12 apresenta um conjunto de curvas de um motor WEG de quatro polos com potência nominal de 5 cv. Segundo os dados informados pelo fabricante, os valores de rendimento a 100 % e a 50 % da carga nominal são respectivamente 89,5 % e 87,5 %, havendo uma diferença de apenas 2 % nesta faixa. Já a 25 % da carga, o rendimento segundo as curvas é 79,6 %, o que representa uma redução maior.

Figura 12 – Curvas de motor WEG 5 cv 4 polos 220/380 V.



Fonte: WEG (2021b).

Numa variação do método, o rendimento pode também ser consultado nas curvas do fabricante, de acordo com o carregamento estimado via medições de corrente, escorregamento

ou potência. No entanto, a disponibilidade das curvas pode variar entre fabricantes e linhas de motores.

A principal limitação da estimação de rendimento por dados de fabricante é a baixa precisão dos dados informados. O valor de rendimento informado na placa se refere à condição de plena carga, sob regime de alimentação ideal e temperatura padronizada, e ainda assim possui uma faixa de tolerância. A Tabela 4 apresenta as tolerâncias definidas pela norma NBR 17094-1 (ABNT, 2018a) para os dados declarados pelo fabricante. As expressões dadas na tabela indicam que as perdas declaradas podem ser de 15 % a 20 % superiores ao valor indicado pelo rendimento nominal. Por exemplo, um motor com rendimento nominal declarado em 90 % pode ter rendimento real de até 88 %. O valor deixa de ser garantido quando a alimentação é desbalanceada ou muito afastada da tensão nominal e, principalmente, após a máquina ser recondicionada.

Tabela 4 – Tolerâncias de dados de catálogo segundo a NBR17094-1.

Dado	Faixa	Tolerância positiva	Tolerância negativa
η	$\eta \geq 0,851$	-	$-0,20(1 - \eta)$
	$\eta < 0,851$	-	$-0,15(1 - \eta)$
$\cos \varphi$			$-1/6 (1 - \cos \varphi)$, limitada entre $-0,07$ e $-0,02$
s	$P_n < 1 \text{ kW}$	30 %	30 %
	$P_n \geq 1 \text{ kW}$	20 %	20 %

Fonte: Adaptado de ABNT (2018)

4.2 MÉTODO DO ESCORREGAMENTO

Outro método bastante simples é conhecido como método do escorregamento, em que se estima a potência fornecida pela máquina por sua velocidade de operação. Como pode ser verificado na Figura 12, o escorregamento é aproximadamente proporcional à potência fornecida na região de operação normal. Sendo assim, o rendimento pode ser estimado por

$$\eta = \frac{s}{s_n} \frac{P_n}{P_{in}} \quad (4.6)$$

em que P_n é a potência nominal e s_n é o escorregamento calculado com a velocidade nominal (LU; HABETLER; HARLEY, 2006). O valor de P_{in} pode ser medido em campo de forma simples empregando um analisador de energia portátil.

A principal limitação deste método reside na tolerância de 20 % a 30 % admitida tanto pela norma brasileira quanto por normas internacionais como a NEMA MG-1 (NEMA, 2009) no escorregamento informado em placa, de modo que o valor de s_n aplicado em (4.6)

pode não corresponder ao escorregamento em plena carga do motor sob análise. A própria consideração de linearidade entre a potência e o escorregamento é uma aproximação, conforme pode ser averiguado na Figura 12.

Além disso, para uma dada carga, o escorregamento varia de forma inversamente proporcional ao quadrado da tensão de alimentação, desprezando efeitos de saturação magnética. Um aumento na tensão tende a produzir um aumento na intensidade do fluxo no entreferro, de forma que um menor escorregamento é necessário para fornecer o mesmo torque à carga. O método conhecido como *Ontario Hydro Modified Slip Method* propõe a inclusão de um fator para corrigir o efeito do desvio da tensão, resultando em

$$\eta = \frac{s}{s_n} \frac{P_n}{P_{in}} \left(\frac{V_l}{V_n} \right)^2 \quad (4.7)$$

em que V_n é o valor nominal da tensão de alimentação (LU; HABETLER; HARLEY, 2006). Entretanto, as influências da imprecisão dos dados de placa e das não linearidades típicas de MITs continuam presentes.

Outro aspecto problemático dos métodos de escorregamento é que a medição da velocidade através de um tacômetro pode não ser viável quando o motor está num local inacessível. Esta limitação pode ser contornada pelo emprego de técnicas de medição de velocidade através do espectro de frequência do sinal de corrente, embora isto aumente a complexidade do procedimento sem resolver as principais limitações do método do escorregamento. Segundo Hurst e Habetler (1996), as componentes do sinal de corrente dependentes da velocidade têm frequências f_{sh} determinadas por

$$f_{sh} = f_e \left[(kR + n_d) \left(\frac{1-s}{p/2} \right) + n_w \right] \quad (4.8)$$

em que f_e é a frequência de alimentação, $k = 0, 1, 2, \dots$, R é o número de ranhuras do rotor, $n_d = 0, \pm 1, \dots$ é a ordem da excentricidade do rotor e n_w é a ordem da harmônica de força magnetomotriz no entreferro. Mesmo que o número de ranhuras do rotor seja desconhecido, é possível determinar o escorregamento pelas harmônicas de excentricidade definindo $k = 0$, $n_w = 1$ e $n_d = \pm 1$. Além disso, assimetrias no circuito do rotor causam o aparecimento de bandas laterais distanciadas de $2sf_e$ em relação à frequência elétrica (THOMSON; FENGER, 2001), que também podem ser usadas para determinar o escorregamento.

Um exemplo da aplicação da técnica é demonstrado na Figura 13, que apresenta o espectro calculado via transformada rápida de Fourier (FFT) do sinal de corrente de um motor de 7,5 cv e 6 polos, ensaiado na bancada instalada no LABMAQ/EEL/UFSC. O sinal foi

obtido com um sensor de corrente passivo, um circuito de amplificação e uma placa de aquisição da National Instruments com resolução de 16 bits operando a uma taxa de aquisição de 10.000 amostras por segundo durante 10 segundos. As harmônicas identificadas são listadas na Tabela 5, que indica o valor do escorregamento calculado por cada componente e o valor medido por tacômetro para comparação.

Figura 13 – Harmônicas de corrente relacionadas à excentricidade de motor de 7,5 cv e 6 polos.

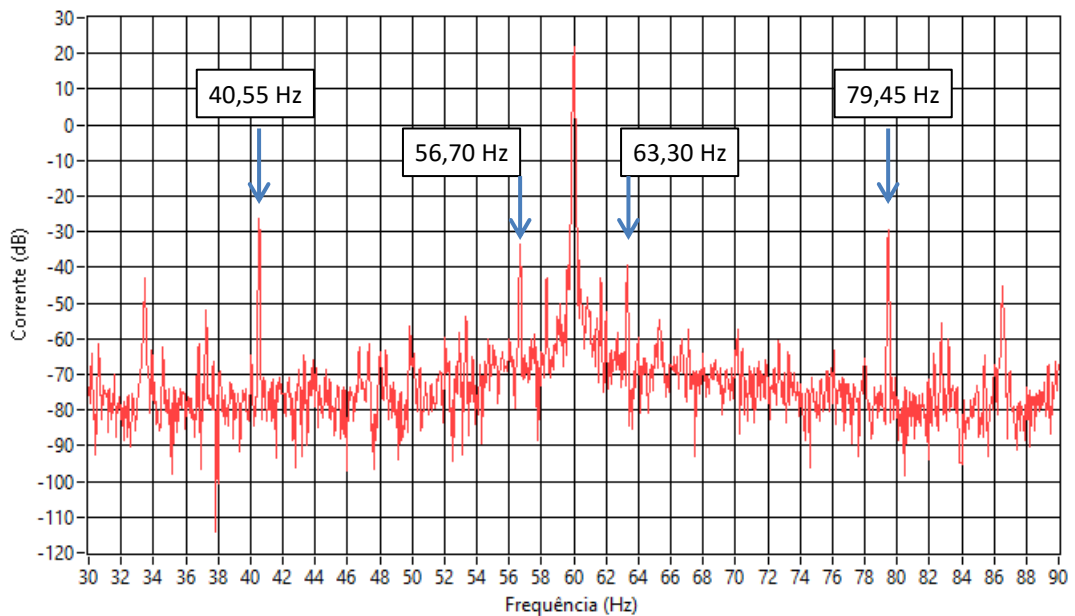


Tabela 5 – Harmônicas identificadas na Figura 13.

f_{sh} (Hz)	Fórmula	s (%)
40,55	$f_e \left[(-1) \left(\frac{1-s}{p/2} \right) + 1 \right]$	2,75
56,70	$f_e (1-2s)$	2,75
63,60	$f_e (1+2s)$	2,75
79,45	$f_e \left[(+1) \left(\frac{1-s}{p/2} \right) + 1 \right]$	2,75
Escorregamento medido (%)		2,75

Os resultados indicam a excelente precisão desta técnica de estimação do escorregamento, a qual depende, no entanto, da disponibilidade de um sistema de condicionamento e de aquisição de sinais com ampla faixa de resolução, alta imunidade a ruídos, alta resolução, alta taxa de aquisição e capacidade para armazenar e processar formas

de onda de longa duração. Mesmo assim, a principal limitação do método do escorregamento, que é a imprecisão do valor nominal, continua presente.

4.3 MÉTODO DA CORRENTE

De forma semelhante ao método do escorregamento, no método da corrente considera-se a potência de saída aproximadamente proporcional à corrente de alimentação, de forma que o rendimento é estimado através de

$$\eta = \frac{I_l P_n}{I_n P_{in}} \quad (4.9)$$

em que I_n representa a corrente nominal informada pelo fabricante.

Como se pode ver nas curvas da Figura 12, a corrente em vazio pode ser bastante significativa, correspondendo neste caso a cerca de 60 % do seu valor nominal. Isto compromete a estimação da potência de saída proporcionalmente à corrente. Uma variação deste método propõe descontar o efeito da corrente de excitação estimando o rendimento por

$$\eta = \frac{I_l - I_0}{I_n - I_0} \frac{P_n}{P_{in}} \quad (4.10)$$

em que I_0 representa a corrente em vazio (HSU *et al.*, 1996) que deve ser medida ou estimada por outros métodos.

Para considerar a não linearidade da curva de corrente, Holmquist, Rooks e Richter (2004) propõem a modelagem da curva de corrente por uma função exponencial, de onde se obtém a relação simplificada expressa por

$$\eta = \frac{2I_l - I_0}{2I_n - I_0} \frac{P_n}{P_{in}} \quad (4.11)$$

Este método é usado no equipamento comercial Weyerhaeuser Power Analyzer, cujo fabricante sugere a estimação da corrente em vazio como 30 % da corrente nominal. Conforme demonstrado por Agamloh *et al.* (2005), este método é altamente sensível ao valor estimado da corrente em vazio.

4.4 MÉTODOS BASEADOS EM SEGREGAÇÃO DE PERDAS

Conforme exposto na seção 3, o rendimento pode ser calculado por segregação de perdas, como nos métodos B, E e E1 da norma IEEE112. Especialmente no método E1, a potência de saída é calculada subtraindo-se as perdas da potência de entrada, e a perda

suplementar é assumida como uma porcentagem tabelada da potência nominal, de forma que medições de torque não são necessárias. Isto torna este método altamente atrativo para a aplicação em campo, quando há possibilidade de realizar o teste em vazio e a medição direta da resistência do enrolamento do estator.

O ensaio em vazio, cuja execução em campo é frequentemente impossível ou inviável por demandar um desacoplamento da carga, é dispensado em uma modificação do método E1, denominada *Ontario Hydro Modified Method E* (OHME). As perdas no ferro e por atrito e ventilação, que seriam determinadas por ensaio, passam a ser assumidas como uma porcentagem de 3,5 % da potência de entrada em condições nominais (KUECK *et al.*, 1996), a qual pode ser calculada com o rendimento nominal. Segundo Kueck, o OHME fornece uma precisão de rendimento típica de 2,5 pontos percentuais e consiste no seguinte roteiro:

- Medição da resistência do estator;
- Medição de tensão, corrente, potência e velocidade em operação;
- Estimativa das perdas mecânicas e no ferro como 3,5 a 4,2 % de P_{in} ;
- Estimativa das perdas suplementares pelos percentuais da IEEE112;
- Cálculo do rendimento conforme método E1.

Outro método que pode ser classificado como segregação de perdas é conhecido como *Upper Bound Slip Method* (Método do Escorregamento de Limite Superior, em tradução livre), em que um limite superior do rendimento é determinado por

$$\eta < (1 - s) \quad (4.12)$$

negligenciando-se totalmente as perdas no estator, mecânicas e suplementares (LU; HABETLER; HARLEY, 2006). Uma evolução do método dada por

$$\eta < (1 - s) \left(1 - \frac{3R_1 I_1^2}{P_{in}} \right) \quad (4.13)$$

inclui o efeito das perdas Joule no estator, porém ainda desconsidera as perdas no ferro, mecânicas e suplementares, sendo inapropriado especialmente para operação em baixo carregamento.

Há ainda outros métodos com menor representatividade na literatura, como o Stanford-Wilke (LU; HABETLER; HARLEY, 2006; HSU *et al.*, 1996), que tem caráter estatístico, e o proposto por Li *et al.* (2015), que separa as perdas em constantes e Joule em proporções de 30 % e 70 %, respectivamente, para motores grandes, e de 40 % e 60 % para motores pequenos, modulando estas partes conforme a condição de operação. Outros métodos

semelhantes são listados por Andrade (2009), incluindo equipamentos comerciais que seguem o princípio de segregação de perdas como o Vogelsang & Benning.

Por uma abordagem diferente, as perdas totais são estimadas por Bortoni *et al.* (2014) a partir da temperatura superficial da carcaça medida com uma câmera termográfica e da velocidade da corrente de ar nas aletas, uma vez que a potência dissipada como calor para o ambiente provém das perdas.

A principal limitação destes métodos é a necessidade de medir diretamente a resistência do estator e as perdas em vazio, ou a baixa precisão dos métodos para estimação destas grandezas.

4.5 MÉTODOS BASEADOS NO TORQUE ELETROMAGNÉTICO

No método A da norma IEEE Standard 112, citado na seção 3, o rendimento do motor é determinado pela comparação direta das medições de potência de entrada e de saída, esta última dada pelo produto do torque no eixo pela velocidade angular. Uma forma de medir o rendimento do motor em operação, portanto, seria medir o torque, a velocidade e a potência elétrica fornecida ao motor. Embora seja precisa, esta abordagem demanda a instalação de um transdutor de torque entre o motor e a carga e pode ser excessivamente custosa por demandar a parada da máquina, a alteração do acoplamento mecânico, além do custo do próprio transdutor.

Para contornar estes transtornos, o Método do Torque no Entreferro (AGT, do inglês *Air Gap Torque*) proposto por Hsu e Scoggins (1995) permite o cálculo do torque interno da máquina a partir das formas de onda de tensão e corrente de alimentação. Partindo do princípio que a tensão em cada fase é igual à queda de tensão na resistência do estator (R_1) mais a tensão induzida pela variação do fluxo magnético naquela fase, e que o torque no entreferro provém da interação entre fluxos e correntes, o torque é expresso por

$$T_{ag} = \frac{p}{2\sqrt{3}} \left\{ \begin{array}{l} (i_a - i_b) \int [v_{ca} - R_1(i_c - i_a)] dt \\ -(i_c - i_a) \int [v_{ab} - R_1(i_a - i_b)] dt \end{array} \right\} \quad (4.14)$$

em que p é o número de polos, i_a , i_b e i_c são as correntes instantâneas nas fases a, b e c, respectivamente, e v_{ab} e v_{ca} são tensões instantâneas de linha entre as respectivas fases. Para o caso mais comum de motores alimentados a três fios, isto é, sem conexão do neutro, a expressão é simplificada para

$$T_{ag} = \frac{\sqrt{3}p}{6} \left\{ \begin{array}{l} (2i_a + i_c) \int [v_{ca} - R_1(i_c - i_a)] dt \\ -(i_c - i_a) \int [v_{ab} - R_1(2i_a + i_c)] dt \end{array} \right\} \quad (4.15)$$

em função de apenas dois sinais de corrente. O torque interno calculado a partir destas expressões é usado para calcular o rendimento por

$$\eta = \frac{T_{ag} \omega_r - P_{fw} - P_{sll}}{P_{in}} \quad (4.16)$$

descontando-se as perdas por atrito e ventilação e as suplementares. As perdas suplementares são estimadas pelos percentuais dados em normas, enquanto se sugere que as perdas mecânicas sejam estimadas por uma base estatística preexistente. Posteriormente, os autores sugeriram a estimação das perdas mecânicas pela aplicação da técnica durante a operação em vazio (HSU; SORENSON, 1996).

No levantamento realizado por Kueck *et al.* (1996), este método é classificado como de alta intrusividade, visto que demanda a perturbação do processo para medição de resistência e para a execução do teste sem carga. A precisão resultante, por outro lado, é a maior dentre os métodos estudados no levantamento de Kueck, podendo chegar à ordem de 0,4 pontos percentuais. Outra vantagem deste método consiste na possibilidade de aplicação mesmo com alimentação desbalanceada ou distorcida, já que estas condições são levadas em conta na integração das formas de onda no domínio do tempo.

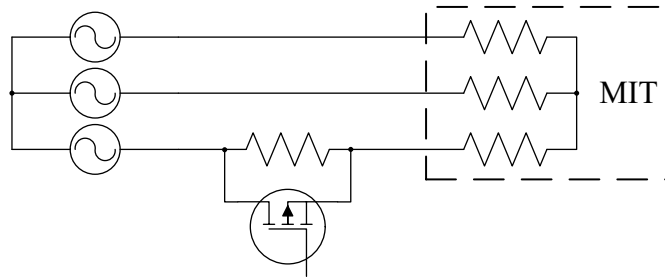
Um equipamento portátil concebido por Kueck (1998) também emprega o método AGT para estimação do rendimento de motores em campo. O autor adiciona um termo referente às perdas no ferro na equação do rendimento, argumentando que não foram consideradas no método original, resultando em

$$\eta = \frac{T_{ag} \omega_r - P_c - P_{fw} - P_{sll}}{P_{in}} \quad (4.17)$$

Modificações deste método foram propostas para contornar a alta intrusividade. Lu, Habetler e Harley (2008) sugerem o método NAGT (*Nonintrusive Air-gap Torque*), em que a medição da resistência do estator é feita com o motor em operação pela injeção de uma componente de corrente contínua na alimentação. Isto pode ser feito através de um dispositivo de chaveamento como mostrado na Figura 14 ou por inversores e *soft starters*, quando disponíveis. Para evitar a interrupção da operação para realizar o teste em vazio, os autores sugerem três opções: (i) realizar o teste num período de manutenção programada; (ii) empregar dados de operação em vazio disponíveis em bancos de dados; ou (iii) estimar as perdas por relações empíricas. Os dados da segunda opção podem ser referentes a ensaios

prévios ou informações genéricas de *softwares* como o MotorMaster+, desenvolvido pelo departamento de energia americano. Na terceira opção, estimam-se as perdas em vazio como 3,5 % da potência nominal, de forma semelhante à sugerida no OHME descrito na seção anterior, e as perdas por atrito e ventilação como 1,2 %. A medição de velocidade é executada de forma não intrusiva a partir do sinal de corrente conforme exposto na seção 4.1, pela análise de componentes do espectro de frequência dependentes da velocidade de rotação. A eficiência é finalmente calculada por (4.16), como no método original. Uma abordagem semelhante proposta por Stopa *et al.* (2018) considera as perdas por atrito e ventilação como 1,2 % da potência nominal e se diferencia por medir a tensão e a corrente de apenas uma fase, resultando num número reduzido de sensores.

Figura 14 – Dispositivo para injeção de componente DC na alimentação.



Fonte: Adaptado de Lu, Habetler e Harley (2008).

Herndler, Barendse e Khan (2011) sugerem modificações para aumentar a precisão do NAGT. As perdas suplementares passam a ser estimadas segundo a IEC60034-2-1 (IEC, 2014) empregando (3.12), e a velocidade é estimada pelo espectro de vibração, em vez de corrente. As perdas no ferro são consideradas no cálculo do rendimento conforme (4.17), estimadas em conjunto com as perdas por atrito e ventilação como 3,5 % da potência de entrada a plena carga. O trabalho também investiga que este percentual pode ser exagerado para motores pequenos, da ordem de 7,5 kW, enquanto é levemente inferior ao observado nos motores de 11 e 15 kW estudados.

Salomon *et al.* (2015) propõem a unificação das perdas em um único termo, empregando um valor de resistência modificado de forma a contemplar as perdas por atrito, ventilação e suplementares. A determinação do valor desta resistência demanda inicialmente a estimativa da velocidade nominal corrigida N_c através de

$$N_c = 120 \frac{f_n}{p} - \left(\frac{2\pi T_n}{60} \right) \left[\frac{N_2(N_{s2} - N_2) - N_1(N_{s1} - N_1)}{(P_{in2} - P_{in1})\eta_n} \right] \quad (4.18)$$

em que os subscritos 1 e 2 indicam valores medidos em duas condições de carregamento. Em seguida, com o motor operando próximo à velocidade N_c , a resistência é determinada pela minimização entre o torque estimado e o torque nominal através do método de Otimização por Enxame de Partículas (PSO, *Particle Swarm Optimization*), com o valor da resistência como única incógnita. Infelizmente, não são disponibilizados resultados experimentais na faixa de carregamento abaixo de 70 %. Nesta faixa, o método pode ter seu desempenho degradado pelas perdas em vazio, que se mantêm praticamente constantes enquanto as perdas Joule no estator diminuem significativamente.

Em suma, os métodos baseados no cálculo do torque no entreferro recebem significativa atenção na academia pelo seu bom desempenho. Da mesma forma que os métodos apresentados na seção anterior, as principais limitações encontradas são necessidade de medir a resistência e as perdas em vazio e a falta de métodos precisos para sua estimação de forma não intrusiva.

4.6 MÉTODOS BASEADOS EM CIRCUITO EQUIVALENTE

Conforme apresentado nos capítulos anteriores, o circuito elétrico equivalente por fase do MIT presente nas normas é caracterizado pelos parâmetros R_1 , X_1 , R_2 , X_2 , R_c e X_m , e consideram-se externamente as perdas P_{sll} e P_{fw} . Estes valores não são fornecidos pelos fabricantes, a não ser em casos especiais. As principais limitações para a aplicação dos métodos normatizados baseados no circuito equivalente a motores em operação são representadas pelos seguintes requisitos:

- Parada da máquina para medição da resistência do estator;
- Desacoplamento da carga e variação de tensão para teste em vazio;
- Travamento do rotor e aplicação de tensão reduzida, no caso dos ensaios de impedância 1, 2 e 4.

Apesar dos obstáculos para sua aplicação em campo, o circuito equivalente é interessante por possibilitar a análise do motor em outras condições de operação além da atual (SIRAKI; PILLAY, 2012), motivo pelo qual se encontram muitos trabalhos na literatura com esta abordagem. Assim como nos outros métodos já apresentados, adaptações foram desenvolvidas para superar estes obstáculos, com diversos níveis de intrusividade e de complexidade. Algumas estratégias são comumente encontradas na literatura para suprir as informações necessárias para a determinação dos valores dos parâmetros do circuito equivalente:

- Adaptações dos métodos normatizados;
- Identificação a partir do ajuste de curvas de corrente ou de torque;
- Aplicação de algoritmos de otimização a medições em regime permanente;
- Identificação a partir de dados fornecidos pelo fabricante;
- Emprego de modelos simplificados;
- Medição direta de R_1 .

As principais metodologias são detalhadas a seguir nas seções 4.6.1 a 4.6.4.

4.6.1 Adaptações de métodos normatizados

Nos métodos normatizados, as perdas no ferro são separadas das perdas por atrito e ventilação pela variação da tensão durante o ensaio em vazio. No entanto, segundo Pillay *et al.* (1998), a contabilização de ambas componentes em conjunto na resistência de perdas no ferro produz efeitos praticamente insignificantes no rendimento. Analogamente ao OHME apresentado na seção 4.4, uma modificação do método normatizado conhecida como *Ontario Hydro Modified Method F* (OHMF), proposta por Kueck (1998), propõe a realização do ensaio em vazio apenas em tensão nominal, além da medição da resistência do estator e de um ensaio a plena carga. O método ainda é intrusivo, mas requer menos recursos que o método normatizado. Para simplificar os cálculos, consideram-se os parâmetros do ramo de excitação associados em série, ao contrário do circuito original.

Outro método, descrito por El-Ibiary (2003), integra o produto *Motor Efficiency Wizard* da empresa *Rockwell Reliance*, e por isso é conhecido pela sigla RMEW. Para determinar os parâmetros, requer a medição da resistência do estator e medições de tensão, corrente, potência, temperatura e velocidade em dois pontos de carga, sendo um próximo à condição em vazio e outro próximo à plena carga. Assim como o OHMF, o método RMEW é bastante intrusivo. Uma adaptação proposta por Brandt, Prytula e Brusamarello (2016) sugere que os dados referentes à condição em vazio sejam obtidos pelas curvas do fabricante para dispensar o ensaio em vazio, quando disponíveis.

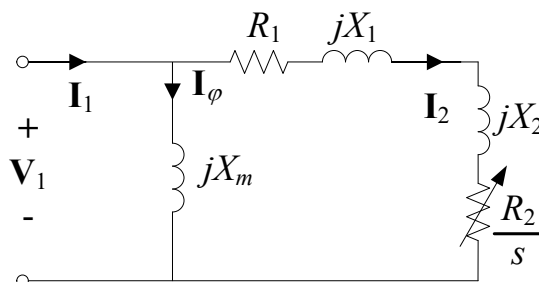
Também com base no método F da IEEE Std. 112, Aminu (2018) propõe a determinação dos parâmetros do circuito equivalente apenas com a medição de R_1 e um ensaio em vazio, substituindo os dados do ensaio de impedância pelos valores de corrente e potência medidos durante a aceleração na partida direta.

4.6.2 Ajuste de curvas em transitórios

Outra abordagem recorrente na literatura é o levantamento dos parâmetros do circuito equivalente a partir de formas de onda de corrente e de tensão medidas durante o transitório de partida do motor. Para estimar os valores dos cinco parâmetros do modelo de gaiola simples sem perdas no ferro, Santos (2001) empregou o método de Gauss-Newton para minimizar as diferenças entre as formas de onda de corrente simuladas e medidas. Os intervalos mais adequados para a estimação de cada parâmetro são avaliados com base nos gradientes do modelo. Com dados simulados, a metodologia teve precisão de cerca de 5 % na identificação dos valores originais dos parâmetros. Já com dados reais, o estudo apontou que a variação dos parâmetros durante a aceleração dificulta a sua identificação. Abordagens semelhantes foram desenvolvidas por Koubaa (2004), que empregou o Método de Mínimos Quadrados Recursivo para identificar R_2 , X_1 e X_2 , e por Bhowmick e Chowdhury (2021), que empregaram Algoritmos Genéticos (AG) e PSO para estimar todos os valores dos parâmetros do modelo de gaiola simples com perdas no ferro, e também do momento de inércia do rotor.

Os valores dos parâmetros também podem ser identificados empregando curvas de corrente no domínio da frequência em função da velocidade, desde a condição de rotor em repouso até a velocidade síncrona. Os cinco parâmetros do modelo de gaiola simples sem perdas no ferro são identificados por Fortes, Ferreira e Coelho (2013) e também por Abdelhadi, Benoudjit e Nait-Said (2005) empregando algoritmos genéticos para minimizar uma função objetivo formada pelos desvios das partes real e imaginária do fasor de corrente em diversos pontos ao longo da faixa de aceleração. No primeiro trabalho, também é realizada a identificação do modelo Π do MIT sem perdas no ferro, ilustrado na Figura 15, que é uma simplificação geralmente adequada para cálculos de torque, mas é inadequada para representação das perdas.

Figura 15 – Modelo Π do MIT sem perdas no ferro.



A estas abordagens, somam-se numerosas outras baseadas na medição de transitórios impostos por sistemas de acionamento, conforme extensivamente apresentado por Toliyat, Levi e Raina (2003). Estas metodologias, no entanto, fogem ao escopo desta tese.

4.6.3 Estimação baseada em medições em operação

Uma série de metodologias encontradas na literatura acadêmica propõe a utilização de algoritmos de otimização para encontrar valores de parâmetros que satisfaçam medições elétricas e de velocidade feitas geralmente no quadro de comando de motores. Em um dado ponto de operação, o motor é visto pela fonte de alimentação como um circuito RL trifásico, não sendo possível estimar os seis parâmetros do circuito apenas com base na tensão, corrente e velocidade sem informações adicionais. Em outras palavras, a mera medição de grandezas elétricas num único ponto de operação fornece menos equações que incógnitas. Por este motivo, os métodos presentes na literatura incluem aspectos como medições em múltiplos pontos de operação, dados fornecidos por fabricantes, medições preexistentes e considerações estatísticas para possibilitar a determinação do sistema. Quanto maior o número de pontos de operação necessários, no entanto, maior é a intrusividade na operação, visto que o processo desempenhado pela máquina é perturbado.

Como regra geral, os métodos presentes na literatura consideram: i) a medição direta da resistência do estator, com a máquina parada ou por injeção de corrente contínua com a máquina em operação; ii) a perda suplementar estimada pelos percentuais da IEEE Std. 112 ou da IEC 60034-2-1; iii) as reatâncias de dispersão relacionadas de acordo com as constantes indicadas nas mesmas normas; iv) a busca dos parâmetros R_2 , X_m , R_c e de uma das reatâncias de dispersão X_1 ou X_2 por algoritmos de otimização numérica.

Os problemas de otimização para identificação de parâmetros podem ser definidos por

$$\begin{cases} \min f(\mathbf{x}) = \sum_i \left(\frac{y_{i(c)}(\mathbf{x}) - y_{i(m)}}{y_{i(m)}} \right)^2 \\ \mathbf{x} = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_n] \end{cases} \quad (4.19)$$

em que $f(\mathbf{x})$ é a função objetivo a ser minimizada, definida pela soma dos quadrados das diferenças relativas entre grandezas medidas $y_{i(m)}$ e calculadas $y_{i(c)}$ em função do vetor de incógnitas \mathbf{x} , cujos elementos $x_1, x_2 \dots x_n$ correspondem aos valores dos parâmetros do circuito equivalente que se deseja determinar. O problema de otimização pode ainda incluir restrições

de igualdade e de desigualdade, como a restrição da área de busca por limites máximos e mínimos definidos para cada parâmetro.

Os principais métodos encontrados na literatura diferenciam-se principalmente pelos métodos de otimização utilizados, pelas grandezas que compõem a função objetivo, pela quantidade de pontos de operação e pela maneira de considerar as perdas por atrito e ventilação (P_{fw}). Por exemplo, Bishop e Richards (1990) propõem a utilização de algoritmos genéticos (AGs) para minimizar os desvios entre valores medidos e estimados das partes real e imaginária da impedância equivalente do motor e do torque em dois pontos de operação. Os parâmetros do ramo de excitação são considerados em associação série. Pillay *et al.* (1998) também empregaram algoritmos genéticos, porém com uma função objetivo composta pela potência nominal e por valores de corrente, potência e fator de potência medidos em campo. Os valores das resistências são ajustados para uma temperatura estimada por interpolação em função da corrente medida.

Os AG também são aplicados por Charette *et al.* (2000) para estimar todos os seis parâmetros do circuito equivalente e dois coeficientes adicionais R_{ths} e R_{thr} , que definem a proporcionalidade entre as perdas e as temperaturas para ajuste de R_1 e R_2 . O modelo também inclui uma resistência R_{sll} no rotor para representar as perdas suplementares. A função objetivo é composta pelas componentes real e imaginária da impedância equivalente por fase calculada a partir de medições de tensão, corrente, potência e velocidade em um, três e seis pontos de carga. Os resultados indicam que a função objetivo é bastante sensível aos parâmetros R_2 e X_m , porém pouco sensível aos outros parâmetros, dificultando sua identificação.

Em Lu, Habetler e Harley (2006) e Lu *et al.* (2007a), a resistência do estator é medida em operação por injeção de corrente contínua e a velocidade por harmônicas de corrente, enquanto P_{fw} é assumida como 1,2 % da potência nominal. Para determinar os valores de X_1 , R_2 , R_c e X_m , a função objetivo composta pelos desvios das componentes real e imaginária da impedância equivalente em dois pontos de operação é minimizada por três métodos: Newton-Raphson (NR), PSO e *Simulated Annealing* (SA). Demonstra-se que o primeiro é muito sensível ao palpite inicial. A metodologia é comparada com o método do torque no entreferro em Lu *et al.* (2007b), desta vez aplicando AG a diferentes funções objetivo baseadas em medidas de potência e das partes real e imaginária da corrente. Demonstra-se a dificuldade de convergência do parâmetro R_c , o que requer o emprego de fatores empíricos.

Sundarewaran (2008) propõe a combinação de AG com o método de busca local *Rosenbrock Rotating Coordinates* (RRC) para refinar a solução, visto que a convergência local do AG tende a ser lenta. A função objetivo é composta pela corrente e pelo fator de potência medidos em um único ponto de carga.

Os algoritmos evolutivos de otimização multiobjetivo NSGA-II (*Non-dominated Sorting Genetic Algorithm*) e SPEA2 (*Strength Pareto Evolutionary Algorithm*) são empregados por Çunkaş e Sağ (2010) para minimizar desvios de corrente, potência ativa e fator de potência. Testam-se os cenários de medição de apenas um ponto de operação e de quatro pontos, com desvios médios de rendimento de cerca de 3 % e máximos de 5 % em ambos cenários.

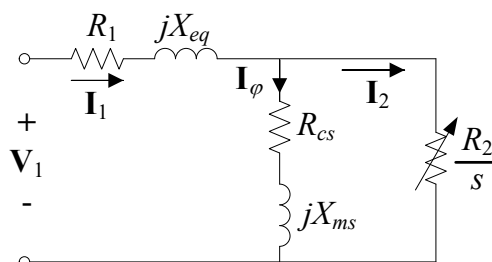
Os parâmetros são estimados com base em medidas de corrente e potência por Sakthivel, Bhuvaneswari e Subramanian (2011) empregando a técnica BFO (*Bacterial Foraging Optimization*) e por Sakthivel e Subramanian (2011) empregando PSO.

Um algoritmo evolutivo (AE) é usado por Gajjar *et al.* (2015) para determinar, pela minimização dos desvios de potência, módulo e ângulo do fasor de corrente em cinco pontos de carga, os mesmos quatro parâmetros e um parâmetro adicional K_{th} , que descreve a proporcionalidade entre as perdas totais e a elevação de temperatura dos enrolamentos para correção de resistências. Uma metodologia semelhante fora empregada por Siraki *et al.* (2012) para avaliar o rendimento sob alimentação desbalanceada, minimizando uma função objetivo composta pelo torque nominal e por valores de corrente e de potência medidos em cinco pontos de operação para encontrar valores dos parâmetros de sequência positiva. Os parâmetros de sequência negativa do rotor são finalmente determinados a partir dos fasores de tensão e de corrente de sequência negativa para viabilizar o cálculo do rendimento em condição desbalanceada. O mesmo fora feito por Siraki e Pillay (2011), porém utilizando algoritmos genéticos. Os mesmos autores comparam a metodologia com duas versões do NAGT para casos desbalanceados (SIRAKI; PILLAY, 2012), pontuando que o valor assumido das perdas em vazio no NAGT pode ser muito superior na presença de desbalanceamento. Segundo os autores, a análise por componentes simétricas, apesar de intrusiva, é mais vantajosa pela precisão resultante e por possibilitar a comparação com as condições ideais de alimentação, enquanto o NAGT permite apenas a avaliação na condição atual. Uma abordagem semelhante foi realizada por Grewal e Singh (2018), que estimam os valores dos seis parâmetros do modelo aplicando o método de Busca Gravitacional (BG) para minimizar desvios de torque nominal e de corrente e potência medidos em cinco pontos de operação.

A aplicação na presença de desbalanceamento é considerada também por Santos, Felipe e Sarduy (2013), que empregam BFO para minimizar os desvios de potência ativa e impedância de sequência positiva (Z_{eq+}) e negativa (Z_{eq-}) em apenas um ponto de carga. O modelo utilizado representa as perdas suplementares como uma resistência R_{sll} em série com o ramo do estator, com valores diferentes para sequência positiva (R_{sll}^+) e negativa (R_{sll}^-). Nove parâmetros são estimados pelo algoritmo: X_1 , R_c , X_m , R_2^+ , X_2^+ , R_{sll}^+ , R_2^- , X_2^- e R_{sll}^- . Os autores reportam desvios de rendimento de até 3 % resultantes deste método. Em outra ocasião (SANTOS *et al.*, 2014), os autores propõem a estimação de rendimento com alimentação distorcida e passam a considerar a resistência de perdas suplementares em série com o rotor. Os parâmetros X_1 , R_2 , R_c e X_m são determinados por BFO com base na corrente e na potência medidas na frequência fundamental. Considerando X_1 e X_m lineares, encontram-se numa segunda execução de BFO valores de R_2 e X_2 para cada frequência que satisfaçam os valores medidos de impedância de sequência positiva e negativa.

Com grandezas referidas a um referencial síncrono, os quatro parâmetros também são determinados por Aminu, Barendse e Khan (2017) por um método de otimização denominado *Artificial Bee Colony* (ABC), que minimiza desvios das correntes de eixo direto (i_{ds}) e de quadratura (i_{qs}) em onze pontos de carga. As perdas por atrito e ventilação são estimadas como 1,2 % da potência de entrada nominal, e a dificuldade de convergência do parâmetro R_c é novamente citada. Em outra ocasião (AMINU; BARENDSE; KHAN, 2019), os autores consideram o modelo Γ invertido com parâmetros de excitação em série, ilustrado na Figura 16, para estimação do rendimento em campo. Os parâmetros são determinados pelo método CSO (*Chicken Swarm Optimization*) com base no fasor de corrente em apenas um ponto de operação, com restrições estreitas para evitar variação excessiva de R_{cs} . Segundo Alturas *et al.* (2016), este modelo é completamente identificável a partir de medições de tensão, corrente e velocidade, enquanto o modelo tradicional, também chamado modelo T, depende de considerações adicionais para se tornar definido, a exemplo das relações de X_1/X_2 indicadas nas normas.

Figura 16 – Modelo Γ invertido com parâmetros de excitação em série.



Uma metodologia desenvolvida por Al-Badri, Pillay e Angers (2015) utiliza dados disponíveis de testes anteriores e múltiplas execuções de algoritmos genéticos. Inicialmente, medem-se a resistência a frio do enrolamento do estator e sua temperatura. Medições de tensão, corrente, potência, velocidade e resistência do enrolamento do estator (por injeção de corrente contínua) são tomadas com o motor em operação. Um banco de dados de ensaios de motores é consultado, e caso haja um motor similar, adotam-se os valores informados de perdas por atrito e ventilação, perdas suplementares e elevação de temperatura. Caso contrário, estima-se a temperatura a plena carga pela classe de isolamento, as perdas suplementares pelos percentuais da IEEE112 ou da IEC60034-2-1, dependendo do tamanho do motor, e as perdas por atrito e ventilação como uma porcentagem da potência nominal. Para motores de 2, 4 e 6 polos, estas porcentagens são sugeridas como 2,5 %, 1,2 % e 1 %, respectivamente. A identificação dos parâmetros se dá por três algoritmos genéticos, AG1, AG2 e AG3, cujas funções objetivo são idênticas e compostas pelas partes real e imaginária do fasor de corrente, pela potência ativa, pelo ângulo da impedância equivalente e pela potência nominal. As incógnitas do AG1 são X_2 , R_2 , R_c e X_m . Com base no melhor resultado entre 10 execuções do AG1, o valor de R_c é fixado no AG2, que é executado outras 10 vezes somente com X_2 , R_2 e X_m como incógnitas. Os melhores resultados destas 10 execuções de cada etapa são usados para redefinir a área de busca dos quatro parâmetros para uma nova iteração do processo com AG1 e AG2, que é repetido até a convergência de R_2 . Por fim, no AG3, o valor de R_2 é fixado e buscam-se finalmente os melhores valores de X_2 , R_c e X_m em 10 execuções.

A metodologia foi adaptada para motores sujeitos a alimentação desbalanceada (AL-BADRI; PILLAY; ANGERS, 2016) e distorcida (AL-BADRI; PILLAY; ANGERS, 2017), alterando a função objetivo para considerar apenas grandezas de sequência positiva e na frequência fundamental. Um aprimoramento foi sugerido por Ghasemi-Bijan *et al.* (2018) para definir os limites da área de busca para o AG em função dos dados nominais da máquina através de expressões analíticas. Com isso, aprimora-se a convergência dos algoritmos genéticos sem a necessidade de ajustar constantemente a área de busca. Os resultados reportados nestas abordagens indicam desvios máximos de apenas 1 % entre o rendimento estimado e o medido em laboratório. A indisponibilidade de um banco de dados de ensaios anteriores, no entanto, pode deteriorar esta precisão. Além disso, a metodologia exige especialização por parte do operador, demanda um alto custo computacional e requer a medição da resistência do estator tanto em operação quanto a frio.

As características principais dos métodos apresentados são sumarizadas na Tabela 6 em termos de dados de entrada e de saída e do método numérico utilizado.

Tabela 6 – Sumário de métodos de estimação do circuito equivalente por medições em campo.

Referência	Método numérico	Entradas	Saídas
Bishop e Richards (1990)	AG	$\text{Re}\{\mathbf{Z}\}, \text{Im}\{\mathbf{Z}\}, T_{out}$ em 5 pontos	X_1, R_2, R_{cs}, X_{ms}
Pillay <i>et al.</i> (1998)	AG	$P_n, I_1, P_{in}, \cos\varphi$	X_1, R_2, R_{cs}, X_{ms}
Charette <i>et al.</i> (2000)	AG	$\text{Re}\{\mathbf{Z}\}, \text{Im}\{\mathbf{Z}\}$ em 1, 3 e 6 pontos	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m,$ R_{ths}, R_{thr}
Lu, Habetler e Harley (2006)	NR, PSO, SA	$\text{Re}\{\mathbf{Z}\}, \text{Im}\{\mathbf{Z}\}$ em 2 pontos	X_1, R_2, R_c, X_m
Lu <i>et al.</i> (2007b)	AG	$P_{in}, \text{Re}\{\mathbf{I}_1\}, \text{Im}\{\mathbf{I}_1\}$ em 17 pontos	X_1, R_2, R_c, X_m
Sundarewaran (2008)	AG + RRC	$I_1, \cos\varphi$	X_1, R_2, R_c, X_m
Çunkaş e Sağ (2010)	NSGA-II, SPEA	$I_1, P_{in}, \cos\varphi$ em 1 e 4 pontos	X_1, R_2, R_c, X_m
Sakthivel, Bhuvanewari e Subramanian (2011)	BFO	I_1, P_{in}	X_1, R_2, R_c, X_m
Sakthivel e Subramanian (2011)	PSO	I_1, P_{in}	X_1, R_2, R_c, X_m
Siraki e Pillay (2011)	AG	T_n, I_1, P_{in} em 5 pontos	$X_1, R_2, R_c, X_m, k_{th}$
Siraki <i>et al.</i> (2012)	AE	T_n, I_1, P_{in} em 5 pontos	$X_1, R_2, R_c, X_m, k_{th}$
Santos, Felipe e Sarduy (2013)	BFO	P_{in}, Z_{eq+}, Z_{eq-}	$X_1, R_c, X_m, R_2^+, X_2^+,$ $R_{sll}^+, R_2^-, X_2^- \text{ e } R_{sll}^-$
Gajjar <i>et al.</i> (2015)	AE	I_1, P_{in}, φ em 5 pontos	$X_1, R_2, R_c, X_m, k_{th}$
Santos <i>et al.</i> (2015)	BFO	I_1, P_{in}	$X_1, R_2, R_c \text{ e } X_m$
Al-Badri, Pillay e Angers (2015)	AG	$\text{Re}\{\mathbf{I}_1\}, \text{Im}\{\mathbf{I}_1\}, P_{in},$ φ, P_n	$X_2, R_2, R_c \text{ e } X_m$
Aminu, Barendse e Khan (2017)	ABC	i_{ds}, i_{qs} em 11 pontos	$X_1, R_2, R_c \text{ e } X_m$
Grewal e Singh (2018)	BG	T_n, I_1, P_{in} em 5 pontos	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m$
Aminu, Barendse e Khan (2019)	CSO	$\text{Re}\{\mathbf{I}_1\}, \text{Im}\{\mathbf{I}_1\}$	$X_{eq}, R_2, R_{cs} \text{ e } X_{ms}$

4.6.4 Estimação baseada em dados de fabricantes

Da mesma forma que os dados medidos em operação, os dados fornecidos por fabricantes na placa de identificação e em catálogos técnicos podem ser usados para estimar os parâmetros do circuito equivalente sem perturbar a operação normal do motor. Os

catálogos geralmente fornecem um maior número de grandezas do que se pode medir em campo de maneira não intrusiva, a exemplo da potência de saída, dos torques de partida, máximo e nominal e dos valores de rendimento e fator de potência em três pontos de operação. No entanto, os valores são genéricos e admitem tolerâncias, portanto podem não refletir satisfatoriamente a realidade.

Levantamentos detalhados de métodos baseados em dados de fabricantes são apresentados em Wengerkiewicz (2016) e em Wengerkiewicz *et al.* (2017). Em contraste com os métodos baseados em medições em campo, há uma significativa diversidade nos modelos e nas técnicas de identificação encontradas na literatura. Os modelos destinam-se não somente à estimação de eficiência, mas também à obtenção de curvas de torque, a simulações de transitórios e estudos de estabilidade. Nestas aplicações, o parâmetro R_c é geralmente omitido.

A estimação de parâmetros por dados de fabricante para determinação de rendimento foi estudada inicialmente por Natarajan e Misra (1989), que calculam de forma analítica e não iterativa os valores de todos os parâmetros (R_1 , X_1 , R_2 , X_2 , R_c e X_m) e as perdas por atrito e ventilação (P_{fw}). A corrente em carregamentos parciais é calculada por

$$I_1 = \frac{P_{out}}{\sqrt{3}V_1\eta \cos \varphi} \quad (4.20)$$

empregando valores de rendimento e de fator de potência informados em catálogo. As perdas são aproximadas por

$$3I_1^2 (R_1 + R_2) + P_{rot} = P_{out} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) \quad (4.21)$$

em que P_{rot} representa as perdas rotacionais, definidas como a soma das perdas no ferro e por atrito e ventilação. Aplicando esta expressão a duas condições informadas em catálogo, obtém-se um sistema linear que permite a estimação da soma das resistências e de P_{const} , que é dividido igualmente entre P_c e P_{fw} . Pela resolução do sistema linear

$$\begin{cases} \text{Im}\{\mathbf{I}_2\} + I_m = I_n \sqrt{1 - (\cos \varphi_n)^2} \\ 0,75 \text{Im}\{\mathbf{I}_2\} + I_m = I_{1(75)} \sqrt{1 - (\cos \varphi_{(75)})^2} \end{cases} \quad (4.22)$$

em que os subscritos n e (75) indicam respectivamente as condições nominal e de 75 % de carregamento, estimam-se I_m e a parte imaginária da corrente no rotor a plena carga. Os valores de R_c e de X_m são calculados com base em P_c e em I_m , respectivamente, assumindo a tensão induzida E aproximadamente igual à tensão de fase V_1 . A corrente I_2 a plena carga é determinada por meio de sua parte imaginária, previamente estimada por (4.22), e de sua parte real, estimada por

$$\operatorname{Re}\{\mathbf{I}_2\} = I_n \cos \varphi_n - V_1 / R_c \quad (4.23)$$

Com base na potência nominal, R_2 é estimado por

$$R_2 = \frac{sP_n}{3I_2^2(1-s)} \quad (4.24)$$

Subtraindo este valor da soma de R_1 e R_2 obtida anteriormente, estima-se R_1 . O valor de X_2 é estimado por

$$X_2 = \frac{R_2(T_p/T_m)}{1 - \sqrt{1 - (T_p/T_m)^2}} \quad (4.25)$$

e X_1 é calculado por meio da relação tabulada de X_1/X_2 .

A metodologia foi aprimorada por M. H. Haque (1993), que tornou o cálculo iterativo com a atualização dos valores de E_1 , I_2 e P_{fw} a cada iteração.

Ansuji, Shokooh e Schinzinger (1989) propõem a estimação dos seis parâmetros do modelo tradicional através de um método semelhante ao Método do Gradiente, isto é, os parâmetros são corrigidos em função das derivadas parciais das grandezas de referência em relação a cada parâmetro. Os dados de referência utilizados incluem o fator de potência com rotor travado ($\cos \varphi_p$) e o escorregamento na condição de torque máximo (s_m), que não são disponibilizados em catálogos de motores fabricados segundo as normas brasileiras e europeias.

No levantamento de métodos de estimação de rendimento em campo feito por Kueck *et al.* (1996), o método ORMEL96 é proposto como uma opção de baixa intrusividade, por utilizar apenas dados de placa e fornecer uma precisão típica de rendimento de 3 %, segundo o próprio levantamento. O valor de R_1 é estimado por

$$R_1 = 1,1 \cdot 10^{-4} p^{0,52} P_n^{-1,26} V_l^2 \quad (4.26)$$

em que p é o número de polos, P_n é a potência nominal em hp e V_l é a tensão nominal de linha em volts. As perdas suplementares são calculadas pelos percentuais da IEEE Std. 112 e incluídas no circuito como uma resistência adicional no ramo do rotor, e P_{fw} é tomada como uma porcentagem da potência nominal, igual a 1,2 % para motores de 4 polos e potência inferior a 200 cv. Os valores dos parâmetros restantes são calculados iterativamente em função da impedância equivalente na condição nominal, do escorregamento nominal, da corrente de partida e da relação X_1/X_2 indicada pela categoria da máquina.

Goldemberg (1992) determina os valores dos seis parâmetros do modelo contemplando a variação dos parâmetros do rotor com o escorregamento, possibilitando assim

o uso do circuito desde a condição de partida. Duas abordagens são propostas, uma totalmente analítica e outra por otimização numérica. Na abordagem analítica, os valores de R_1 e de P_{rot} são determinados pela regressão linear de

$$P_{in} - T_{ag} \omega_s = 3R_1 I_1^2 + P_{rot} \quad (4.27)$$

aplicada aos três níveis de carregamento fornecidos em catálogo. A soma das reatâncias de dispersão é determinada com base no torque máximo, aproximado por

$$T_m \approx \frac{3}{2\omega_s} \frac{V_1^2}{R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2)^2}} \quad (4.28)$$

A extrapolação para a condição em vazio da curva da componente reativa da corrente em função do quadrado da componente ativa é usada para estimar X_m . O valor de R_2 é finalmente estimado com base na potência convertida e na aproximação de I_2 pela componente real de \mathbf{I}_1 . Os valores de ΔR_2 e ΔX_2 , que representam a variação dos parâmetros do rotor observada na condição de partida, são determinados em função do torque e da corrente de partida, respectivamente.

Já na abordagem numérica, Goldemberg emprega o método Levenberg-Marquardt para minimizar uma função objetivo composta por desvios de potência, torque, corrente, fator de potência, rendimento e pelas partes real e imaginária do fasor de corrente em pontos de operação informados em catálogo. O autor cita a dificuldade de convergência dos parâmetros R_1 e R_c , verificada também em outros trabalhos, e a falta de precisão dos dados de catálogo, que podem não representar uma máquina real adequadamente por serem apenas valores garantidos.

Com o objetivo de simular transitórios de torque, os modelos de gaiola simples e dupla sem perdas no ferro são estimados por Pillay, Nolan e Haque (1997) através de uma formulação simples baseada nos valores de torque máximo, nominal e de partida, corrente nominal e fator de potência fornecidos pelo fabricante. A solução do sistema de equações é feita com o Método de Newton e com quatro configurações de AG. Os melhores resultados foram obtidos com o modelo de gaiola dupla, que representa bem o motor desde a partida até a velocidade síncrona. Um destaque deste método é a qualidade da estimação de R_1 obtida com dados simulados. Os autores apontam, no entanto, que a imprecisão dos dados fornecidos por fabricantes pode comprometer o desempenho do método.

Nangsue, Pillay e Conry (1999) também empregam AG para estimar os parâmetros dos modelos Π e Γ de gaiola simples e do modelo de gaiola dupla, todos sem perdas no ferro, com base em dados de torque nominal, máximo e de partida, corrente nominal e fator de

potência. Não há comparação com valores de parâmetros de referência, apenas com as grandezas estimadas.

Lindenmeyer *et al.* (2001) utilizam uma rotina de otimização não linear restrita (SOLNP) para estimar os parâmetros dos modelos de gaiola simples e dupla sem perdas no ferro a partir de valores de corrente, de torque e de fator de potência fornecidos em catálogo ou obtidos em testes, quando disponíveis. Os efeitos da saturação magnética são considerados no circuito.

Os parâmetros de gaiola simples e dupla sem perdas no ferro também são estimados por Pedra e Corcoles (2004) a partir de dados de fabricante através da rotina *fsolve* do MATLAB. O modelo de gaiola simples é determinado com base apenas na potência nominal, potência reativa nominal (Q_n) e no torque máximo. A análise de sensibilidade da função objetivo mostra que R_1 tem pouquíssima influência, portanto este parâmetro é fixado por uma constante em relação a R_2 . Para a identificação do modelo de gaiola dupla, adicionam-se a corrente de partida (I_p) e o torque de partida (T_p) à função objetivo. A metodologia é aplicada para um grande número de motores por Pedra (2006), e regressões dos valores por unidade de cada parâmetro são obtidas. O efeito das imprecisões nos valores de referência da corrente de partida e do torque máximo é avaliado posteriormente por Pedra (2008), que agora compõe a função objetivo com a potência nominal, o fator de potência, os torques de partida e máximo e a corrente de partida. A função é minimizada pelo método de Newton buscando os cinco parâmetros do modelo de gaiola simples sem perdas no ferro. Os resultados indicam uma influência significativa de variações no torque máximo sobre os valores estimados de R_2 , X_1 , X_2 e X_m , porém também indicam que a estimação se torna ambígua sem a inclusão do torque máximo na função objetivo.

Sağ e Çunkaş (2007) estimam os parâmetros do modelo T de gaiola simples minimizando desvios de torque nominal, máximo e de partida e de fator de potência pelo algoritmo de otimização multiobjetivo NSGA-II. Posteriormente, considerando o modelo II, Arslan, Çunkaş e Sağ (2012) identificam os cinco parâmetros por um algoritmo de evolução diferencial e por AG, obtendo bons resultados. Mais recentemente, Abdelwanis, Sahiemy e Hamida (2021) empregaram um algoritmo híbrido baseado em PSO para resolver o mesmo problema. Nos três trabalhos, porém, os valores de referência utilizados não são fornecidos por fabricantes, mas calculados a partir de parâmetros conhecidos, de forma que não há imprecisões nos dados de referência.

Sakthivel, Bhuvaneshwari e Subramanian (2010), por outro lado, identificam os parâmetros dos modelos II e T sem perdas no ferro a partir de valores de torque nominal,

máximo e de partida e de fator de potência fornecidos pelo fabricante para dois motores reais empregando PSO. Além da função objetivo, impõem-se restrições de desvio menor do que 20 % no torque máximo e de igualdade do rendimento nominal, levando em conta as perdas Joule no rotor e no estator e o valor de perdas rotacionais combinadas (P_{rot}). O estudo inclui uma análise da sensibilidade em relação aos parâmetros do modelo das seguintes grandezas externas: corrente a plena carga, fator de potência, torque de partida, torque máximo, rendimento e corrente de partida. A análise aponta uma baixa sensibilidade de todas as grandezas em relação a R_1 . A estratégia é atualizada por Sakthivel e Subramanian (2012) empregando os métodos BFO, AG e PSO e incluindo R_c nas incógnitas. Nestes dois trabalhos, não fica claro se o valor das perdas rotacionais é uma entrada ou uma saída do algoritmo.

Lee *et al.* (2012) estimam iterativamente os seis parâmetros do modelo tradicional com base nos valores de potência nominal, rendimento, potência reativa a plena carga e corrente de partida, após arbitrar as perdas no ferro e mecânicas como 12 % e 14 % das perdas totais a plena carga, respectivamente. As perdas suplementares são estimadas pelos percentuais da IEEE Std. 112.

Um método iterativo de mínimos quadrados linear é proposto por Wang e Park (2014) para identificar os mesmos seis parâmetros com base em dados de quatro pontos de carga que, segundo os autores, são fornecidos em catálogo. As perdas mecânicas são estimadas como 10 % das perdas totais, e as resistências são corrigidas em função da temperatura, estimada por interpolação conforme a corrente ao quadrado.

A rotina *fsolve* do MATLAB foi novamente utilizada por M. H. Haque (2008) para determinar os seis parâmetros do modelo tradicional e as perdas por atrito e ventilação com base nos valores de potência nominal, potência ativa e reativa a plena carga, torque máximo e torque de partida. Os parâmetros do rotor são considerados dependentes do escorregamento para contemplar a variação na condição de partida. O número de incógnitas é reduzido para cinco pela fixação das proporções fixas $\alpha_r = R_1/R_2$ e $\alpha_c = P_c/P_{rot}$.

O método proposto por Guimarães *et al.* (2014), baseado em regressões lineares e relações analíticas, também considera os parâmetros do rotor variáveis em função do escorregamento, a fim de contemplar toda a faixa entre a partida e a velocidade síncrona. Os autores aplicam a metodologia a um grande número de motores e verificam os padrões dos valores resultantes por unidade em função da potência nominal. A metodologia é empregada novamente por Bortoni *et al.* (2019) para estimar as perdas de motores de alto rendimento a partir de catálogos. Outra metodologia baseada em regressões lineares é proposta por Amaral *et al.* (2020), que determina os valores de R_1 , X_1 , R_2 , X_2 , X_m e das perdas rotacionais

combinadas a partir dos balanços de potência ativa e reativa. Os autores demonstram os baixos desvios obtidos em relação aos dados de catálogo, no entanto não indicam a precisão dos parâmetros em si.

Uma abordagem recente é apresentada em Bhowmick, Manna e Chowdhury (2018), que estimam os valores das resistências a partir do diagrama H-G da máquina, que é semelhante ao diagrama circular, e aplica PSO para a determinação dos parâmetros restantes X_2 , R_c e X_m . O método tem como entradas a corrente a plena carga e a vazio, a potência nominal, o fator de potência e valores de R_1 e R_2 fornecidos pelo fabricante, portanto não se aplica a motores de fabricantes europeus e brasileiros, que não fornecem estes dados (PEDRA, 2006).

Na dissertação de Wengerkievicz (2016), um algoritmo genético é empregado para identificar R_1 , R_2 , X_2 , R_c , X_m , P_{fw} , P_{sll} a plena carga e os valores do escorregamento a 75 % e a 50 % de carregamento ($s_{(75)}$ e $s_{(50)}$, respectivamente) pela minimização dos desvios de corrente de linha, potência de entrada, potência de saída, fator de potência e rendimento a 100 %, 75 % e 50 % do carregamento nominal e do torque máximo. Significativas variações nos resultados de R_1 , R_c , P_{fw} e P_{sll} resultaram desta estratégia, indicando a baixa sensibilidade da função objetivo a estes parâmetros. A remoção do torque máximo da função objetivo facilitou a identificação das reatâncias do circuito.

Na tese de Lima (2016), é proposta uma metodologia híbrida composta por uma etapa de catálogo e uma etapa de campo. Na primeira etapa, um algoritmo genético semelhante ao desenvolvido por Wengerkievicz (2016) é empregado para estimar os parâmetros do circuito a partir dos valores de módulo e fase da corrente nos três pontos de operação dados em catálogo e das potências ativa e reativa no ponto nominal. As incógnitas principais da primeira etapa são R_1 , X_1 , R_2 , X_2 , R_c , X_m . As perdas por atrito e ventilação são determinadas pelo balanço de perdas totais, e os valores de $s_{(75)}$ e $s_{(50)}$ são incluídos como incógnitas numa estreita faixa de busca em torno de seus valores esperados. Os percentuais de perda suplementar propostos na IEEE Std. 112 são adotados nesta etapa. Ao problema de otimização são adicionados critérios heurísticos sob a forma de restrições de desigualdade entre as perdas e entre as reatâncias de dispersão. Esta estratégia resulta numa melhor identificação de R_c e de P_{fw} , conforme exposto em Lima *et al.* (2017).

Na etapa de campo, realiza-se um ajuste dos parâmetros obtidos a partir do catálogo, de forma a corrigir diferenças entre o motor real em relação ao desempenho típico e contemplar eventuais alterações sofridas durante sua vida útil. As perdas suplementares e mecânicas passam a ser representadas por resistências próprias no ramo do rotor num modelo

modificado obtido a partir daquele obtido na etapa anterior. Os parâmetros deste modelo modificado são ajustados por um novo AG, que busca minimizar os desvios de módulo e fase da corrente em relação aos valores medidos em campo em um ou mais pontos de operação. Para tanto, a área de busca em torno dos valores identificados na primeira etapa é aumentada gradualmente até que se obtenha a convergência desejada. A principal dificuldade encontrada na metodologia é a definição de quais parâmetros devem ser ajustados na segunda etapa.

A Tabela 7 sintetiza os métodos apresentados nesta seção em termos do método utilizado, dos dados de entrada e dos parâmetros identificados.

Tabela 7 – Sumário de métodos de estimação do circuito equivalente por dados de fabricantes

Referência	Método numérico	Entradas	Saídas
Natarajan e Misra (1989)	Analítico	$\eta_n, \cos\varphi_n, P_n, T_p, S_n, \eta_{(75)}, \cos\varphi_{(75)}$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, P_{fw}$
Ansuj, Shokooh e Schinzinger (1989)	Análise de sensibilidade	$\eta_n, \cos\varphi_n, T_p, I_p, \cos\varphi_p, T_m, S_m,$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m$
Goldemberg (1992)	Analítico	$P_n, S_n, I_n, I_p, T_n, T_p, T_m, \eta_n, \eta_{(75)}, \eta_{(50)}, \cos\varphi_n, \cos\varphi_{(75)}, \cos\varphi_{(50)}$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, \Delta R_2, \Delta X_1, \Delta X_2$
	Levenberg-Marquardt	$T_n, I_n, P_{in}, \text{Re}\{\mathbf{I}_n\}, \text{Im}\{\mathbf{I}_n\}, \eta_n, \cos\varphi_n, T_m, T_p, I_p$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, \Delta R_2, \Delta X_1, \Delta X_2$
Haque (1993)	Iterativo	$\eta_n, \cos\varphi_n, P_n, T_p, S_n, \eta_{(50)}, \cos\varphi_{(50)}$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, P_{fw}$
Kueck <i>et al.</i> (1996)	Analítico	$\eta_n, \cos\varphi_n, P_n, T_p, S_n, I_p$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, P_{fw}$
Pillay, Nolan e T. Haque (1997)	Newton, AG	$T_n, T_m, T_p, I_n, \cos\varphi_n$	$R_1, X_1, R_2, X_2, X_m, R_{21}, X_{21}, R_{22}, X_{22}$
Nangsue, Pillay e Conry (1999)	AG	$T_n, T_m, T_p, I_n, \cos\varphi_n$	$R_1, X_1, R_2, X_2, X_m, R_{21}, X_{21}, R_{22}, X_{22}$
Lindenmeyer <i>et al.</i> (2001)	SOLNP	$T_n, I_n, \cos\varphi_n$	$R_1, X_1, R_2, X_2, X_m, R_{21}, X_{21}, R_{22}, X_{22}$
Pedra e Corcoles (2004)	<i>fsolve</i> (MATLAB)	$P_n, Q_n, T_m, I_p, T_p,$	$R_1, X_1, R_2, X_2, X_m, R_{21}, X_{21}, R_{22}, X_{22}$
Sağ e Çunkaş (2007)	NSGA-II	$T_n, T_m, T_p, \cos\varphi_n$	R_1, X_1, R_2, X_2, X_m
Pedra (2008)	Newton	$P_n, \cos\varphi_n, T_p, T_m, I_p$	R_1, X_1, R_2, X_2, X_m

Tabela 7 (continuação) – Sumário de métodos de estimação do circuito equivalente por dados de fabricantes

Referência	Método numérico	Entradas	Saídas
M. H. Haque (2008)	<i>fsolve</i> (MATLAB)	$P_n, P_{in}, Q_n, T_m, T_p$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, P_{fw}$
Sakthivel, Bhuvaneshwari e Subramanian (2010)	PSO	$T_n, T_m, T_p, \cos\varphi_n, \eta_n$	R_1, X_1, R_2, X_2, X_m
Sakthivel e Subramanian (2012)	BFO, AG, PSO	$T_n, T_m, T_p, \cos\varphi_n, \eta_n$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m$
Lee <i>et al.</i> (2012)	Iterativo	$P_n, \eta_n, Q_n, I_p,$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, P_{fw}$
Arslan, Çunkaş e Sağ (2012)	Evolução Diferencial, AG	$T_n, T_m, T_p, \cos\varphi_n$	R_1, X_1, R_2, X_2, X_m
Wang e Park (2014)	Mínimos quadrados	$P_n, s_n, \eta_n, \eta(75), \eta(50), \eta(25), \cos\varphi_n, \cos\varphi(75), \cos\varphi(50), \cos\varphi(25)$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m$
Guimarães <i>et al.</i> (2014)	Analítico	$P_n, s_n, I_n, I_p, T_n, T_p, T_m, \eta_n, \eta(75), \eta(50), \cos\varphi_n, \cos\varphi(75), \cos\varphi(50)$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m$
Wengerkievicz (2016)	AG	$I_1, P_{in}, P_{out}, \cos\varphi$ e η em 3 pontos	$R_1, R_2, X_2, R_c, X_m, P_{fw}, P_{sll}$
Lima (2016)	AG	$\text{Re}\{\mathbf{I}_1\}, \text{Im}\{\mathbf{I}_1\}$ em 3 pontos, P_{in}, Q_n	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, P_{fw}$
Bhowmick, Manna e Chowdhury (2018)	PSO	$R_1, R_2, I_n, I_0, P_n, \cos\varphi_n$	X_2, R_c e X_m
Amaral <i>et al.</i> (2020)	Analítico	$P_n, s_n, I_n, \eta_n, \eta(75), \eta(50), \cos\varphi_n, \cos\varphi(75), \cos\varphi(50)$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, P_{rot}$
Abdelwanis, Sahiemy e Hamida (2021)	PSO	$T_n, T_m, T_p, \cos\varphi_n$	R_1, X_1, R_2, X_2, X_m

4.6.5 Considerações sobre o circuito equivalente

Como visto, diferentes modelos são utilizados para representar os MITs, cada qual com suas aplicações e vantagens. Os modelos Π e Γ , por exemplo, são aplicados em alguns trabalhos em detrimento do modelo T sem R_c por questões de identificabilidade dos parâmetros a partir de medições externas (ALTURAS *et al.*, 2016). Uma análise sobre a unicidade do circuito equivalente também foi conduzida por Davey (2007), que salienta que alguns parâmetros, como R_1 e X_1 , têm valor único e podem ser determinados a partir das características construtivas do motor por simulação eletromagnética. Outros, como X_m, X_2 e

R_2 , dependem de considerações arbitrárias para fixar seu valor, caso contrário haveria infinitas soluções. Um exemplo é a estipulação da relação entre as reatâncias de dispersão.

De fato, Corcoles *et al.* (2002) indicou que os modelos sem perdas no ferro requerem a fixação de relações arbitrárias para tornar o sistema definido, ou seja, com solução unívoca. O modelo T com R_c , no entanto, é apontado como univocamente identificável, de modo que medições elétricas em três pontos de carga distintos seriam teoricamente suficientes para a determinação dos parâmetros. Uma vez que a presença de imprecisões nas medições é inevitável, os dados de referência devem contemplar um maior número de pontos de operação ou de grandezas para uma identificação precisa.

Outra questão frequentemente abordada na literatura se refere à necessidade de considerar a variação dos parâmetros do modelo em função do ponto de operação. De acordo com a bibliografia consultada, os principais fatores causadores de variação são a temperatura, o efeito pelicular e a saturação magnética.

A variação de temperatura causa a alteração das resistências do estator e do rotor e influencia tanto as perdas Joule como a curva de torque por escorregamento. Por este motivo, a correção das resistências está presente tanto nos métodos normatizados como em boa parte dos trabalhos mencionados.

O efeito pelicular sobre os parâmetros do rotor é considerado apenas quando se deseja contemplar a faixa de operação desde o escorregamento unitário, como em Pedra (2006), Haque (2008) e Guimarães *et al.* (2014). Isto é realizado pelo emprego do modelo de gaiola dupla ou de barras profundas, em que os valores dos parâmetros do rotor são funções do escorregamento. Para a faixa entre a velocidade síncrona e o ponto de torque máximo, no entanto, o modelo de gaiola simples com parâmetros constantes é considerado suficiente (JOHNSON, 1991). De fato, mesmo em Haque (2008) os parâmetros só são considerados variáveis a partir do ponto de torque máximo.

Quanto à saturação, segundo Akbaba e Rumeli (1995), os parâmetros R_1 , R_c e X_1 podem ser considerados constantes quando a máquina é alimentada diretamente pela rede elétrica. Klaes (1993) argumenta que, fisicamente, as resistências variam apenas com a temperatura, porém as indutâncias variam com o grau de saturação magnética e, com isso, alteram-se os fluxos magnéticos no interior da máquina e a relação de transformação efetiva entre os circuitos do rotor e do estator. Dessa forma, a resistência do rotor passa também a ser dependente do ponto de saturação. Os efeitos da saturação também são estudados por Monjo, Córcoles e Pedra (2013), que concluem ser necessário considerar o efeito da saturação

somente quando há variação significativa do nível de tensão, e que a reatância de magnetização pode ser considerada linear até o nível nominal de tensão.

Os parâmetros também podem ser alterados por ações de manutenção. Rebobinagens, por exemplo, podem resultar em alterações na bitola do fio, no seu material e no número de espiras. A redução do número de espiras influencia a intensidade do fluxo no entreferro, o fator de potência e a curva de torque por escorregamento. Como as perdas Joule no rotor são proporcionais ao escorregamento, seu valor na condição de plena carga também será influenciado por uma modificação do número de espiras no estator. As perdas no ferro podem ser alteradas após uma rebobinagem por conta de alterações no número de espiras ou do emprego de fogo para remoção do sistema de isolamento, e as perdas por atrito e ventilação tendem a diminuir após lubrificação (BORTONI *et al.*, 2007).

Muitos métodos apresentados nesta seção representam as perdas suplementares no circuito equivalente como uma resistência em série com o ramo do rotor ou do estator. Boglietti *et al.* (2008), por exemplo, sugerem a sua inclusão no estator para contemplar as perdas suplementares em vazio. A diferença da posição desta resistência reflete uma diferença entre as normas IEEE112 e IEC60034-2-1, visto que a primeira as estima como um percentual da potência de saída e a segunda como um percentual da potência de entrada. De acordo com Pillay *et al.* (2016), os percentuais da IEEE são mais adequados para motores pequenos, e o da IEC para motores maiores, ainda que ambas tendam a superestimar as perdas. Os autores propõem, através de uma análise estatística, que as perdas suplementares sejam estimadas como 1,1 % da potência de entrada. Visto que estas perdas aumentam quando há desbalanceamento e distorção da tensão de alimentação, a sua estimativa em função da potência de entrada seria mais correta. A validade do percentual sugerido, no entanto, pode não ser suficientemente geral para aplicação além da população de motores estudados.

4.7 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Neste capítulo, buscou-se traçar um panorama geral dos métodos disponíveis na literatura para estimativa do rendimento de motores em operação em campo. Os métodos encontrados apresentam grande diversidade de características em termos de complexidade e de perturbação na operação da máquina. Enquanto os métodos mais simples têm por principal limitação a imprecisão dos dados de referência, os mais precisos dependem da parada da máquina ou da alteração de sua condição operativa.

As abordagens que se destacaram por melhor precisão nos levantamentos feitos por Kueck *et al.* (1996), Hsu *et al.* (1998), Lu, Habetler e Harley (2006), Andrade, Moreira e Pontes (2009) e Santos *et al.* (2018) são baseadas nos métodos do torque no entreferro e do circuito equivalente. Ambos os métodos tem como principal obstáculo a dificuldade em obter os valores da resistência do enrolamento do estator e das perdas rotacionais. Como observado por Siraki e Pillay (2012), o método do circuito equivalente tem como vantagem a possibilidade de avaliar o desempenho da máquina em diferentes condições de alimentação e de carregamento, ao passo que pelo método do torque no entreferro avalia-se apenas a condição atual. Por esse motivo, o método do circuito equivalente é adotado neste trabalho. Ainda assim, visto que as limitações dos métodos são as mesmas, os desenvolvimentos devem contribuir para a aplicação de ambos os métodos.

Algumas estratégias identificadas neste levantamento bibliográfico são avaliadas neste trabalho empregando dados simulados e experimentais. A obtenção dos dados experimentais utilizados nesta investigação é abordada no capítulo a seguir.

5 OBTENÇÃO DE DADOS EXPERIMENTAIS

A bancada de ensaios instalada no Laboratório de Máquinas e Acionamentos Elétricos (LABMAQ) do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC foi utilizada neste trabalho para a realização de ensaios normatizados e para a coleta de dados para teste e validação de metodologias. Por ser uma bancada relativamente nova e projetada especialmente para o laboratório, foi necessário realizar um estudo de suas características metrológicas e realizar ajustes antes da coleta dos dados.

Este capítulo apresenta a bancada de ensaios, o levantamento de incertezas realizado durante o desenvolvimento desta tese e os ajustes realizados na bancada para permitir uma precisa determinação das características de motores de indução.

5.1 APRESENTAÇÃO DA BANCADA DE ENSAIOS

A bancada de ensaios utilizada neste trabalho foi especificada em parceria com a WEG Equipamentos Elétricos, e serve para realizar medições em motores sob condições controladas de alimentação e de carga mecânica. Composta por uma mesa de dinamômetros (MD) e uma mesa de instrumentação e comando (MIC), a estrutura permite testar motores com alimentação em até 380 V e potência de até 20 cv. A MD e a MIC são mostradas nas figuras 17 e 18, respectivamente.

Figura 17 – Mesa de dinamômetros (MD).

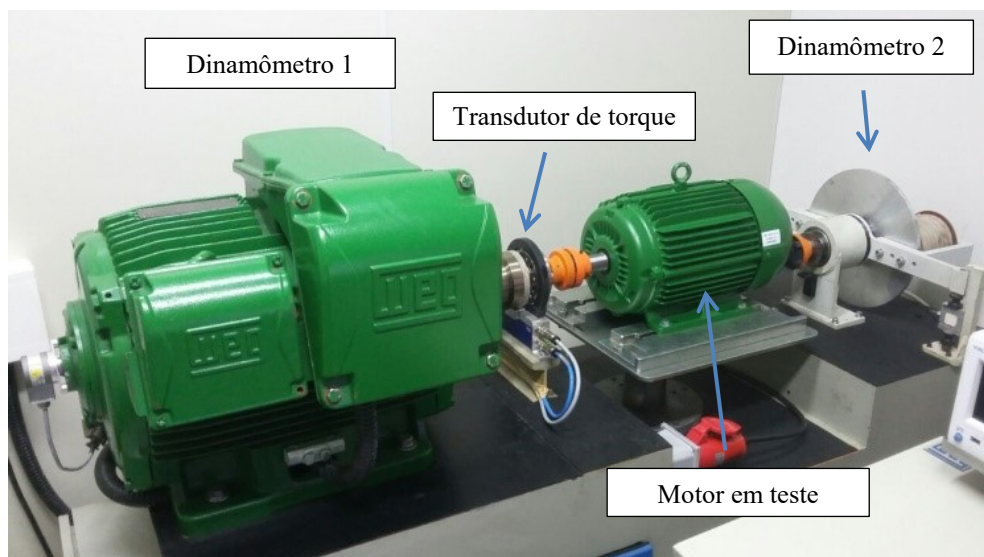
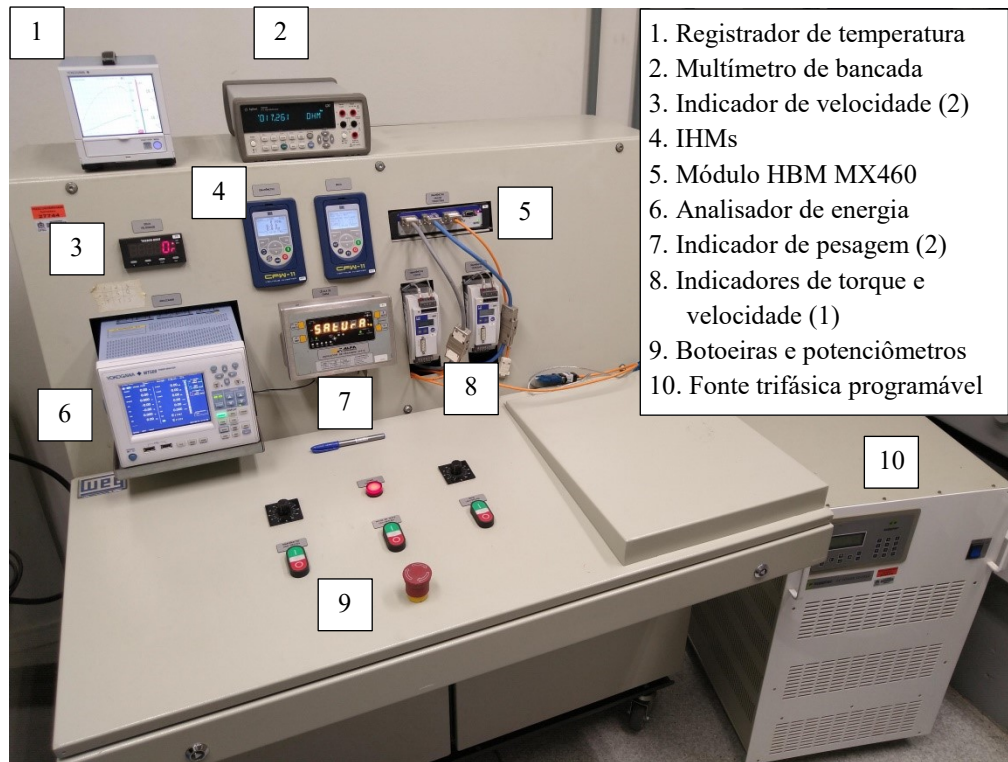


Figura 18 – Mesa de instrumentação e comando (MIC)



A mesa de dinamômetros apresentada na Figura 17 contém dois sistemas de dinamômetro nas extremidades, cada qual destinado a uma faixa de potência. No centro da mesa, entre os dois sistemas de dinamômetro, a máquina em teste é fixada a uma plataforma elevatória, que possibilita o alinhamento vertical do eixo. A conexão do motor em teste aos dinamômetros se dá por acoplamentos elásticos de garras, acelerando a montagem e desmontagem e compensando eventuais desalinhamentos.

O dinamômetro 1, à esquerda na Figura 17, constitui-se de um motor de indução de 30 cv, sem ventilação, operando como gerador assíncrono (com $s < 0$) controlado por inversor de frequência. Entre o seu eixo e o acoplamento com a máquina em teste, há um transdutor de torque T40B, da fabricante HBM, responsável por fornecer a medição de torque neste dinamômetro. Este transdutor também contém um sistema de medição da velocidade angular por *encoder* magnético. O dinamômetro 1 pode ser utilizado para motores de até 20 cv e permite a motorização da máquina em teste, se necessário.

O dinamômetro 2, à direita na Figura 17, é um freio eletromagnético com disco de Foucault, destinado ao teste de motores de até 2 cv. O disco de alumínio do freio é solidário ao eixo da máquina em teste, bem como a uma roda dentada usada para medição de velocidade. Um braço mecânico, com eixo de rotação concêntrico ao do disco, suporta as

bobinas de campo e pressiona uma célula de carga, através da qual se mede o torque no eixo do motor. O dinamômetro 2 não foi utilizado neste trabalho.

A mesa de instrumentação e controle, mostrada na Figura 18, contém os instrumentos de medição utilizados nos ensaios e os equipamentos para comando da MD, incluindo os sistemas de acionamento dos dinamômetros. O acionamento do dinamômetro 1 consiste de um inversor de frequência com controle vetorial, ao qual é conectado um banco de resistores para dissipar a energia convertida. A operação do sistema se dá pela interface homem máquina (IHM) do próprio inversor, por botoeiras de “liga/desliga” e por um potenciômetro que determina o torque imposto ao motor em teste. Já o acionamento do dinamômetro 2 é realizado por um conversor estático que controla a tensão contínua imposta às bobinas de campo. A operação deste dinamômetro é similar ao outro dinamômetro, por botoeiras liga/desliga, pela IHM do conversor e por um potenciômetro que determina o torque imposto à máquina em teste. Uma terceira botoeira do tipo liga/desliga controla a energização do motor em teste, e uma botoeira de emergência desativa completamente a MIC.

As medições elétricas (tensão, corrente, potência, frequência) são realizadas com um analisador de potência Yokogawa WT500 com três elementos de medição, cada qual com uma entrada isolada de tensão, um canal para medição de corrente sensor resistivo interno e uma entrada analógica para sensor externo de corrente.

Os sinais de torque e velocidade provenientes do transdutor T40B são processados por um módulo MX460 do fabricante HBM, o qual se comunica por interface Ethernet com um computador para visualização de dados. O transdutor também pode ser conectado a indicadores numéricos (HBM MP60), para visualização independente do computador. Os valores de torque e velocidade do dinamômetro 2 são apresentados em indicadores próprios.

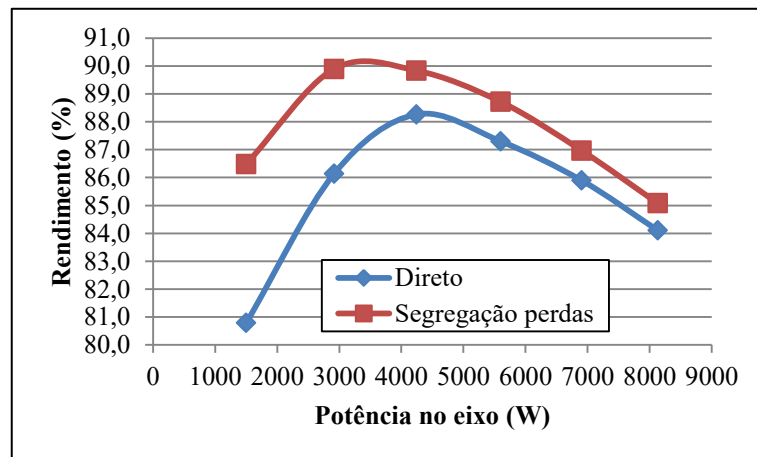
O monitoramento da temperatura do motor e da temperatura ambiente durante o ensaio é desempenhado por um registrador Yokogawa GP10, que recebe o sinal de dois termopares. A medição da resistência dos enrolamentos do motor em teste é realizada por um multímetro de bancada de 6 ½ dígitos Agilent 34410A.

A alimentação do motor em teste é fornecida por uma fonte eletrônica trifásica Supplier FCATH3000, com potência nominal de 30 kVA, tensão de saída entre 0 e 380 V e frequência fundamental entre 15 e 500 Hz. Por ser programável, a fonte permite a geração de formas de ondas desbalanceadas e distorcidas.

5.2 LEVANTAMENTO DE INCERTEZAS DE MEDIÇÃO

Em ensaios preliminares realizados na bancada, obtiveram-se resultados inconsistentes como os mostrados na Figura 19, em que são comparadas curvas de rendimento medidas por segregação de perdas e pelo método direto em um motor de 7,5 cv, 6 polos, com tensão nominal de 380 V. Um estudo de Agamloh (2009) indicou que diferenças da ordem de 2 % podem ser esperadas entre os dois métodos. No entanto, uma diferença de mais de 5 % é observada no ponto de menor carregamento, e o formato da curva obtida pelo método direto não segue um padrão uniforme. Estes resultados sinalizaram a necessidade de um estudo metrológico da bancada e do processo de medição.

Figura 19 – Curvas de rendimento medidas de forma direta e por segregação de perdas em motor de 7,5 cv e 6 polos.



A IEEE Std. 112 define incertezas instrumentais máximas para as grandezas medidas diretamente nos métodos A e B de determinação de eficiência, conforme indicado na Tabela 8. De acordo com Cao *et al.* (2006), estes limites resultam numa incerteza combinada de aproximadamente 0,17 pontos percentuais no rendimento nominal determinado por segregação de perdas. Resultados semelhantes foram obtidos através de outra metodologia por Bucci *et al.* (2016). O cuidado com as incertezas de medição é especialmente importante em estudos de rendimento, pois as incertezas associadas às potências de entrada e de saída têm ordem de grandeza próxima à das perdas.

Tabela 8 – Incertezas máximas admitidas pela IEEE Std. 112.

Grandeza	Incerteza máxima
Tensão	$\pm 0,2$ % do fundo de escala
Corrente	$\pm 0,5$ % da leitura
Potência	$\pm 1,0$ % da leitura
Frequência	$\pm 0,05$ % da leitura
Velocidade	± 1 rpm
Torque	$\pm 0,7$ % da leitura
Resistência	$\pm 0,2$ % do fundo de escala

Fonte: Adaptado de IEEE (2018)

O estudo metrológico realizado nesta tese teve por objetivo verificar o atendimento dos limites dispostos na norma e estimar, com base na teoria de propagação de incertezas, as incertezas combinadas associadas às medidas de perdas e de rendimento.

As normas IEEE Std. 112 e NBR17094-3 trazem, desde 2018, instruções simplificadas para a estimação da incerteza total de algumas grandezas envolvidas nos ensaios. O estudo apresentado, no entanto, foi desenvolvido antes de 2018 e foi baseado na bibliografia de Gonçalves Jr. e Sousa (2008) e na JCGM100:2008 (JCGM, 2008), conhecida pelo acrônimo GUM (do inglês *Guide to the expression of Uncertainty in Measurement*), que é a principal norma internacional para a avaliação das incertezas de medição. Os principais conceitos de metrologia envolvidos no estudo são brevemente apresentados a seguir.

5.2.1 Conceitos básicos de metrologia

Segundo Gonçalves Jr. e Sousa (2008), medir é o processo experimental de determinar o valor de uma grandeza física como um múltiplo ou fração de uma unidade de medida. No entanto, nenhuma medição é exata, de forma que sempre existe um erro associado à medição, isto é, um desvio entre o valor indicado e o valor verdadeiro do mensurando (JCGM, 2009). Os erros de medição podem ser causados por fatores humanos, por limitações do sistema de medição, por fatores ambientais, entre outras causas, e podem ser sistemáticos ou aleatórios. Enquanto os erros sistemáticos podem ser estimados e compensados por meio de correções, os erros aleatórios são imprevisíveis, gerando uma dúvida associada ao resultado de medição. Esta dúvida é quantificada pela incerteza de medição, que indica intervalo dentro do qual o erro aleatório é esperado para uma dada probabilidade (GONÇALVES JR.; SOUSA, 2008).

Os processos de medição são afetados simultaneamente por várias fontes de erro sistemático e aleatório. Para determinar o resultado de uma medição, é necessário fazer o

balanço das correções e das incertezas associadas a cada fonte de erro identificada no processo. A correção combinada é obtida pela soma das correções individuais relacionadas a cada fonte. A incerteza combinada, que é “o desvio-padrão resultante da ação combinada das componentes aleatórias de todas as fontes de incerteza” (GONÇALVES JR.; SOUSA, 2008), é determinada por técnicas de propagação de incertezas levando em conta a distribuição de probabilidade relacionada a cada fonte e as correlações existentes entre elas.

Um exemplo de fonte de erro com distribuição de probabilidade retangular é a resolução limitada de um sistema de medição, como as divisões de 1 mm em uma régua. O erro de medição associado tem igual probabilidade de assumir qualquer valor no intervalo delimitado pela metade da resolução, isto é, $\pm 0,5$ mm no exemplo da régua. Já a repetibilidade natural de um sistema de medição, como a dispersão observada em pesagens sucessivas de um corpo sólido, decorre de incontáveis fatores aleatórios e pode ser satisfatoriamente representada uma distribuição normal ou gaussiana.

Para fontes não correlacionadas, a incerteza combinada (u_c) é calculada pela raiz da soma dos quadrados das incertezas-padrão (u) de cada fonte ($x_1, x_2 \dots x_n$), como indicado em

$$u_c(x_1, x_2, \dots, x_n) = \sqrt{u^2(x_1) + u^2(x_2) + \dots + u^2(x_n)} \quad (5.1)$$

Este é geralmente o caso de medições diretas, isto é, em que o sistema de medição fornece diretamente o valor da grandeza de interesse. A incerteza-padrão relacionada às componentes com distribuição de probabilidade normal é o próprio desvio padrão. Para distribuições retangulares, a incerteza-padrão é calculada dividindo-se o limite de incerteza pela raiz quadrada de 3 (GONÇALVES JR.; SOUSA, 2008).

Em medições indiretas, o mensurando é o resultado de uma operação matemática entre medições diretas. Este é o caso do rendimento, que é a divisão da potência de saída pela potência de entrada, que também são medições indiretas em função de tensão, corrente, torque e velocidade. Novamente considerando fontes de incerteza não correlacionadas, a incerteza combinada pode ser calculada com base na Tabela 9, em que u_R indica a incerteza relativa, definida pela divisão da incerteza-padrão pelo valor da grandeza medida diretamente.

Tabela 9 – Expressões para o cálculo da incerteza combinada em medições indiretas

Operação	Cálculo da incerteza combinada
Soma ou subtração	$u(x_1 \pm x_2 \pm \dots \pm x_n) = \sqrt{\sum_{i=1}^n u^2(x_i)}$
Multiplicação ou divisão	$u_R(x_1^{\pm 1} x_2^{\pm 1} \dots x_n^{\pm 1}) = \sqrt{\sum_{i=1}^n u_R^2(x_i)}$
Caso geral	$u(f(x_1, x_2, \dots, x_n)) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} u(x_i) \right)^2}$

Fonte: Gonçalves Jr. e Sousa (2008)

No caso mais geral, a incerteza combinada de uma medição indireta definida por uma função $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ de variáveis correlacionadas é dada por

$$u(f(x_1, x_2, \dots, x_n)) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} u(x_i) \right)^2 + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i+1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} u(x_i) u(x_j) r(x_i, x_j) \right)} \quad (5.2)$$

em que $r(x_i, x_j)$ é o coeficiente de correlação entre as variáveis x_i e x_j . Por simplicidade, este caso não é abordado neste trabalho.

Por fim, a incerteza expandida expressa o intervalo esperado para a componente aleatória dos erros de medição para uma dada probabilidade. De forma simplificada, este valor é obtido pela multiplicação da incerteza combinada por um coeficiente de abrangência, que usualmente é o coeficiente t de Student correspondente à abrangência desejada. Assumindo que a distribuição de probabilidade da incerteza combinada seja normal, um coeficiente igual a 2 resulta em abrangência de 95,45 %.

5.2.2 Incerteza de tensão

A incerteza associada às medições de tensões na bancada de ensaios foi estimada com base nos dados fornecidos pelo fabricante do analisador de energia (YOKOGAWA, 2019). O equipamento oferece faixas de medição de 15, 30, 60, 100, 150, 300, 600 e 1000 V. Os motores ensaiados na bancada têm tensão nominal de 380 V ou de 220 V, sendo usadas apenas as faixas de 600 V e de 300 V, respectivamente. A Tabela 10 indica as fontes de incerteza da medição segundo a documentação do fabricante. Todas as distribuições são assumidas como retangulares com infinitos graus de liberdade.

Tabela 10 – Fontes de incerteza da medição de tensão.

Descrição	Fórmula	Distribuição
Precisão de tensão do analisador	0,1 % escala + 0,1 % leitura	Retangular
Efeito da temperatura ambiente fora da faixa recomendada (23 ± 5 °C)	0,03 % leitura / °C entre 5-18 e 28-40 °C	Retangular
Resolução limitada do analisador	0,01 V	Retangular

Considerando ensaios realizados na faixa de temperatura de 18 a 28 °C, a incerteza padrão associada à tensão em ensaios realizados em 380 V é calculada por

$$u(V_l) = \sqrt{\left(\frac{0,001.600 + 0,001.380}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0,01}{2\sqrt{3}}\right)^2} \quad (5.3)$$

e resulta em 0,566 V. Considerando uma abrangência de 95,45 %, a incerteza expandida é de 1,2 V, correspondente a 0,2 % do fundo de escala.

Para ensaios realizados em 220 V na faixa de 300 V, o mesmo procedimento resulta em incerteza expandida de 0,6 V, que também corresponde a 0,2 % do fundo de escala. Conclui-se, portanto, que a medição de tensão atende aos requisitos da norma.

5.2.3 Incerteza de corrente

A medição de corrente também é realizada pelo analisador de energia, empregando um sensor externo de corrente do tipo alicate para proteger o analisador contra correntes elevadas na partida ou em transitórios. O sensor é do modelo Yokogawa 96033, com corrente nominal de 50 A e sensibilidade de 10 mV/A. As faixas de medição direta da corrente, sem os transdutores, são 500 mA, 1, 2, 5, 10, 20 e 40 A, e considerando sensor externo, 50, 100, 200 e 500 mV, 1, 2, 5, 10 V. A Tabela 11 lista as fontes de incerteza da medição de corrente.

Tabela 11 – Fontes de incerteza da medição de corrente

Descrição	Fórmula	Distribuição
Precisão de corrente do analisador	0,1 % escala + 0,1 % leitura	Retangular
Efeito da temperatura ambiente fora da faixa recomendada (23 ± 5 °C)	0,03 % leitura / °C entre 5-18 e 28-40 °C	Retangular
Resolução limitada do analisador	0,1 mA	Retangular
Precisão do sensor externo	0,5 % leitura + 0,1 mV	Retangular
Precisão pela posição do sensor	0,5 % leitura	Retangular

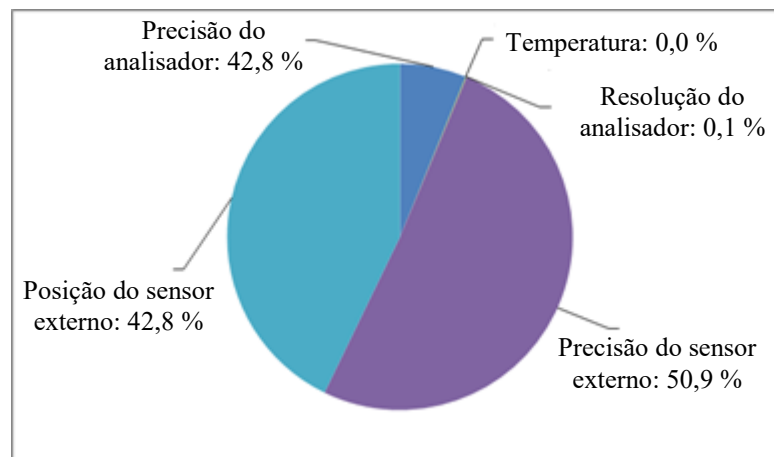
As leituras e as faixas de medição dependem fortemente do motor testado. Para avaliar a incerteza combinada de corrente, foram considerados o menor e o maior motor testados, com potências de 5 cv e 15 cv respectivamente.

Na condição nominal, a corrente do motor de 5 cv alimentado a 380 V é de 7,9 A, requerendo o emprego da faixa de 10 A (100 mV). Desconsiderando o efeito da temperatura ambiente, a incerteza expandida nesta condição é de 76 mA, que correspondem a 0,96 % da leitura, ou quase o dobro do limite estabelecido pela norma.

Para o motor de 15 cv, a corrente na condição nominal em 380 V é de 22,1 A, sendo ainda possível o uso da faixa de medição de 20 A (200 mV). Nesta condição, a incerteza expandida é de 195 mA, que correspondem a 0,88 % da leitura, violando novamente o limite estabelecido na norma.

A Figura 20 indica a composição da variância da corrente, isto é, da soma dos quadrados das incertezas padrão, considerando o caso do motor de 15 cv. Nota-se que o sensor de corrente é responsável por aproximadamente 93 % da variância total.

Figura 20 – Composição da variância associada à corrente.



5.2.4 Incerteza de potência ativa

A potência ativa também é medida pelo analisador de energia Yokogawa WT500. A escala de medição é definida como duas vezes o produto da escala de tensão pela escala de corrente. Às fontes de incerteza do analisador são adicionadas aquelas relacionadas ao módulo e ao ângulo da corrente inseridos pelo sensor externo de corrente. As fontes de incerteza da medição de potência são listadas na Tabela 12, em que S representa a potência aparente.

Tabela 12 – Fontes de incerteza da medição de potência.

Descrição	Fórmula	Distribuição
Precisão do analisador	0,1 % escala + 0,1 % leitura	Retangular
Efeito da temperatura ambiente fora da faixa recomendada (23 ± 5 °C)	0,03 % leitura / °C entre 5-18 e 28-40 °C	Retangular
Resolução limitada do analisador	0,1 W	Retangular
Influência do fator de potência	leitura × [0,1 % (1 + escala/S) + 0,2 % tan φ]	Retangular
Precisão do sensor externo de corrente	0,5 % leitura + 0,1 mV	Retangular
Precisão pela posição do sensor	0,5 % leitura	Retangular
Precisão de defasagem do sensor	1 ° = 0,01745 rad	Retangular

Neste caso, há incertezas com diferentes unidades. As incertezas em termos de módulo e ângulo de corrente são convertidas em termos de potência empregando a definição de potência trifásica em função dos módulos da tensão de linha e da corrente de linha e do fator de potência, conforme (2.13). Esta definição é utilizada em conjunto com o caso geral de cálculo da incerteza combinada indicado na Tabela 9, resultando nas expressões

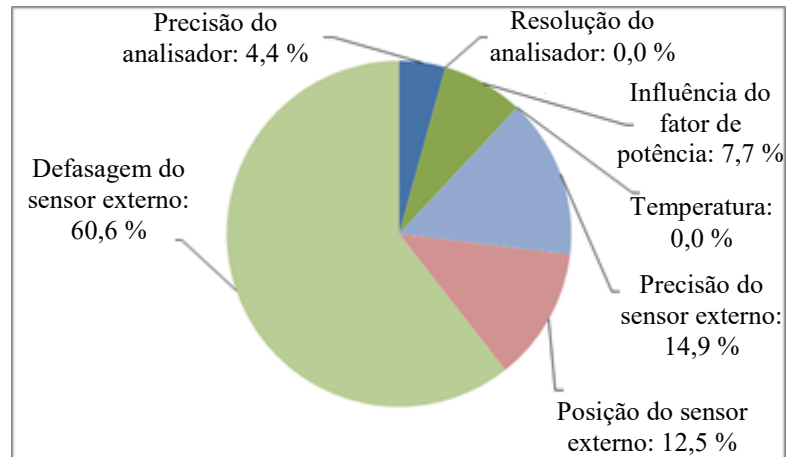
$$u(P_{in}(I_l)) = (\sqrt{3}V_l \cos \varphi) u(I_l) \quad (5.4)$$

$$u(P_{in}(\varphi)) = (\sqrt{3}V_l I_l \sin \varphi) u(\varphi) \quad (5.5)$$

Novamente, as incertezas são avaliadas para os motores de 5 cv e de 15 cv. No primeiro caso, a potência ativa na condição nominal é de aproximadamente 4,11 kW, com ângulo de fase correspondente de aproximadamente 38 °. A incerteza expandida de potência nesta condição é de 80 W ou 1,95 % da leitura, praticamente o dobro do limite estabelecido na norma.

Para o motor de 15 cv, com uma leitura de 12,32 kW e ângulo de fase de 32 °, a incerteza expandida é de 200 W ou 1,63 % da leitura. A composição da variância da potência ativa nesta condição é indicada na Figura 21. Novamente, o sensor externo responde pela maior parte da variância (88 %). Destaca-se a influência da defasagem inserida pelo sensor externo que, por ser proporcional ao seno de φ em (5.5), aumenta à medida que o fator de potência diminui.

Figura 21 – Composição da variância de potência ativa.



5.2.5 Incerteza de frequência

Segundo a documentação do fabricante (YOKOGAWA, 2019), a incerteza de frequência é de 0,06 % da leitura, o que é ligeiramente superior ao limite estabelecido na norma.

5.2.6 Incerteza do torque

O torque é medido pelo transdutor HBM T40B, com torque nominal (T_{nom}) e faixa de medição iguais a 200 Nm, que exporta o sinal medido na forma de uma onda quadrada cuja frequência varia linearmente de 30 kHz a 90 kHz para a faixa entre -200 Nm e 200 Nm. O transdutor é ligado ao amplificador MX460, que interpreta a frequência do sinal e exporta as formas de onda para um programa em LabVIEW executado em um notebook. O mensurando é o torque médio a cada segundo, que é calculado pela integração numérica dos ciclos completos de rotação nos primeiros 900 ms de cada janela. A Tabela 13 lista as fontes de incerteza da medição de torque.

Tabela 13 – Fontes de incerteza da medição de torque.

Descrição	Fórmula	Distribuição
Não linearidade e histerese	Entre 0 e 20 % T_{nom} : 0,01 % T_{nom} Entre 20 e 60 % T_{nom} : 0,02 % T_{nom}	Retangular
Repetibilidade	0,03 % da leitura máxima	Normal
Efeito da temperatura sobre a sensibilidade	0,05 % da leitura a cada 10 K em relação a 25°C	Retangular
Efeito da temperatura sobre o zero	0,05 % de T_{nom} a cada 10 K em relação a 25°C	Retangular
Tolerância da sensibilidade	0,1 % T_{nom}	Retangular
Deriva em 48h	0,03 % leitura	Retangular
Resolução limitada (MX460)	16 mHz, traduzidos em 0,107 mNm	Retangular
Tolerância de frequência (MX460)	0,01 % leitura de frequência	Retangular

Para o motor de 5 cv na condição de carregamento nominal, o torque medido é de 19,3 Nm, que resulta em incerteza expandida de 0,047 Nm ou 0,25 % da leitura, satisfazendo os requisitos da norma.

Para o motor de 15 cv, o torque na condição nominal é de 60,4 Nm, que resulta em incerteza expandida de 0,094 Nm ou 0,16 % da leitura, também satisfazendo a norma.

5.2.7 Incerteza de velocidade

A velocidade é medida por um *encoder* magnético incorporado ao transdutor de torque HBM T40B, que é ligado ao módulo MX460. O *encoder* fornece 1024 pulsos por rotação. O mensurando é a velocidade média a cada segundo, calculada por integração numérica da mesma forma que o torque. A única fonte de incerteza identificada na documentação do fabricante (HBM, 2021b) é resolução de medição de frequência do módulo MX460, que resulta numa incerteza de 0,6 rpm com distribuição retangular, satisfazendo portanto o requisito da norma.

5.2.8 Incerteza de resistência

A resistência é medida pelo multímetro de bancada Agilent 34410A na configuração de 4 fios. A mínima escala do equipamento é de 100 Ω . A incerteza máxima informada pelo fabricante nesta escala é de 0,01 % da leitura mais 0,004 % da escala (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2012), que por si satisfaz os requisitos da norma.

5.3 AJUSTES NA BANCADA

O levantamento de incertezas indicou que a medição de corrente e de potência não satisfazia os requisitos da norma e apontou o sensor externo de corrente como principal fator de aumento da incerteza, sendo necessária sua eliminação ou substituição. Além disso, outros fatores do processo de medição, como o procedimento de medição de resistência do estator após a desenergização e a medição dessincronizada de grandezas elétricas e mecânicas, foram aprimorados para evitar a inserção de erros adicionais.

5.3.1 Substituição do sensor de corrente

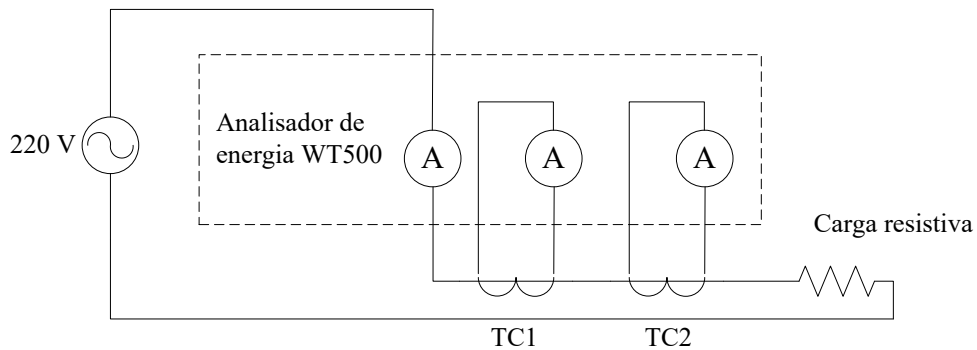
Os sensores de corrente do tipo alicate produzem erro de módulo e de fase na corrente, afetando duplamente o cálculo da potência ativa. O efeito problemático destes transdutores na incerteza de rendimento foi destacado em Kueck *et al.* (1996), que destacou também a variação da sensibilidade a cada abertura e fechamento.

A razão para o emprego destes elementos na bancada de ensaios fora, à época de sua especificação, a proteção do sensor interno de corrente do analisador de energia contra correntes elevadas na partida ou em transitórios. Para reduzir as incertezas de corrente e de potência sem colocar em risco o analisador, os sensores foram substituídos por transformadores de corrente (TCs) com as seguintes características:

- Relação de transformação 50:5 A;
- Incerteza de 0,3 % para carga padrão de 12,5 VA;
- Fator térmico 2.

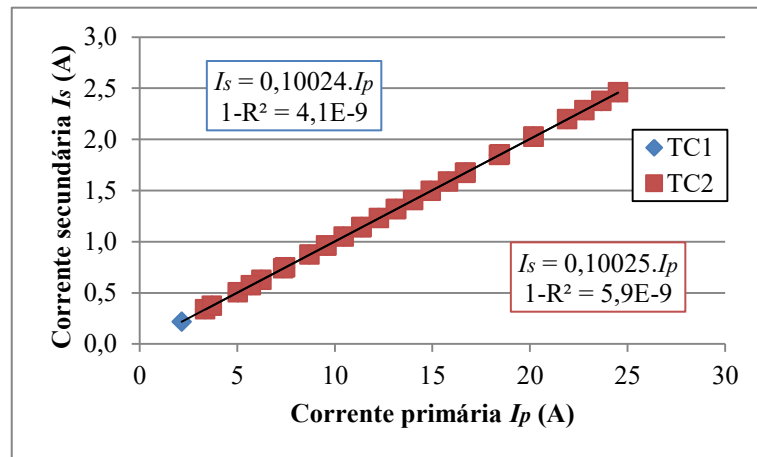
Os TCs foram submetidos a ensaios para aferição de suas características. A norma IEEE C5713:2016 (IEEE, 2016) define os procedimentos para ensaios de transformadores de instrumentação, porém os instrumentos disponíveis no laboratório não ofereceram precisão suficiente para sua execução. Os TCs foram então aferidos por um procedimento simplificado, ilustrado na Figura 22, em que se empregou o próprio analisador de energia para medir simultaneamente as correntes primárias (I_p) e secundárias (I_s) dos TCs. Pela alteração da carga resistiva, a corrente primária foi elevada até aproximadamente 25 A, tendo em vista o limite de 40 A para medição direta pelo analisador, e em seguida reduzida. Neste processo, 31 pontos de medição foram adquiridos, registrando-se o módulo e a defasagem entre as correntes.

Figura 22 – Esquema dos ensaios para aferição dos TCs.



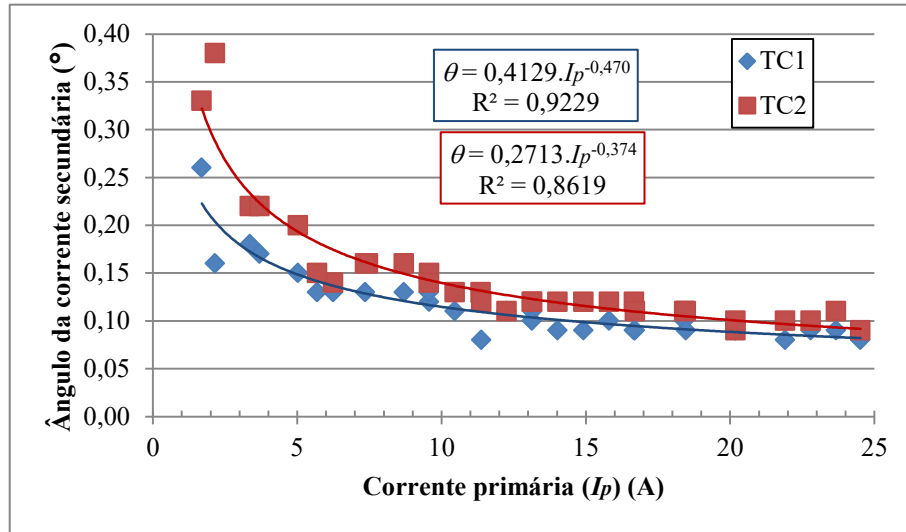
A Figura 23 apresenta os resultados da verificação das relações de transformação de dois TCs por meio de regressões lineares entre as correntes primária e secundária de cada transformador. Para o TC1, por exemplo, a relação indicada pela regressão é de 1:0,10024, que pode ser traduzida como 9,9758:1. Da mesma forma, as relações dos outros TCs foram determinadas como 9,9749:1 e 9,9742:1.

Figura 23 – Resultados do ensaio para aferição da relação de transformação dos TCs.



A influência dos TCs sobre o ângulo da corrente também foi avaliada. Conforme indicado na Figura 24, a corrente no secundário dos TCs está adiantada em relação à corrente primária, com diferença de ângulo inferior a $0,25^\circ$ para correntes primárias maiores que 4 A.

Figura 24 – Ângulo da corrente secundária dos TCs em relação à primária.



As expressões obtidas por ajuste de curvas podem ser usadas para corrigir o ângulo da corrente medida através dos TCs. De forma simplificada, um ajuste médio para a defasagem dos dois TCs é dado por

$$\varphi_{cor} = \varphi_{med} + 0,340 I_p^{-0,424} \quad (5.6)$$

que resulta em uma incerteza residual de $0,06^\circ$, e o fator de correção para a potência é dado por

$$k_\varphi = \frac{\cos(\varphi_{cor})}{\cos(\varphi_{med})} \quad (5.7)$$

Para evitar o trabalho adicional das correções, por simplicidade considera-se neste trabalho a incerteza máxima de ângulo de $0,25^\circ$ e a incerteza máxima da relação de transformação de $0,07\%$ da leitura, calculada a partir dos desvios residuais com as relações de transformação determinadas nos ensaios.

Com estes novos dados, a incerteza combinada de corrente para o motor de 5 cv passou a ser de 22 mA ou $0,28\%$ da leitura, e para o motor de 15 cv, 52 mA ou $0,24\%$ da leitura. A incerteza combinada de potência ativa para o motor de 5 cv passou a ser de 34 W ou $0,82\%$, e para o motor de 15 cv, 80 W ou $0,65\%$. Dessa forma, os limites máximos de incerteza da norma foram satisfeitos para todas as grandezas medidas.

5.3.2 Aparato para medição de resistência

O ensaio de elevação de temperatura da norma IEEE112 requer a medição da temperatura dos enrolamentos logo após o desligamento da máquina, seja por meio de termômetro ou da medição da resistência do enrolamento. Para que o valor medido possa ser assumido como a temperatura no momento do desligamento, a norma delimita um atraso admissível entre o desligamento e a medição, como indicado na Tabela 14. Caso este tempo não seja respeitado, deve-se plotar um gráfico de medições sucessivas em função do tempo e extrapolar a curva para o instante do desligamento.

Tabela 14 – Atraso admissível entre o desligamento da máquina e a medição da temperatura dos enrolamentos.

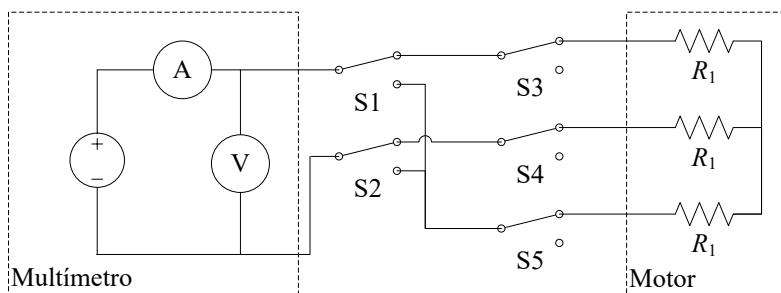
Potência nominal		Tempo após o desligamento (s)
kVA	kW	
< 50	< 38	30
50 – 200	38 – 150	90
> 200	> 150	120

Fonte: IEEE, 2018

A configuração de ensaio adotada anteriormente não permitia que a resistência do estator fosse medida dentro da janela de 30 segundos indicada na Tabela 14. O procedimento incluía a desconexão de uma tomada trifásica pela qual o motor é alimentado e a subsequente ligação manual do multímetro com garras jacaré aos pinos desta tomada, em três combinações de pares de pinos para contemplar as resistências entre todos os terminais. Além de lento, o processo demandava a participação de mais de um operador.

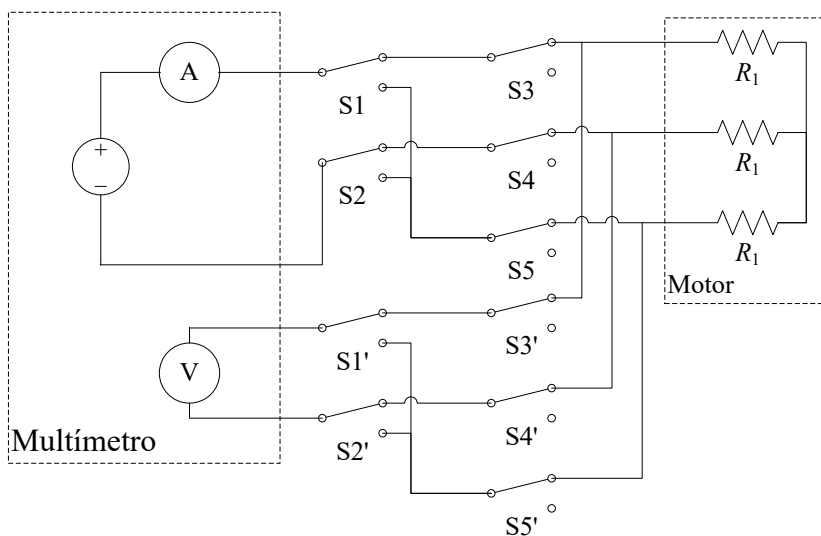
Para tornar o processo mais fácil, rápido e preciso, foi desenvolvido no escopo desta tese um aparato para conexão rápida do multímetro e comutação dos seus terminais entre as fases do motor. Um esquema simplificado do conceito é ilustrado na Figura 25, em que o multímetro é representado como um conjunto de fonte, amperímetro e voltímetro. Os relés S3, S4 e S5 à direita são responsáveis pela isolação do multímetro durante a operação do motor, enquanto os relés S1 e S2 à esquerda comutam os terminais do multímetro entre os três terminais do motor.

Figura 25 – Esquema básico do sistema de comutação.



Um esquema real do sistema de comutação é apresentado na Figura 26, contemplando a medição de resistência a quatro fios pelo multímetro. Isto é viabilizado pela duplicação do conceito apresentado na Figura 25 para os dois canais do multímetro, um responsável pela injeção de corrente no circuito e outro pela medição da tensão sobre os terminais. Esta topologia evita a influência das resistências parasitas dos relés e dos cabos, o que é especialmente crítico na medição de resistências de baixo valor como é o caso de enrolamentos de motores e de transformadores.

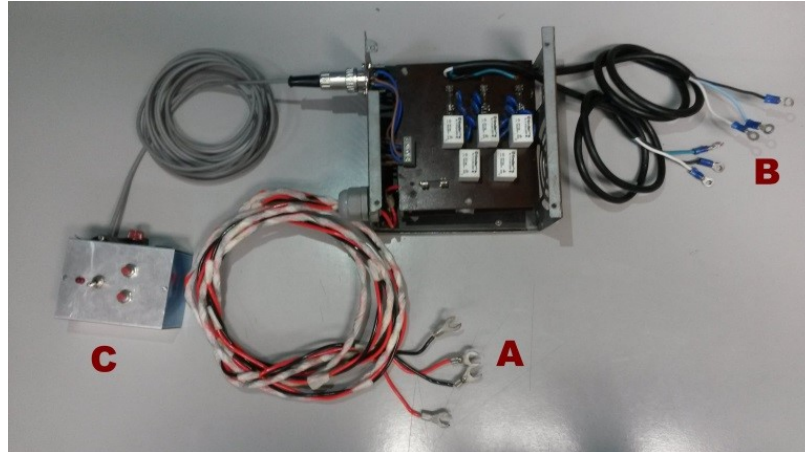
Figura 26 – Sistema de comutação para medição de resistência a quatro fios.



No sistema proposto, os relés correspondentes dos dois canais operam em conjunto e são acionados por interruptores manuais. A construção do sistema é apresentada na Figura 27, em que a letra A indica os terminais destinados à fonte de medição, B indica os terminais que devem ser ligados ao motor e C indica o controle remoto que contém os interruptores. Por segurança, o circuito de alimentação dos relés passa pelos terminais auxiliares de uma

contatora que alimenta o motor em teste. Com este intertravamento, a conexão do multímetro com o motor em operação é impossibilitada.

Figura 27 – Construção do sistema de comutação para medição de resistência.



Com este aprimoramento, tornou-se possível medir os valores das resistências do estator em poucos segundos após a parada total do eixo, num tempo total estimado de 10 segundos. O desenvolvimento do sistema foi o tema de um artigo apresentado no 13º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (AURICH *et al.*, 2018).

5.3.3 Aprimoramentos complementares

Paralelamente ao desenvolvimento desta tese, dois outros aprimoramentos do processo de medição foram realizados.

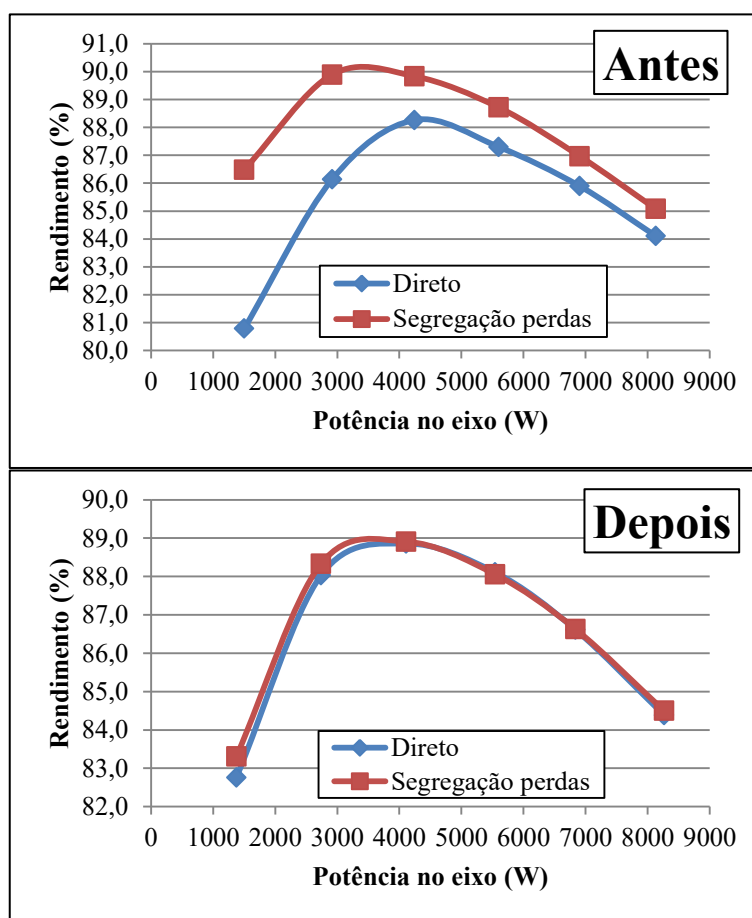
Brescovitt (2020), em seu trabalho de conclusão de curso coorientado pelo autor desta tese, desenvolveu um sistema em LabVIEW[®], da National Instruments, para comunicação e controle dos diversos instrumentos da bancada, reunindo em uma só interface as medições elétricas, mecânicas e de resistência. Isto torna os ensaios mais rápidos e práticos, mitigando fontes de erro representadas pela falta de simultaneidade entre medições de diferentes instrumentos (CAO *et al.*, 2016) e pela variação de temperatura dos enrolamentos em testes prolongados (IEEE, 2018). A integração das medições elétricas e mecânicas também possibilitou o cálculo em tempo real do rendimento pelo método direto, que é mostrado continuamente em um indicador numérico.

Martins (2020), em um TCC coorientado pelo autor da tese, estruturou e documentou os procedimentos de ensaio na bancada. O trabalho teve como resultado um completo manual para a operação e a padronização de aspectos práticos envolvidos nos ensaios.

5.4 RESULTADOS

O motor de 7,5 cv e 6 polos cujas curvas foram apresentadas no início do capítulo foi novamente testado após as adequações no aparato experimental. As curvas de rendimento obtidas nos ensaios antes e depois dos ajustes são apresentadas na Figura 28. Os resultados obtidos após os ajustes mostram uma concordância muito superior entre as curvas, em termos de valores e de formato, evidenciando a eficácia dos aprimoramentos realizados na bancada e nos procedimentos associados.

Figura 28 – Curvas de rendimento do motor 7,5 cv 6 polos antes e depois dos ajustes.



5.4.1 Incertezas na condição nominal

Além das incertezas relacionadas às grandezas medidas diretamente durante os ensaios, desejou-se estimar a incerteza associada às perdas e ao rendimento.

No método de segregação de perdas, o rendimento é medido indiretamente a partir da potência de entrada e do somatório das perdas determinadas individualmente, como indicado em

$$P_L = P_{j1} + P_c + P_{j2} + P_{fw} + P_{sll} \quad (5.8)$$

A incerteza associada às perdas pode ser estimada pela combinação das incertezas associadas a cada elemento da soma, empregando a primeira expressão da Tabela 9. No entanto, a determinação das incertezas individuais é complexa, pois envolve grandezas correlacionadas e operações elaboradas entre grandezas medidas diretamente, como as regressões lineares através das quais se determinam P_c , P_{fw} e P_{sll} . Este expediente foi realizado por Bucci *et al.* (2016), que comparou as incertezas de rendimento resultantes dos métodos direto e de segregação de perdas, concluindo que as incertezas do segundo representam aproximadamente a metade das incertezas do primeiro.

Outra metodologia sugerida no GUM (JCGM, 2008) e utilizada por Cao *et al.* (2016) consiste em calcular numericamente as derivadas parciais da perda total em relação a cada variável e utilizar a terceira expressão da Tabela 9 para estimar a incerteza total. O próprio GUM, no entanto, reconhece que estas abordagens podem não ser adequadas para modelos de medição não lineares ou quando as derivadas parciais têm magnitudes muito diferentes. Nestes casos, a estimação pode ser baseada em métodos de Monte Carlo, em que conjuntos aleatórios de valores são gerados para cada grandeza com base nas respectivas distribuições de probabilidade. Uma avaliação baseada nesta estratégia está em desenvolvimento em outros trabalhos no grupo de pesquisa em que se desenvolveu esta tese.

Neste trabalho, por simplicidade, optou-se por modelar a perda total (P_L) e o rendimento pelas definições do método direto, conforme

$$P_L = P_{in} - \frac{2\pi}{60} T_{out} N \quad (5.9)$$

$$\eta = \frac{2\pi}{60} \frac{T_{out} N}{P_{in}} \quad (5.10)$$

de forma que valores majorantes de suas incertezas podem ser estimados por

$$u(P_L) = \sqrt{u^2(P_{in}) + \left[\frac{2\pi}{60} Nu(T_{out}) \right]^2 + \left[\frac{2\pi}{60} T_{out} u(N) \right]^2} \quad (5.11)$$

$$u(\eta) = \frac{2\pi}{60} \frac{T_{out} N}{P_{in}} \sqrt{u_R^2(T_{out}) + u_R^2(N) + u_R^2(P_{in})} \quad (5.12)$$

Uma abordagem semelhante foi realizada por Kärkkäinen *et al.* (2019).

Na Tabela 15 são comparadas as incertezas instrumentais associadas às perdas e ao rendimento antes e depois das adequações propostas, considerando os valores medidos nos ensaios de três motores. Nota-se que as incertezas foram reduzidas a menos da metade de seus valores iniciais.

Tabela 15 – Comparação das incertezas de perdas e de rendimento antes e depois dos ajustes para três motores na condição de plena carga.

Potência (cv)	5	7,5	15
Polos	4	6	4
Perdas a plena carga (W)	573	895	1304
 Incerteza anterior (%)	13,5	12,8	17,4
 Incerteza atual (%)	6,1	6,1	7,6
Rendimento (%)	86,6	86,0	89,4
 Incerteza anterior (%)	1,7	1,7	1,5
 Incerteza atual (%)	0,7	0,8	0,6

5.4.2 Incertezas em função do carregamento

A avaliação das incertezas associadas às perdas e ao rendimento em carregamentos parciais é ilustrada para o motor de 5 cv na Tabela 16. Os resultados indicam que as incertezas aumentam com o decréscimo da carga, sem ultrapassar, no entanto, o nível de 10 % para as perdas e 2 % para o rendimento.

Tabela 16 – Incertezas em função do carregamento para motor de 5 cv.

Carregamento (%)	25	50	75	100	125	150
Perdas (W)	287	344	430	589	790	1038
 Incerteza (%)	9,5	8,8	7,8	6,4	5,3	4,4
Rendimento (%)	76,8	84,6	86,5	86,6	85,7	84,3
 Incerteza (%)	1,6	1,1	0,9	0,7	0,6	0,5

5.4.3 Resultados complementares

O estudo metrológico foi estendido a outras aplicações de análise de máquinas elétricas rotativas em desenvolvimento no grupo de pesquisa. Em especial, o processo

computacional para identificação de componentes relacionadas à rotação mecânica no espectro de frequência do campo magnético disperso de máquinas síncronas foi aprimorado com base no estudo da incerteza associada à resolução em frequência da transformada discreta de Fourier. Os principais resultados do estudo são disponibilizados nos apêndices.

5.4.4 Dados experimentais de referência

Após os ajustes na bancada, sete motores comerciais de dois fabricantes nacionais, com diferentes números de polos, potências e categorias, foram ensaiados na bancada conforme o método B da IEEE Standard 112. Seus dados de catálogo são apresentados na Tabela 17. Um sumário das características determinadas nos testes é fornecido na Tabela 18.

Tabela 17 – Dados de catálogo dos motores testados.

Motor	1	2	3	4	5	6	7
Fabricante	A	A	A	A	B	B	B
Categoria	H	N	N	D	N	N	N
Potência (kW)	3,7	5,5	11	3,7	3,7	5,5	11
Polos	4	6	4	4	4	6	4
Tensão (V)	380	380	380	380	380	380	380
Corrente (A)	7,89	12,6	21,8	8,86	8,2	12,2	21,4
Rotação (rpm)	1730	1165	1760	1650	1740	1160	1760
η_n (%)	89,0	91,0	92,4	79,3	87,5	88,0	91,0
$\eta_{(75)}$ (%)	88,5	89,5	91,5	78,2	85,1	86,0	89,0
$\eta_{(50)}$ (%)	87,5	88,0	90,6	75,0	83,1	84,1	88,1
$\cos\varphi_n$	0,80	0,73	0,83	0,80	0,78	0,78	0,86
$\cos\varphi_{(75)}$	0,73	0,65	0,76	0,72	0,72	0,72	0,86
$\cos\varphi_{(50)}$	0,60	0,52	0,63	0,59	0,58	0,60	0,77
T_n (N.m)	20,3	45,3	59,7	21,3	20,2	45,4	59,8
T_m/T_n (%)	350	270	350	400	290	300	300
T_p/T_n (%)	390	220	250	400	240	200	230
I_p/I_n	7,4	6,9	8,3	7,7	7,5	6,2	8,0

Tabela 18 – Sumário de características medidas em testes pelo método B da IEEE Std. 112.

Motor	1	2	3	4	5	6	7
$\eta_{(100)}$ (%)	88,0	88,1	91,6	80,3	86,6	86,0	89,4
$\eta_{(75)}$ (%)	88,5	88,7	92,1	82,2	86,5	86,2	89,9
$\eta_{(50)}$ (%)	87,5	87,8	91,6	81,7	84,6	84,6	89,2
$\eta_{(25)}$ (%)	81,8	82,6	87,9	74,7	76,8	77,4	84,5
$\cos\phi_{(100)}$	0,784	0,733	0,837	0,839	0,782	0,760	0,882
$\cos\phi_{(75)}$	0,708	0,660	0,776	0,781	0,697	0,693	0,843
$\cos\phi_{(50)}$	0,576	0,534	0,656	0,666	0,561	0,573	0,750
$\cos\phi_{(25)}$	0,363	0,333	0,431	0,451	0,355	0,373	0,540
I_0 (A)	4,27	6,841	9,744	3,7218	4,591	6,627	7,504
P_{in0} (W)	183	255,2	344	284	260,2	356,4	452,8
$N_{(100)}$ (rpm)	1730,4	1167,5	1763,0	1631,7	1735,2	1161,9	1753,7
R_1 a 25 °C (Ω)	0,8606	0,4468	0,2697	0,7058	0,9191	0,5296	0,2963
t_s (°C)	77,4	76,4	90,9	96,3	76,8	82,8	92,8
P_c (W)	102,8	155,2	208,4	206,2	155,3	204,4	256,6
P_{fv} (W)	26,3	25,6	43,5	42,2	38,4	69,5	135,6
$P_{sll(100)}$ (W)	24,6	139,8	62,6	93,4	30,6	121,0	138,0

Os dados de ensaio coletados para a execução do método B (segregação de perdas) foram empregados em paralelo para a determinação do circuito equivalente segundo o método F, considerando o ponto de carga na condição nominal como ensaio de impedância do tipo 3. Os valores dos parâmetros do circuito equivalente dos sete motores são apresentados na Tabela 19.

Tabela 19 – Valores de parâmetros do circuito equivalente determinados pelo método F, com resistências corrigidas para a temperatura especificada.

Motor	1	2	3	4	5	6	7
R_1 (Ω)	1,024	0,5342	0,3712	0,8976	1,099	0,6454	0,3712
X_1 (Ω)	1,795	2,153	0,8028	1,813	1,894	1,755	0,8028
R_2 (Ω)	1,237	0,5410	0,2802	2,741	1,154	0,623	0,2802
X_2 (Ω)	4,174	3,213	1,198	2,324	2,785	2,619	1,198
R_c (Ω)	1248	768,4	502,6	606,3	821,8	579,3	502,6
X_m (Ω)	49,50	29,93	28,27	56,66	45,42	31,18	28,27

Nas seções seguintes, estes dados são utilizados para testes e validação de metodologias existentes ou em desenvolvimento.

6 RESULTADOS DE METODOLOGIAS EXISTENTES

Nos capítulos anteriores, verificou-se que os principais métodos para determinação do rendimento de MITs em campo se baseiam em segregação de perdas, cálculo do torque eletromagnético ou modelagem por circuito equivalente. A principal limitação identificada nas três abordagens é a determinação da resistência do estator e das perdas rotacionais. A determinação destes valores em campo depende de práticas como a medição direta da resistência, a instalação prévia de um componente para injeção de componente contínua, a realização de um ensaio em vazio ou a disponibilidade de dados de testes anteriores.

Para contornar estas práticas, podem-se usar técnicas como a identificação de todos ou parte dos parâmetros por medições externas pouco intrusivas ou a estimação dos parâmetros do circuito equivalente por dados de catálogo, cuja imprecisão é a maior limitação.

Uma investigação inicial de métodos para estimação dos parâmetros do circuito equivalente a partir de dados de catálogo foi realizada no início do desenvolvimento deste trabalho (WENGERKIEVICZ *et al.*, 2017), focando apenas naqueles com caráter analítico ou iterativo. Com base nos resultados deste estudo, e considerando a disponibilidade de dados experimentais obtidos na bancada e de novos métodos reportados na literatura desde então, um novo estudo foi realizado para comparar os métodos existentes e verificar suas limitações. Para limitar o escopo, os critérios para seleção foram: i) ausência de medição direta da resistência, de ensaio em vazio e de alteração no ponto de operação da máquina; ii) dispensa de dados de ensaio anteriores; iii) descrição suficiente do método para sua reprodução; iv) diferença relevante em relação a outros métodos. Devido à grande diversidade das características, o estudo considerou separadamente os métodos analíticos e os baseados em técnicas de otimização.

6.1 AVALIAÇÃO DE MÉTODOS ANALÍTICOS E ITERATIVOS

Seis métodos analíticos foram avaliados: Natarajan e Misra (1989), doravante denominado NM; Haque (1993); Goldemberg (1992); Lee *et al.* (2012); Guimarães *et al.* (2014) e Amaral *et al.* (2018). A análise se deu em três etapas: i) verificação de robustez; ii) verificação de precisão com dados sintéticos, isto é, simulados a partir de parâmetros conhecidos; iii) comparação das perdas calculadas com valores medidos em ensaios. As características dos seis métodos avaliados são sumarizadas na Tabela 20.

Tabela 20 – Métodos analíticos e iterativos testados.

Referência	Método numérico	Entradas	Saídas
Natarajan e Misra (1989)	Analítico	$P_n, \eta_n, \cos\varphi_n, s_n, T_p, \eta_{(50)}, \cos\varphi_{(50)}$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, P_{fw}$
Haque (1993)	Iterativo	$P_n, \eta_n, \cos\varphi_n, s_n, T_p, \eta_{(50)}, \cos\varphi_{(50)}$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, P_{fw}$
Goldemberg (1992)	Analítico	$P_n, s_n, I_n, I_p, T_n, T_p, T_m, \eta_n, \eta_{(75)}, \eta_{(50)}, \cos\varphi_n, \cos\varphi_{(75)}, \cos\varphi_{(50)}$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m$
Lee <i>et al.</i> (2012)	Iterativo	P_n, η_n, Q_n, I_p	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, P_{fw}$
Guimarães <i>et al.</i> (2014)	Analítico	$P_n, \eta_n, \cos\varphi_n, s_n, T_n, I_n, I_p, T_p, T_m, \eta_{(75)}, \eta_{(50)}, \cos\varphi_{(75)}, \cos\varphi_{(50)}$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m, R_{2p}, X_{2p}$
Amaral <i>et al.</i> (2020)	Analítico	$P_n, s_n, I_n, \eta_n, \eta_{(75)}, \eta_{(50)}, \cos\varphi_n, \cos\varphi_{(75)}, \cos\varphi_{(50)}$	$R_1, X_1, R_2, X_2, R_c, X_m$

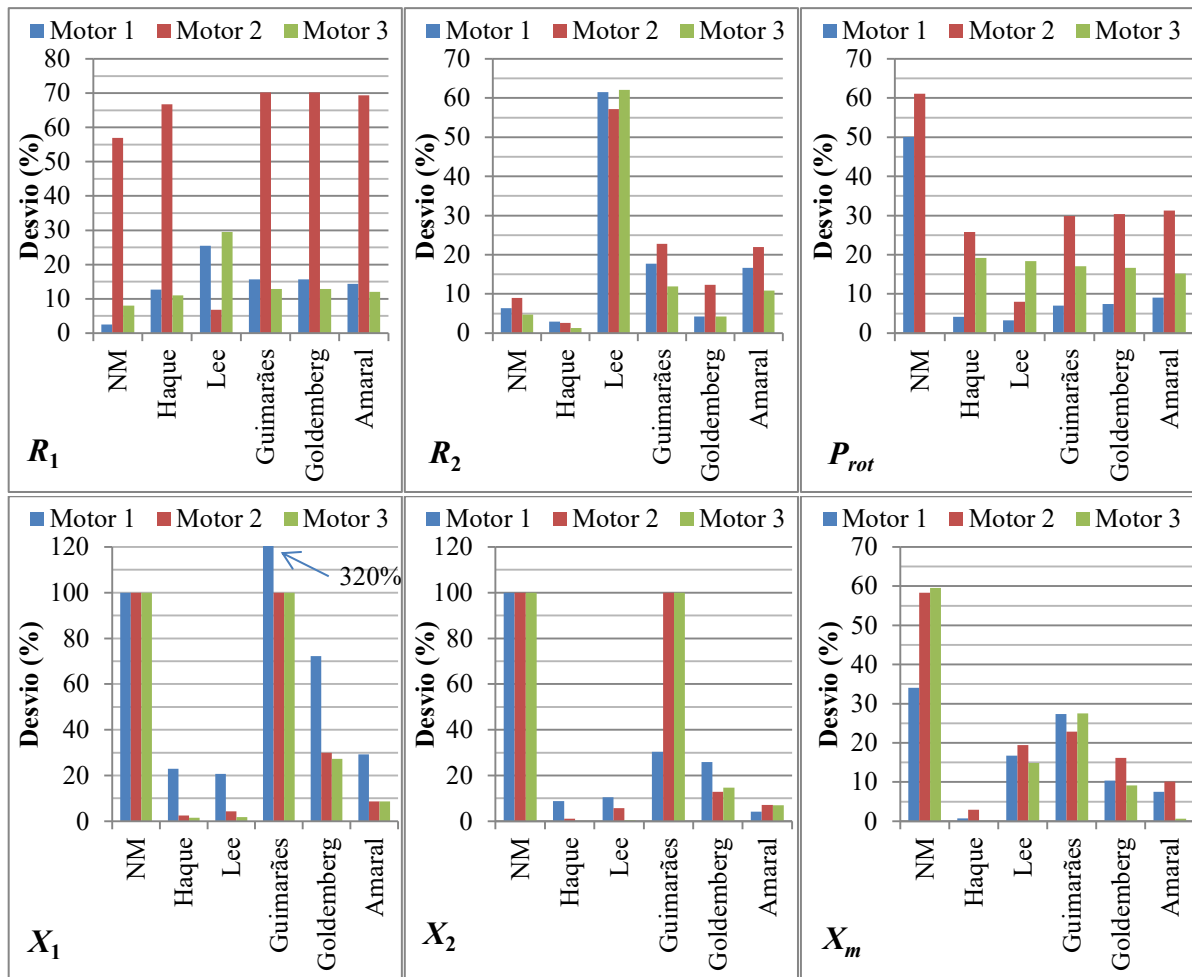
A robustez dos métodos foi avaliada pela ocorrência de inconsistências ou resultados absurdos na execução dos métodos com dados de catálogo de 200 motores de baixa tensão, com diferentes números de polos e potência nominal entre 1 e 650 cv. Definiram-se como inconsistências os valores de parâmetros elétricos menores ou iguais a zero ou complexos, valores de parâmetros do estator ou do rotor superiores a 1 pu e perdas rotacionais menores do que 0 ou superiores a 1 pu, empregando a tensão e a potência nominal como valores de base. As perdas rotacionais são aqui consideradas como a soma das perdas no ferro e por atrito e ventilação, como forma de padronização. Os resultados são apresentados na Tabela 21 e indicam uma grande ocorrência de inconsistências nos métodos de NM e Guimarães, especialmente na determinação das reatâncias de dispersão.

Tabela 21 – Resultados do teste de robustez com catálogo comercial de 200 motores.

Parâmetro	Quantidade de inconsistências					
	NM	Haque	Lee	Guimarães	Goldemberg	Amaral
R_l	1	-	-	-	-	-
X_l	200	-	-	200	-	-
R_2	-	-	-	-	-	-
X_2	200	-	-	-	-	-
R_c	-	-	-	-	-	-
X_m	-	-	-	39	-	-
P_{rot}	1	-	-	-	-	-

A precisão dos métodos foi avaliada pela sua aplicação a dados de catálogo simulados a partir de parâmetros conhecidos e pela subsequente verificação dos desvios entre os valores resultantes e os originais. Para tanto foram usados os valores de parâmetros dos motores 1, 2 e 3 apresentados na seção 5.4.4, com potências nominais de 5, 7,5 e 15 cv, respectivamente. A utilização de dados simulados teve por objetivo evitar a influência das imprecisões dos dados reais. Os desvios obtidos para cada método, parâmetro e motor são mostrados na Figura 29.

Figura 29 – Resultado dos testes de precisão com dados simulados por parâmetros conhecidos.

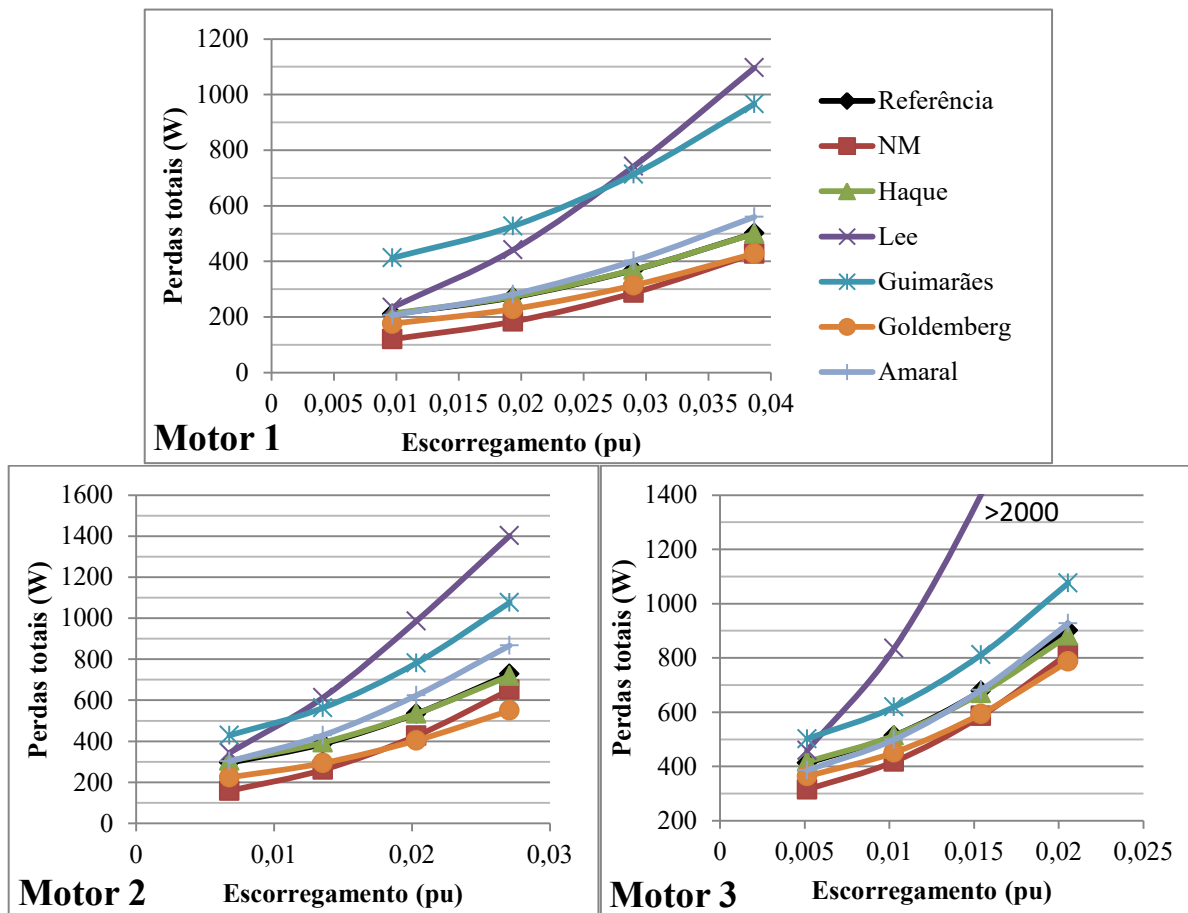


O método de NM (1989) resultou em valores irrealistas de X_1 e de X_2 para os três motores. A estes parâmetros foi atribuído o valor 0 para a continuidade dos cálculos, como se pode ver pelos desvios de exatamente 100%. A mesma dificuldade na determinação das reatâncias de dispersão é observada no método de Guimarães *et al.* (2014). O método de

Haque (1993) destacou-se pelos baixos desvios de praticamente todos os parâmetros, com exceção e R_1 e P_{rot} , cuja identificação aparenta ser uma dificuldade de todos os métodos.

A Figura 30 apresenta as curvas de perdas totais em função do escorregamento, calculadas com os valores de parâmetros resultantes de cada método para os três motores, bem como com os parâmetros de referência usados para a geração dos dados sintéticos de catálogo. É notável a excelente concordância dos resultados do método de Haque (1993) com a curva de referência para os três motores, a despeito do elevado desvio de R_1 para o motor 2, e o desvio significativo das curvas resultantes dos métodos de Lee *et al.* (2012) e de Guimarães *et al.* (2014), mesmo com o emprego de dados de catálogo ideais.

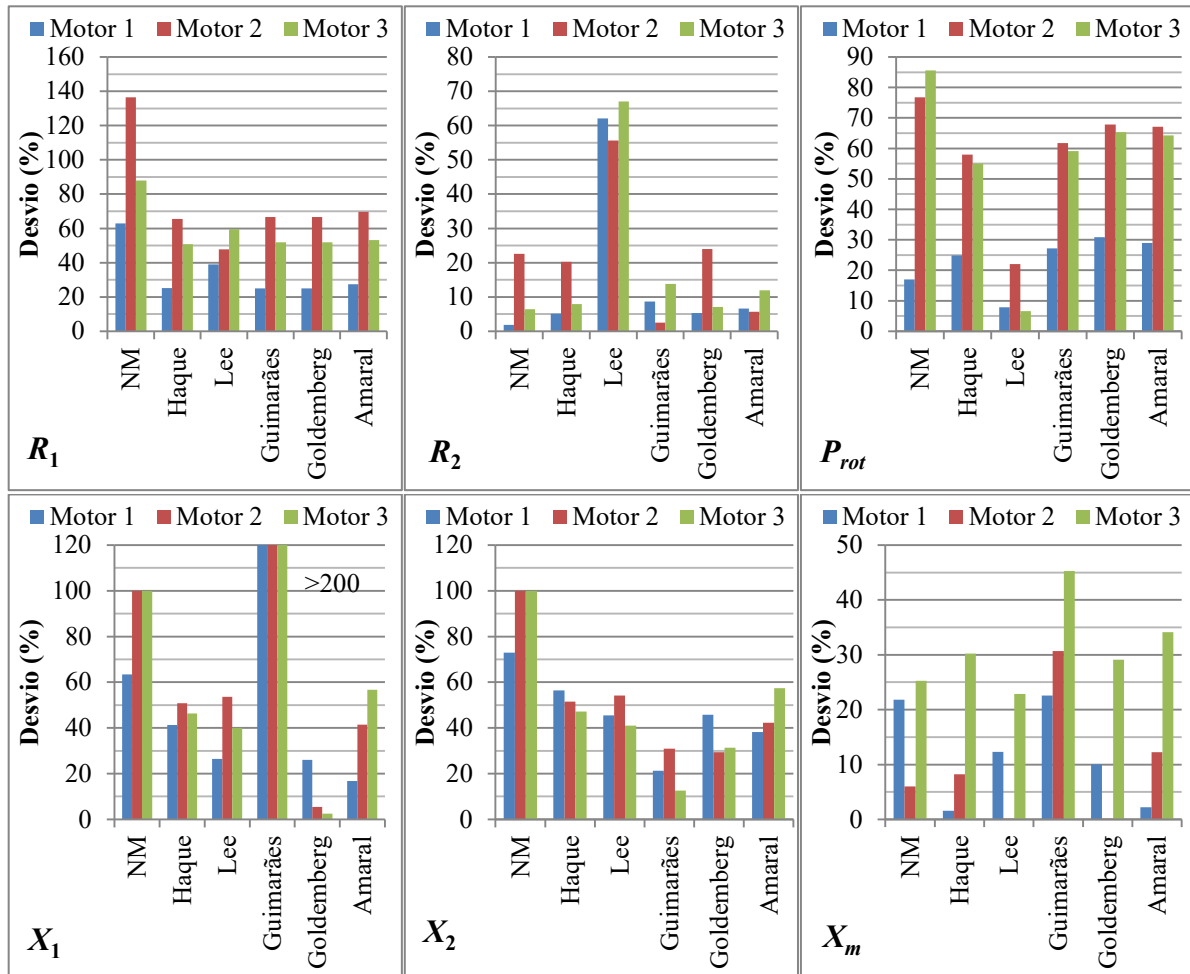
Figura 30 – Curvas de perdas totais em função do escorregamento, calculadas com os valores de parâmetros de resultantes de cada método



Numa aplicação real dos métodos, no entanto, os parâmetros são estimados a partir de dados de catálogo que contêm imprecisões em relação às características reais do motor. Considerando este caso para os três motores estudados, obtiveram-se os desvios de parâmetros indicados na Figura 31 em relação aos valores obtidos por ensaios. Obtiveram-se

novamente resultados inconsistentes nos métodos de Natarajan e Misra e de Guimarães. Além disso, observa-se um incremento significativo nos desvios em geral e a ausência de um método que se destaque pela precisão em meio aos demais.

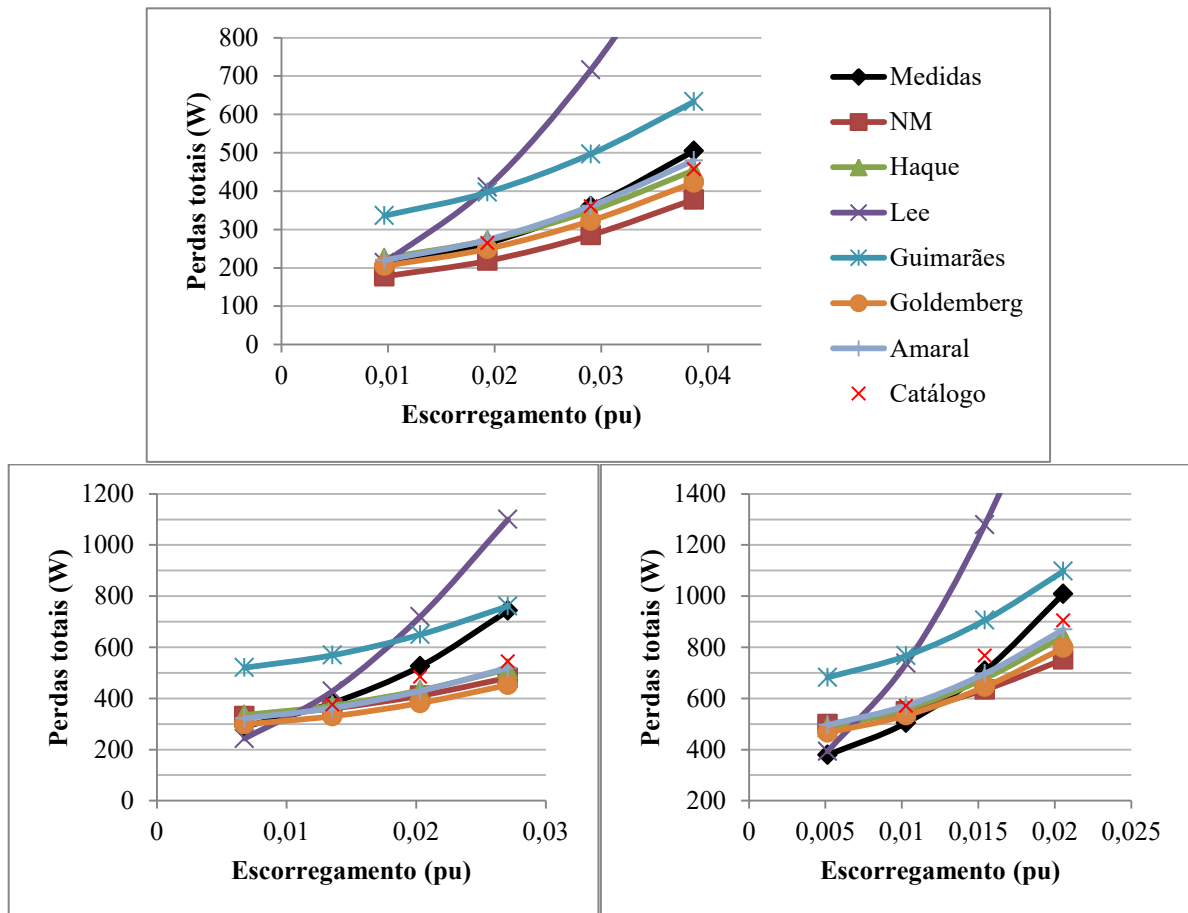
Figura 31 – Desvios dos parâmetros obtidos com dados de catálogo reais em relação aos valores obtidos em ensaios.



O efeito destes desvios nas curvas de perdas em função do escorregamento pode ser observado na Figura 32, que reúne as perdas medidas na bancada de ensaios em quatro condições de operação, as perdas calculadas pelos valores de rendimento informados em catálogo e as perdas calculadas com os parâmetros resultantes de cada método. Para o motor 1, a concordância entre as informações de catálogo e as reais do motor testado possibilitaram a obtenção de bons resultados pelos métodos de Haque (1993) e de Amaral *et al.* (2020), a despeito dos desvios em R_1 e P_{rot} superiores a 20 %. Já no motor 2, os resultados dos métodos testados tendem a seguir os valores informados pelo fabricante, que para este motor são significativamente diferentes das características reais da máquina. Para o motor 3,

apesar de esta diferença em termos de perdas não ser tão significativa, o escorregamento real é cerca de 8 % menor do que o informado em catálogo, o que contribui para o desvio das curvas de perdas.

Figura 32 – Curvas de perdas calculadas com os parâmetros obtidos a partir de dados reais de catálogo.



Por este estudo preliminar, foi possível concluir que os métodos de Haque e Amaral são superiores aos demais em termos de robustez e precisão. No entanto, as tolerâncias admitidas nos dados fornecidos por fabricantes podem comprometer o seu desempenho.

6.2 MÉTODOS BASEADOS EM OTIMIZAÇÃO NUMÉRICA

O campo de identificação de parâmetros por otimização numérica inclui uma vasta gama de métodos numéricos, modelos e funções objetivo. Como indicado previamente na seção 4.6.4, a identificação pode empregar métodos clássicos de “descida”, tais como o de Newton, o de Levenberg-Marquardt e a própria função *fsolve* incluída no MATLAB, ou

metaheurísticas estocásticas como algoritmos genéticos (AGs), otimização por enxame de partículas (PSO), entre tantas outras (BFO, CSO, ABC etc.). Em termos de modelo do motor de indução, os métodos levantados empregam não apenas o modelo T tradicional de gaiola simples com parâmetros constantes e perdas no ferro, mas também modelos sem perdas no ferro, com parâmetros variáveis e com gaiola dupla, além dos modelos Π e Γ , caracterizados respectivamente pelo ramo de magnetização a montante dos parâmetros do estator e pela unificação da reatância de dispersão no rotor.

A fim de ilustrar o desempenho desta abordagem, selecionaram-se para teste os cinco métodos listados na Tabela 22, onde são indicados o método numérico empregado, as grandezas que compõem a função objetivo, as incógnitas definidas pelo algoritmo e as restrições impostas ao problema de otimização.

Tabela 22 – Resumo dos métodos baseados em otimização estudados.

Referência	Método numérico	Grandezas da função objetivo	Restrições	Incógnitas
Goldemberg (1992)	Levenberg-Marquardt	T_m, T_p, I_p ; a 100 %, 75 % e 50 % de P_n ; $P_{out}, T, I_1, \cos\varphi$, $\eta, \text{Re}\{\mathbf{I}_1\}$, $\text{Im}\{\mathbf{I}_1\}$	$X_1 = X_2$ $\Delta X_1 = \Delta X_2 / 2$ $\Delta R_2 > 0$ $\Delta X_2 < 0$ $\Delta X_2 > -X_2$ $R_1 / R_2 > 1/3$ $R_1 / R_2 > 3$ $R_c > 1 \text{ pu}$ $X_m > 1 \text{ pu}$	R_1, R_2, X_2 , R_c, X_m , $\Delta R_2, \Delta X_2$
Sakthivel e Subramanian (2012)	BFO, AG, PSO	$T_n, T_m, T_p, \cos\varphi_n$	$ \text{desvio } T_m \leq 20 \%$ $P_{rot} = P_n \left(\frac{1}{\eta_n} - 1 \right) - P_{j1} - P_{j2}$	R_1, X_1, R_2 , X_2, R_c, X_m
M. H. Haque (2008)	fsolve (MATLAB)	$P_n, P_{in}, Q_n, T_m, T_p$	$R_1 = \alpha_r R_2$ $P_c = \alpha_c P_{rot}$	X_1, R_{2p} , X_{2p}, X_m , P_{rot}
Wengerkiewicz (2016)	AG	I_1, P_{in}, P_{out} , $\cos\varphi$ e η em 3 pontos	$X_1 = \left(\frac{X_1}{X_2} \right) X_2$	R_1, R_2, X_2 , R_c, X_m, P_{fw} , P_{sll}
Lima (2016)	AG	$\text{Re}\{\mathbf{I}_1\}, \text{Im}\{\mathbf{I}_1\}$ em 3 pontos, P_{in} , Q_n	$P_{j1} \geq P_{j2}$ $P_{j2} \geq P_c$ $X_2 \geq X_1$	R_1, X_1, R_2 , X_2, R_c, X_m , P_{fw}

A fim de contornar a complexidade representada pela diversidade de métodos de otimização e uniformizar a parametrização dos problemas, as técnicas propostas por Goldemberg e Haque foram implementadas neste trabalho com o método de Levenberg-

Marquardt e as demais com algoritmos genéticos. O *software* LabVIEW[®], da National Instruments, foi utilizado para a programação de ambos os métodos numéricos. Uma breve descrição dos dois métodos de otimização é apresentada nas seções 6.2.1 e 6.2.2 a seguir.

6.2.1 Levenberg-Marquardt

O método de Levenberg-Marquardt (LM) é frequentemente utilizado para a identificação de parâmetros pela minimização de desvios quadráticos (NOCEDAL; WRIGHT, 2006). Assim como no método de Newton, a função $f(\mathbf{x})$ que se deseja minimizar, composta por n variáveis, é aproximada por uma série de Taylor em torno de um ponto inicial \mathbf{x}_k por uma função de segundo grau como $q(\mathbf{x})$ em

$$q(\mathbf{x}) = f(\mathbf{x}_k) + \nabla f(\mathbf{x}_k)^t (\mathbf{x} - \mathbf{x}_k) + \frac{1}{2} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_k)^t \mathbf{H}(\mathbf{x}_k) (\mathbf{x} - \mathbf{x}_k) \quad (6.1)$$

O gradiente $\nabla f(\mathbf{x})$ e a matriz Hessiana $\mathbf{H}(\mathbf{x})$, ou $\nabla^2 f(\mathbf{x})$, da função $f(\mathbf{x})$ são definidos respectivamente por

$$\nabla f(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f(\mathbf{x})}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f(\mathbf{x})}{\partial x_n} \end{bmatrix}^t \quad (6.2)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 f(\mathbf{x})}{\partial x_1^2} & \dots & \frac{\partial^2 f(\mathbf{x})}{\partial x_1 \partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 f(\mathbf{x})}{\partial x_n \partial x_1} & \dots & \frac{\partial^2 f(\mathbf{x})}{\partial x_n^2} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

O ponto mínimo desta função, onde o gradiente deve ser nulo, pode ser encontrado pela diferenciação de (6.1) em relação a \mathbf{x} , que resulta em

$$\nabla f(\mathbf{x}_k) + \mathbf{H}(\mathbf{x}_k) (\mathbf{x} - \mathbf{x}_k) = 0 \quad (6.4)$$

Assumindo que a inversa de $\mathbf{H}(\mathbf{x}_k)$ exista, a estimativa seguinte do ponto de mínimo pode ser obtida isolando-se \mathbf{x}_{k+1} , conforme

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - \mathbf{H}(\mathbf{x}_k)^{-1} \nabla f(\mathbf{x}_k) \quad (6.5)$$

Para que o ponto \mathbf{x}_{k+1} seja bem definido, é necessário que $f(\mathbf{x})$ seja duplamente diferenciável e que $\mathbf{H}(\mathbf{x})$ seja definida positiva próximo ao ponto de mínimo. O processo é repetido até que o gradiente seja menor do que uma determinada tolerância.

Uma vez que (6.1) é uma mera aproximação da função objetivo, pode acontecer que $\mathbf{H}(\mathbf{x})$ não seja positiva definida em todo o domínio, isto é, que se torne singular em algum ponto. O método de Levenberg-Marquardt busca solucionar este impasse ao somar à diagonal principal da Hessiana um pequeno valor λ suficiente para que esta se torne definida positiva (BAZARAA; SHERALI; SHETTY, 2006). Esta operação é expressa por

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - [\mathbf{H}(\mathbf{x}_k) + \lambda \mathbf{I}]^{-1} \nabla f(\mathbf{x}_k) \quad (6.6)$$

em que \mathbf{I} é a matriz identidade.

Enquanto valores demasiadamente pequenos de λ podem não ser suficientes para possibilitar a inversão da matriz, valores grandes deste parâmetro podem aproximar o método de LM ao método do gradiente e atrapalhar sua convergência. Por este motivo, este parâmetro deve ser reduzido a cada iteração na medida do possível. Partindo de um valor de λ suficiente para tornar todos os autovalores de $[\mathbf{H}(\mathbf{x}_k) + \lambda \mathbf{I}]$ positivos, Bazaraa, Sherali e Shetty (2006) sugerem o seguinte procedimento para ajuste de λ : i) Calcular \mathbf{x}_{k+1} por (6.6); ii) Calcular o valor da função objetivo no novo ponto $f(\mathbf{x}_{k+1})$; iii) Comparar o decréscimo real de $f(\mathbf{x})$ com o decréscimo estimado por $q(\mathbf{x})$ através da razão R_k dada por

$$R_k = \frac{f(\mathbf{x}_k) - f(\mathbf{x}_{k+1})}{q(\mathbf{x}_k) - q(\mathbf{x}_{k+1})} \quad (6.7)$$

Valores desta razão próximos da unidade indicam uma boa qualidade da aproximação de $f(\mathbf{x})$ por $q(\mathbf{x})$. Se $R_k < 0,25$, define-se $\lambda_{k+1} = \nu \lambda_k$, em que $\nu > 1$. Se $R_k > 0,75$, define-se $\lambda_{k+1} = \lambda_k / \nu$. No caso de $0,25 < R_k < 0,75$, mantém-se $\lambda_{k+1} = \lambda_k$. Além disso, se $R_k < 0$, isto é, se houve piora no valor da função objetivo, retém-se o valor de \mathbf{x} por $\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k$ e repete-se o processo até o atingimento de um ponto com gradiente inferior à tolerância ou até que o limite de iterações seja atingido.

No caso especial da aplicação a mínimos quadrados, a função objetivo pode ser expressa como

$$f(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m r_j^2(\mathbf{x}) \quad (6.8)$$

isto é, como a soma dos quadrados de m resíduos $r_j(\mathbf{x})$ (NOCEDAL; WRIGHT, 2006).

Considerando um vetor $\mathbf{r}(\mathbf{x})$ formado pelos resíduos individuais, a função pode ser reescrita em função da norma 2 de $\mathbf{r}(\mathbf{x})$ como

$$f(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \|\mathbf{r}(\mathbf{x})\|_2^2 \quad (6.9)$$

As derivadas dos resíduos são expressas em função da matriz Jacobiana $\mathbf{J}(\mathbf{x})$, com dimensões $m \times n$, cujas linhas são os gradientes de cada resíduo.

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \nabla r_1(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ \nabla r_m(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

Com estas definições, o gradiente e a Hessiana de $f(\mathbf{x})$ podem ser reescritas respectivamente como

$$\nabla f(\mathbf{x}) = \mathbf{J}(\mathbf{x})^t \mathbf{r}(\mathbf{x}) \quad (6.11)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{x}) = \mathbf{J}(\mathbf{x})^t \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \sum_{j=1}^m r_j(\mathbf{x}) \nabla^2 r_j(\mathbf{x}) \quad (6.12)$$

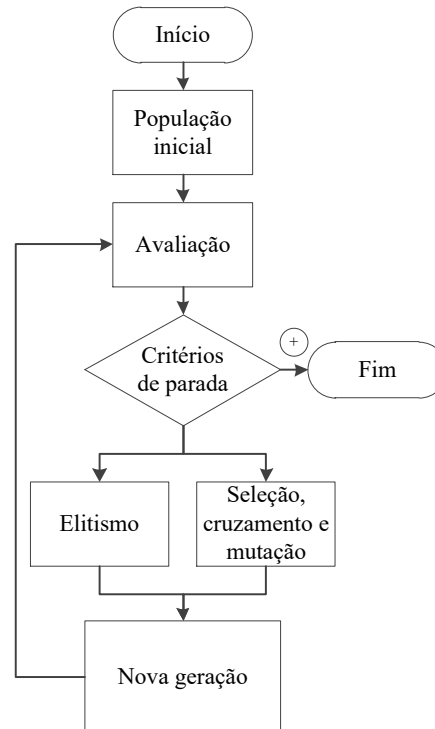
O segundo termo do lado direito de (6.12) é frequentemente desconsiderado em aplicações numéricas por seu pequeno impacto na Hessiana na proximidade do mínimo (NOCEDAL; WRIGHT, 2006). Isto traz a vantagem adicional de possibilitar o cálculo do gradiente e a estimação da Hessiana apenas conhecendo-se a Jacobiana da função.

Neste trabalho, definiu-se o valor inicial de λ como 0,01, ν como 2 e o limite de iterações como 200. As derivadas parciais são calculadas numericamente aplicando uma perturbação positiva de 0,01 % nas variáveis.

6.2.2 Algoritmos genéticos

O termo algoritmo genético pode ser usado para descrever uma gama de algoritmos baseados em seleção natural, imitando comportamentos encontrados na natureza. Ao contrário dos métodos de descida, que geram apenas uma nova estimativa de solução por iteração, os AG geram a cada iteração uma nova população de potenciais soluções a partir de operadores determinísticos e estocásticos. A estrutura básica, segundo Goldberg (1989), pode ser definida conforme a Figura 33.

Figura 33 – Estrutura básica de um algoritmo genético.



Fonte: Wengerkievicz (2016)

O processo inicia com a criação de um conjunto de vetores de potenciais soluções, denominados “indivíduos” ou “cromossomos”, gerados aleatoriamente dentro de limites pré-definidos para cada elemento do vetor. Em suas formas mais usuais, os cromossomos podem ser vetores de números reais ou binários.

Na etapa de avaliação, a cada cromossomo é atribuído um valor de aptidão (*fitness*), que indica a qualidade daquela solução para a função objetivo. Num problema de maximização, por exemplo, o valor da aptidão pode ser estabelecido como o próprio valor da função objetivo. Já num problema de minimização, a aptidão pode ser o inverso do valor da função objetivo ou outra operação matemática que a transforme em um valor a ser maximizado.

Caso algum dos cromossomos da população atual satisfaça uma condição pré-definida de tolerância ou de aptidão, o processo chega ao fim, e o cromossomo com aptidão mais elevada é apontado como solução. Caso contrário, uma nova população é gerada a partir da atual através de operadores de seleção, cruzamento, mutação e elitismo.

A geração da nova população parte do princípio que os indivíduos da população atual com maior aptidão têm maior chance de gerar descendentes, o que se reflete no funcionamento dos operadores de seleção. A função deste operador é selecionar pares de cromossomos da população atual e encaminhá-los aos operadores de seleção e mutação até

que a nova população esteja completa. Dois tipos comuns de operadores são a “roleta viciada” e a “seleção determinística”. No primeiro, a seleção dos cromossomos “pais” se dá por um processo de sorteio análogo a uma roleta dividida em um setor para cada cromossomo, com a área de cada setor proporcional à aptidão do cromossomo correspondente, de forma que os cromossomos com maior aptidão têm maior chance de ser escolhidos. Já na seleção determinística, gera-se um banco de cromossomos pais (*mating pool*), para onde os cromossomos pais são copiados num número de vezes proporcional à sua aptidão. A escolha de um par de pais se dá aleatoriamente dentro deste banco.

Cada par de cromossomos escolhido pelo operador de seleção é submetido aos operadores de cruzamento e mutação, cuja ocorrência é condicionada a probabilidades pré-definidas. O processo de cruzamento pode consistir no intercâmbio de elementos entre os cromossomos a partir de um ponto aleatório, como ilustrado na Figura 34, ou em outras operações como combinações lineares entre os elementos. O propósito deste operador é combinar características dos cromossomos progenitores e transmiti-las aos cromossomos descendentes.

Figura 34 – Ilustração do processo de cruzamento entre cromossomos.



Fonte: Wengerkievicz (2016)

O processo de mutação, por outro lado, tem como objetivo evitar que a geração de novas populações fique estagnada em torno dos melhores cromossomos da população atual, o que pode causar a convergência precoce para mínimos locais. Novamente, existe mais de uma implementação possível para este operador. Para cromossomos com codificação real, a mutação pode consistir na substituição de um elemento do cromossomo por outro valor gerado aleatoriamente dentro dos limites pré-definidos. Já para codificação binária, a mutação pode consistir na inversão de um ou mais bits.

Os cromossomos resultantes dos processos de seleção, cruzamento e mutação são depositados na nova população e o processo é repetido até que esta esteja completa. A população é então submetida novamente ao processo de avaliação, fechando um ciclo que se repete até que uma tolerância pré-determinada seja satisfeita ou que o limite de gerações seja atingido.

Um terceiro operador, denominado elitismo, pode ser incluído nos algoritmos genéticos para preservar inalteradas as melhores soluções encontradas até o momento, ao transferir diretamente para a nova população os melhores indivíduos da população atual. Os AG também podem incluir outras operações, como o janelamento dos valores de aptidão e o ajuste dos limites do espaço de busca, que não são apresentados aqui por simplicidade. Um estudo mais detalhado dos algoritmos genéticos é apresentado em Wengerkiewicz (2016).

Por envolver operadores aleatórios, os AG produzem resultados diferentes a cada execução e requerem, portanto, uma avaliação estatística dos resultados de múltiplas execuções para se obter uma solução consistente.

Com base em testes preliminares, o AG utilizado neste trabalho foi configurado com codificação real dos indivíduos, seleção determinística e cruzamento por combinação linear de um parâmetro escolhido aleatoriamente. A quantidade de indivíduos, o limite de gerações e as probabilidades de mutação e cruzamento variam conforme a aplicação e são descritas nos resultados.

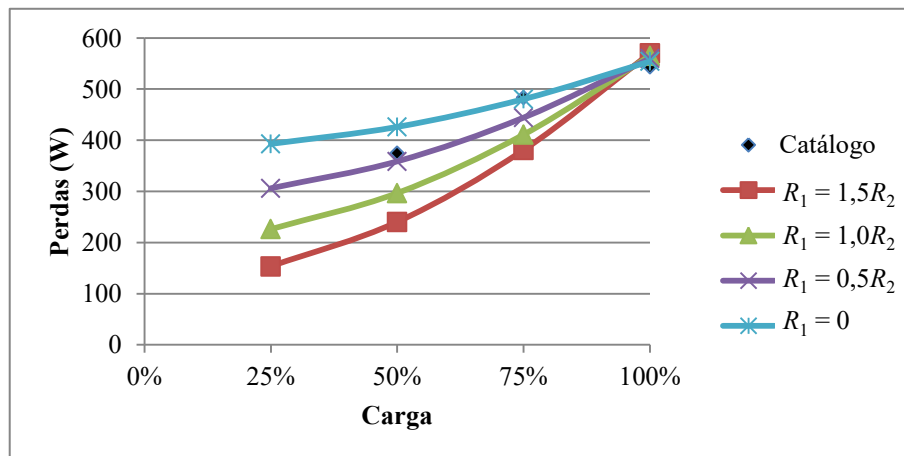
6.2.3 Resultados

A Tabela 23 apresenta os parâmetros resultantes da aplicação do método de Haque (2008) aos motores 1 e 2 empregando dados reais de catálogo. O parâmetro arbitrário $\alpha_c = P_c/P_{rot}$ foi fixado como 0,5, e diferentes valores de $\alpha_r = R_1/R_2$ entre 0 e 1,5 foram testados. Diferentes soluções iniciais também foram definidas entre 25 % e 150 % do valor conhecido dos parâmetros. Exceto para $\alpha_r = 1,5$ com o motor 1, houve convergência com desvio global menor do que 1E-10 para todos os casos. No entanto, como destacado na tabela, o método resultou em valores negativos em dois casos. Como discutido por Haque, à medida que se reduz o valor de α_r e, conseqüentemente, de R_1 , o valor das perdas rotacionais (no ferro e por atrito e ventilação) aumenta em compensação, para que o valor nominal do rendimento seja respeitado. Sendo assim, todos os conjuntos de parâmetros de cada motor indicados na Tabela 23 resultam no mesmo valor de perdas totais e de rendimento na condição nominal.

Tabela 23 – Parâmetros do CE estimados pelo método de Haque (2008) para os motores 1 e 2.

Motor	α_r	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	P_{fv} (W)
1	1,0	1,342	-0,351	1,342	4,180	4806,8	50,04	27,37
1	0,5	0,665	0,306	1,330	4,304	1548,0	53,45	90,96
1	0	0,000	0,541	1,343	4,750	958,8	57,23	154,17
2	1,5	0,880	1,520	0,586	1,864	-8163,4	26,64	-18,52
2	1,0	0,591	1,565	0,591	2,152	2716,6	27,93	57,21
2	0,5	0,299	1,571	0,597	2,460	1190,1	29,31	133,89
2	0	0,000	1,540	0,606	2,795	770,2	30,79	211,56

No entanto, a concordância do valor do rendimento ou das perdas não se estende aos pontos de carregamento parcial. As curvas de perdas totais do motor 2 em função do carregamento ilustradas na Figura 35 foram calculadas com os quatro conjuntos de parâmetros indicados na Tabela 23 e ilustram a grande influência do parâmetro arbitrário $\alpha_r = R_1/R_2$ sobre as perdas estimadas. A mesma limitação foi observada nos resultados do motor 1.

Figura 35 – Curvas de perdas do motor 2 calculadas com parâmetros resultantes do método de Haque (2008), para diferentes valores de $\alpha_r = R_1/R_2$.

Os parâmetros resultantes da aplicação do método de Goldemberg (1992) para os mesmos motores são apresentados na Tabela 24. Além dos seis parâmetros do modelo tradicional, estimam-se neste método os parâmetros ΔR_2 e ΔX_2 , que representam a variação da resistência e da reatância de dispersão do rotor na condição de partida. Restrições são impostas aos parâmetros por meio de funções penalidade para evitar a ocorrência de resultados irreais. Em seis execuções para cada motor partindo de soluções iniciais entre 25 e

150 % do valor conhecido, o método divergiu em três casos, e nas demais resultou na mesma solução.

Tabela 24 – Parâmetros do CE dos motores 1 e 2 estimados pelo método de Goldemberg.

Motor	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	ΔR_2 (Ω)	ΔX_2 (Ω)
1	1,030	2,470	1,253	2,470	939,8	50,36	0,270	-1,450
2	0,6364	2,000	0,5884	2,000	811,8	27,08	0,0013	-1,1860

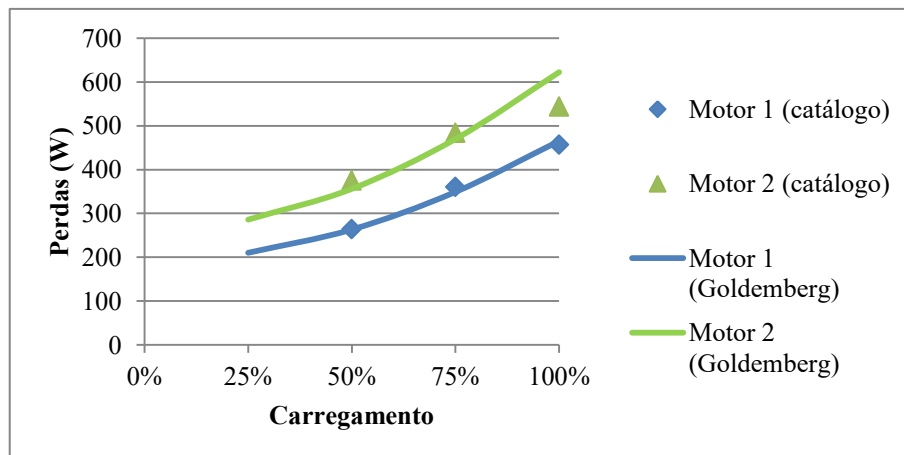
Os desvios percentuais destes valores em relação àqueles determinados em ensaios são apresentados na Tabela 25. Os desvios de R_1 e P_{rot} inferiores a 20 % sugerem uma boa representação das perdas, porém o desvio de quase 9 % em R_2 pode representar uma limitação para aplicações em campo.

Tabela 25 – Desvios dos parâmetros estimados pelo método de Goldemberg em relação a valores medidos.

Motor	Desvios (%)						
	R_1	X_1	R_2	X_2	R_c	X_m	P_{rot}
1	0,6	37,6	1,3	-40,8	-24,7	1,7	19,7
2	19,1	-7,1	8,8	-37,7	5,6	-9,5	-1,4

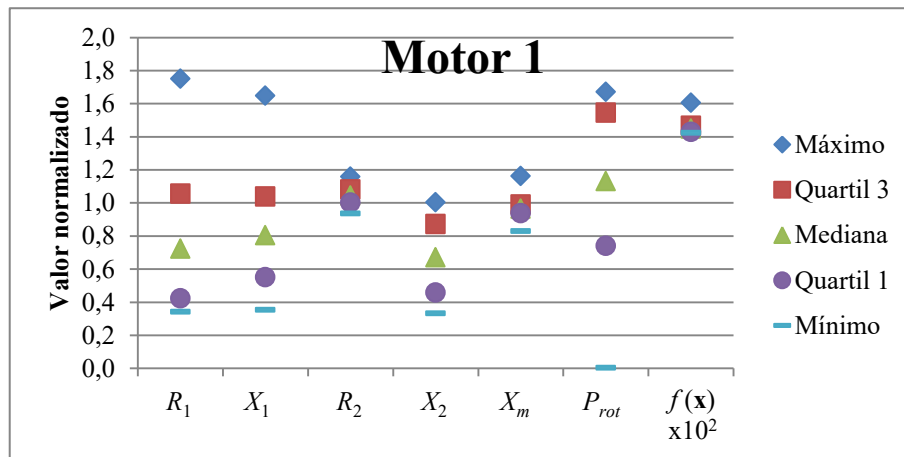
As curvas de perdas em função do carregamento resultantes destes valores de são apresentadas na Figura 36 e indicam a excelente concordância entre as perdas calculadas e os dados de catálogo, exceto para o ponto de plena carga do motor 2. Assim como os métodos analíticos, no entanto, as curvas refletem por definição os dados de catálogo, e sua precisão para a avaliação de motores em operação é limitada pela precisão dos dados informados.

Figura 36 – Curvas de perdas dos motores 1 e 2 calculadas com os parâmetros resultantes do método de Goldemberg (1992).



O método de Sakthivel e Subramanian (2012) foi executado com o algoritmo genético configurado com limite de 200 gerações, 20 indivíduos por geração, probabilidade de 80 % para cruzamento e 5 % para mutação, conforme os detalhes disponibilizados pelos autores. Foi incluída uma taxa de elitismo de 5 %, e os limites da área de busca foram definidos como 1/3 e 3 vezes o valor de cada parâmetro determinado em ensaios, conforme indicado na Tabela 19. As Figuras 37 e 38 apresentam as distribuições dos resultados de cada parâmetro em 30 execuções do AG, em termos de valores máximos e mínimos e dos indicadores mediana, 1º quartil e 3º quartil, normalizados por conveniência pelo valor de cada parâmetro medido em ensaios. Estes indicam o valor central da distribuição e os valores que demarcam, respectivamente, os primeiros 25 % e 75 % das amostras. Enquanto a diferença entre os valores máximo e mínimo indica a máxima variação observada entre as 30 execuções, a diferença entre os quartis contempla 50 % dos resultados mais centrais. Por exemplo, a Figura 37 indica que os valores resultantes para o parâmetro R_1 em 30 rodadas do AG variaram de 34 % a 175 % do valor medido em ensaios, e que metade dos resultados se concentra na faixa entre 42 % e 106 %. A distribuição dos valores finais da função objetivo também é indicada no gráfico, multiplicada por 100 para melhor visualização.

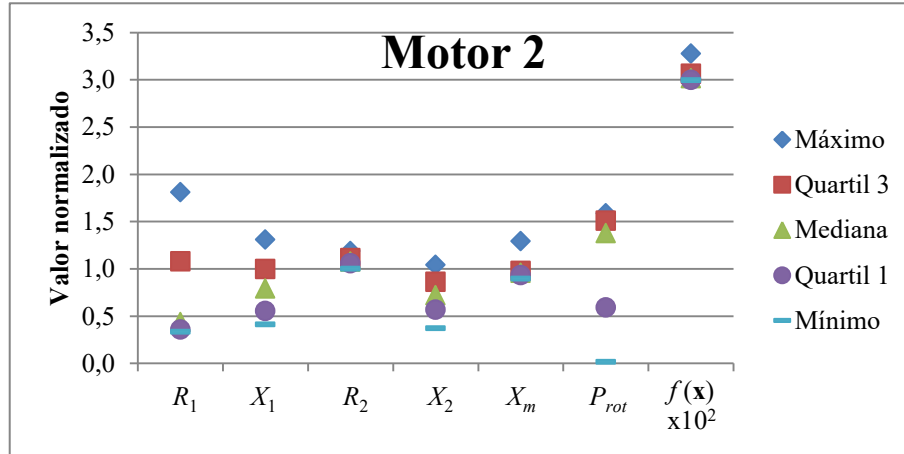
Figura 37 – Distribuição dos resultados do método de Sakthivel para o motor 1.



Em ambas as figuras 37 e 38, é possível notar que as distribuições dos resultados de R_2 e X_m são mais concentradas do que as dos demais parâmetros. A ampla faixa de variação dos resultados dos parâmetros tem como consequência a obtenção de curvas operacionais diferentes a cada execução a partir dos mesmos dados de entrada, o que é altamente indesejável. A baixa variação no valor da função objetivo indica que, mesmo que se adote o

resultado com menor função objetivo entre múltiplas execuções, não há garantia que a solução representará adequadamente o desempenho da máquina.

Figura 38 – Distribuição dos resultados do método de Sakhivel para o motor 2.



O mesmo AG foi empregado para executar o método desenvolvido em Wengerkiewicz (2016), que inclui ao vetor de incógnitas as perdas por atrito e ventilação e as perdas suplementares. O algoritmo foi executado com limite de 500 gerações e 50 indivíduos por geração, taxa de cruzamento de 90 % e mutação de 5 %. Os resultados mostrados nas Figuras 39 e 40 indicam uma variação relativamente menor dos parâmetros em geral, o que pode ser explicado pela composição da função objetivo com um maior número de grandezas, nomeadamente as potências de entrada e de saída, o módulo da corrente, o fator de potência e o rendimento nos três pontos dados em catálogo. Ainda assim, nota-se a dificuldade de convergência de R_1 , de R_c e de P_{fw} .

Figura 39 – Distribuição dos resultados do método de Wengerkiewicz (2016) para o motor 1.

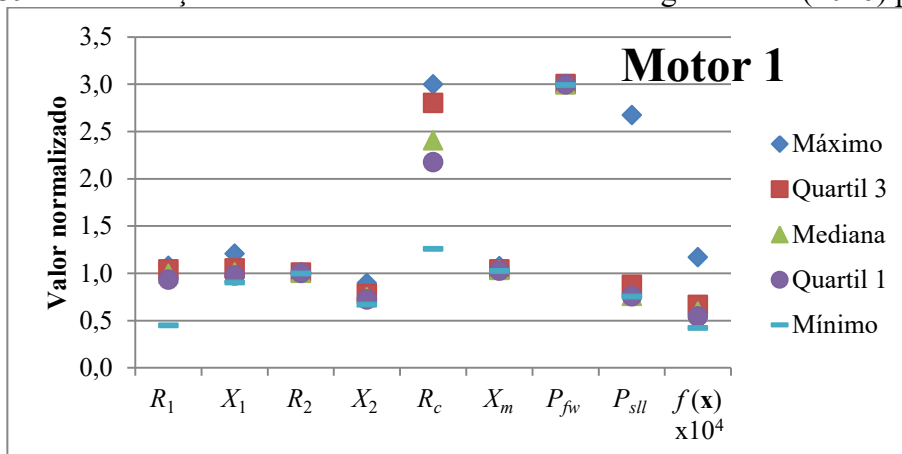
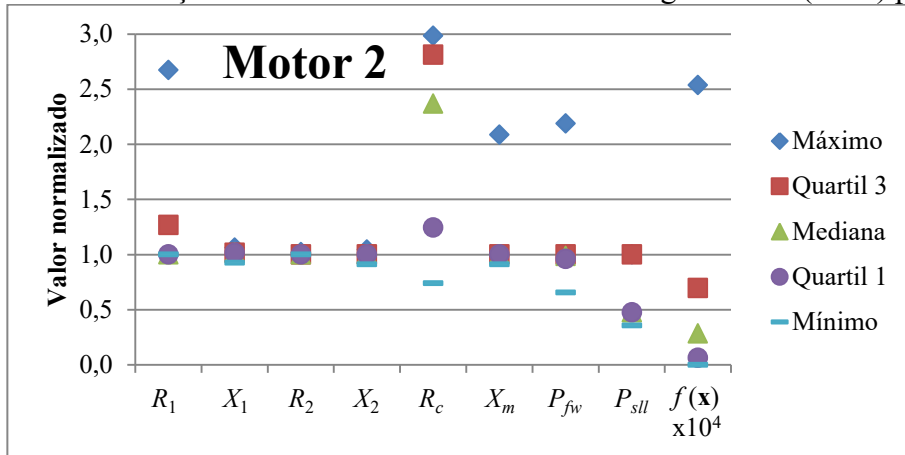


Figura 40 – Distribuição dos resultados do método de Wengerkiewicz (2016) para o motor 2.



O método de Lima (2016) foi realizado de forma simplificada, visto que depende de interações relativamente subjetivas do operador. Os seis parâmetros do circuito são buscados empregando as mesmas configurações do AG anterior, que minimiza os desvios das partes real e imaginária do fasor corrente nos três pontos de carga informados em catálogo e das potências ativa e reativa a plena carga. À função objetivo são adicionadas como restrições heurísticas as relações $P_{j1} > P_{j2} > P_c$ e $X_2 > X_1$, na forma de funções penalidade. Como resultado, obtiveram-se valores de R_c “saturados” no limite superior da área de busca, o que revela a dificuldade da definição das heurísticas.

Figura 41 – Distribuição dos resultados do método de Lima para o motor 1.

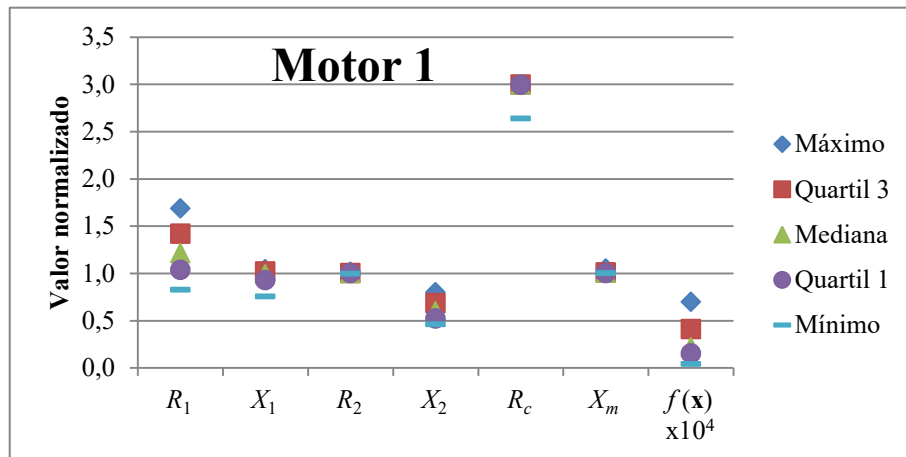
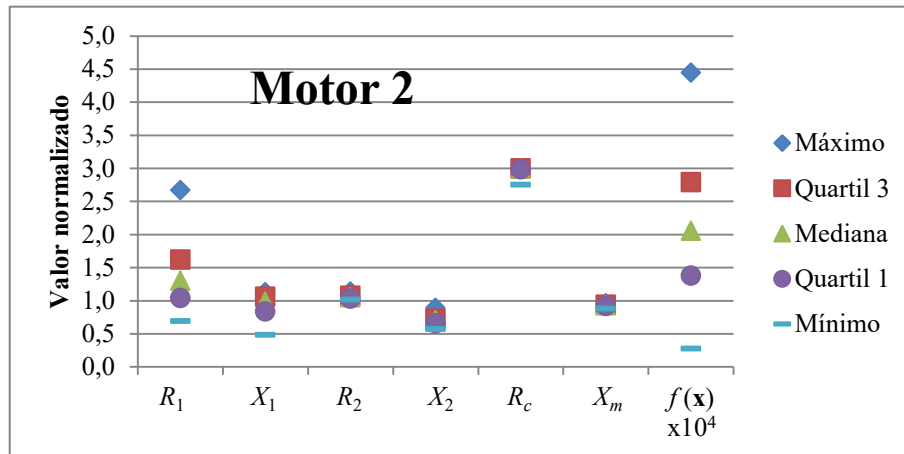


Figura 42 – Distribuição dos resultados do método de Lima para o motor 2.



6.3 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

A partir da avaliação preliminar dos métodos analíticos, iterativos e baseados em otimização numérica, foi possível observar que os dados de catálogo fornecem informações suficientes para a estimação completa do circuito equivalente, porém com diferentes limitações conforme o método utilizado.

Os métodos analíticos e iterativos se destacam pela simplicidade de realização e possibilitaram a obtenção de parâmetros que representaram razoavelmente as máquinas consideradas. A principal limitação particular desta abordagem é a possibilidade de obtenção de resultados irrealistas, como reatâncias, resistências ou perdas negativas, devido às simplificações envolvidas.

Os métodos baseados em otimização numérica podem ser mais robustos neste aspecto, desde que sejam adequadamente formulados. Entre aqueles que empregam técnicas clássicas de otimização por “descida”, o método de Haque, por exemplo, resultou em perdas negativas para algumas configurações testadas. Já o método de Goldemberg se mostrou mais robusto e preciso ao considerar uma maior quantidade de grandezas e incluir restrições. A identificação de parâmetros por técnicas deste tipo, no entanto, tende a ser preterida na literatura em benefício de métodos estocásticos, com a justificativa de se evitar a convergência para mínimos locais. Este problema foi verificado em alguns casos testados com solução inicial na faixa entre 25 % e 200 % da solução esperada.

Os três métodos testados com algoritmos genéticos apresentaram comportamentos significativamente distintos. Uma significativa dispersão das soluções foi observada no primeiro, ao contrário dos demais. A variação de R_c observada no segundo foi minimizada no

terceiro pela inserção de restrições heurísticas que, todavia, se mostraram inadequadas. As principais limitações desta abordagem são a necessidade de realizar múltiplas execuções seguidas por um tratamento estatístico dos resultados e principalmente a variabilidade dos resultados para um mesmo conjunto de dados de entrada. Esta variabilidade afeta principalmente os parâmetros R_1 , P_c e P_{fw} , cuja determinação é justamente a principal barreira para a estimação não intrusiva do rendimento de motores em campo.

Em comum, todos os métodos apresentados são inevitavelmente afetados pelas diferenças entre os dados de catálogo e as características reais das respectivas máquinas. O único método encontrado que propõe uma correção dos parâmetros é o de Lima (2016), que supõe o ajuste de todos os parâmetros de um circuito modificado com base apenas no módulo e ângulo da corrente medidos em campo. Por haver mais incógnitas do que equações, o sistema pode se tornar indeterminado conforme as restrições impostas, que dependem do entendimento subjetivo do operador.

Estas conclusões guiaram o desenvolvimento do método que é descrito no capítulo 7 a seguir.

7 MÉTODO PROPOSTO

O método proposto neste trabalho para a estimação do rendimento de MITs em operação baseia-se na estimação dos parâmetros do circuito equivalente a partir dos dados de catálogo fornecidos por fabricantes. O método também contempla um ajuste do circuito em função de medições elétricas nos terminais da máquina para viabilizar a geração das curvas de perdas e de rendimento para a eventual avaliação de outras condições de operação. Não são contemplados, neste momento, os efeitos do desbalanceamento e da distorção da alimentação.

Os resultados apresentados no capítulo anterior evidenciam a dificuldade da identificação de certos parâmetros do modelo a partir de grandezas externas, visto que a minimização das funções objetivo propostas não garantiu a minimização dos desvios dos valores dos parâmetros. Partindo de um estudo de sensibilidade do modelo, este capítulo descreve o método proposto para identificar de forma assertiva o circuito equivalente a partir de dados de catálogo, determinar o rendimento atual e ajustar o circuito com base em medições em campo.

7.1 SENSIBILIDADE DE GRANDEZAS EXTERNAS A PARÂMETROS DO MODELO

Nos métodos de identificação de parâmetros por técnicas de otimização numérica, busca-se encontrar um conjunto de parâmetros que minimize uma função objetivo composta por desvios entre os valores de referência e aqueles calculados pelo modelo em questão. O processo é considerado concluído quando um indicador relacionado ao desvio atinge uma tolerância pré-definida. Este indicador pode ser a soma quadrática dos desvios, no caso dos algoritmos genéticos, ou o gradiente da função objetivo, em métodos como o de Levenberg-Marquardt.

Todavia, quando um parâmetro do modelo tem pouca ou nenhuma influência sobre a função objetivo, a tolerância pode ser atingida mesmo com um alto desvio do parâmetro em questão. Esta influência pode ser quantificada pelo indicador de sensibilidade simbolizado aqui por $\gamma(y,x)$ e definido por

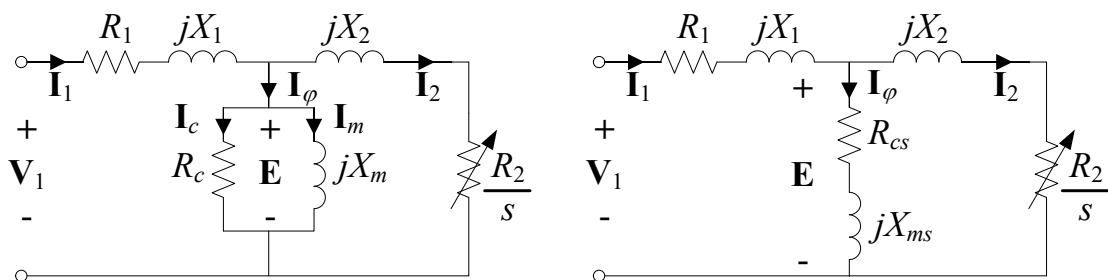
$$\gamma(y,x) = \frac{\left(\frac{\Delta y}{y}\right)}{\left(\frac{\Delta x}{x}\right)} \quad (7.1)$$

que expressa a razão entre a variação relativa da grandeza y causada por uma perturbação no parâmetro x . Um valor de $\gamma=1$, por exemplo, indica que uma variação de 1 % no parâmetro x gera uma variação de 1 % na grandeza y . Este indicador também foi empregado nos trabalhos de Pedra e Corcoles (2004) e de Sakthivel, Bhuvaneshwari e Subramanian (2010) para avaliar um número limitado de grandezas.

A sensibilidade de grandezas que podem ser obtidas direta ou indiretamente dos dados de catálogo foi avaliada numericamente empregando valores conhecidos dos parâmetros do circuito equivalente dos motores 1, 2 e 3 testados na bancada de ensaios e de um motor adicional de 100 cv, cujos parâmetros e valores de perdas são apresentados por Lima (2016). Cada parâmetro foi incrementado em 1 % em relação ao valor original mantendo-se inalterados os outros parâmetros para calcular a variação relativa das grandezas de saída nas condições de 100 % e 50 % do carregamento nominal.

Além do modelo tradicional com R_c e X_m em paralelo, um segundo modelo foi considerado com os parâmetros do ramo de excitação em série, simbolizados como R_{cs} e X_{ms} , cujos valores são determinados de forma a equivaler à associação em paralelo de R_c e X_m . O modelo série, de acordo com Pillay *et al.* (1998), pode proporcionar melhor desempenho numérico. Em ambos os modelos, que são ilustrados na Figura 43, as perdas por atrito e ventilação e suplementares são subtraídas da potência convertida externamente ao circuito, sendo as perdas suplementares consideradas proporcionais a I_2^2 .

Figura 43 – Modelos com ramo de excitação em paralelo e em série.

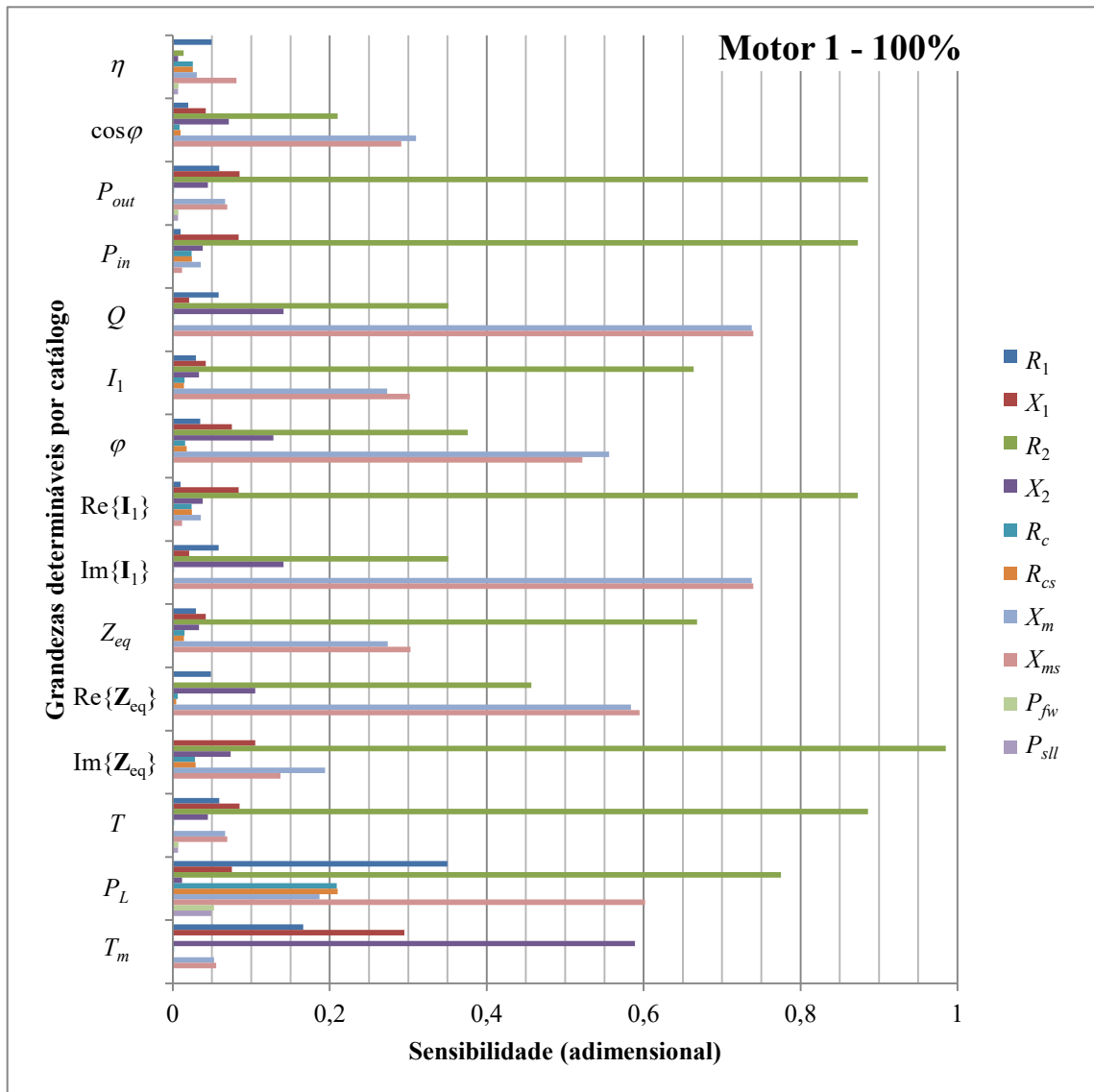


Os resultados do estudo de sensibilidade para o motor 1 são apresentados na Figura 44, para a condição de carregamento nominal, e na Figura 45, para a condição de 50 % de carregamento, em que o eixo horizontal indica o módulo do valor de sensibilidade calculado por (7.1). Além do rendimento e do fator de potência, que são informados diretamente no catálogo, foram avaliadas as seguintes grandezas que podem ser calculadas a partir dos dados fornecidos: potência de saída; potência ativa; potência reativa; módulo, ângulo, parte real e

parte imaginária do fasor de corrente; módulo, parte real e parte imaginária da impedância equivalente por fase; torque no eixo e perdas totais. O torque máximo é incluído entre as grandezas em carregamento nominal.

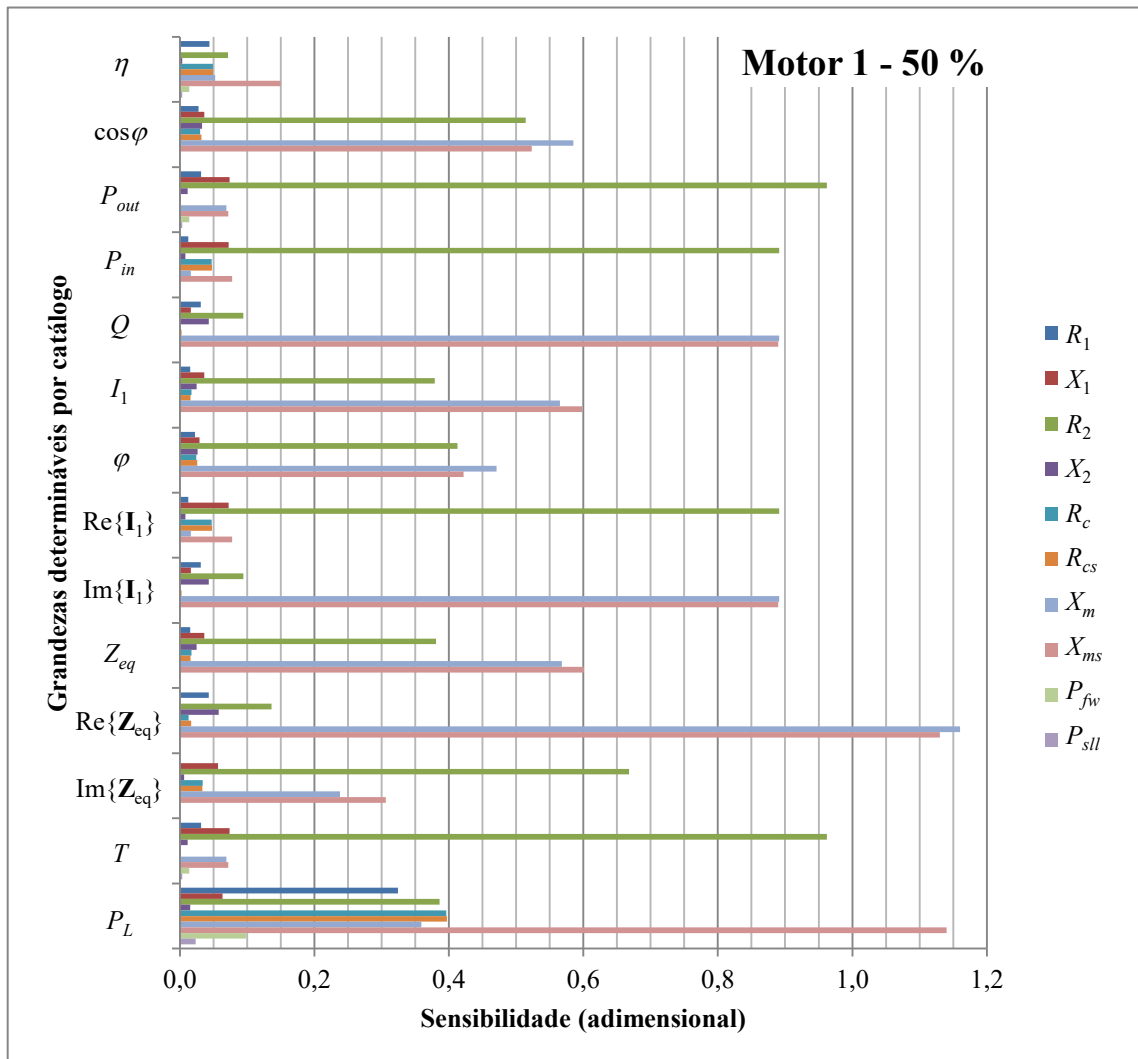
Os resultados apresentados na Figura 44 evidenciam a predominância de R_2 , X_m e X_{ms} sobre a maioria das grandezas determináveis pelo catálogo, em concordância com resultados encontrados na literatura. Por outro lado, os parâmetros R_1 , R_c e P_{fw} exercem uma influência muito inferior sobre as grandezas, com exceção das perdas totais. Curiosamente, esta grandeza não faz parte da função objetivo de nenhum dos métodos encontrados na literatura.

Figura 44 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição nominal para o motor 1 (5 cv, 4 polos).



A influência de R_1 e R_c sobre as perdas totais é ainda mais intensa na condição de 50 % de carregamento, como se pode verificar na Figura 45. Este comportamento se justifica pela maior participação das perdas correspondentes a estes parâmetros na perda total em virtude da redução das perdas Joule no rotor e das perdas suplementares.

Figura 45 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição de 50 % de carregamento para o motor 1 (5 cv, 4 polos).



Os resultados obtidos com este motor não indicam qualquer vantagem, em termos de sensibilidade, da utilização do modelo com parâmetros de excitação em série. A sensibilidade relacionada à resistência de perdas no ferro mantém-se praticamente inalterada, enquanto a influência da reatância de magnetização sobre as perdas é amplificada por determinar a corrente que atravessa R_{cs} . Os dados também demonstram que as reatâncias de dispersão exercem pouca influência sobre o valor das perdas em ambas as condições.

Resultados semelhantes obtidos com os motores 2 e 3, com potências nominais de 7,5 cv e 15 cv, respectivamente, são disponibilizados no Apêndice A. Um motor de baixa tensão de 100 cv, cujos parâmetros são fornecidos por Lima (2016) e listados na Tabela 24, foi incluído na análise para contemplar uma maior faixa de potência. Os resultados mostrados nas Figuras 46 e 47 corroboram as conclusões anteriores, evidenciando que, com exceção das perdas totais, as grandezas externas são pouco sensíveis a R_1 , R_c e P_{fw} .

Tabela 26 – Parâmetros do motor C, com potência nominal de 100 cv.

R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	P_{fw} (W)	P_{sll} (W)	V_1 (V)	N_n (rpm)
0,04250	0,2856	0,02544	0,4263	247,8	5,946	471,46	206,55	440	1185

Fonte: Lima (2016).

Figura 46 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição nominal para o motor C (LIMA, 2016) (100 cv, 4 polos).

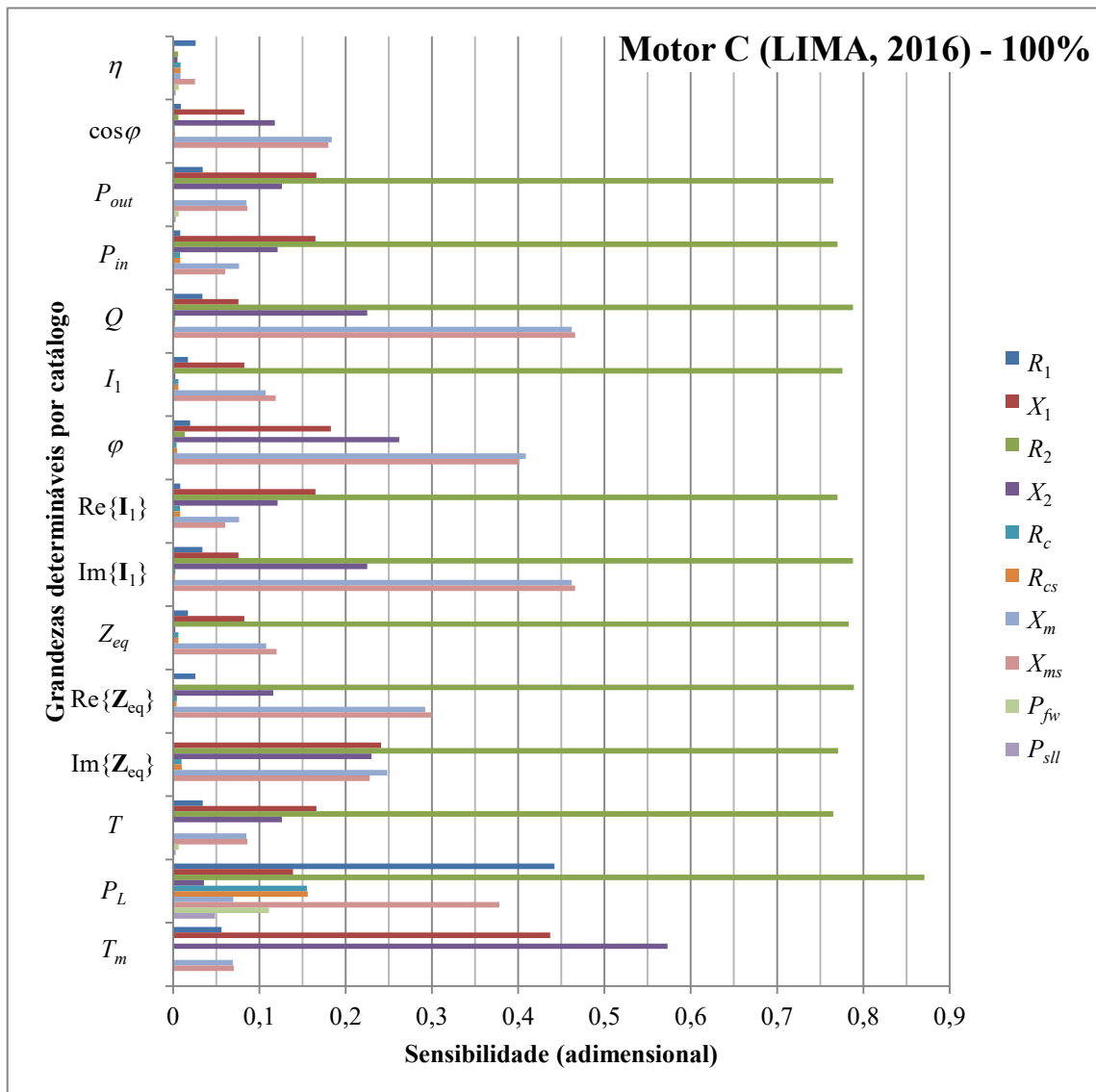
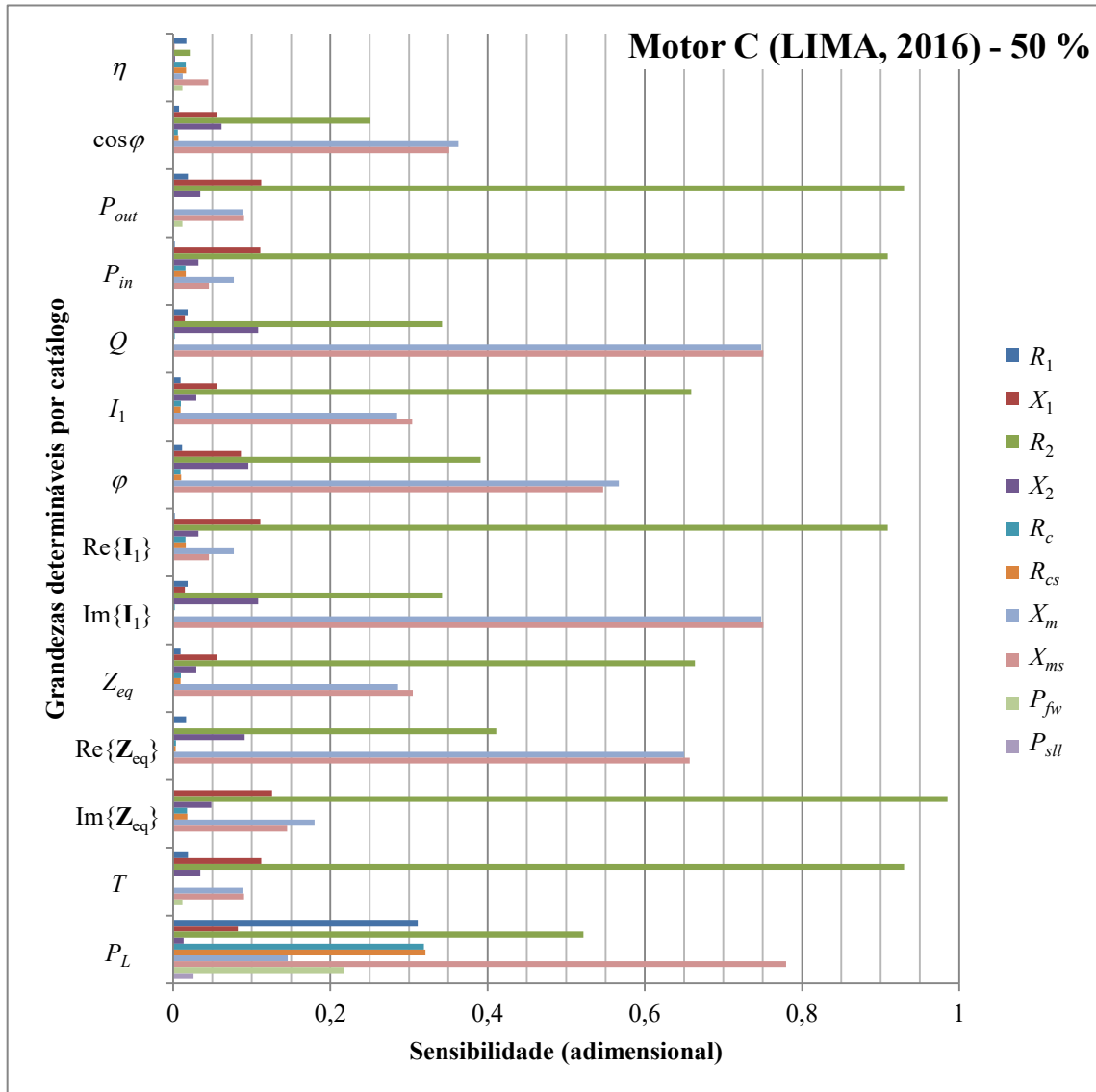


Figura 47 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição de 50 % de carregamento para o motor C (LIMA, 2016) (100 cv, 4 polos).



Neste motor, nota-se uma importância maior de P_{fw} em relação aos outros motores, em virtude do seu perfil de perdas, e também a influência praticamente exclusiva das reatâncias de dispersão sobre o torque máximo.

Os resultados apresentados até o momento permitem concluir que todos os parâmetros do modelo influenciam significativamente ao menos uma das grandezas de referência que podem ser obtidas pelos dados de fabricantes. Também indicam que a identificação precisa do valor de R_1 , R_c e P_{fw} é essencial para a determinação correta das perdas em baixos níveis de carregamento e sugerem que as perdas totais podem ser incluídas na função objetivo para facilitar a identificação destes parâmetros. À primeira vista, a inclusão das perdas pode parecer redundante, uma vez que funções objetivo contendo as potências de

entrada e de saída foram apresentadas no capítulo anterior. De fato, quando há solução exata para estas potências, as perdas devem obrigatoriamente corresponder ao valor de referência. No entanto, uma vez que os valores típicos de rendimento de motores de indução são elevados, as potências de entrada e de saída têm valores próximos, de modo que pequenos desvios nestes valores podem representar grandes desvios nas perdas.

Tendo em vista a determinação dos parâmetros do circuito equivalente a partir de medições em operação nos métodos discutidos na seção 4.6.3 e o ajuste de parâmetros no método de Lima (2016), uma segunda etapa do estudo de sensibilidade focou apenas nas grandezas mensuráveis com o motor em operação: potência ativa; potência reativa; módulo, ângulo, parte real e parte imaginária do fasor de corrente; módulo, parte real e parte imaginária da impedância equivalente por fase. Os resultados obtidos com os parâmetros do motor 1 nas condições de carregamento correspondentes a 100 % e 50 %, já inclusos anteriormente na Figura 44 e na Figura 45, são novamente apresentados por conveniência nas Figuras 48 e 49, e os resultados correspondentes à condição de 25 % do carregamento nominal são apresentados na Figura 50.

Figura 48 – Sensibilidade de grandezas mensuráveis em campo para o motor 1 na condição de carregamento nominal.

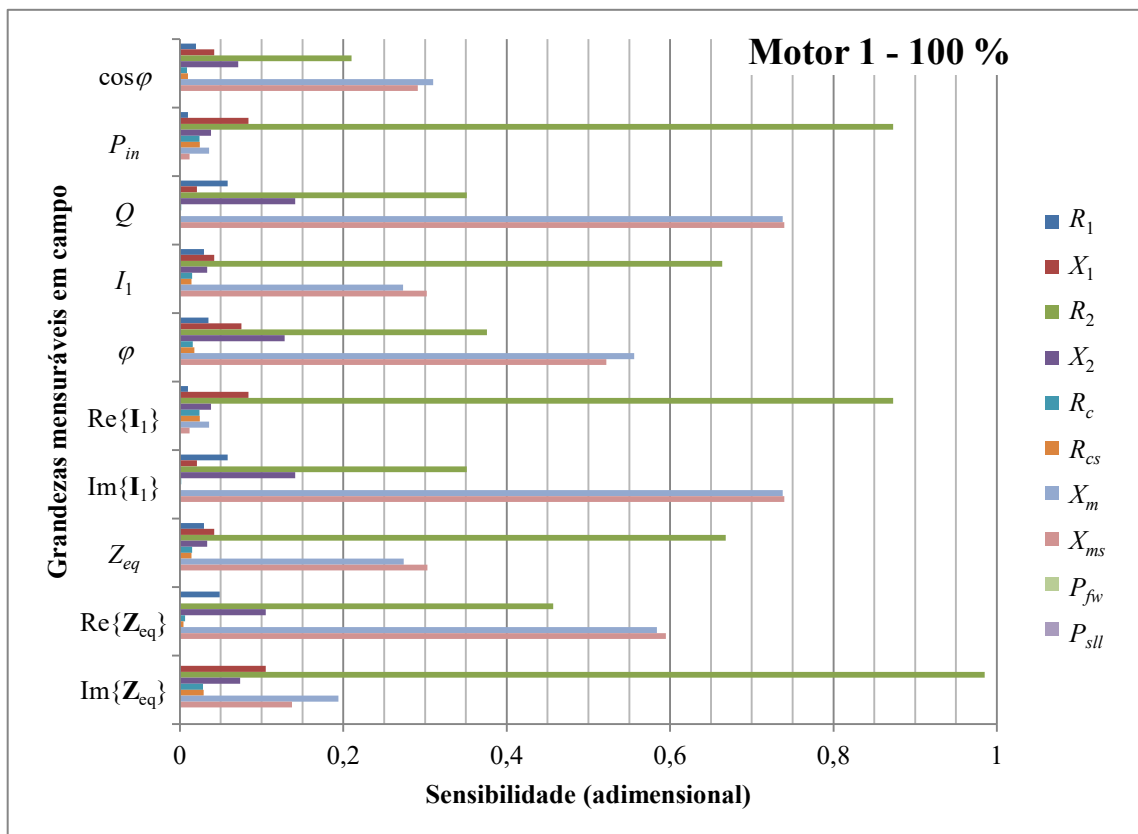


Figura 49 – Sensibilidade de grandezas mensuráveis em campo para o motor 1 na condição de 50 % de carregamento.

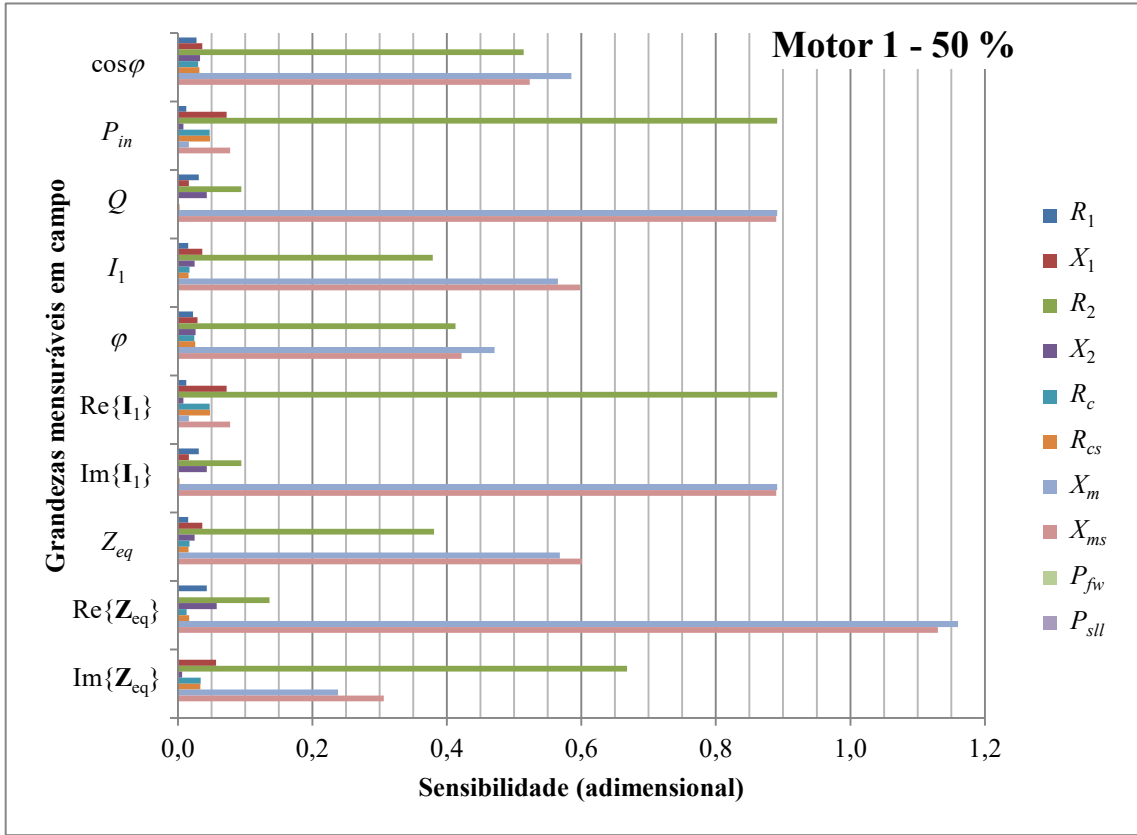
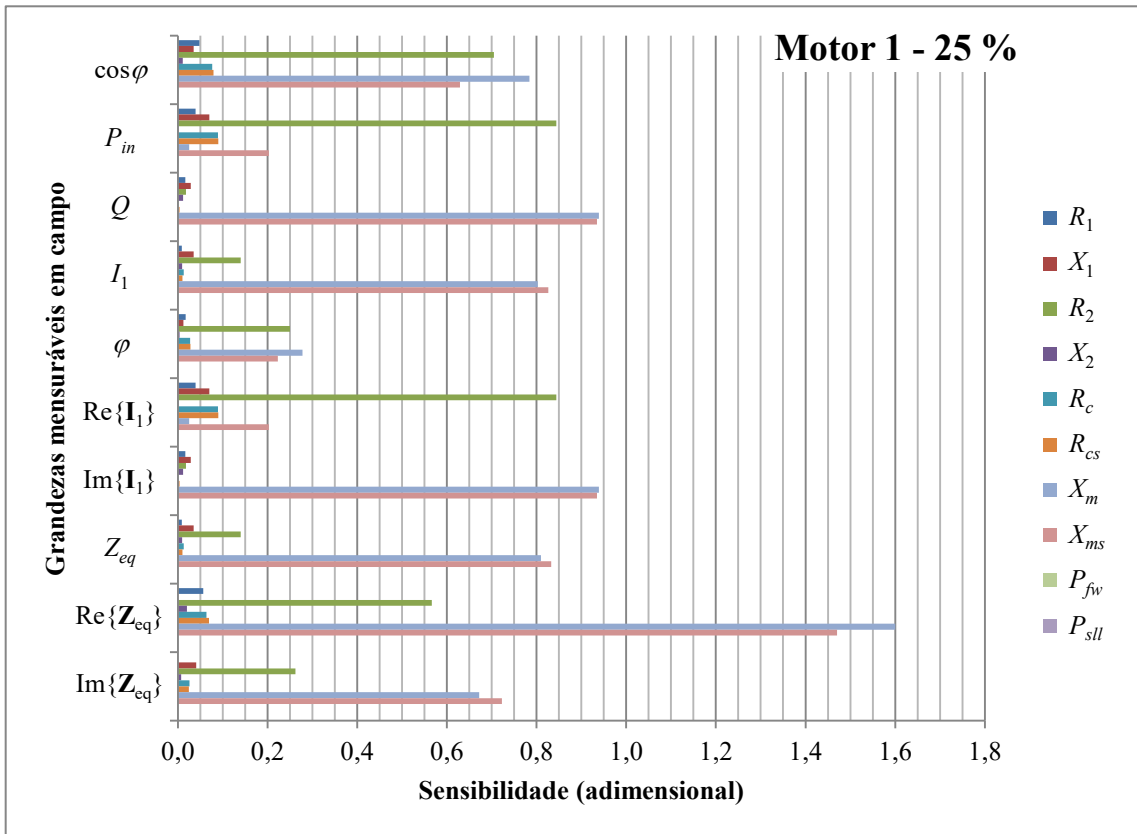


Figura 50 – Sensibilidade de grandezas mensuráveis em campo para o motor 1 na condição de 25 % de carregamento.

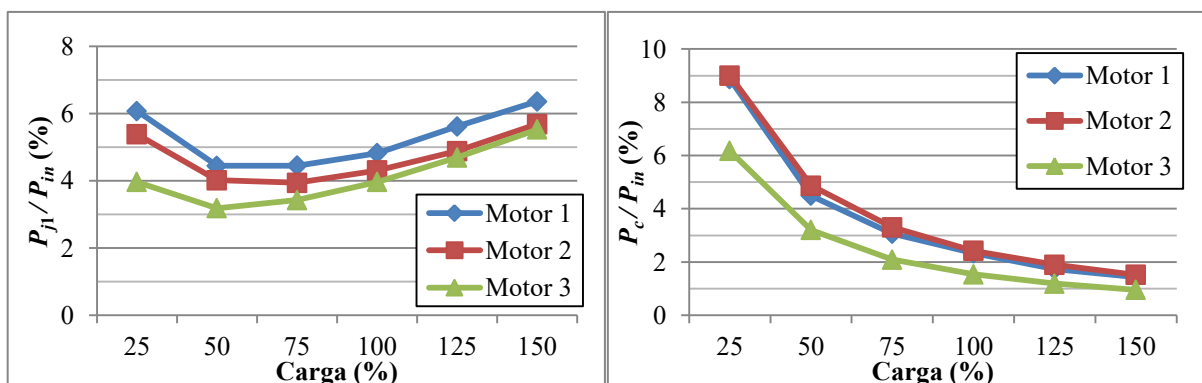


Novamente, os valores de sensibilidade indicam a predominância de R_2 e X_m sobre todas as grandezas elétricas terminais e uma influência significativamente menor dos demais parâmetros. Mesmo na condição de baixo carregamento considerada na Figura 50, a influência de R_2 e X_m é muito maior do que a de qualquer outro parâmetro do modelo. Também se pode observar que as perdas suplementares e por atrito e ventilação não exercem, neste modelo, nenhuma influência sobre as grandezas consideradas no estudo, visto que não são representadas individualmente no circuito elétrico. Comportamentos semelhantes foram observados nos outros motores avaliados, cuja análise é disponibilizada no Apêndice A.

Estes resultados podem justificar a dificuldade reportada na literatura para a determinação das perdas no ferro e de R_1 , quando este é uma incógnita. Se uma perturbação no parâmetro x produz uma variação proporcional a γ na grandeza y , é razoável assumir que um pequeno desvio no valor calculado da grandeza y corresponda a uma alteração proporcional a $1/\gamma$ em x . Assim, pequenas imprecisões nos dados de referência obtidos em catálogo podem produzir desvios maiores nos valores de parâmetros com pouca influência e menores em parâmetros com alta influência. Por exemplo, no motor 1, um desvio de 1 % na potência de entrada a plena carga poderia causar um desvio de aproximadamente $1/0,87 = 1,1$ % em R_2 ou de aproximadamente $1/0,01 = 100$ % em R_1 .

Do ponto de vista metrológico, esta dificuldade torna-se ainda mais crítica quando se levam em conta as incertezas de medição associadas à potência ativa e à corrente medida em campo. As curvas apresentadas na Figura 51, obtidas nos ensaios com os motores 1, 2 e 3, indicam a porcentagem da potência ativa representada pelas perdas Joule no estator e pelas perdas no ferro em função do carregamento. Em todos os níveis de carregamento, os valores medidos de P_{j1} corresponderam a menos do que 7 % da potência ativa total, e as perdas no ferro superaram este valor apenas ligeiramente no ponto de mínimo carregamento.

Figura 51 – Relação entre P_{j1} e P_{in} e entre P_c e P_{in} em função do carregamento observada em ensaios com os motores 1, 2 e 3.



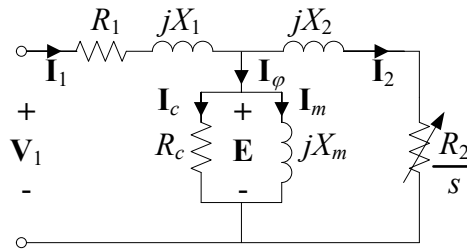
Como discutido na seção 5.2, o procedimento normatizado requer que a incerteza associada à P_{in} seja menor do que 1 % da leitura na condição nominal. A incerteza pode facilmente superar este valor em medições em campo com o emprego de transdutores de corrente do tipo alicate, de modo que as perdas Joule no estator e as perdas no ferro passam a ter ordem de grandeza muito próxima à incerteza de medição. Somado à baixa sensibilidade das grandezas mensuráveis, isto pode inviabilizar seriamente a identificação dos valores dos parâmetros correspondentes em campo.

Analisando a sensibilidade sob a perspectiva do ajuste do circuito proposto por Lima (2016), um ajuste do circuito equivalente seria alcançado com mínima variação em relação aos parâmetros originais se os parâmetros ajustados tiverem um alto valor de γ . Tendo em vista que medições elétricas nos terminais do motor em um ponto de operação fornecem apenas duas equações independentes como, por exemplo, o módulo e o ângulo do fasor de corrente, as potências ativa e reativa ou outros pares de grandezas, os resultados levam a crer que o ajuste de outros parâmetros além de R_2 e X_m é inviável nesta situação. Esta conclusão é corroborada pela IEEE Standard 112, que recomenda o ajuste destes parâmetros nos métodos C/F, E/F e E1/F1 com base em valores de potência e de corrente medidos em carga.

7.2 MODELO

O modelo escolhido para aplicação no método proposto é o circuito T tradicional ilustrado na Figura 52.

Figura 52 – Circuito T com perdas no ferro.



Para reduzir o número de incógnitas, a razão X_1/X_2 entre as reatâncias de dispersão é fixada de acordo com os valores sugeridos na norma NBR17094-3 (ABNT, 2018b), listados anteriormente na Tabela 2.

As perdas suplementares e por atrito e ventilação não são consideradas em separado. Mesmo em ensaios de laboratório, a determinação das perdas suplementares é relativamente complexa. Portanto, não parece realista considerar que seu valor pode ser determinado por dados de catálogo cujas tolerâncias permitem desvios de até 20 % sobre o valor informado de perdas totais. As perdas por atrito e ventilação, por sua vez, têm característica constante como as perdas no ferro e sensibilizam as mesmas grandezas. Não há equações suficientes para separá-las, a menos que se empreguem proporções arbitrárias como em Haque (2008), que complicam a formulação sem um claro benefício.

Isso não significa, no entanto, que estas perdas são negligenciadas, mas sim que são englobadas por outras perdas de mesma natureza. As perdas totais podem ser decompostas em suas cinco parcelas conforme

$$P_L = 3R_1 I_1^2 + 3R_2 I_2^2 + 3R_{sl} I_2^2 + P_c + P_{fw} \quad (7.2)$$

em que R_{sl} representa a proporcionalidade entre I_2^2 e a perda suplementar por fase, e P_c e P_{fw} são consideradas constantes. Na realidade, com o aumento do escorregamento, as perdas no ferro do rotor aumentam, enquanto as perdas no ferro do estator diminuem ligeiramente com a redução do fluxo de magnetização, e as perdas por atrito e ventilação diminuem ligeiramente

com a redução da velocidade. Assim, a soma de P_c e P_{fw} mantém-se aproximadamente constante entre diferentes níveis de carga.

Na região normal de operação, a impedância do rotor é predominantemente resistiva, enquanto o ramo de excitação do circuito é predominantemente reativo. Isto permite aproximar a corrente \mathbf{I}_1 como a soma das componentes \mathbf{I}_2 e \mathbf{I}_φ em quadratura, conforme

$$I_1^2 \approx I_2^2 + I_\varphi^2 \quad (7.3)$$

Substituindo (7.3) em (7.2), obtém-se

$$P_L \approx 3(R_1 + R_2 + R_{sll})I_2^2 + (3R_1I_\varphi^2 + P_c + P_{fw}) \quad (7.4)$$

que evidencia que as perdas totais da máquina operando com tensão e frequência fixas se dividem em duas parcelas: uma aproximadamente independente da carga, composta pelas perdas Joule no estator relacionadas à corrente de excitação, pelas perdas por atrito e ventilação e pelas perdas no ferro; e outra proporcional a I_2^2 que varia em função do carregamento, composta por perdas Joule no estator e no rotor e pelas perdas suplementares.

Assim, o fato de não considerar a perda suplementar separadamente, que corresponde à anulação do termo R_{sll} em (7.4), pode refletir, no processo de identificação dos parâmetros, em um incremento do valor identificado de R_1 ou de R_2 , para que o valor do primeiro termo entre parênteses na equação permaneça inalterado. Da mesma forma, a anulação do termo P_{fw} no segundo termo entre parênteses de (7.4) pode provocar alterações nos valores identificados de P_c e de R_1 . Um método simplificado para estimação de perdas é derivado paralelamente de (7.4) na seção 7.6.

7.3 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS POR DADOS DE CATÁLOGO

O método proposto para estimação de parâmetros do circuito equivalente de MITs por dados de catálogo é definido pelo problema de otimização definido por

$$\left\{ \begin{array}{l} \min f(\mathbf{x}) = \frac{\sum_{i=1}^n w_i \left(\frac{y_{i,c}(\mathbf{x}) - y_i}{y_i} \right)^2}{\sum_{i=1}^n w_i} \\ \mathbf{y} = [P_{L(100)} \quad P_{L(75)} \quad P_{L(50)} \quad P_{in(100)} \quad P_{in(75)} \quad P_{in(50)} \quad I_{1(100)} \quad I_{1(75)} \quad I_{1(50)} \quad Q_{(100)} \quad Q_{(75)} \quad Q_{(50)}] \\ \mathbf{x} = [R_1 \quad R_2 \quad X_2 \quad R_c \quad X_m] \\ s.a.: \\ x_{j=1\dots5} > 0 \end{array} \right. \quad (7.5)$$

em que a função objetivo a ser minimizada é composta pelos desvios relativos quadráticos das grandezas calculadas pelo modelo $y_{i,c}$ em relação às grandezas de referência y_i , ponderados por pesos w_i inicialmente definidos como unitários. O vetor de grandezas de referência y possui doze elementos, correspondentes às perdas totais, às potências ativa e reativa e ao módulo da corrente nos três níveis de carregamento informados em catálogo. O vetor de incógnitas x é composto pelos parâmetros do modelo descrito no item anterior, com exceção de X_1 , que é determinado em função de X_2 e das relações X_1/X_2 sugeridas nas normas, com a restrição de que todas as incógnitas devem ser positivas.

As grandezas da função objetivo foram selecionadas em função do estudo de sensibilidade: R_1 e R_c sensibilizam significativamente as perdas totais; R_2 e X_m sensibilizam fortemente várias grandezas, entre as quais a potência de entrada e a corrente; e a potência reativa é incluída na tentativa de definir a identificação de X_2 . O torque máximo, apesar de altamente sensível aos valores de X_1 e X_2 , não é incluído na função objetivo em decorrência dos resultados reportados por Pillay, Nolan e Haque (1997) e por Lima (2016), que indicam que a inclusão desta grandeza pode prejudicar a convergência. É esperado que a ausência do torque máximo na função objetivo não impeça a identificação das reatâncias de dispersão, visto que estas sensibilizam significativamente a potência reativa e que há menos incógnitas do que referências no problema. Não são consideradas grandezas na condição de partida, como a corrente e o torque, pois isto demandaria a inclusão de incógnitas adicionais ao problema para considerar as alterações paramétricas que ocorrem nesta condição.

Todos os parâmetros do modelo são considerados constantes, sem influência de alterações no nível de saturação magnética ou na temperatura, visto que a corrente nas condições operativas consideradas é igual ou menor que a nominal e que os valores de rendimento reportados pelos fabricantes consideram, de acordo com as normas técnicas, a mesma temperatura para todos os pontos de carregamento, igual à especificada no ensaio de elevação de temperatura.

O cálculo das grandezas em cargas parciais se dá inicialmente com valores de escorregamento determinados por

$$s(P_{out}/P_n) = 0,5 \left(1 - \sqrt{1 - 4s_n(1 - s_n)(P_{out}/P_n)} \right) \quad (7.6)$$

obtida a partir da consideração de linearidade entre torque e escorregamento para cargas abaixo da nominal (GOLDEMBERG, 1992).

O foco da investigação, neste momento, é direcionado mais à formulação do problema de identificação do que ao método numérico empregado para sua resolução.

Considera-se neste trabalho a resolução do problema de minimização pelo método de Levenberg-Marquardt e por algoritmo genético, os quais são descritos na seção anterior. Contempla-se, assim, ao menos um método de descida e um método estocástico. As restrições do problema são estabelecidas como funções penalidade, que somam o valor 100 à função objetivo quando uma restrição é desobedecida. O aprimoramento da eficiência numérica é deixado para trabalhos futuros.

A solução inicial para o método de Levenberg-Marquardt é definida conforme

$$R_1 = R_2 = \frac{P_n}{3(I_n \cos \varphi_n)^2} \left(\frac{s_n}{1-s_n} \right) \quad (7.7)$$

$$R_c = \frac{3V_1^2}{0,3P_n \left(\frac{1}{\eta_n} - 1 \right)} \quad (7.8)$$

$$X_m = \frac{V_1}{I_n \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_n}} \quad (7.9)$$

$$X_2 = 0,05X_m \quad (7.10)$$

em função dos dados nominais de potência de saída, corrente, fator de potência, escorregamento e rendimento, considerando que a corrente que circula pelo ramo do rotor é aproximadamente igual à componente real da corrente nominal, enquanto a componente complexa atravessa X_m . Empiricamente, X_2 é definido como 5 % de X_m , e R_c é definido para que as perdas no ferro e por atrito e ventilação correspondam a 30 % das perdas totais. Ainda que expressões mais sofisticadas pudessem fornecer maior precisão, estas opções simplificadas evitam a ocorrência de incoerências, como valores negativos ou complexos.

Para o algoritmo genético, os limites máximos e mínimos da área de busca dos parâmetros são definidos como 300 % e 10 %, respectivamente, dos valores resultantes das expressões anteriores. Uma investigação aprofundada sobre a definição de limites da área de busca é proposta por Bijan *et al.* (2018), que considera R_1 conhecido. Optou-se, neste trabalho, por uma área mais ampla devido às diferenças entre os problemas de otimização.

7.4 DETERMINAÇÃO DO RENDIMENTO DE MIT EM OPERAÇÃO

O rendimento do MIT em operação é determinado em função dos parâmetros do circuito equivalente identificados a partir das características típicas informadas em catálogo e de valores medidos com a máquina em seu ponto de operação atual. As tensões e correntes de linha, a potência ativa e a frequência podem ser medidas de forma relativamente simples e não-intrusiva no quadro de comando de motores de uma instalação. Já o escorregamento pode ser medido por tacômetro estroboscópico ou pela composição espectral do sinal de corrente, conforme discutido na seção 4.2.

Assim como nos métodos de segregação, as perdas do motor em seu ponto de operação atual podem ser determinadas por

$$P_L = 3R_1 I_1^2 + \frac{3E^2}{R_c} + s \left(P_{in} - 3R_1 I_1^2 - \frac{3E^2}{R_c} \right) \quad (7.11)$$

que pode ser rearranjada para

$$P_L = \left(3R_1 I_1^2 + \frac{3E^2}{R_c} \right) (1-s) + s P_{in} \quad (7.12)$$

com os valores medidos de P_{in} , I_1 e s e com o valor de E^2 calculado por

$$E^2 = \left[V_1 - I_1 (R_1 \cos \varphi + X_1 \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}) \right]^2 + \left[I_1 (R_1 \sqrt{1 - \cos^2 \varphi} - X_1 \cos \varphi) \right]^2 \quad (7.13)$$

O rendimento na condição atual é finalmente determinado por

$$\eta = \frac{P_{in} - P_L}{P_{in}} \quad (7.14)$$

7.5 AJUSTE DO CIRCUITO EM CAMPO

O conhecimento do valor das perdas ou do rendimento na condição atual pode não satisfazer totalmente as necessidades de um estudo energético, visto que não contempla outras condições operativas decorrentes de eventuais alterações na carga. Uma etapa adicional do método considera o ajuste dos parâmetros R_2 e X_m para aproximar o modelo obtido por dados de catálogo às características reais do motor em análise. Busca-se, assim, obter curvas aprimoradas de perdas e de rendimento.

O ajuste de R_2 e X_m pode ser realizado pela resolução iterativa de expressões analíticas, dispensando o emprego de algoritmos de otimização. No método proposto, se o

desvio entre os valores calculados e medidos da corrente e da potência ativa forem menores do que as respectivas incertezas de medição, o ajuste é dispensado, e o circuito obtido por dados de catálogo é utilizado. Caso contrário, o ajuste se dá pelo seguinte processo:

i) Determinam-se os fasores \mathbf{E} e \mathbf{I}_2 por

$$\mathbf{E} = \mathbf{V}_1 - \mathbf{I}_1 (R_1 + jX_1) \quad (7.15)$$

$$\mathbf{I}_2 = \mathbf{I}_1 - \mathbf{E} \left(\frac{1}{R_c} - \frac{j}{X_m} \right) \quad (7.16)$$

com base na tensão e na corrente medidas em operação;

ii) Determina-se o valor atualizado de R_2 por

$$R_2 = \frac{s}{I_2^2} \left(\frac{P_{in}}{3} - R_1 I_1^2 - \frac{E^2}{R_c} \right) \quad (7.17)$$

iii) Com o valor atualizado de R_2 , calcula-se X_m pelo balanço de corrente

$$X_m = \text{Im} \left\{ \left(\frac{\mathbf{I}_1}{\mathbf{E}_1} - \frac{1}{R_2/s + jX_2} - \frac{1}{R_c} \right)^{-1} \right\} \quad (7.18)$$

iv) Se os desvios entre os valores calculados e medidos de P_{in} e I_1 ainda forem maiores do que as respectivas incertezas de medição, retorna-se ao passo “i”; caso contrário, o processo é finalizado.

7.6 MÉTODO ALTERNATIVO SIMPLIFICADO

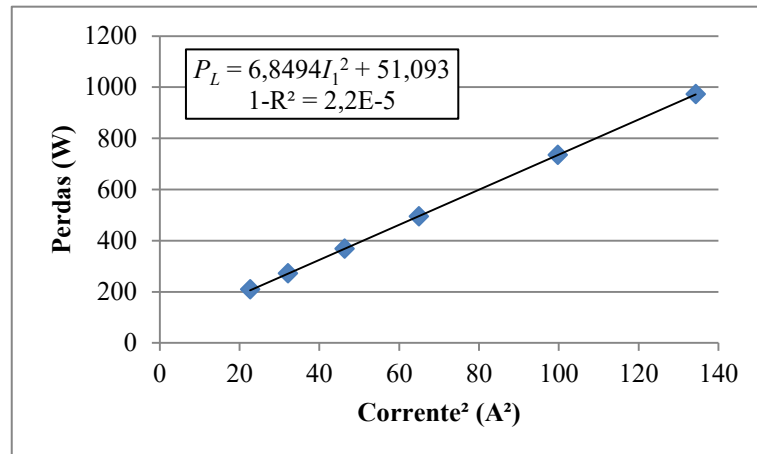
A formulação das perdas totais como uma função linear de I_2^2 abordada na seção 7.2 permite a derivação de um método simplificado para a estimação das perdas em função apenas do módulo da corrente medida em campo. A expressão dada em (7.4) não pode ser usada diretamente visto que I_2 não é uma quantidade diretamente mensurável. No entanto, ao se isolar I_2^2 em (7.3) e substituir em (7.4), obtém-se

$$P_L \approx 3(R_1 + R_2 + R_{sll})I_1^2 + (P_c + P_{fw} - 3R_2I_\phi^2 - 3R_{sll}I_\phi^2) \quad (7.19)$$

que é uma função linear de I_1^2 .

Os coeficientes da função, representados pelos termos entre parênteses, podem ser determinados pela regressão linear dos valores de perdas e de corrente calculados a partir dos dados de catálogo em três pontos de carga. A Figura 53 ilustra a relação linear entre P_L e I_1^2 obtida com dados medidos do motor 1.

Figura 53 – Regressão linear de perdas em função da I_1^2 com dados medidos do motor 1.

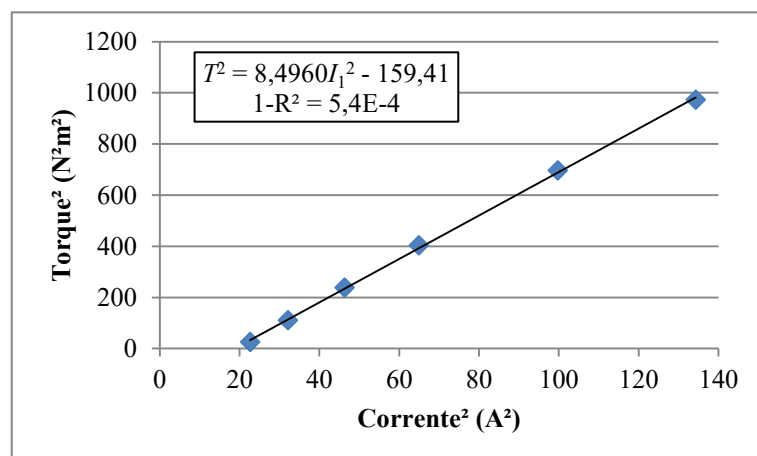


Além disso, se for desejado estimar o nível de carregamento, por exemplo, para verificar a adequação do dimensionamento do motor, pode-se manipular (7.3) para relacionar I_1^2 a T^2 . Na região normal de operação, existe uma proporcionalidade aproximada entre T e I_2 evidenciada na IEEE Std. 112, que ora recomenda a interpolação de P_{sll} por T^2 , como no método B, e ora por I_2^2 , como no método F. Expressando esta proporção como $T^2 = aI_2^2$, pode-se reescrever (7.3) como

$$T^2 \approx aI_1^2 + (-aI_\phi^2) \quad (7.20)$$

que é uma função linear cujos coeficientes podem ser determinados por regressão linear a partir dos dados de catálogo. Esta relação é ilustrada na Figura 54 com dados medidos no motor 1.

Figura 54 – Regressão linear entre T^2 e I_1^2 com dados medidos do motor 1.



Os métodos propostos neste capítulo para a estimação dos valores dos parâmetros do circuito elétrico equivalente, das perdas e do rendimento de motores em operação são avaliados e submetidos a ajustes no capítulo 8 a seguir. Para tanto, empregam-se os dados de ensaios de sete motores, apresentados anteriormente no capítulo 5, e dados de catálogo de fabricantes nacionais.

8 RESULTADOS

Este capítulo apresenta resultados de testes da metodologia exposta no capítulo anterior em diferentes níveis de complexidade. O algoritmo de identificação dos valores de parâmetros do circuito equivalente é testado inicialmente com dados ideais simulados, em seguida com dados medidos e por fim com dados reais de catálogos de fabricantes. Também são apresentados testes para avaliar o efeito da inclusão das perdas na função objetivo e para comparar o desempenho dos métodos de otimização. Por fim, o efeito do ajuste de R_2 e X_m em campo é avaliado, e os resultados do método simplificado são comparados com valores medidos e com os resultados do método principal de estimação de perdas.

8.1 TESTES COM DADOS SIMULADOS

A metodologia desenvolvida foi testada inicialmente com dados simulados a partir dos valores dos parâmetros conhecidos do motor 1, indicados anteriormente na seção 5.4.4 e reproduzidos por conveniência na Tabela 27. O valor de X_1 foi recalculado para corresponder exatamente à razão X_1/X_2 correspondente à categoria H. Os valores de rendimento e fator de potência nos três níveis de carregamento foram calculados nas condições de escorregamento que fornecem exatamente 100 %, 75 % e 50 % da potência nominal de 3,7 kW com este conjunto de parâmetros.

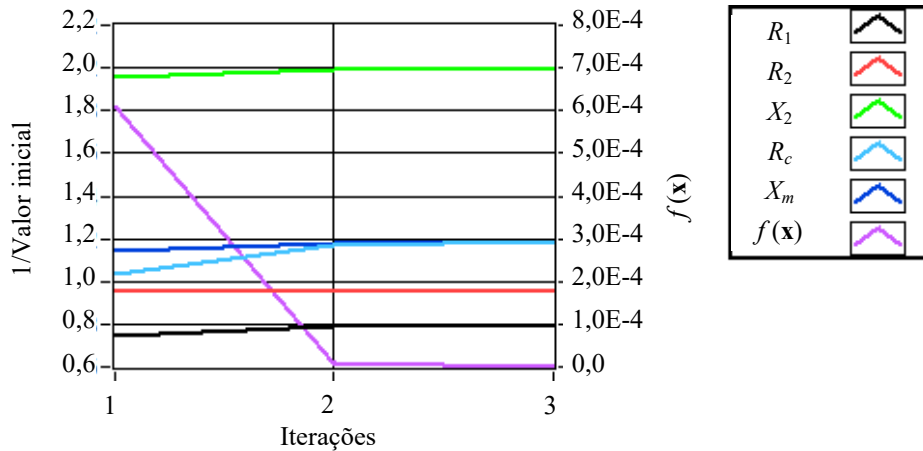
Tabela 27 – Parâmetros do motor 1 usados para simulação.

R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)
1,024	2,421	1,237	4,174	1248	49,5

8.1.1 Aplicação do método de Levenberg-Marquardt

A Figura 55 apresenta a evolução dos parâmetros identificados pelo método de Levenberg-Marquardt (LM) a partir dos dados simulados, que foi concluída em apenas três iterações. Os valores dos parâmetros são normalizados pelo palpite inicial para facilitar a visualização e são indicados no eixo vertical esquerdo, enquanto o valor da função objetivo é indicado no eixo direito. Neste caso, foram considerados os escorregamentos conhecidos nas condições de 75 % e 50 % de carregamento.

Figura 55 – Evolução da identificação dos parâmetros a partir de dados de catálogo simulados considerando escorregamentos parciais conhecidos.



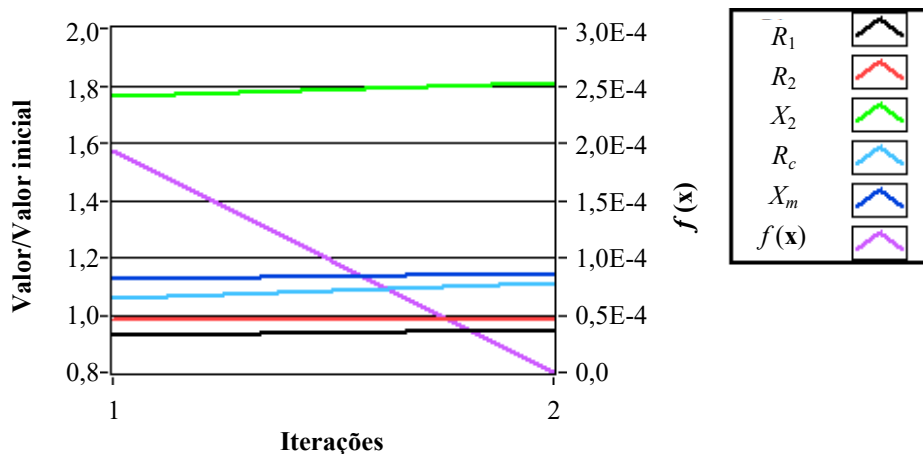
Os valores resultantes dos parâmetros são apresentados na Tabela 28 e indicam que o algoritmo foi capaz de identificar exatamente os parâmetros originais.

Tabela 28 – Valores de parâmetros identificados a partir de dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais conhecidos.

R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$f(x)$
1,024	2,421	1,237	4,173	1247	49,5	7,8E-9

Os dados de catálogo foram simulados novamente, desta vez considerando as perdas por atrito e ventilação de 26,3 W e as perdas suplementares de 24,6 W que não haviam sido consideradas anteriormente. O algoritmo de identificação foi executado com estes novos dados de catálogo simulados, agora contendo os efeitos de perdas mecânicas e suplementares. A evolução do processo é apresentada na Figura 56, desta vez concluída em duas iterações.

Figura 56 – Evolução da identificação dos parâmetros a partir de dados de catálogo simulados considerando escorregamentos parciais conhecidos e simplificação do modelo.



Os valores resultantes dos parâmetros são indicados na Tabela 29. O valor identificado de R_c é inferior ao original, indicando que este parâmetro “absorveu” os efeitos das perdas mecânicas. Da mesma forma, o valor superior de R_1 é resultante da inclusão dos efeitos das perdas suplementares.

Tabela 29 – Valores de parâmetros identificados a partir de novos dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais conhecidos.

R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$f(x)$
1,196	2,227	1,239	3,840	1046	48,83	4,8E-7

Os escorregamentos em carregamentos parciais, todavia, não são conhecidos exatamente, ainda que seu valor possa ser estimado. O processo de identificação foi novamente executado com base nos mesmos dados simulados do teste anterior, porém fornecido como entrada para o algoritmo os valores de escorregamento estimados pela expressão (7.6) para cálculo das grandezas em carregamentos parciais. Os valores estimados do escorregamento nas condições de 75 % e 50 % de carregamento são indicados na Tabela 30 e comparados com seus valores de referência utilizados na simulação.

Tabela 30 – Valores exatos e estimados de escorregamento em carregamentos parciais.

	$s_{(75)}$ (pu)	$s_{(50)}$ (pu)
Referência	0,02878	0,01846
Estimado	0,02988	0,01972

O processo de identificação, ilustrado na Figura 57, não foi capaz de atender a tolerância pré-determinada de 10^{-8} com estes dados de entrada. Os valores de parâmetros resultantes, apresentados na Tabela 31, indicam que as imprecisões nos valores de escorregamento geraram um acréscimo de aproximadamente 15 % em R_1 , mesmo com os demais dados de catálogo em seus valores exatos. Isto se justifica pela alteração do valor das perdas Joule no rotor em função dos desvios de escorregamento, que passa a ser compensada em R_1 .

Figura 57 – Evolução da identificação dos parâmetros a partir de novos dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais estimados.

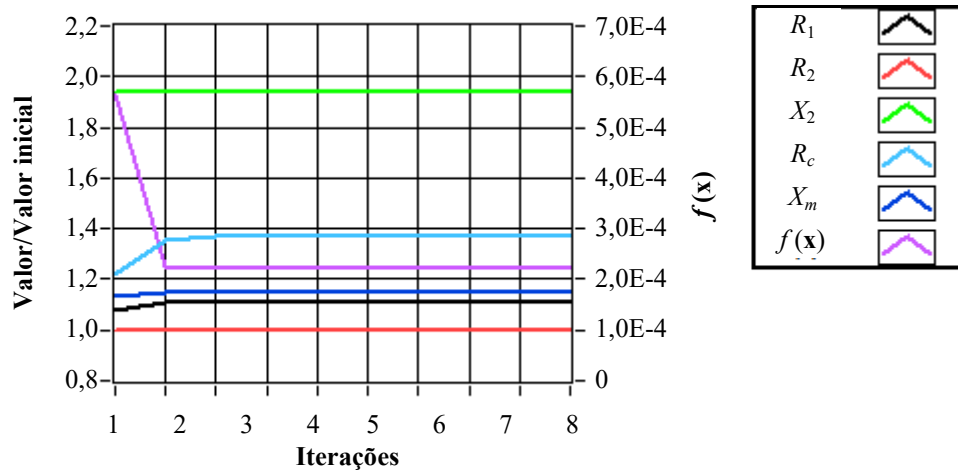


Tabela 31 – Valores de parâmetros identificados a partir de novos dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais estimados

R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$f(x)$
1,376	2,386	1,233	4,113	1286	48,88	2,2E-4

Este resultado representa uma grande limitação para a determinação do rendimento de motores em campo. Mesmo com dados de catálogo exatos, um desvio significativo foi obtido em R_1 , que é responsável por uma parcela significativa das perdas totais.

Para contornar esta limitação, o problema de otimização foi alterado pela adição dos escorregamentos a 75 % e 50 % da carga nominal ao vetor de incógnitas, que passa a ter sete elementos. Uma abordagem semelhante foi usada por Lima (2016). Os resultados apresentados na Figura 58 e na Tabela 32, que sumariza as tabelas anteriores, indicam que esta abordagem foi capaz de encontrar valores próximos àqueles obtidos com o conhecimento exato dos valores de escorregamento em carregamentos parciais, dados na terceira linha da mesma tabela.

Figura 58 – Identificação dos parâmetros a partir de novos dados de catálogo simulados incluindo escorregamentos como incógnitas.

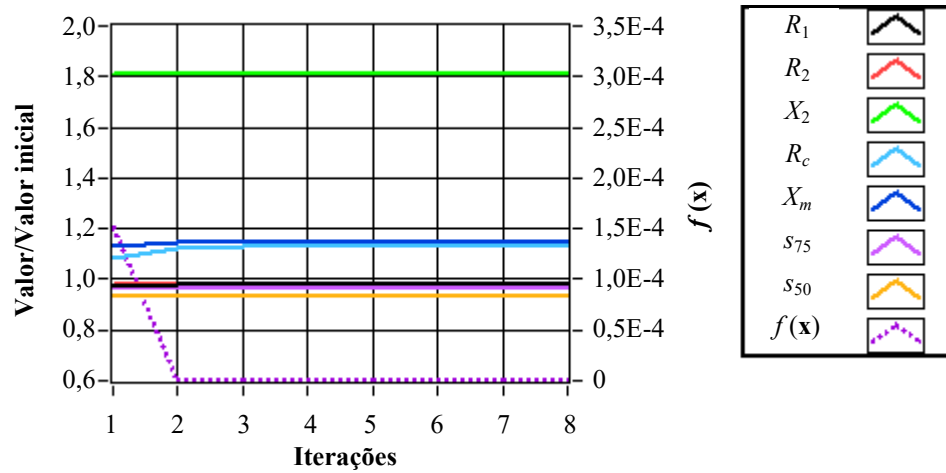


Tabela 32 – Valores de parâmetros identificados a partir de novos dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais estimados

Caso	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$s_{(75)}$ (pu)	$s_{(50)}$ (pu)	$f(x)$
Valores originais	1,024	2,421	1,237	4,174	1248	49,5	0,02878	0,01846	
Com dados ideais	1,024	2,421	1,237	4,173	1247	49,5			7,8E-9
Com efeito de P_{fw} e P_{sll}	1,196	2,227	1,239	3,840	1046	48,83			4,8E-7
Com $s_{(75)}$ e $s_{(50)}$ aproximado	1,376	2,386	1,233	4,113	1286	48,88			2,2E-4
Com busca de $s_{(75)}$ e $s_{(50)}$	1,217	2,234	1,215	3,851	1059	48,82	0,02825	0,01810	3,3E-8

Em suma, conhecendo-se exatamente os valores dos escorregamentos a plena carga e em cargas parciais, o algoritmo de identificação baseado no método de LM é capaz de identificar exatamente os valores de parâmetros usados para simulação. Quando os dados são simulados considerando os efeitos de perdas suplementares e por atrito e ventilação externamente ao circuito, o algoritmo ainda é capaz de encontrar valores de parâmetros que correspondam aos dados simulados. O simples fato de utilizar valores de escorregamento em carregamentos parciais estimados por (7.6), no entanto, produz desvios significativos, da ordem de 10 %, nos valores de R_1 e de R_c . Esta expressão é utilizada em diversas metodologias reportadas na literatura, conforme apresentado no capítulo 4. Quando se incluem os valores de escorregamento em carregamentos parciais no vetor de incógnitas do problema de otimização, os valores identificados dos parâmetros do CE passam a corresponder mais precisamente àqueles obtidos com o conhecimento exato de $s_{(75)}$ e de $s_{(50)}$.

Por fim, para avaliar o efeito de eventuais imprecisões do escorregamento nominal, como a tolerância de 20 % discutida na seção 4.2, os dados sintéticos ideais foram novamente utilizados e o escorregamento nominal foi incrementado em 20 % para mais e para menos. Os resultados são apresentados na Tabela 32 junto aos parâmetros originais para comparação.

Tabela 33 – Comparação de valores originais e obtidos após alterações de 20 % no escorregamento nominal.

Caso	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$s_{(75)}$ (pu)	$s_{(50)}$ (pu)	$f(x)$
Valores originais	1,024	2,421	1,237	4,174	1248	49,5	0,02878	0,01846	
Identificados com $s_n+20\%$	0,8001	2,355	1,500	4,060	1124	49,82	0,03462	0,02226	8,4E-9
Identificados com $s_n-20\%$	1,242	2,485	0,9793	4,285	1401	49,19	0,02297	0,01470	5,3E-9

Com todos os outros dados (rendimentos e fatores de potência) mantidos constantes, o incremento de 20 % no escorregamento nominal gerou um valor identificado de R_1 aproximadamente 20 % menor, para compensar o aumento das perdas Joule no rotor decorrente do escorregamento maior. O valor de R_c também foi afetado para compensar o efeito da alteração de R_1 sobre as perdas em vazio. O inverso foi observado com a redução de 20 % no escorregamento, que gerou incrementos em R_1 e em R_c .

8.1.2 Aplicação de algoritmo genético

O algoritmo genético apresentado anteriormente na seção 6.2.2 também foi aplicado para a identificação dos parâmetros a partir de dados de catálogo ideais. O AG foi configurado com 50 indivíduos e limite de 300 gerações, com taxa de cruzamento de 90 %, mutação de 5 % e elitismo de 5 %. Os limites da área de busca são definidos como 300 % e 10 % do valor inicial usado no método de Levenberg-Marquardt.

Com dados de catálogo ideais, simulados com o modelo de seis parâmetros correspondente ao motor 1, e escorregamentos parciais conhecidos, foram realizadas 30 rodadas independentes. Os resultados são mostrados na Figura 59, ordenados de forma crescente em função do valor final da função objetivo, que é indicado no eixo direito. O eixo esquerdo indica o valor de cada parâmetro normalizado pelo seu valor conhecido. Mesmo com dados ideais, observam-se diferenças significativas entre os resultados das diferentes rodadas, evidenciadas na Figura 60. Por outro lado, é possível notar a correlação entre $f(X)$ e

os desvios de R_1 , R_c e X_2 , que sugere que o resultado da rodada com menor valor de função objetivo será de fato o mais próximo do valor ótimo.

Figura 59 – Valores de parâmetros identificados pelo AG em 30 rodadas independentes a partir de dados simulados ideais.

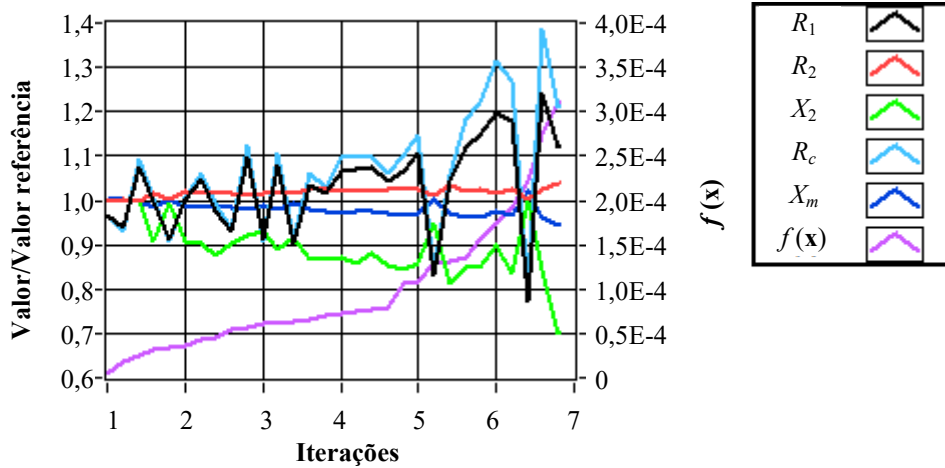
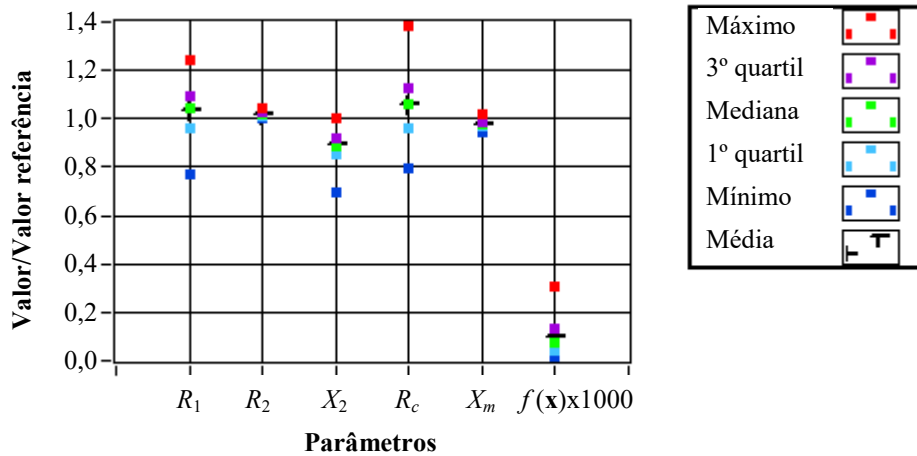


Figura 60 – Distribuição dos resultados.



Os valores de parâmetros obtidos na rodada com menor desvio são apresentados na Tabela 34. Apesar dos valores próximos aos de referência, é notável a precisão inferior do AG em comparação com o método de Levenberg-Marquardt, que encontrou uma solução com desvio mil vezes menor.

Tabela 34 – Valores de parâmetros identificados pelo AG a partir de dados de catálogo simulados e escorregamentos parciais conhecidos.

R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$f(x)$
0,9878	2,425	1,236	4,182	1203	49,67	5,1E-6

Empregando agora dados simulados incluindo o efeito de P_{fw} e P_{sll} e considerando os escorregamentos parciais desconhecidos, o AG foi executado para identificar os cinco parâmetros do circuito e os dois valores desconhecidos de escorregamento. A área de busca dos escorregamentos foi definida como $\pm 20\%$ em torno de seus valores estimados. Os resultados são indicados na Figura 61 e apresentam um comportamento semelhante ao dos resultados anteriores, e as distribuições indicadas na Figura 62 evidenciam dispersões semelhantes dos parâmetros elétricos e baixíssimas variações dos valores de escorregamento.

Figura 61 – Valores de parâmetros identificados pelo AG em 30 rodadas independentes a partir de dados simulados e escorregamentos parciais desconhecidos.

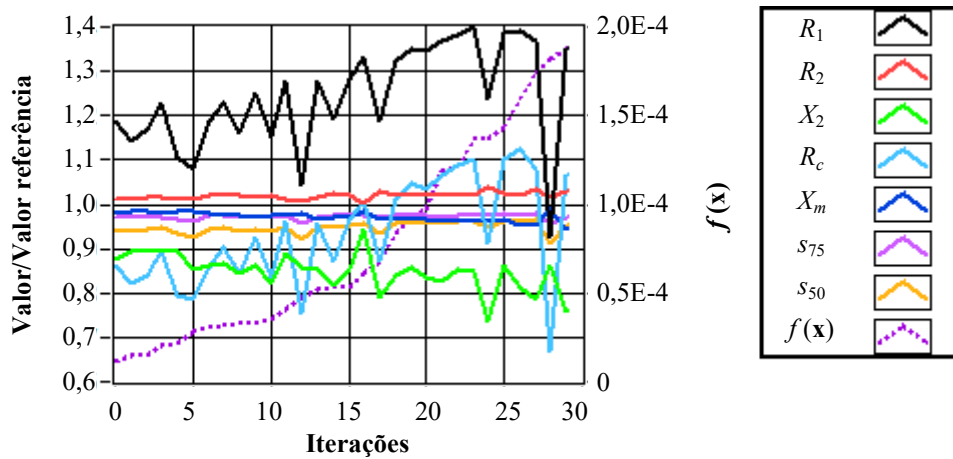
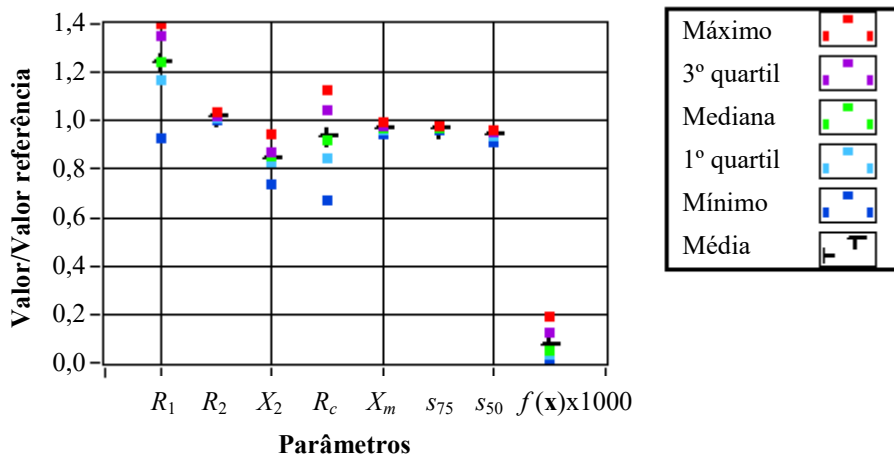


Figura 62 – Distribuição dos dados da figura anterior.



Os valores identificados pelo AG nas duas abordagens testadas são comparados na Tabela 32 com os resultados correspondentes obtidos com o método de Levenberg-Marquardt. A formulação com busca dos valores de escorregamento resultou em valores muito próximos entre os dois métodos. A superioridade da convergência local do método LM é evidenciada pelos desvios significativamente inferiores obtidos nas duas formulações

testadas, demonstrando que a convergência final pode ser uma limitação dos algoritmos genéticos.

Tabela 35 – Comparação de valores identificados pelos algoritmos LM e AG a partir de dados catálogo simulados.

Caso	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$s_{(75)}$ (pu)	$s_{(50)}$ (pu)	$f(x)$
Valores originais	1,024	2,421	1,237	4,174	1248	49,5	0,02878	0,01846	
LM, dados ideais	1,024	2,421	1,237	4,173	1247	49,5			7,8E-9
LM, com busca de $s_{(75)}$ e de $s_{(50)}$	1,217	2,234	1,215	3,851	1059	48,82	0,02825	0,01810	3,3E-8
AG, dados ideais	0,9878	2,425	1,236	4,182	1203	49,67			5,1E-6
AG, com busca de $s_{(75)}$ e de $s_{(50)}$	1,216	2,117	1,249	3,650	1077	48,44	0,02896	0,01857	1,1E-5

8.2 IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS A PARTIR DE DADOS MEDIDOS

A seção anterior demonstrou o desempenho do algoritmo de identificação de valores de parâmetros do circuito equivalente a partir de dados simulados. O modelo, no entanto, pode não contemplar não idealidades do desempenho real de um MIT.

Para avaliar uma aplicação real, o algoritmo de identificação de parâmetros baseado no método de LM foi executado com os dados de rendimento, fator de potência e escorregamento nominal medidos de sete motores, que são apresentados na Tabela 35 da seção 5.4.4. A busca incluiu os escorregamentos parciais e considerou a mesma função objetivo empregada na seção anterior, composta por desvios de corrente, de potência ativa, de potência reativa e de perdas totais em três pontos de carga. Os resultados são apresentados na Tabela 36.

Tabela 36 – Valores identificados pelo com método LM a partir de dados medidos.

Motor	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$s_{(75)}$ (pu)	$s_{(50)}$ (pu)	$f(x)$
1	1,235	1,699	1,232	2,929	1122	46,83	0,02792	0,01796	3,0E-7
2	0,9520	1,883	0,5318	2,770	1000	27,85	0,01932	0,01230	2,0E-6
3	0,3982	0,6096	0,2292	0,8965	599,2	20,72	0,01495	0,009693	1,4E-7
4	1,590	2,211	2,680	2,834	608,1	55,60	0,06516	0,04091	9,5E-8
5	1,351	1,328	1,166	1,953	799,1	42,89	0,02617	0,01683	1,5E-6
6	1,015	1,837	0,6236	2,702	518,3	29,89	0,02263	0,01433	2,8E-6
7	0,4964	0,6814	0,2809	1,002	356,2	26,91	0,01858	0,01193	2,4E-6

Os resultados evidenciam a existência de conjuntos de parâmetros capazes de representar satisfatoriamente o desempenho das máquinas testadas. Os valores finais da função objetivo na ordem de 10^{-6} correspondem a desvios médios de 10^{-3} ou 0,1 % nas grandezas que compõem a função objetivo. Em outras palavras, o modelo adotado é capaz de representar adequadamente uma máquina real em regime senoidal balanceado.

Em comparação com os valores de parâmetros dos mesmos motores determinados pelo método F da IEEE Standard 112, apresentados anteriormente na seção 5.4.4 e repetidos por conveniência na Tabela 37, é possível notar que os valores de R_1 identificados são sistematicamente maiores do que aqueles determinados em ensaios, por não haver representação em separado das perdas suplementares no modelo considerado. Os valores de escorregamento correspondentes aos níveis de carregamento de 75 % e 50 % da potência nominal determinados em ensaios também são indicados na Tabela 37 e indicam que o algoritmo desenvolvido é capaz de determinar estes valores com boa aproximação.

Tabela 37 – Valores de parâmetros determinados em ensaios.

Motor	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$s_{(75)}$ (pu)	$s_{(50)}$ (pu)
1	1,024	1,795	1,237	4,174	1248	49,5	0,02779	0,01787
2	0,5342	2,153	0,541	3,213	768,4	29,93	0,01919	0,01226
3	0,3712	0,8028	0,2802	1,198	502,6	28,27	0,01476	0,00948
4	0,8976	1,813	2,741	2,324	606,3	56,66	0,06521	0,04135
5	1,099	1,894	1,154	2,785	821,8	45,42	0,02598	0,01685
6	0,6454	1,755	0,623	2,619	579,3	31,18	0,02264	0,01456
7	0,3712	0,8028	0,2802	1,198	502,6	28,27	0,01832	0,01175

Os valores apresentados na Tabela 36 são adotados como referência para os motores estudados neste trabalho por possibilitarem a representação fiel das grandezas de interesse através do modelo considerado. O objetivo das seções subsequentes pode ser traduzido como a busca destes valores a partir de dados de catálogo e medições em campo.

8.3 EFEITO DA INCLUSÃO DAS PERDAS NA FUNÇÃO OBJETIVO

Os algoritmos de identificação foram executados novamente, desta vez com os dados de catálogos reais dos motores 1 e 2, para avaliar o efeito da composição da função objetivo sobre a precisão e a dispersão dos resultados. Para tanto, foram avaliados quatro casos:

A) função objetivo composta por desvios de corrente, potência ativa, potência reativa e perdas totais em três pontos de carga, conforme descrito na seção 7.3, e escorregamentos parciais estimados analiticamente por (7.6);

B) idem ao anterior, porém substituindo as perdas pela potência de saída;

C) idem a A, porém incluindo os escorregamentos parciais no vetor de incógnitas;

D) idem a B, porém incluindo os escorregamentos parciais no vetor de incógnitas;

Os resultados obtidos empregando o método de LM são apresentados na Tabela 38, para o motor 1, e na Tabela 39, para o motor 2. Em ambos os motores, a substituição das perdas pela potência de saída no caso B leva o algoritmo a zerar R_1 na tentativa de convergir a potência de saída nos escorregamentos estimados analiticamente. Estes fazem com que as perdas e a potência de saída sejam objetivos conflitantes, isto é, que não podem ser satisfeitos simultaneamente. Já nos casos C e D, em que os valores de escorregamento fazem parte do vetor de incógnitas, há pouca diferença entre os parâmetros identificados. Os valores de R_1 e R_c identificados nestes casos, no entanto, desviam-se significativamente de seus valores de referência. Especialmente no motor 2, o valor de R_1 identificado no caso D representa menos de 50 % do seu valor de referência. Para mitigar ao menos em parte este problema, um novo caso E foi proposto, excluindo a potência de saída da função objetivo e impondo peso 3 para as perdas. A estratégia aproxima, ainda que ligeiramente, os parâmetros R_1 e R_c de seus valores de referência. O aumento deste peso além de 3 não surtiu efeitos adicionais.

Tabela 38 – Parâmetros do motor 1 identificados pelo método de LM com diferentes formulações.

Caso	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$s_{(75)}$ (pu)	$s_{(50)}$ (pu)	$f(X)$
Referência	1,235	1,699	1,232	2,929	1122	46,83			
A	0,9471	1,609	1,300	2,773	887,1	50,68			1,7E-4
B	3E-10	1,312	1,373	2,263	563,8	51,89			5,9E-5
C	0,8855	1,534	1,301	2,645	848,1	50,63	0,02917	0,01848	8,3E-5
D	0,8638	1,494	1,291	2,576	833,6	50,57	0,02840	0,01837	1,2E-6
E	0,9106	1,581	1,315	2,726	867,0	50,69	0,03007	0,01866	1,2E-4

Tabela 39 – Parâmetros do motor 2 identificados pelo método de LM com diferentes formulações.

Caso	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$s_{(75)}$ (pu)	$s_{(50)}$ (pu)	$f(X)$
Referência	0,9520	1,883	0,5318	2,770	1000	27,85			
A	0,2772	1,273	0,6392	1,872	473,0	27,62			4,0E-4
B	3E-12	1,146	0,6573	1,685	384,2	27,94			3,7E-5
C	0,2806	1,275	0,6441	1,874	475,8	27,63	0,02179	0,01373	2,7E-4
D	0,2435	1,211	0,6384	1,781	457,7	27,62	0,02090	0,01360	7,6E-6
E	0,3236	1,379	0,6605	2,027	500,7	27,66	0,02349	0,01416	5,1E-4

Os resultados obtidos com o algoritmo genético para os mesmos casos são apresentados na Tabela 40, para o motor 1, e na Tabela 41, para o motor 2. Os resultados obtidos com o AG são semelhantes àqueles obtidos com busca local, com uma significativa redução em R_1 e R_c no caso B em relação ao caso A e uma aproximação dos valores esperados no caso E.

Tabela 40 – Parâmetros do motor 1 identificados por AG com diferentes formulações.

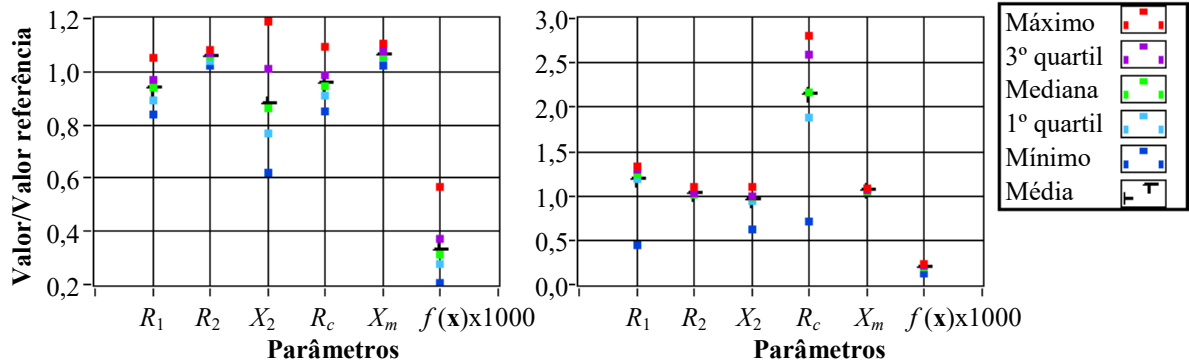
Caso	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$s_{(75)}$ (pu)	$s_{(50)}$ (pu)	$f(X)$
Referência	1,235	1,699	1,232	2,929	1122	46,83			
A	1,002	1,667	1,292	2,873	921,5	50,67			1,8E-4
B	0,2535	1,219	1,364	2,101	633,8	51,06			7,4E-5
C	0,8943	1,647	1,291	2,840	849,0	51,06	0,02901	0,01848	9,3E-5
D	0,9596	1,490	1,285	2,569	880,2	50,31	0,02837	0,01831	2,3E-6
E	0,9868	1,478	1,318	2,548	943,5	49,77	0,0302	0,01915	1,9E-4

Tabela 41 – Parâmetros do motor 2 identificados por AG com diferentes formulações.

Caso	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$s_{(75)}$ (pu)	$s_{(50)}$ (pu)	$f(X)$
Referência	0,9520	1,883	0,5318	2,770	1000	27,85			
A	0,2932	1,206	0,6423	1,774	484,2	27,49			4,1E-4
B	0,1452	1,119	0,6520	1,646	438,4	27,61			4,6E-5
C	0,2889	1,047	0,6591	1,539	489,3	27,35	0,02181	0,01376	3,0E-4
D	0,3837	1,204	0,6322	1,771	544,6	27,36	0,02092	0,01360	1,1E-5
E	0,4338	1,232	0,6783	1,811	591,7	27,10	0,02372	0,01495	6,9E-4

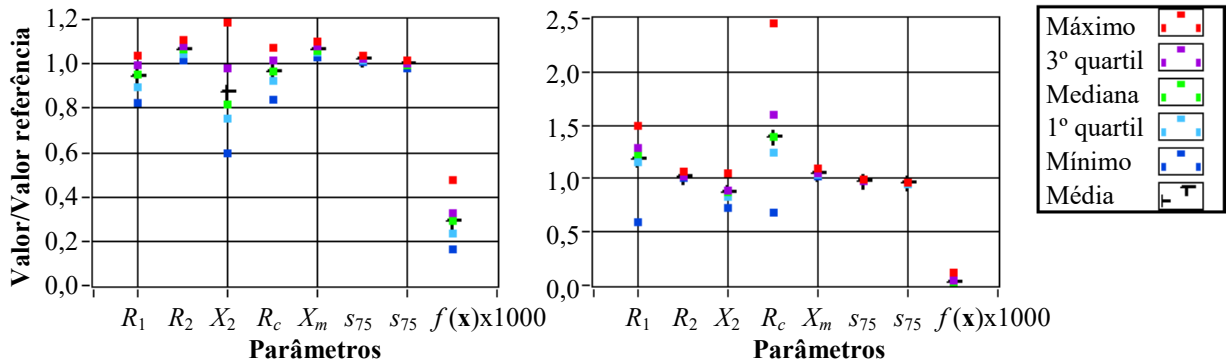
A inclusão das perdas na função objetivo tem um efeito significativo sobre a dispersão dos valores resultantes de R_1 e R_c entre execuções. A Figura 63 ilustra as distribuições dos resultados em 30 execuções considerando os casos A, à esquerda, e B, à direita. Pode-se notar claramente a maior dispersão de R_1 e R_c no caso B, cuja função objetivo não contém as perdas.

Figura 63 – Distribuição dos resultados do motor 1 nos casos A e B.



O mesmo comportamento pode ser observado na Figura 64, em que se comparam os resultados dos casos C e D. A dispersão de X_2 , por outro lado, é maior no caso C. Este parâmetro, no entanto, não interfere significativamente no cálculo das perdas e do rendimento, conforme demonstrado no estudo de sensibilidade.

Figura 64 – Distribuição dos resultados do motor 1 nos casos C e D.



Os resultados dos casos C e E são comparados na Figura 65 e mostram um comportamento contraditório, pois o aumento do peso dado às perdas resultou em maior dispersão dos resultados, contrariamente ao esperado. Um comportamento semelhante foi obtido com o motor 2, como se pode verificar na Figura 66.

Figura 65 – Distribuição dos resultados do motor 1 nos casos C e E.

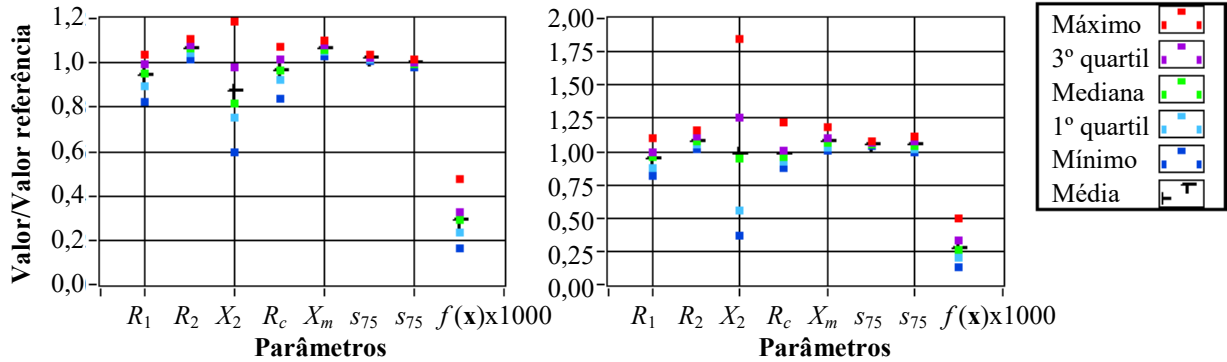
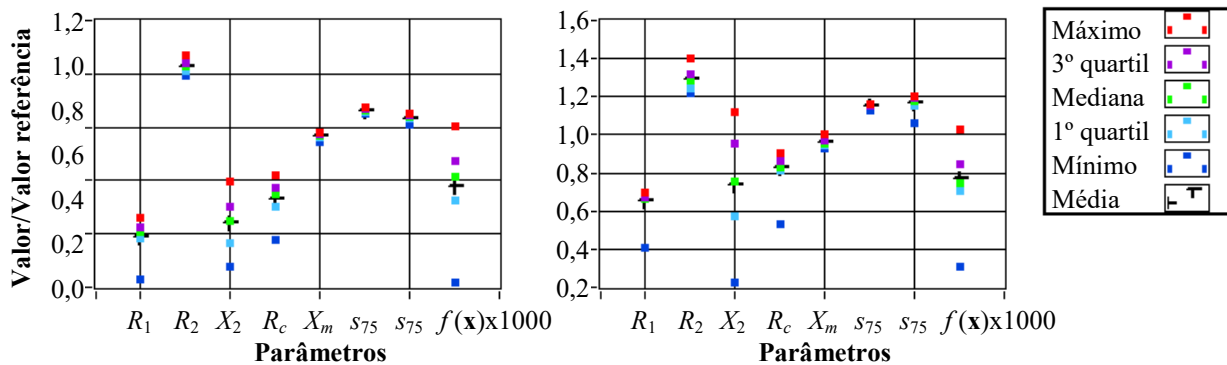


Figura 66 – Distribuição dos resultados do motor 2 nos casos C e E.



De forma geral, a inclusão das perdas na função objetivo tem efeito positivo na identificação de R_1 e R_c , que são os parâmetros de maior interesse para este estudo. O aumento do peso das perdas na função objetivo conduziu a solução para mais perto do valor de referência dos parâmetros, ainda que desvios significativos tenham permanecido. As diferenças existentes entre as características reais dos motores e seus valores típicos informados em catálogo, neste caso, limita a precisão que se pode obter na identificação dos parâmetros do circuito equivalente.

Os resultados obtidos com o algoritmo genético foram semelhantes aos obtidos com o método de LM em termos da contribuição da inclusão das perdas na função objetivo para o aprimoramento da solução. Assim como nos testes com dados sintéticos, cujos resultados são sumarizados na Tabela 35, o valor final da função objetivo obtido com o AG foi maior do que o valor obtido pelo método de LM, ainda que as ordens de grandeza tenham sido praticamente as mesmas nos testes com dados reais de catálogo. Se, por um lado, o aumento do peso dado aos desvios de perdas proporcionou uma solução final mais próxima dos valores de referência, por outro, esta alteração provocou uma maior variabilidade dos resultados obtidos com o AG. Isto representa uma clara desvantagem do AG frente ao método de LM. Sendo assim, o método de busca local será empregado no restante do trabalho.

8.4 INFLUÊNCIA DO PALPITE INICIAL

Os métodos de busca local têm como principal desvantagem a dependência do palpite inicial para que a convergência se dê para o mínimo global. Dependendo da distância deste em relação à solução e das características da função que se deseja minimizar, a solução pode convergir para um falso mínimo ou para um ponto de sela.

Para testar a robustez do algoritmo de identificação baseado no método de LM, o processo foi realizado com dados de catálogo de diferentes motores em 100 execuções partindo dos pontos extremos que delimitam o espaço entre 50 % e 150 % dos valores iniciais sugeridos na seção 7.3 e empregando a função objetivo descrita no caso E da seção anterior. Em todas as execuções, a mesma solução foi obtida. Em novo teste com área delimitada entre 25 % e 175 %, a solução convergiu em 80 % das execuções. As execuções divergentes foram claramente caracterizadas por valores altos da função objetivo, acima de 10^{-3} , impedindo assim a adoção errônea de uma falsa solução.

Com resultados considerados satisfatórios, o algoritmo de identificação baseado no método de Levenberg-Marquardt foi estabelecido para identificação dos valores dos parâmetros do circuito equivalente no restante do trabalho.

8.5 ESTIMAÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE POR DADOS DE CATÁLOGO

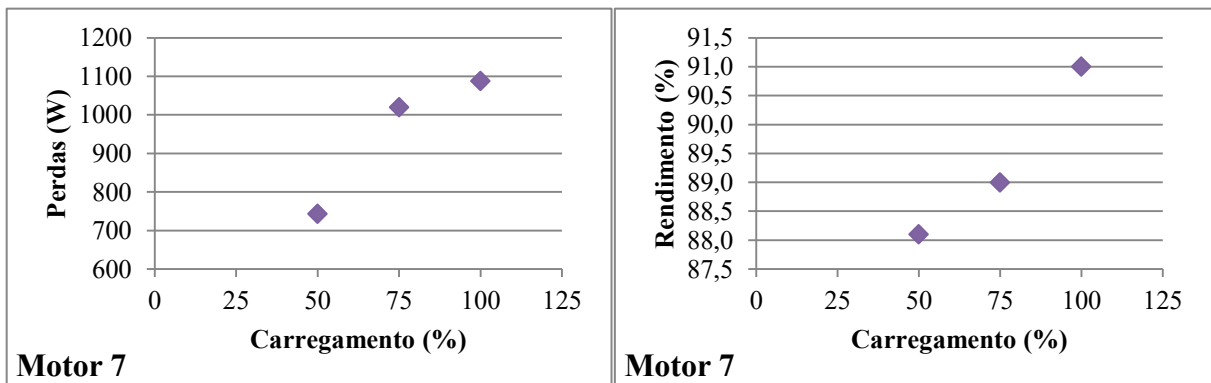
Os parâmetros dos sete motores testados na bancada de ensaios para este trabalho, cujos dados são fornecidos na seção 5.4.4, foram determinados pelo algoritmo de identificação baseado no método de LM a partir de suas características típicas fornecidas em catálogo. Os valores resultantes são apresentados na Tabela 42. Os valores finais da função objetivo, que refletem o desvio médio quadrático das grandezas, assumem valores de $1,6 \cdot 10^{-5}$ até $1,4 \cdot 10^{-3}$ para estes motores. De forma simplificada, um valor de 10^{-4} corresponderia a um desvio relativo médio de 1 % nas grandezas de referência, de forma que o valor máximo de $1,4 \cdot 10^{-3}$ observado no motor 7 corresponde a um desvio relativo médio de aproximadamente 3,7 %. Isto denota que pode não haver um conjunto de parâmetros que corresponda satisfatoriamente aos dados informados pelo fabricante.

Tabela 42 – Parâmetros dos sete motores testados, identificados a partir de dados de catálogo.

Motor	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)	$s_{(75)}$ (pu)	$s_{(50)}$ (pu)	$f(x)$
1	0,9106	1,581	1,315	2,726	867,0	50,69	0,03007	0,01866	6,2E-05
2	0,3236	1,379	0,6605	2,027	500,7	27,66	0,02349	0,01416	2,5E-04
3	0,2298	0,3944	0,2716	0,5799	370,1	19,18	0,01776	0,01101	2,6E-04
4	0,9442	0,9706	2,703	1,244	310,8	41,42	0,06218	0,03878	1,6E-05
5	0,8821	1,578	1,187	2,320	507,4	45,59	0,02846	0,01685	4,6E-04
6	0,5361	1,601	0,7582	2,355	346,8	33,00	0,02768	0,01645	3,1E-04
7	0,2958	1,011	0,2657	1,487	235,9	30,92	0,01919	0,01122	1,4E-03

O valor relativamente alto da função objetivo no mínimo identificado para o motor 7 pode ser compreendido com base na Figura 67, que apresenta os valores de rendimento fornecidos pelo fabricante e as perdas totais correspondentes. Enquanto o comportamento normal das perdas em MITs seria aumentar quadraticamente com a carga, como apresentado anteriormente na seção 3.6, os valores calculados pelos dados de fabricante para este motor formam uma relação com concavidade para baixo. Em outras palavras, os valores de rendimento informados formam uma curva com concavidade para cima. Estes comportamentos decorrem das tolerâncias e dos arredondamentos dos valores de rendimento sem fazer sentido físico. Assim, não há valores de parâmetros do modelo que possam satisfazer exatamente estes valores fornecidos pelo fabricante.

Figura 67 – Perdas do motor 7 calculadas a partir de dados do fabricante.



A Figura 68 apresenta os desvios dos valores de rendimento e de fator de potência resultantes dos valores de parâmetros identificados para os sete motores em relação aos valores informados em catálogo, em pontos percentuais. Os desvios relativos de perdas totais e de potência útil são apresentados na Figura 69, e os de corrente e de potência ativa, na Figura 70. É possível observar de forma clara o efeito da composição da função objetivo e dos pesos adotados para a priorização da representação das perdas totais. Estas possuem o maior

peso na função objetivo e apresentam desvios entre -3 % e 2 %, enquanto os desvios de corrente e de potência ativa chegam a $\pm 8\%$, devido ao seu menor peso. Os desvios de potência útil refletem os de potência ativa, visto que a diferença entre uma e outra é dada pelas perdas totais, que possuem baixo desvio. Mesmo sem fazer parte da função objetivo e com desvios relativamente elevados de potência ativa e de corrente, os desvios de rendimento e de fator de potência se localizam na faixa entre -1,2 % e 1,8 %. Este comportamento ilustra como a variação destas duas grandezas é reduzida em relação às demais, como também indicado no estudo de sensibilidade apresentado na seção 7.1.

Figura 68 – Desvios de rendimento e de fator de potência em relação a dados de catálogo.

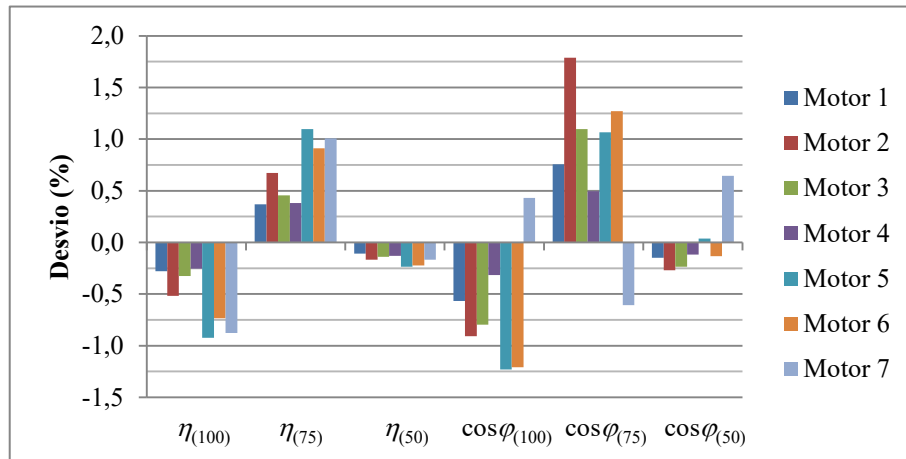


Figura 69 – Desvios de perdas totais e de potência de saída em relação a dados de catálogo.

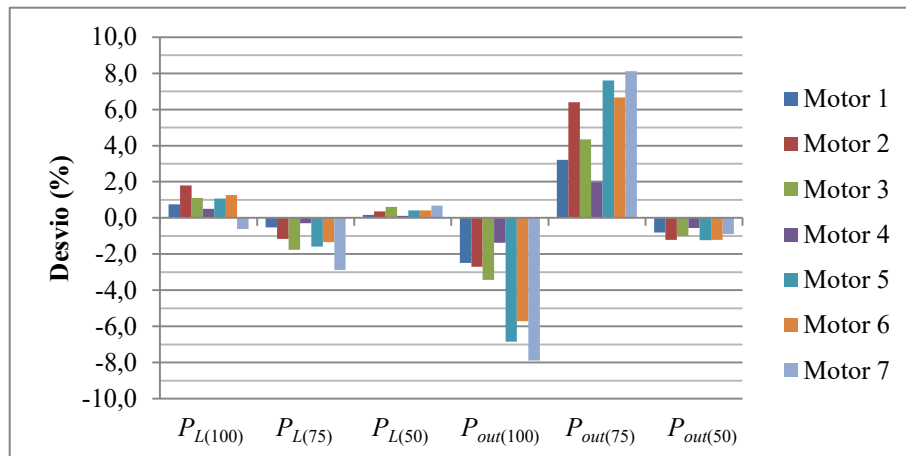
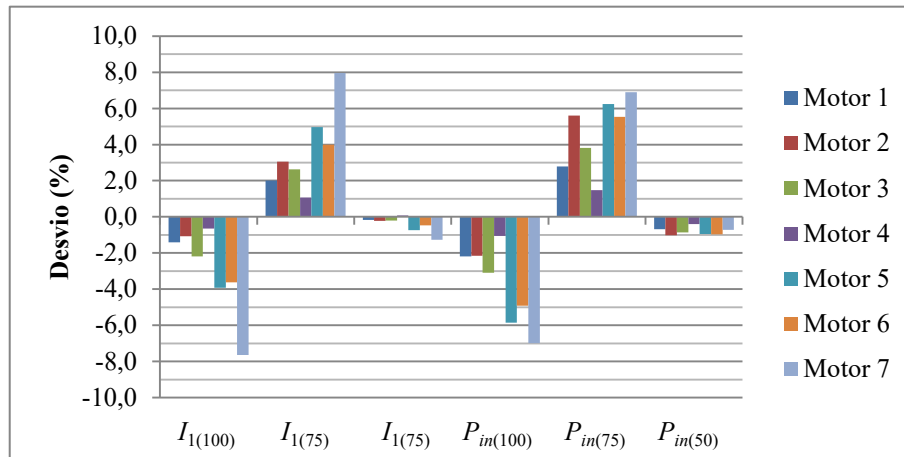
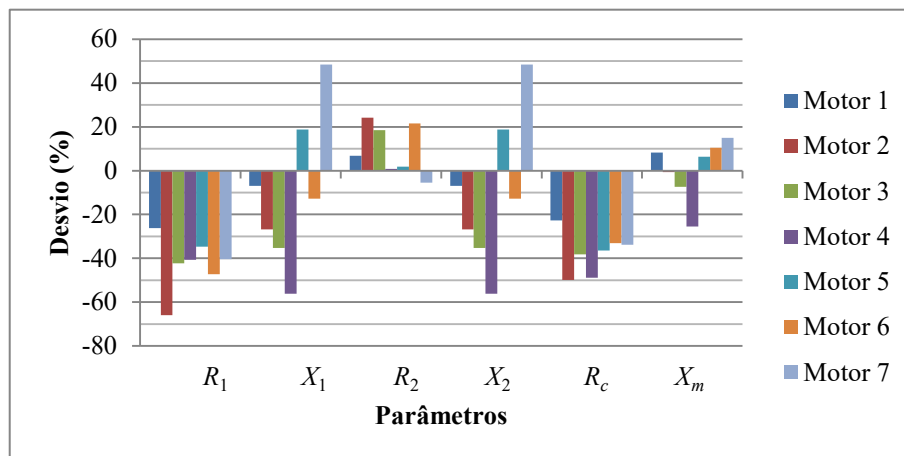


Figura 70 – Desvios de corrente e de potência ativa em relação a dados de catálogo.



Os desvios percentuais dos valores de parâmetros em relação aos seus valores de referência, determinados com base em dados de ensaios e apresentados na Tabela 36, são apresentados na Figura 71. Os valores identificados de R_1 apresentam um desvio médio em relação à referência de aproximadamente -40 %, o que levaria as perdas a serem severamente subestimadas. O desvio semelhante obtido em R_c causa um aumento na representação das perdas no ferro e mecânicas, compensando de certa forma o desvio de R_1 . Uma vez que P_{j1} e P_c têm características diferentes quanto à dependência do carregamento, a curva de perdas passa a ter um formato diferente da real, como se verá na seção seguinte.

Figura 71 – Desvios dos parâmetros dos sete motores identificados por dados de catálogo



O algoritmo de identificação foi também aplicado a um catálogo de 203 motores de baixa tensão de 2 a 8 polos com potências entre 1 e 750 cv, com classe de eficiência IR2. As classes de rendimento são definidas por valores mínimos de rendimento em função da potência nominal e do número de polos na norma NBR 17094-1 (ABNT, 2018a) como IR2 ou

alto rendimento, IR3 ou rendimento *premium*, e IR4 ou rendimento *super premium*. A identificação de quatro entre os 203 motores resultou em divergência, caracterizada por valor da função objetivo superior a 10^{-3} . Para os 199 motores restantes, os valores de rendimento, fator de potência, perdas, potência de saída, potência de entrada e corrente foram recalculados com os parâmetros obtidos e comparados com os valores fornecidos direta ou indiretamente no catálogo. As distribuições dos desvios destas grandezas são apresentadas nas Figuras 72, 73 e 74 a seguir. Os resultados são semelhantes aos observados com os sete motores apresentados anteriormente, com desvios relativamente baixos de perdas e de rendimento e mais altos nas outras grandezas, porém confinados na faixa entre $\pm 5\%$.

Figura 72 – Desvios de rendimento e de fator de potência resultantes de valores de parâmetros identificados por dados de catálogo de 199 motores.

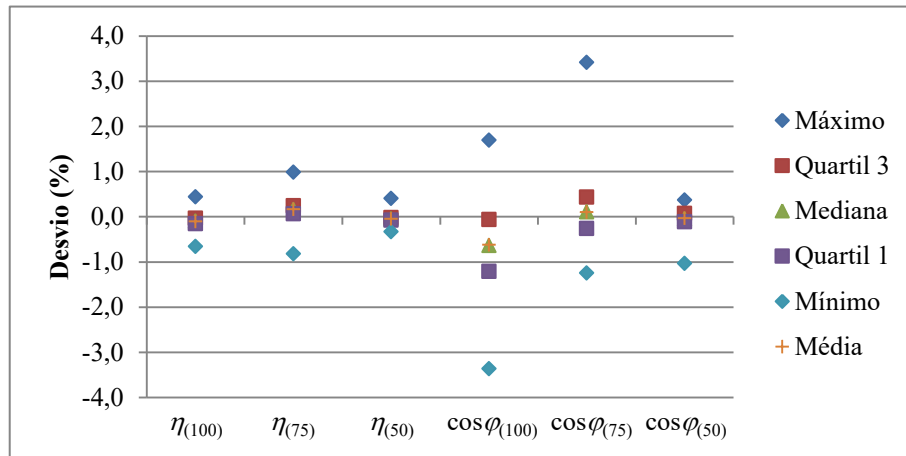


Figura 73 – Desvios de perdas e de potência de saída resultantes de valores de parâmetros identificados por dados de catálogo de 199 motores.

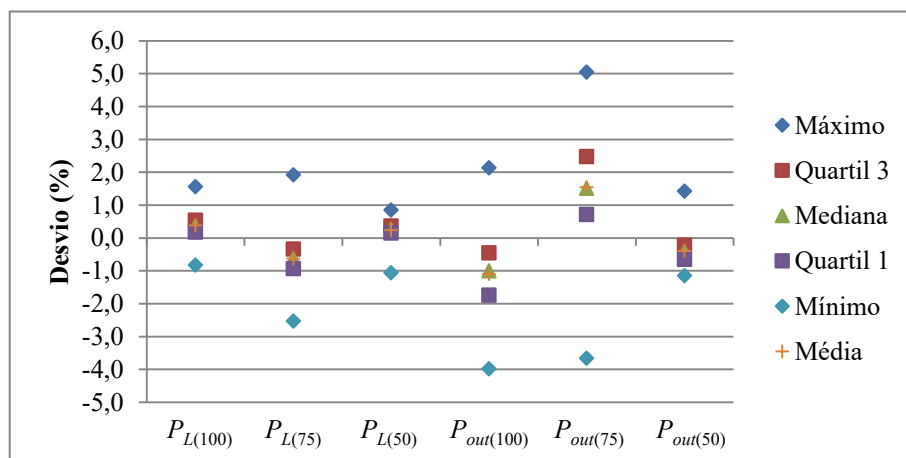
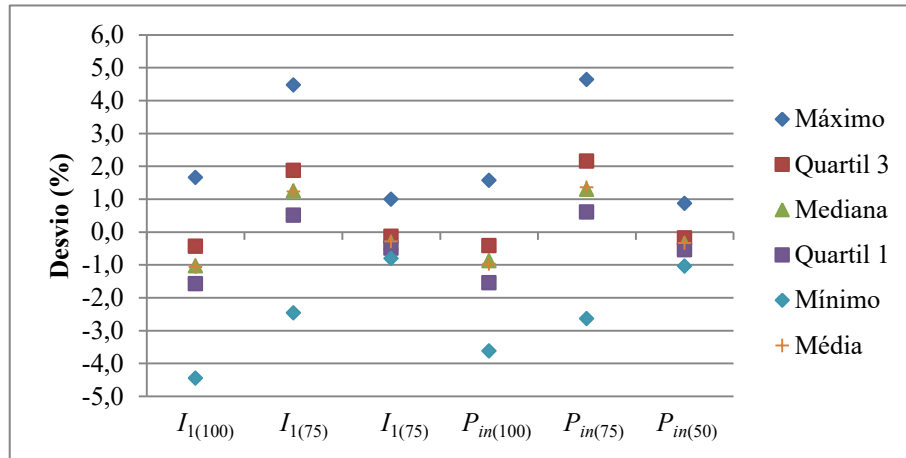


Figura 74 – Desvios de corrente e de potência de entrada resultantes de valores de parâmetros identificados por dados de catálogo de 199 motores.



Os valores dos parâmetros no sistema por unidade foram calculados para os 199 motores. A impedância de base Z_b é definida por (8.1) em função da tensão de base V_b e da potência aparente de base S_b , determinada pela corrente nominal.

$$Z_b = \frac{V_b^2}{S_b} = \frac{V_l}{\sqrt{3}I_l} \quad (8.1)$$

Tendo em vista que os parâmetros elétricos dependem das dimensões físicas das máquinas, e que estas dependem principalmente do torque nominal, os resultados são plotados em função do torque e separados de acordo com o número de polos nas Figuras 75, 76, 77, 78 e 79 a seguir. É possível notar um padrão claro de decrescimento das resistências R_1 e R_2 à medida que a máquina aumenta. O valor de X_2 , por outro lado, não aparenta qualquer correlação com o torque, enquanto os valores de R_c e X_m acompanham o seu aumento. Além disso, é visível a redução X_m com o aumento do número de polos.

Figura 75 – Valor por unidade de R_1 de 199 motores em função de seu torque nominal.

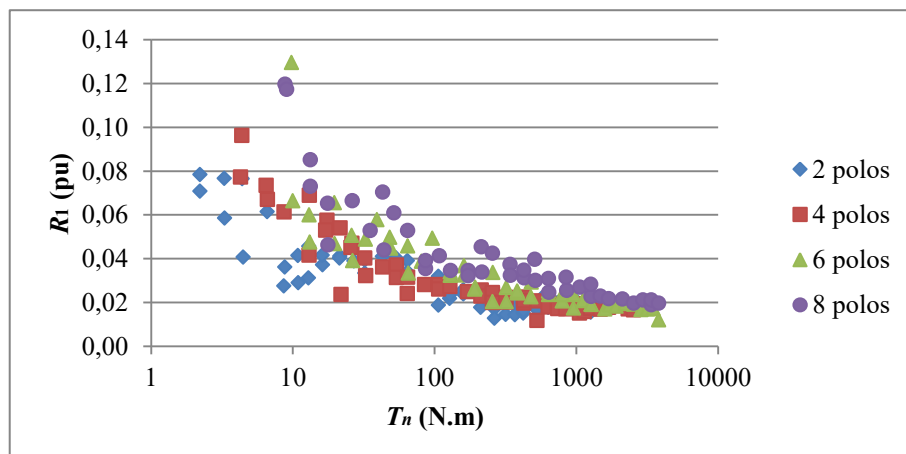


Figura 76 – Valor por unidade de R_2 de 199 motores em função de seu torque nominal.

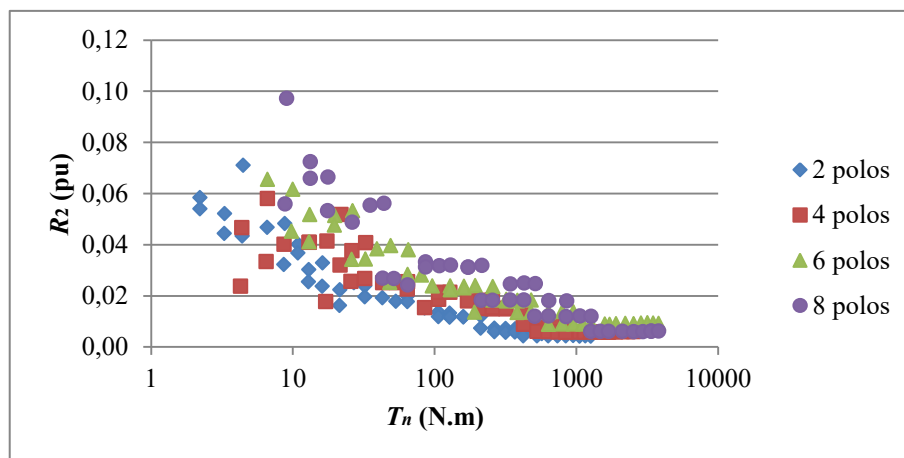


Figura 77 – Valor por unidade de X_2 de 199 motores em função de seu torque nominal.

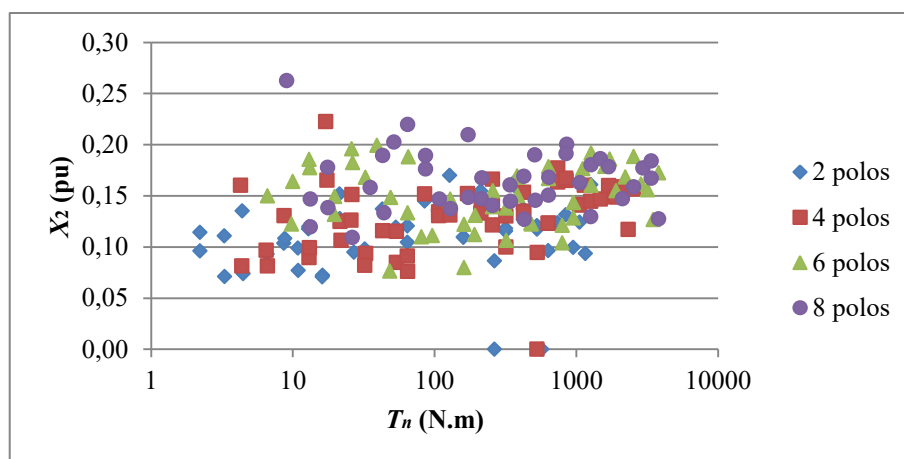


Figura 78 – Valor por unidade de R_c de 199 motores em função de seu torque nominal.

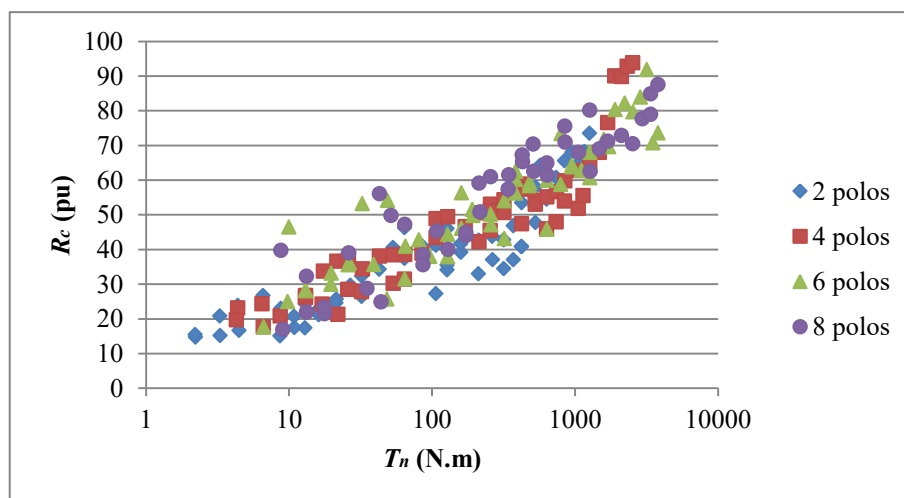
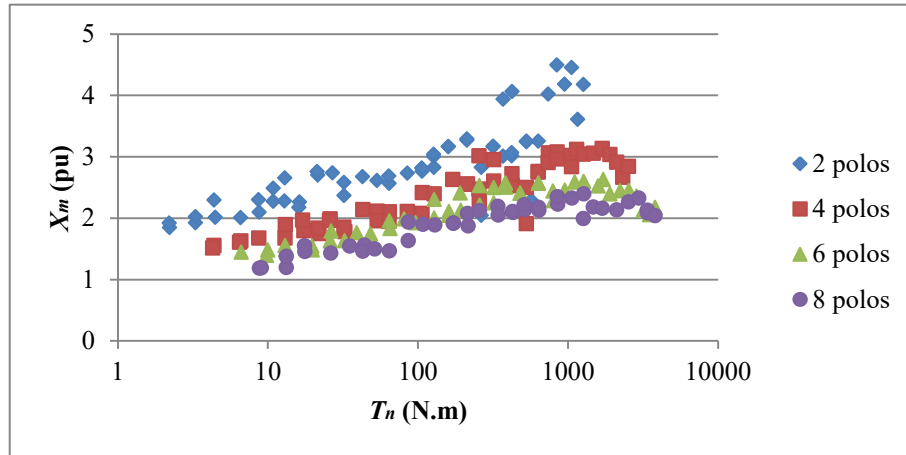


Figura 79 – Valor por unidade de X_m de 199 motores em função de seu torque nominal.



Outras correlações também podem ser observadas entre os valores por unidade dos parâmetros e seus dados fornecidos pelo fabricante, como a estreita relação linear entre R_2 e o escorregamento nominal ilustrado na Figura 80 e a relação inversa entre R_c e as perdas totais a 50 % de carregamento ilustrada na Figura 81.

Figura 80 – Valor por unidade de R_2 de 199 motores em função do escorregamento nominal.

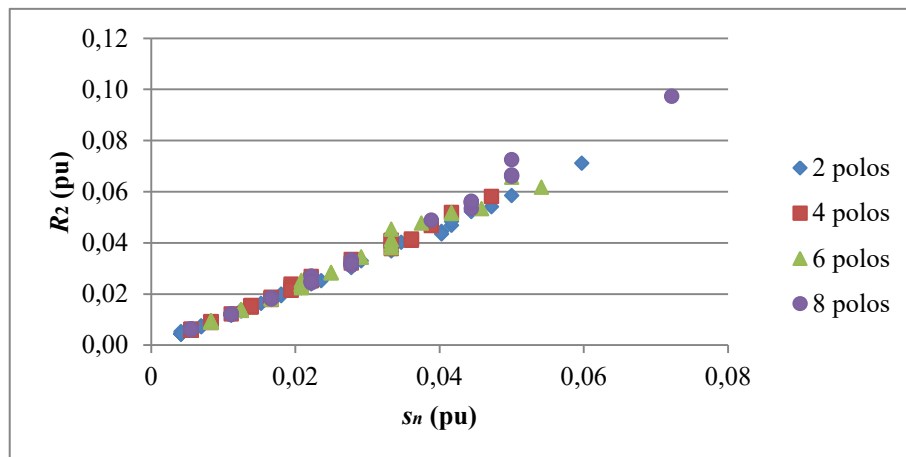
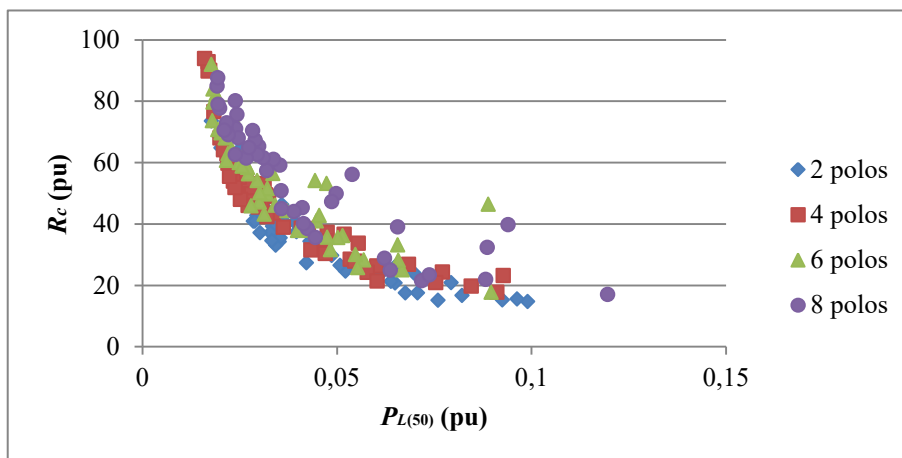


Figura 81 – Valor por unidade de R_c de 199 motores em função da perda a 50 % de carregamento.



Além destes 199 motores, identificaram-se os parâmetros de outros 202 motores do mesmo fabricante das classes de eficiência IR3 e IR4. Na Figura 82, em que se comparam os valores de R_1 em função do torque nominal para as três classes, é possível notar que o aumento da eficiência acompanha a redução da resistência. Por outro lado, os valores de R_c ilustrados na Figura 83 aparentam não ser diferentes entre classes distintas de eficiência. Além do aspecto investigativo, estes resultados servem para demonstrar a sensibilidade da metodologia de identificação de parâmetros a nuances dos dados de catálogo, como as estratégias dos fabricantes para atingir maiores níveis de rendimento (BORTONI *et al.*, 2019).

Figura 82 – Valores por unidade de R_1 de motores de diferentes classes de eficiência.

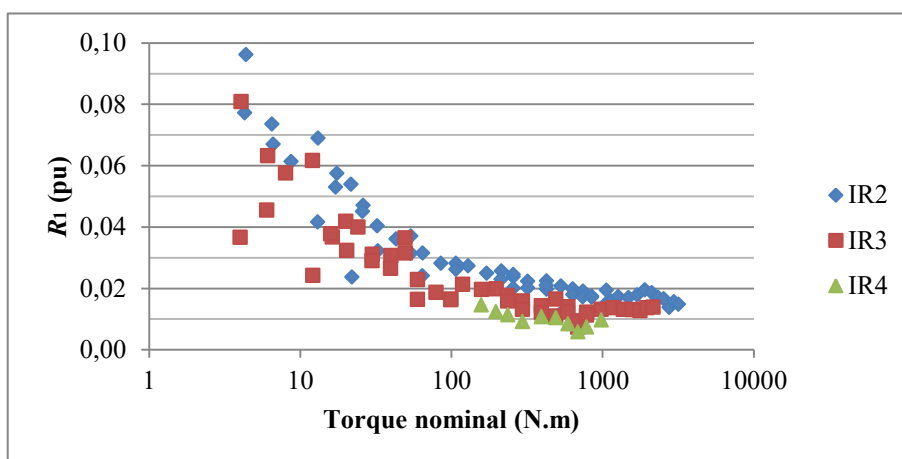
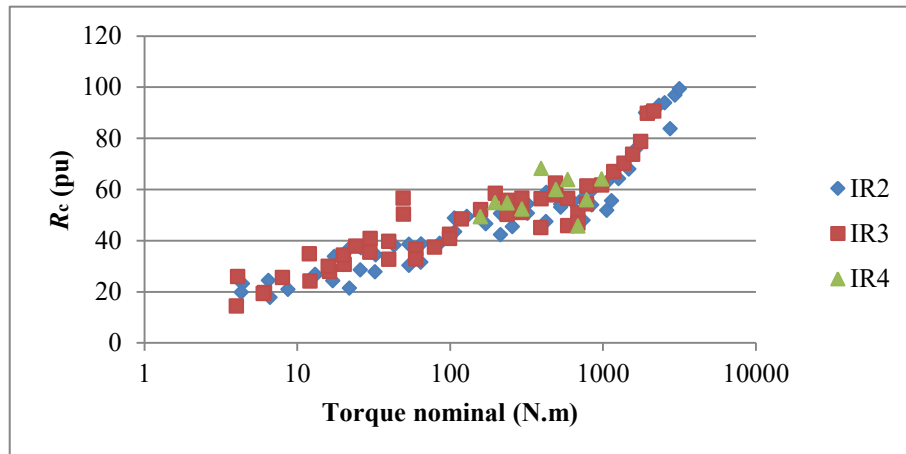


Figura 83 – Valores por unidade de R_c de motores de diferentes classes de eficiência.



8.6 ESTIMAÇÃO DO RENDIMENTO DE MOTORES EM OPERAÇÃO

Os sete motores cujos parâmetros foram estimados a partir de dados de catálogo no início da seção anterior foram testados na bancada de ensaios conforme o método B da IEEE Standard 112 para determinação de suas perdas. Os valores de tensão, corrente, potência ativa e escorregamento medidos durante o ensaio de carga são apresentados na Tabela 43 e emulam valores medidos durante a operação em campo. Os dados contemplam condições de carga até 150 % do valor nominal em função do procedimento de ensaio descrito na norma técnica.

Tabela 43 – Sumário de valores medidos em ensaios de carga.

Motor	Carga (%)	Tensão (V)	Corrente (A)	Potência (W)	Escorregamento (%)
1	25	387,27	4,760	1146	0,893
	53	386,29	5,670	2222	1,910
	77	385,86	6,810	3202	2,850
	99	385,22	8,060	4141	3,795
	128	384,62	9,990	5460	5,177
	149	383,92	11,590	6487	6,304
2	27	389,61	7,708	1769	0,652
	52	389,24	9,001	3233	1,285
	76	388,10	10,734	4682	1,947
	101	387,31	13,011	6298	2,726
	125	386,48	15,525	7906	3,555
	149	385,23	18,521	9671	4,545
3	25	384,53	11,203	3178	0,476
	50	382,98	13,792	5995	0,955
	75	381,33	17,497	8970	1,487
	100	380,50	21,759	11979	2,049
	125	378,98	26,628	15158	2,679
	149	377,26	31,796	18357	3,367
4	26	380,18	4,207	1288	2,212
	50	379,96	5,169	2245	4,165
	76	378,79	6,681	3443	6,737
	102	378,05	8,469	4703	9,546
	127	377,49	10,620	6128	12,839
	152	376,62	13,136	7721	16,648
5	29	386,21	5,259	1345	0,967
	52	385,93	6,012	2286	1,778
	75	385,38	6,962	3191	2,593
	102	384,82	8,434	4372	3,686
	127	384,24	9,978	5488	4,767
	150	383,27	11,610	6595	5,877
6	23	382,11	7,220	1691	0,700
	49	381,19	8,547	3208	1,454
	75	380,08	10,485	4792	2,279
	100	378,96	12,803	6412	3,177
	125	378,42	15,471	8113	4,170
	150	377,35	18,605	9979	5,339
7	26	389,07	9,436	3401	0,619
	51	387,61	12,549	6263	1,211
	75	386,04	16,547	9211	1,852
	100	384,47	21,234	12342	2,572
	125	382,48	26,412	15580	3,380
	151	380,50	32,521	19210	4,350

A partir dos valores medidos em cada ponto e dos valores de parâmetros identificados por dados de catálogo, as perdas foram estimadas através do método descrito na seção 7.4. Os resultados referentes ao motor 1 são apresentados na Figura 84 em comparação

com os valores medidos, incluindo as incertezas de medição. Na figura, também são indicados o desvio percentual entre as perdas estimadas e medidas e os valores de perdas dados em catálogo. Para este motor, o método proposto resultou em desvios confinados entre $\pm 10\%$, na faixa entre 25 % e 150 % de carregamento, e entre $\pm 5\%$, na região entre 50 % e 100 % de carregamento. Em termos de rendimento, conforme ilustrado na Figura 85, os desvios de rendimento localizam-se entre -2,0 e +1,5 pontos percentuais, isto é, em termos de desvio absoluto. Os valores estimados de perdas e de rendimento se encontram no interior da faixa de incerteza dos valores medidos nas condições de carga abaixo da nominal.

Figura 84 – Valores medidos e estimados de perdas no motor 1.

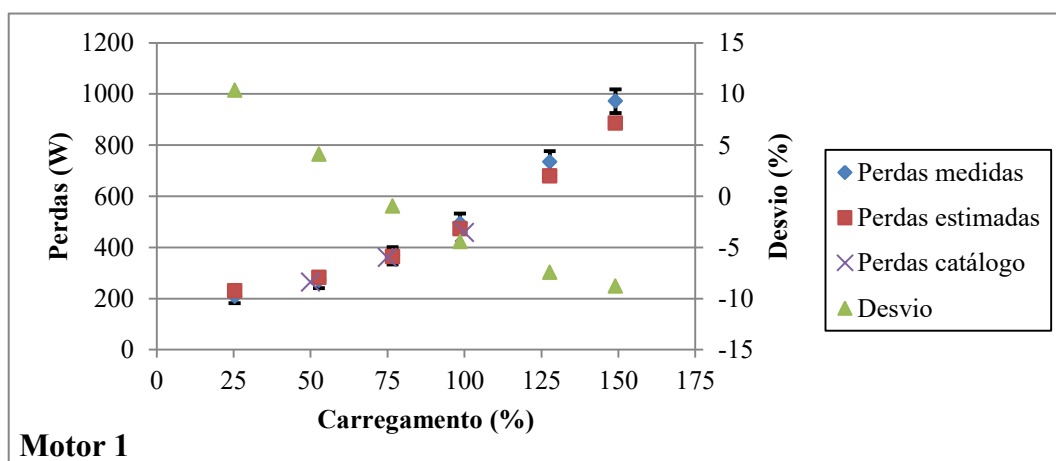
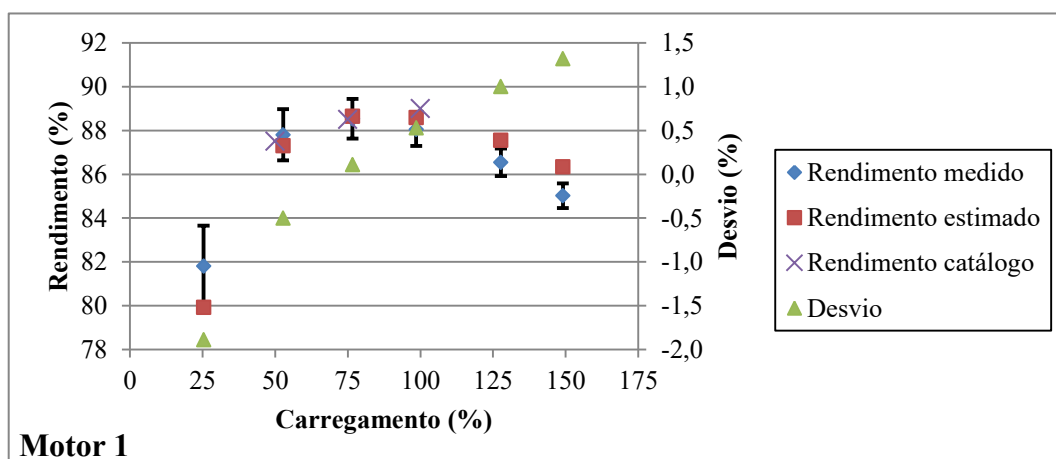


Figura 85 – Valores medidos e estimados de rendimento no motor 1.



Por outro lado, os resultados obtidos com o motor 2, ilustrados na Figura 86 e na Figura 87, apresentam desvios substancialmente superiores, que culminam na subestimação das perdas em 32 % e na superestimação do rendimento em 4,7 % no ponto de máximo carregamento. O desempenho inferior da metodologia proposta pode ser atribuído à precisão dos dados informados pelo fabricante, os quais são relativamente distantes dos valores

medidos no motor 2. Os dados de catálogo do motor 1, pelo contrário, são mais próximos aos valores efetivamente medidos.

Figura 86 – Valores medidos e estimados de perdas no motor 2.

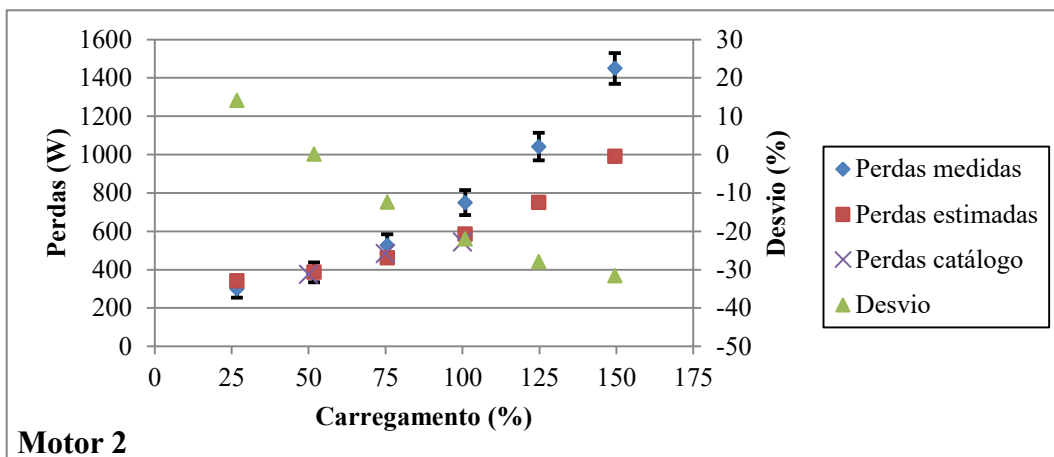
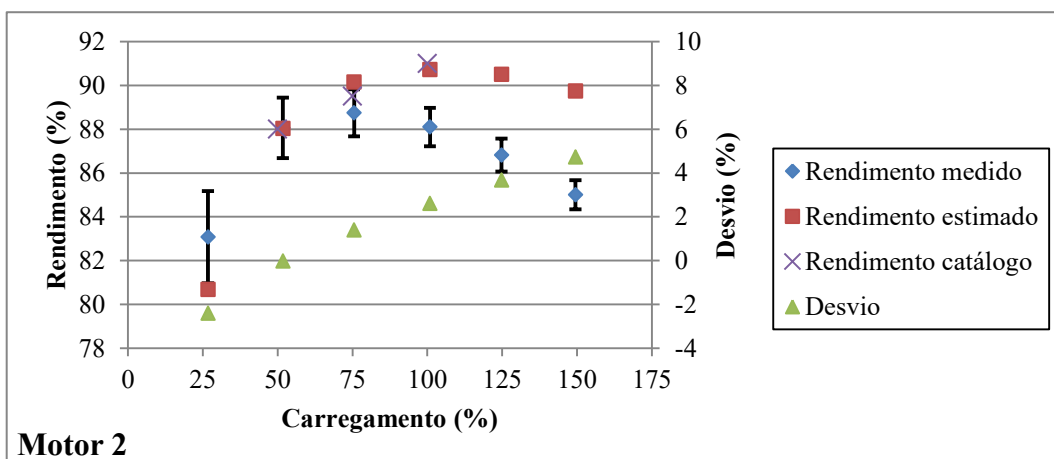


Figura 87 – Valores medidos e estimados de rendimento no motor 2.

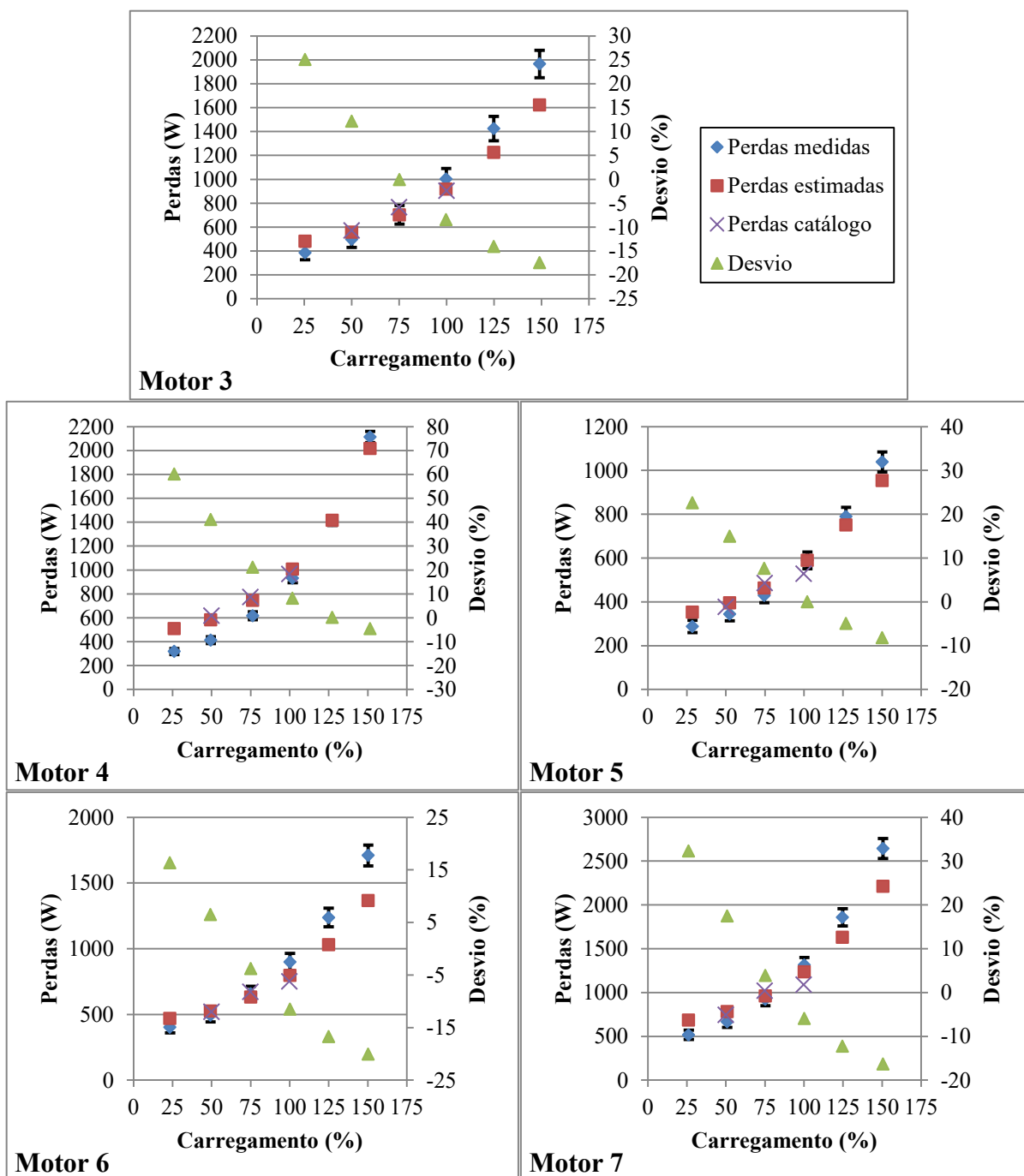


Resultados semelhantes são obtidos com os demais motores, conforme apresentado na Figura 88 a seguir. Especialmente no motor 4, as perdas são superestimadas em 60 % no ponto de menor carregamento, em função da diferença entre as perdas medidas e seus valores informados. Como as perdas são menores em baixo carregamento, o desvio relativo se torna grande. Nos demais pontos, os desvios se encontram em nível semelhante ao dos outros motores, com desvio padrão de 18 %.

Outro aspecto que se pode observar em todos os motores é o perfil decrescente dos desvios com o aumento da carga, provocado pela subestimação dos valores de R_1 e de R_c pelo algoritmo de identificação. Isso faz com que a parcela constante das perdas seja superestimada, causando um desvio positivo em baixo carregamento, enquanto a parcela variável subestimada gera um desvio negativo em alto carregamento. A razão da

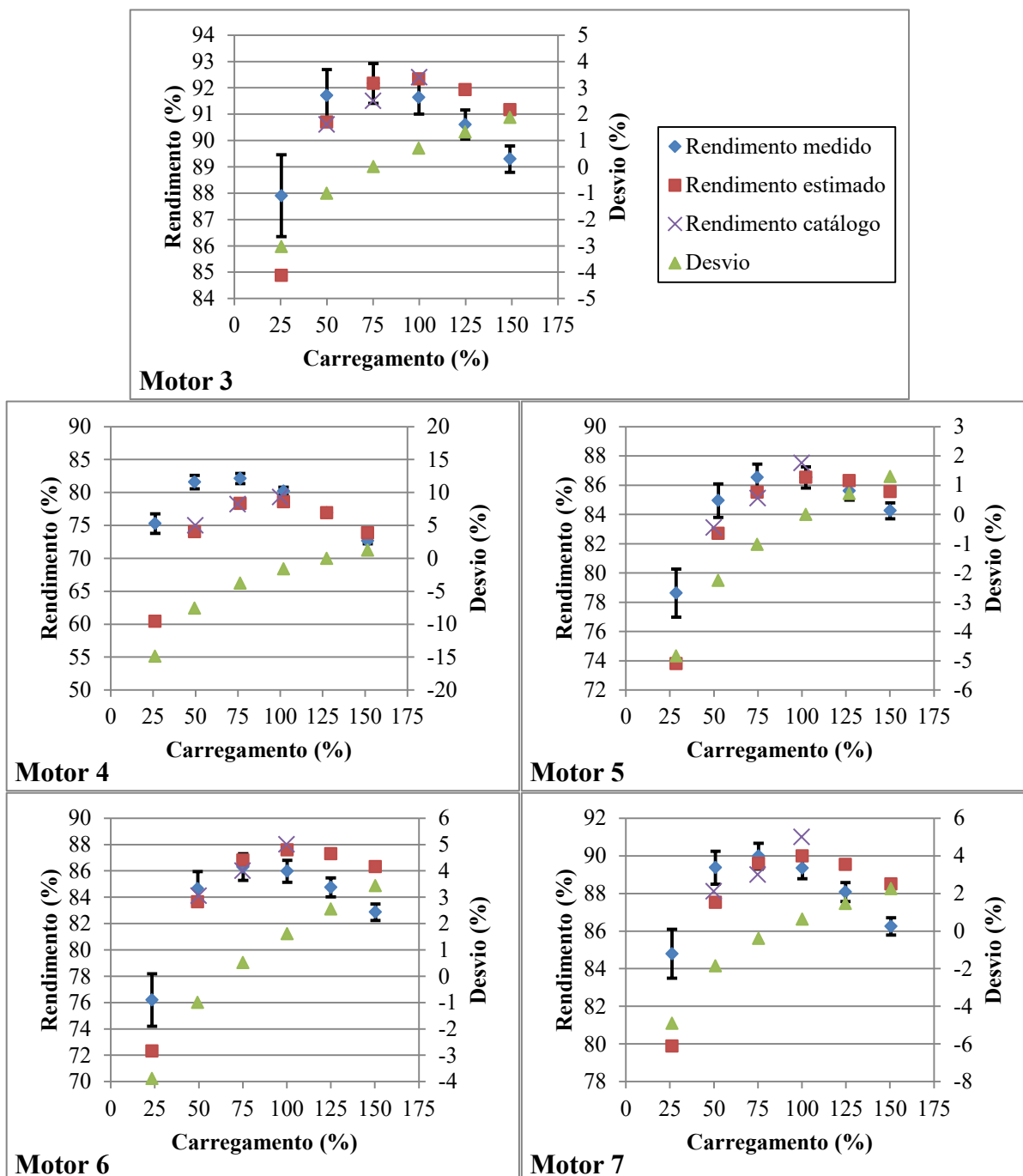
subestimação destes parâmetros torna-se evidente pelo perfil menos íngreme das perdas correspondentes aos dados de catálogo em comparação com os valores medidos. Isto corresponde a uma maior parcela de perdas constantes e menor de perdas variáveis com a carga, resultando, portanto, em valores menores de R_1 e de R_c .

Figura 88 – Valores medidos e estimados de perdas nos motores 3, 4, 5, 6 e 7.



Os resultados dos motores 3, 4, 5, 6 e 7 são apresentados em termos de rendimento na Figura 89 a seguir, que indica um desvio padrão de 3,4 pontos percentuais no rendimento na metodologia proposta.

Figura 89 – Valores medidos e estimados de rendimento nos motores 3, 4, 5, 6 e 7.



Tanto nos gráficos de perdas como nos de rendimento, os resultados da metodologia aproximam-se mais das características informadas pelos fabricantes do que dos valores medidos. Nos casos em que os dados informados possuem formato irreal, como nos motores 3

e 7, o modelo encontrado suaviza as irregularidades e se aproxima dos valores medidos. Mesmo assim, os resultados indicam que o desempenho da metodologia depende fortemente da precisão dos dados típicos empregados na estimação do circuito.

É importante ressaltar que as perdas e o rendimento de motores de indução dependem da temperatura de operação, que influencia o valor das resistências dos enrolamentos e o escorregamento. Os dados experimentais usados para teste da metodologia foram coletados durante um ensaio de carga com duração reduzida, de forma a minimizar a variação da temperatura entre pontos de operação. Caso o motor operasse em regime permanente em carregamento abaixo do nominal, a temperatura e as perdas seriam inferiores. Da mesma forma, a operação em regime permanente acima do carregamento nominal ocasionaria um aumento da temperatura e das perdas. Esta dependência não foi levada em consideração na metodologia proposta, mas poderá ser incluída em trabalhos futuros.

8.7 AJUSTE DO CIRCUITO EQUIVALENTE EM CAMPO

Os resultados da estimação de perdas e de rendimento em campo apresentados na seção anterior evidenciaram uma estreita dependência em relação aos dados fornecidos pelo fabricante. Isto se justifica, pois os valores dos parâmetros do circuito equivalente usados até então são totalmente determinados pelos dados de catálogo, sem participação de valores medidos em um motor real.

Como forma de suavizar esta dependência, os valores dos parâmetros R_2 e X_m dos sete motores foram ajustados simultaneamente conforme a seção 7.5 em função dos valores medidos em campo. Estes parâmetros não influenciam na determinação das perdas e rendimento pontuais, pois não fazem parte da expressão (7.12), porém têm efeito pronunciado sobre as curvas de perdas em função do escorregamento calculadas pelo modelo. A Tabela 44 e a Tabela 45 apresentam os valores resultantes do ajuste de R_2 e de X_m em cada ponto testado, bem como os valores de referência e os iniciais obtidos pelo catálogo. A diferença dos valores ajustados em cada ponto não significa, necessariamente, uma variação paramétrica real do motor em operação, mas apenas uma variação de valores identificados de forma a corresponder a grandezas medidas em cada ponto levando em conta os efeitos dos demais parâmetros do modelo.

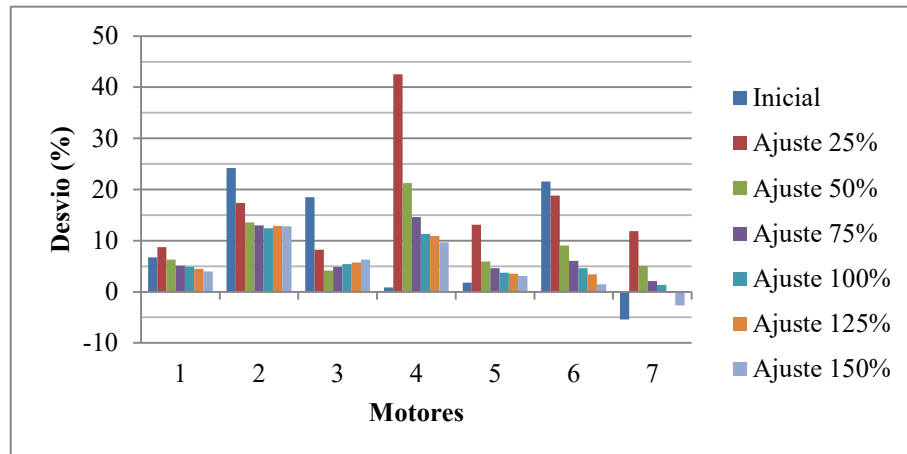
Tabela 44 – Valores ajustados em campo de R_2 dos sete motores.

Motor	Valores de R_2 (Ω)							
	Referência	Inicial	Ajuste 25 %	Ajuste 50 %	Ajuste 75 %	Ajuste 100 %	Ajuste 125 %	Ajuste 150 %
1	1,232	1,315	1,340	1,309	1,295	1,292	1,287	1,281
2	0,5318	0,6605	0,6241	0,6040	0,6009	0,5979	0,6001	0,5998
3	0,2292	0,2716	0,2481	0,2388	0,2404	0,2417	0,2423	0,2436
4	2,680	2,703	3,820	3,250	3,072	2,982	2,973	2,938
5	1,166	1,187	1,319	1,235	1,219	1,210	1,207	1,202
6	0,6236	0,7582	0,7408	0,6798	0,6612	0,6522	0,6451	0,6326
7	0,2809	0,2657	0,3142	0,2950	0,2867	0,2847	0,2802	0,2734

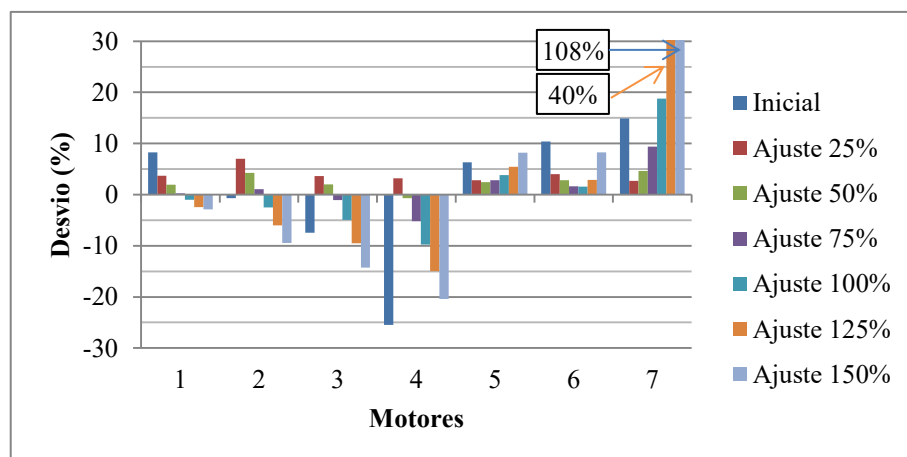
Tabela 45 – Valores ajustados em campo de X_m dos sete motores.

Motor	Valores de X_m (Ω)							
	Referência	Inicial	Ajuste 25 %	Ajuste 50 %	Ajuste 75 %	Ajuste 100 %	Ajuste 125 %	Ajuste 150 %
1	46,83	50,69	48,56	47,75	46,95	46,37	45,68	45,47
2	27,85	27,66	29,80	29,03	28,14	27,15	26,17	25,22
3	20,72	19,18	21,48	21,13	20,49	19,70	18,75	17,77
4	55,60	41,42	57,38	55,22	52,70	50,17	47,30	44,26
5	42,89	45,59	44,09	43,93	44,09	44,51	45,22	46,41
6	29,89	33,00	31,09	30,72	30,37	30,35	30,74	32,36
7	26,91	30,92	27,63	28,15	29,44	31,96	37,78	56,03

Os dados das tabelas precedentes são apresentados na forma de desvios percentuais em relação aos valores de referência na Figura 90 e na Figura 91. Em todos os motores, o valor ajustado de R_2 atinge seu maior valor no ponto de 25 % de carregamento, que ocorre em compensação à subestimação sistemática de R_1 e de R_c . Para os motores 2, 3 e 6, o ajuste resultou em uma redução do desvio de R_2 em relação ao valor inicialmente determinado por dados de catálogo. Nos motores 1 e 7, esta redução não ocorreu apenas com o ajuste na condição de carregamento mínimo, por conta da maior influência dos desvios de R_1 e de R_c sobre a potência ativa. Já nos motores 4 e 5, o ajuste resultou em aumento do desvio em todos os casos. Enquanto os desvios mantêm-se majoritariamente abaixo de 5 % no motor 5, um patamar mais alto é atingido no motor 4. Como indicado anteriormente na Figura 88, a máquina 4 foi justamente a que apresentou os maiores desvios entre as perdas medidas e as estimadas.

Figura 90 – Desvios dos valores ajustados de R_2 .

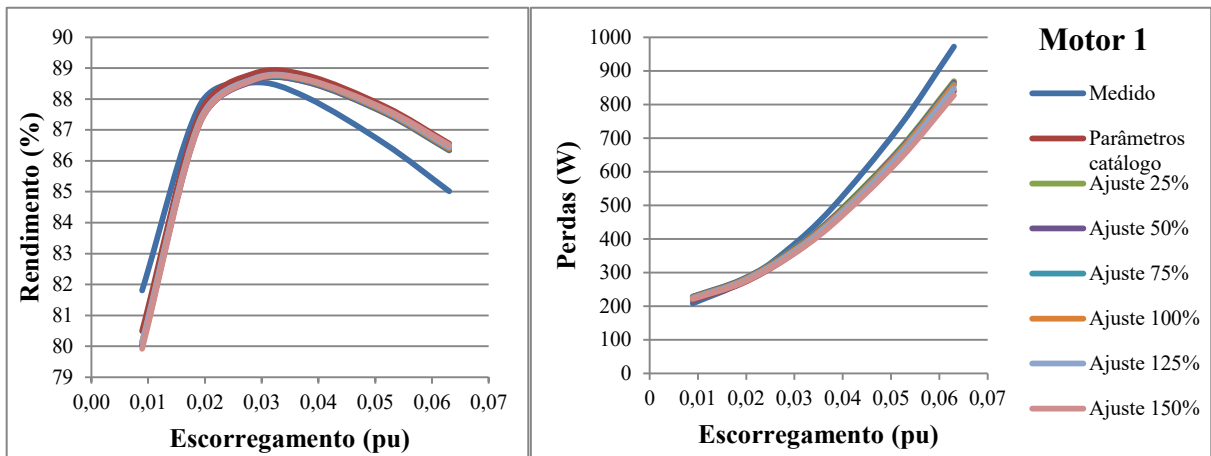
Um comportamento semelhante é observado no ajuste de X_m ilustrado na Figura 91. Nos motores 1, 4 e 6, o ajuste resultou em uma redução geral dos desvios. Nos motores 3 e 5, a redução apenas não ocorreu nos pontos de maior carregamento, onde a influência da corrente de magnetização é menor. Já no motor 2, o desvio aumentou em todos os casos, ainda que tenha permanecido inferior a 10 %. No motor 7, entretanto, o valor de X_m ajustado na condição de carregamento desvia-se da referência em 108 %. Como ilustrado anteriormente na Tabela 42 e na Figura 67, não há valores de parâmetros que correspondam com baixo desvio aos dados deste motor fornecidos pelo fabricante. Como consequência, a representação precária é amplificada na condição de carregamento máximo.

Figura 91 – Desvios dos valores ajustados de X_m .

As curvas de rendimento e de perdas calculadas com os parâmetros ajustados do motor 1 são apresentadas na Figura 92, em comparação com a curva obtida experimentalmente e com a calculada com os parâmetros sem ajuste. Tanto em termos de

perdas como de rendimento, as curvas obtidas pelo ajuste em diferentes pontos diferenciam-se muito pouco entre si e em relação à curva calculada sem ajuste. Esta pequena diferença pode ser decorrente da escolha de R_2 e X_m para ajuste. Por serem os parâmetros com maior influência sobre as grandezas mensuráveis externamente, uma mínima variação de seus valores é suficiente para corrigir os desvios de corrente e de potência e, assim, satisfazer o critério de parada do processo de ajuste. Esta mínima variação dos seus valores se traduz na proximidade entre curvas. Portanto, a diferença existente entre as curvas medidas e as calculadas com os parâmetros sem ajuste não aparenta ser afetada significativamente pelo ajuste proposto.

Figura 92 – Curvas de rendimento e de perdas do motor 1 medidas e estimadas.



Por outro lado, os resultados dos motores 2 e 6, ilustrados respectivamente na Figura 93 e na Figura 94, apresentam diferenças mais visíveis entre as curvas ajustadas de perdas, que se distanciam da curva calculada sem ajuste em direção à curva medida. Quanto mais baixo o carregamento da medição usada para o ajuste, mais a curva ajustada se aproxima do comportamento real do motor. Ainda assim, o efeito do ajuste é bastante sutil e aquém do esperado. Resultados semelhantes aos dos motores 2 e 6 foram obtidos para os demais motores.

Figura 93 – Curvas de rendimento e de perdas do motor 2 medidas e estimadas.

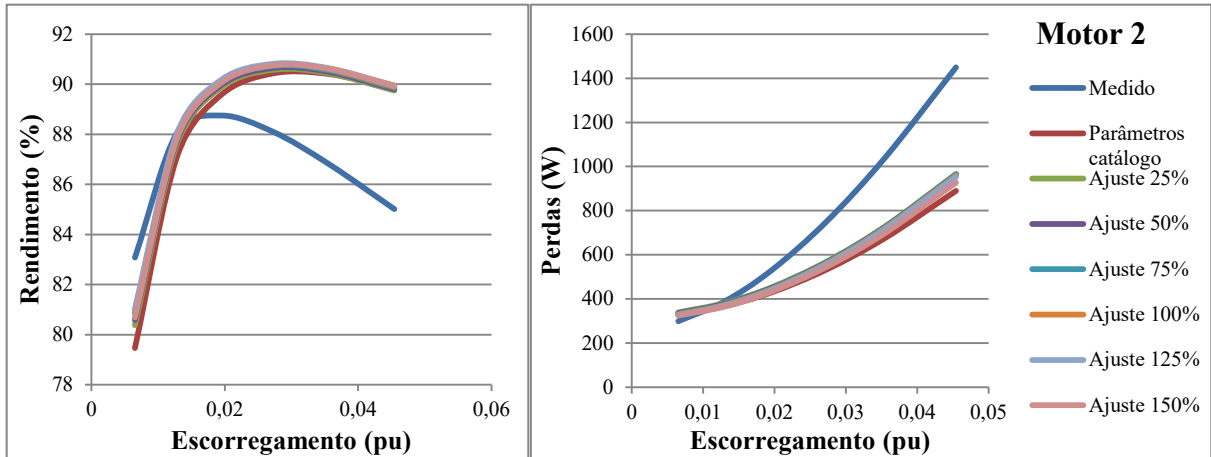
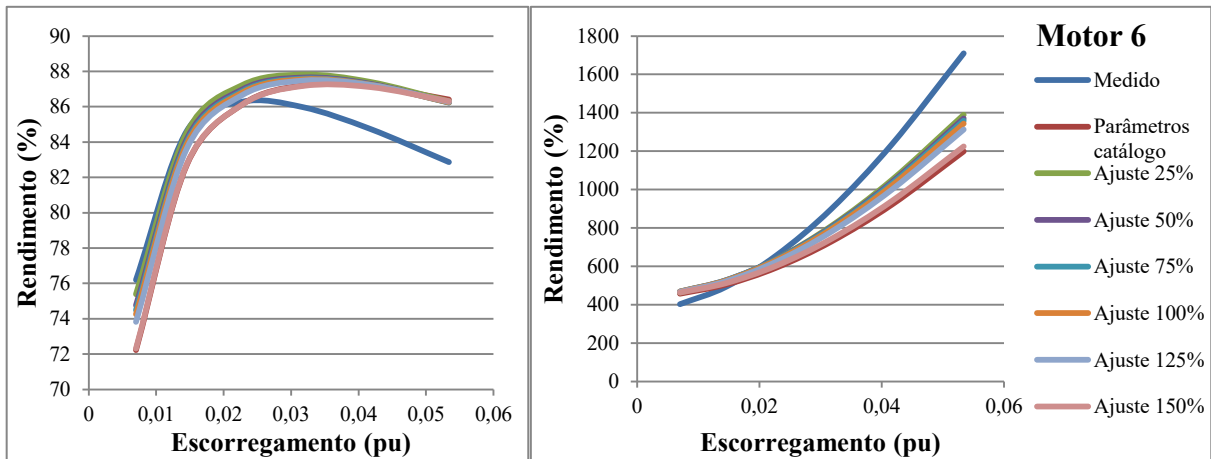


Figura 94 – Curvas de rendimento e de perdas do motor 6 medidas e estimadas.



8.8 AVALIAÇÃO DO MÉTODO SIMPLIFICADO

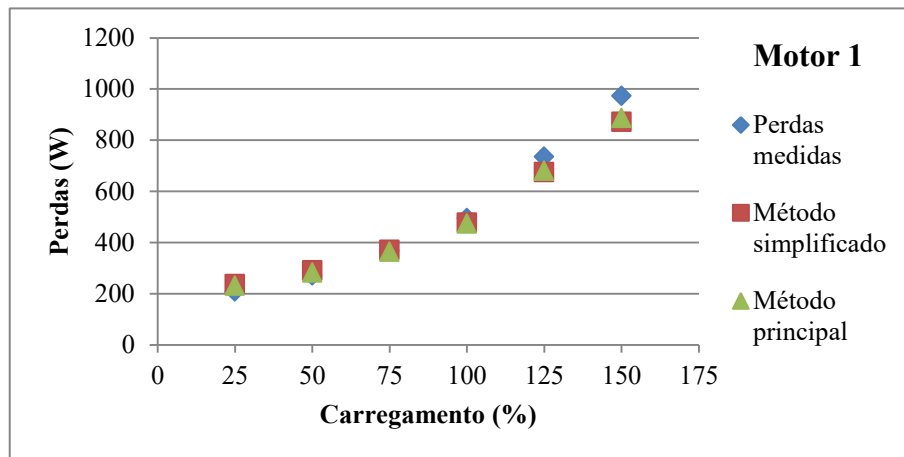
O método simplificado descrito na seção 7.6 foi avaliado com os mesmos sete motores testados na bancada de ensaios. Os coeficientes da regressão linear das perdas em função da corrente ao quadrado foram determinados a partir dos valores fornecidos pelos fabricantes. A Tabela 46 reúne os valores utilizados para calcular as regressões lineares e os coeficientes angular e linear resultantes, representados respectivamente por a e b .

Tabela 46 – Valores de entrada e de saída da regressão linear de perdas por corrente ao quadrado.

Motor	$P_{L(50)}$ (W)	$P_{L(75)}$ (W)	$P_{L(100)}$ (W)	$I_{1(50)}$ (A)	$I_{1(75)}$ (A)	$I_{1(100)}$ (A)	a	b
1	264,3	360,6	457,3	5,35	6,53	7,90	5,676	108,0
2	375,0	483,9	544,0	9,13	10,77	12,58	2,217	203,3
3	570,6	766,4	904,8	14,64	18,02	21,79	1,262	320,8
4	616,7	773,6	965,8	6,35	7,49	8,86	9,107	254,3
5	376,2	485,9	528,6	5,83	6,88	8,24	4,299	249,8
6	519,9	671,5	750,0	8,28	10,12	12,17	2,822	346,9
7	742,9	1019,7	1087,9	12,32	16,38	21,36	1,061	640,5

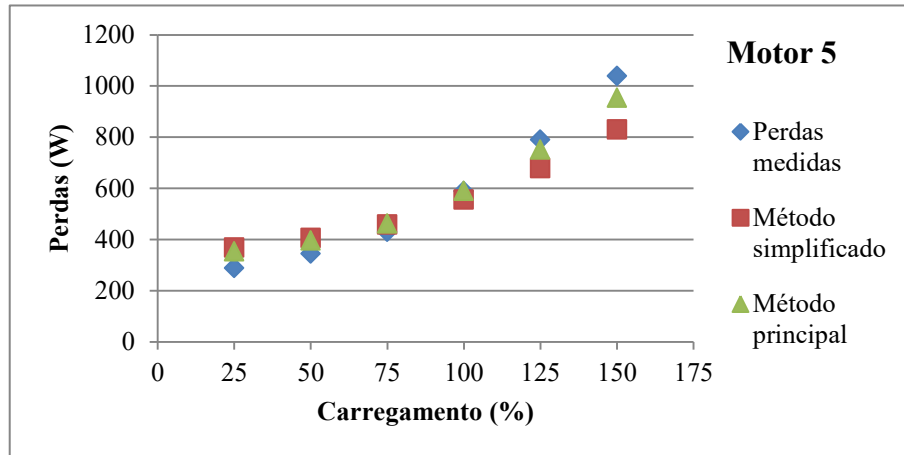
Empregando os coeficientes a e b determinados para cada motor, as perdas nas condições dos ensaios de carga foram estimadas em função dos valores de corrente medidos em cada ponto. A Figura 95 apresenta os resultados desta abordagem para o motor 1 em comparação com as perdas medidas e com as perdas estimadas pelo método proposto baseado no circuito equivalente. Os valores de perdas estimados pelo método simplificado apresentam elevada concordância com aqueles estimados através do circuito equivalente, cujos desvios situam-se na faixa de $\pm 10\%$ em relação aos valores medidos.

Figura 95 – Valores de perdas medidas e estimadas pelos métodos simplificado e principal para o motor 1.



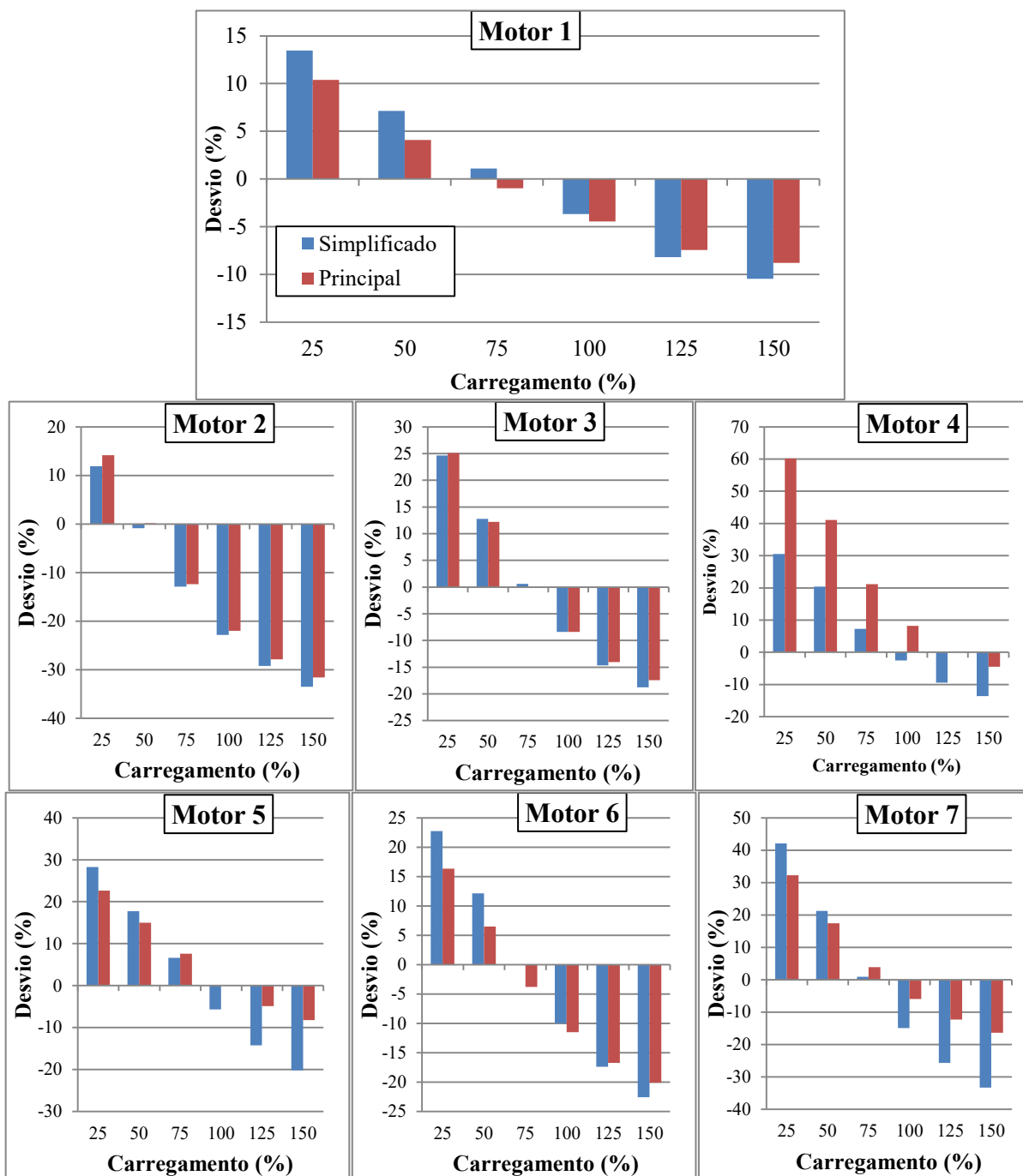
Já para o motor 5, por exemplo, os resultados ilustrados na Figura 96 apresentam desvios superiores do método simplificado, indicando que os métodos não são equivalentes.

Figura 96 – Valores de perdas medidas e estimadas pelos métodos simplificado e principal para o motor 5.



Um sumário comparativo dos desvios relativos das perdas totais resultantes do método simplificado e do método baseado em circuito equivalente para os sete motores testados é apresentado na Figura 97. De modo geral, os desvios resultantes do método simplificado são superiores aos obtidos através do método proposto com circuito equivalente, especialmente nos pontos extremos de carregamento. O caso do motor 4 é a exceção, com desvios do método simplificado significativamente inferiores aos do método principal. O perfil dos desvios de ambos os métodos é semelhante, com valores positivos em baixo carregamento e negativos no outro extremo, em função da característica dos dados informados. Os valores máximos e mínimos dos desvios do método simplificado foram 42 % e -33 %, respectivamente, enquanto o desvio padrão foi de 18 %, comparável ao do método proposto com circuito equivalente. Desconsiderando os pontos extremos de carregamento, os desvios máximos e mínimos passam a ser 21 % e -28 %.

Figura 97 – Sumário comparativo dos desvios de perdas estimadas pelos métodos simplificado e principal para sete motores.



Tendo em vista que o método simplificado requer uma mera regressão linear e a medição do módulo da corrente com o motor em operação, sem necessidade de medir a tensão e o escorregamento, a redução relativamente pequena da precisão pode ser justificada em determinadas situações.

8.9 ANÁLISE DAS LIMITAÇÕES DOS MÉTODOS PROPOSTOS

Ambos os métodos principal e simplificado propostos nesta tese contêm limitações em razão das premissas adotadas. Dentre estas, destaca-se a consideração de que as características da máquina real correspondem àquelas informadas pelo fabricante.

O método principal proposto nesta tese assume implicitamente as seguintes premissas:

- i) As tensões de alimentação do motor são senoidais e balanceadas;
- ii) A resistência dos enrolamentos não varia com a temperatura;
- iii) As características da máquina não são alteradas por processos de envelhecimento, recondicionamento e degradação.

O desbalanceamento e a distorção da tensão de alimentação podem gerar o aumento das perdas, especialmente no ferro e suplementares. Estes efeitos não são contemplados nas características informadas pelo fabricante, que definem os valores identificados de R_1 e de R_c . Para contemplá-los, é necessário empregar circuitos equivalentes modificados, como aqueles empregados por Al-Badri *et al.* (2017).

O método proposto considera a situação idealizada de que a temperatura dos enrolamentos é igual à temperatura especificada para o carregamento nominal, independentemente do carregamento real. Tanto os dados de catálogo empregados para a identificação dos parâmetros do modelo equivalente como os dados dos ensaios de carga refletem esta condição. No entanto, a temperatura real dos enrolamentos, que determina as resistências dos enrolamentos do estator e do rotor, depende do ambiente de operação da máquina e do nível das perdas.

O recondicionamento do motor pode incorrer em alteração, ainda que pequena, do número de espiras e da espessura dos condutores, causando a modificação de praticamente todas as características da máquina, como: a resistência do enrolamento do estator; a intensidade do fluxo no entreferro; as perdas no ferro e suplementares; a reatância de magnetização e, conseqüentemente, a corrente de excitação; a curva de corrente por torque; a razão de transformação entre os enrolamentos do rotor e do estator e, conseqüentemente, os parâmetros do rotor referidos ao estator. A alteração destas características torna inválida a estimação do circuito equivalente a partir dos dados típicos informados pelo fabricante. Tanto a resistência do enrolamento do estator como a resistência que representa as perdas no ferro são determinadas unicamente em função dos dados fornecidos pelo fabricante, sem ajuste em campo em razão do seu impacto relativamente pequeno nas grandezas externas do motor.

Problemas mecânicos, como a quebra de hélices do ventilador ou defeitos nos rolamentos, podem alterar o valor das perdas mecânicas. Ainda que um pequeno impacto possa ser esperado em decorrência de variação nestas perdas, que correspondem tipicamente a uma pequena parcela das perdas totais, as alterações nas perdas mecânicas dificilmente são distinguíveis, do ponto de vista elétrico, de um aumento na carga mecânica em si.

As perdas no ferro, segundo Negri (2011), podem aumentar com o envelhecimento do material, dependendo do tratamento empregado durante a fabricação, e atingem a estabilidade ainda no início da vida útil do equipamento. Hirzel (1994), por outro lado, argumenta que o aço tipicamente empregado na fabricação de máquinas apresenta efeitos irrisórios de envelhecimento.

No método simplificado, a relação típica entre as perdas e o valor eficaz da corrente de linha de um dado motor é caracterizada unicamente pelos coeficientes da reta obtidos em função de valores informados em catálogo.

Adicionalmente às limitações presentes no método principal, o método simplificado considera implicitamente que a tensão de alimentação da máquina é igual ao seu valor nominal. Desvios da tensão de alimentação alteram a intensidade do fluxo no entreferro em relação à sua condição normal. Uma redução na intensidade do fluxo tende a gerar redução nas perdas no ferro e na corrente de excitação, bem como um aumento no escorregamento e na corrente de carga para uma dada condição de carregamento. Com isto, a relação entre as perdas e a corrente deixa de corresponder àquela predita pelo método simplificado.

Dois outros mecanismos de degradação podem afetar especialmente os resultados do método simplificado. O envelhecimento do aço que compõe o núcleo magnético pode ocasionar a redução da permeabilidade magnética, acarretando a diminuição da reatância de magnetização e a elevação da corrente de excitação (KUECK *et al.*, 1996). Além disso, a quebra de barras do rotor altera a sua resistência e outras grandezas dela dependentes, como as curvas de torque e de corrente por escorregamento. Estes dois mecanismos de degradação podem fazer com que a relação típica entre as perdas e a corrente seja perdida.

Na metodologia principal, em comparação, as perdas na condição medida da máquina são determinadas em função dos valores de R_1 , R_c e X_1 identificados a partir de dados de catálogo e dos valores medidos de tensão, de corrente, de potência e de escorregamento. Os efeitos de desvios da tensão de alimentação são intrinsecamente considerados no modelo de perdas empregado na metodologia proposta. A estimação das perdas não requer o conhecimento dos parâmetros do rotor e da reatância de magnetização, tornando o resultado relativamente imune aos efeitos da quebra de barras do rotor e da

redução da permeabilidade magnética por envelhecimento. Variações nestes parâmetros (R_2 , X_2 e X_m) são implicitamente contemplados nos valores medidos de corrente, de potência e de escorregamento. Isto representa uma vantagem do método principal em relação ao simplificado, ao custo de maior complexidade computacional e de um maior número de grandezas medidas.

8.10 CONCLUSÕES PARCIAIS

Os resultados com dados simulados apresentados neste capítulo demonstraram a possibilidade de identificar precisamente os valores dos parâmetros do circuito equivalente a partir de dados de rendimento e de fator de potência em três níveis de carregamento. Também se demonstrou que pequenos desvios nos valores estimados de escorregamento em carregamentos parciais podem produzir desvios significativos nos valores dos parâmetros identificados mesmo com dados ideais das outras grandezas. A solução encontrada neste trabalho foi incluir estes valores de escorregamento no vetor de incógnitas, o que possibilitou a identificação exata dos parâmetros originais utilizados para simulação.

Tendo em vista o amplo emprego de algoritmos genéticos para a resolução do problema de identificação de parâmetros de MITs na literatura, os testes realizados com dados simulados e reais permitiram avaliar o desempenho deste método de otimização frente a um método de busca local, representado neste trabalho pelo método de Levenberg-Marquardt. Os resultados indicaram que, em sua formulação mais usual, os algoritmos genéticos possuem um desempenho inferior em termos de convergência local, isto é, os AGs são capazes de encontrar a região próxima ao mínimo, porém custam a encontrar mínimo em si. Para que os AGs alcancem precisão semelhante à dos métodos de busca local, técnicas avançadas como o refinamento gradativo da área de busca podem ser aplicadas.

O efeito da inclusão das perdas na função objetivo do problema de otimização numérica foi estudado em comparação com a inclusão da potência de saída, a partir da qual se esperariam resultados equivalentes. Com o método de busca local, o efeito mais evidente da inclusão das perdas totais na função objetivo foi a aproximação dos valores de R_1 e de R_c de seus valores de referência. Com o AG, a inclusão das perdas resultou em menor variabilidade dos valores resultantes destes parâmetros entre execuções subsequentes. Se, por um lado, o aumento do peso dado ao desvio das perdas produziu uma ligeira redução no desvio dos valores destes parâmetros em relação à referência, por outro, uma maior instabilidade dos

resultados se manifestou pelo aumento da dispersão dos resultados e pela divergência de algumas execuções.

Nos testes de estimação dos valores de parâmetros do circuito equivalente a partir dos dados de catálogo, os menores desvios em relação à referência foram obtidos em R_2 e em X_m , em concordância com o comportamento esperado em função do estudo de sensibilidade. Desvios sistematicamente negativos foram obtidos em R_1 e em R_c , devido ao perfil menos íngreme dos valores informados de perdas em relação ao perfil real. Desvios significativos destes parâmetros foram obtidos mesmo no motor 1, cujos dados fornecidos são relativamente próximos aos medidos. Este comportamento pode ser atribuído à baixa sensibilidade das grandezas externas a estes dois parâmetros, de modo que grandes variações em seus valores são necessárias para compensar pequenas variações nos valores das grandezas de referência.

A estimação das perdas em operação empregando os parâmetros identificados produziu resultados essencialmente concordantes com os dados de catálogo nas condições de 50 %, 75 % e 100 % de carregamento, exceto quando os valores informados de rendimento seguiram um perfil irregular. O cálculo das perdas envolve apenas os parâmetros R_1 , R_c e X_1 , os quais são determinados unicamente com base nos dados de catálogo, sem ajustes em função de valores medidos. Desse modo, é natural que os valores estimados espelhem os dados fornecidos. Ainda assim, o método não é equivalente à mera interpolação dos dados de catálogo, visto que intrinsecamente filtra comportamentos atípicos nestes valores.

Esta vantagem torna-se evidente nos resultados do método simplificado, do qual resultaram desvios geralmente superiores àqueles do método principal. Por outro lado, a simplicidade do método alternativo o mantém como uma opção viável para avaliação simplificada de motores em campo, sendo esperado desempenho superior ao do método da corrente apresentado na seção 4.3.

O ajuste de parâmetros em função de valores medidos resultou em um pequeno impacto nas curvas de perdas e de rendimento em relação às curvas sem ajuste. Isto pode ser atribuído à pequena alteração dos parâmetros ajustados, que decorre de sua alta influência sobre as grandezas terminais da máquina. É possível que um efeito mais intenso sobre as curvas seja alcançado pelo ajuste de outros parâmetros. Entretanto, como mencionado anteriormente, medições terminais realizadas em um único ponto de carga fornecem apenas duas equações independentes, o que limita a quantidade de parâmetros que se podem ajustar de forma determinada.

9 DETERMINAÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE MOTORES DE ROTOR MACIÇO

Em complemento aos objetivos da tese, um estudo sobre a determinação experimental do circuito equivalente de motores de indução polifásicos de rotor maciço foi realizado durante o período de doutorado sanduíche, que se deu no laboratório LAPLACE, ligado à Universidade de Toulouse, na França.

9.1 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Os motores de indução de rotor maciço (MIRM) diferenciam-se dos motores de indução convencionais pela forma construtiva de seu rotor, que não é laminado. Em sua forma mais simples, o rotor consiste em um simples cilindro de aço, como ilustrado na Figura 98, que atua como circuito magnético e elétrico. Topologias mais elaboradas incluem ranhuras longitudinais, anéis de cobre nas extremidades ou barras de cobre nas ranhuras, para aprimorar o desempenho em termos de fator de potência e de torque (HUPPUNEN, 2004).

Figura 98 – Rotor de aço maciço do motor estudado no LAPLACE.

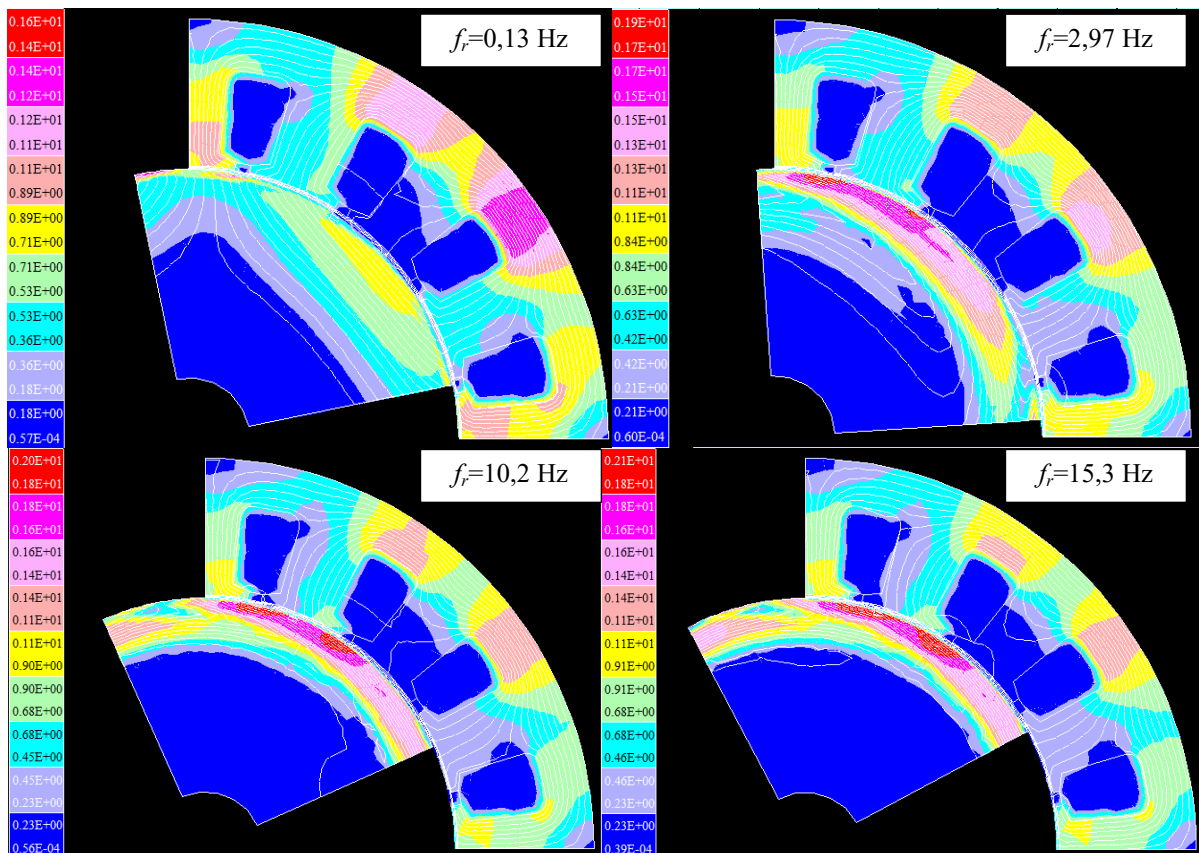


Em comparação com motores de indução convencionais, os MIRMs geralmente apresentam fator de potência e rendimento mais baixos e curvas de torque por velocidade menos íngremes. No entanto, sua construção confere maior rigidez mecânica, maior robustez térmica e menores níveis de vibração e de ruído, tornando-os particularmente adequados para aplicações em alta velocidade (PYRHONEN *et al.*, 2009)

Há duas abordagens principais para a modelagem analítica, uma linear e outra não linear (GIERAS; SAARI, 2012). Segundo a abordagem linear, a distribuição da corrente induzida no rotor depende da profundidade de penetração clássica, definida em função da condutividade e da permeabilidade magnética do material (GIBBS, 1948). O circuito do rotor é representado por uma resistência e uma reatância de dispersão, ambos de mesmo valor e proporcionais a $s^{-1/2}$. Devido à igualdade dos parâmetros, o ângulo de fase do rotor assume o valor constante de 45° .

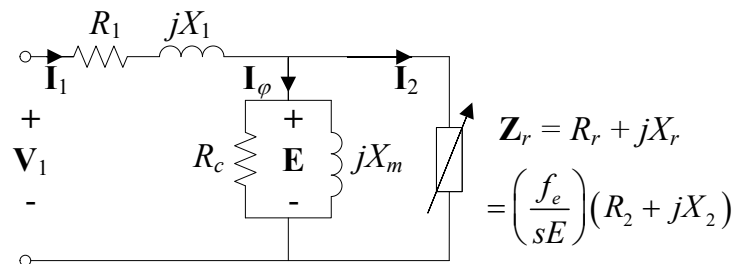
À medida que a frequência do fluxo no rotor aumenta, a profundidade de sua penetração tende a diminuir. No entanto, a partir de certa frequência, a saturação magnética impede que a profundidade de penetração continue a diminuir. Este efeito é ilustrado na Figura 99, que mostra cartas de campo de um MIRM de quatro polos, obtidas pelo Método de Elementos Finitos através do programa EFCAD, para diferentes frequências de corrente induzida no rotor (f_r). Neste exemplo, a partir da segunda condição, a aproximadamente 3 Hz, há pouca variação na profundidade do fluxo.

Figura 99 – Cartas de campo magnético de MIRM em diferentes escorregamentos.



Por esse motivo, e para simplificar a modelagem analítica, o caminho percorrido pelo fluxo no rotor é considerado sempre saturado segundo a abordagem não linear proposta por McConnell e Sverdup (1955). A curva BH passa a ser representada por uma função em forma de degrau com amplitude igual à indução de saturação do material, e a profundidade efetivamente percorrida pelo fluxo passa a depender essencialmente da intensidade do fluxo no entreferro. Quanto mais intenso o fluxo, mais profunda é a faixa percorrida por ele no rotor. Por consequência, a corrente induzida no rotor distribui-se por uma área maior, correspondendo a uma diminuição da impedância equivalente do rotor. Como resultado, obtém-se o modelo representado na Figura 100, cujos parâmetros equivalentes do rotor R_r e X_r dependem do fator f_e/E em função do efeito do fluxo. A reatância do rotor, segundo essa teoria, vale a metade da sua resistência, e consequentemente o ângulo de carga do rotor tem valor fixo de $26,6^\circ$ (MCCONNELL; SVERDUP, 1955).

Figura 100 – Circuito equivalente por fase de MIRMs.



Fonte: Adaptado de Finzi e Paice (1968).

Como ambas as teorias consideram condições extremas, isto é, a ausência ou a plenitude da saturação, que podem ocorrer simultaneamente em diferentes partes do rotor, é esperado que o comportamento real se encontre dentro destes limites (YEE; WILSON, 1972). Mesmo assim, a representação segundo a teoria não linear é predominante na literatura, devido ao seu desempenho satisfatório, demonstrado por Chalmers e Woolley (1972), Chalmers e Saleh (1984) e Sarma e Soni (1972).

Diferentemente dos motores de indução convencionais, não existem métodos estabelecidos em normas ou na literatura para a determinação experimental. Os métodos tradicionais, como os apresentados na seção 3, não são diretamente aplicáveis, dada a dependência dos parâmetros do rotor com relação à tensão de alimentação e a impossibilidade da fixação da relação entre as reatâncias de dispersão. Além disso, o entreferro destes motores é normalmente maior do que o de motores de rotor laminado, para reduzir as perdas por correntes induzidas no rotor por harmônicas espaciais de indução (GIBBS, 1948), de forma

que a corrente de magnetização não pode ser desconsiderada na condição de rotor bloqueado. Esta lacuna identificada na literatura motivou o desenvolvimento de metodologias experimentais para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente de MIRMs por ensaios.

9.2 MÉTODOS PARA DETERMINAÇÃO DO CE DE MIRMS

A determinação dos valores dos parâmetros de MIRMs foi considerada inicialmente a partir da adaptação de quatro métodos estabelecidos para motores convencionais, que se diferenciam essencialmente pelo ensaio de impedância empregado:

- Método do rotor bloqueado simplificado, em corrente nominal (RBS-CN) ou em tensão nominal (RBS-TN);
- Método do rotor bloqueado avançado, também em corrente nominal (RBA-CN) ou em tensão nominal (RBA-TN);
- Método F da IEEE Std. 112, com ensaio de impedância do tipo 3 (IEEE3);
- Método F da IEEE Std. 112, com ensaio de impedância do tipo 4 (IEEE4).

Além destes, foi desenvolvido um novo método, denominado simplesmente método proposto, que pode empregar dados do ensaio de escorregamento nominal (P-sN), de rotor bloqueado em corrente nominal (P-RBCN) ou em tensão nominal (P-RBTN). Todos os métodos contemplam a medição direta da resistência do enrolamento do estator e o ensaio em vazio.

9.2.1 Método do rotor bloqueado simplificado

O método do rotor bloqueado simplificado consiste na realização de ensaios em vazio e de rotor bloqueado em frequência nominal, desconsiderando a corrente de magnetização nesta segunda condição. Dada a dependência dos parâmetros do rotor com a tensão de alimentação, considera-se a realização deste método tanto com ensaio de rotor bloqueado em corrente nominal (RBS-CN) quanto em tensão nominal (RBS-TN), separadamente.

A resistência equivalente do rotor R_r na condição de rotor bloqueado é determinada por

$$R_r = \frac{P_{in}}{mI_1^2} - R_1 \quad (9.1)$$

em que m é o número de fases, e a reatância de dispersão total é determinada por

$$X_1 + X_r = \sqrt{(V_1/I_1)^2 - (R_1 + R_r)^2} \quad (9.2)$$

Por conveniência, X_1 e X_r são consideradas idênticas.

Com dados do ensaio em vazio, X_m e R_c são determinados respectivamente por

$$X_m = \frac{|\mathbf{V}_1 - \mathbf{I}_1 (R_1 + jX_1)|^2}{(Q/m - I_1^2 X_1)} \quad (9.3)$$

$$R_c = \frac{m |\mathbf{V}_1 - \mathbf{I}_1 (R_1 + jX_1)|^2}{P_c}. \quad (9.4)$$

Em motores convencionais com rotor bobinado ou em gaiola, a resistência e a reatância equivalentes do rotor (R_r e X_r , respectivamente) na condição de rotor bloqueado correspondem diretamente aos parâmetros R_2 e X_2 do modelo. Já em MIRMs, a resistência equivalente corresponde a $R_2 f_e/E$ na condição do ensaio. Portanto, para determinar os parâmetros R_2 e X_2 do modelo de MIRMs, é necessário multiplicar R_r e X_r pelo fator E/f_e , correspondente à condição do ensaio.

9.2.2 Método do rotor bloqueado avançado

O método do rotor bloqueado avançado diferencia-se do anterior pela consideração da corrente de excitação na condição de rotor bloqueado. Isso se dá pela solução simultânea de (9.3) e (9.4) na condição em vazio e das partes real e imaginária de

$$\frac{\mathbf{V}_1}{\mathbf{I}_1} - R_1 = jX_1 + \left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{jX_m} + \frac{1}{R_2 + jX_2} \right)^{-1} \quad (9.5)$$

na condição de rotor bloqueado.

Como no caso anterior, o método é adaptado para MIRMs pela multiplicação dos parâmetros equivalente do rotor pelo fator E/f_e calculado na condição de rotor bloqueado.

9.2.3 Método F da IEEE Std. 112 com ensaio de impedância 3

Conforme apresentado na seção 3.5, o ensaio de impedância do tipo 3 do método F da IEEE Std. 112 consiste na operação do motor em escorregamento nominal pela aplicação de tensão reduzida ou de carregamento mecânico.

Neste caso, o fator sE/f_e calculado na condição de escorregamento nominal é usado para corrigir os valores dos parâmetros do rotor de MIRMs, pois é a razão entre o parâmetro R_2 do modelo e a resistência equivalente do rotor na condição de sua determinação.

9.2.4 Método F da IEEE Std. 112 com ensaio de impedância 4

Conforme apresentado na seção 3.5, o ensaio de impedância do tipo 4 do método F da IEEE Std. 112 demanda um ensaio de rotor bloqueado em corrente nominal e um ensaio adicional em escorregamento nominal, condição na qual os parâmetros do rotor são determinados.

Como no caso anterior, o fator sE/f_e calculado na condição de escorregamento nominal é usado para corrigir os parâmetros do rotor de MIRMs.

9.2.5 Método proposto

Em todos os métodos e adaptações descritos anteriormente, as reatâncias de dispersão são determinadas considerando relações fixas entre as partes do estator e do rotor. No modelo de regime permanente de MITs tradicionais, com rotor bobinado ou de gaiola, os valores de X_1 e de X_r são considerados constantes. No modelo de MIRMs, no entanto, a reatância de dispersão do estator é constante, enquanto a do rotor varia em função da intensidade do fluxo e do carregamento. Dessa forma, não se pode determinar uma relação fixa entre as reatâncias do estator e do rotor.

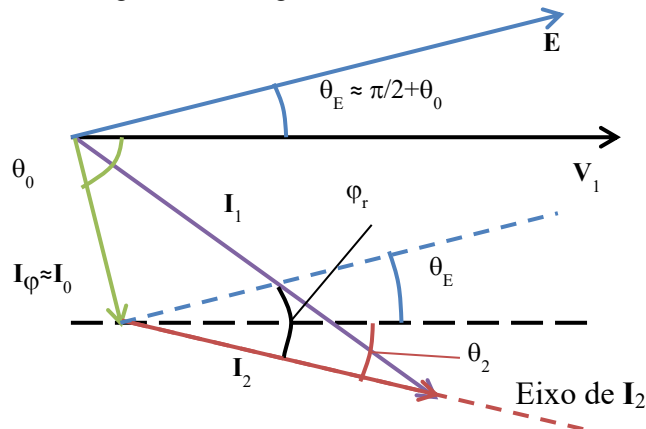
Para contornar este conflito, é proposto um novo método de cálculo de parâmetros de MIRMs baseado na relação fixa existente entre X_2 e R_2 , no lugar da razão X_1/X_2 convencionalmente empregada em motores convencionais. Segundo McConnell e Sverdup (1955), esta relação $a=X_2/R_2$ vale 0,5.

Como nos métodos da IEEE Std. 112, o procedimento de ensaio consiste na medição direta da resistência do estator, um ensaio em vazio e um ensaio de impedância, que pode ser o ensaio de escorregamento nominal ou de rotor bloqueado em corrente nominal ou em tensão nominal.

O método proposto inclui uma técnica para a estimação de a sem necessidade de ensaios adicionais. Como observado por Gibbs (1948), o fator de potência constante do rotor faz com que o local geométrico formado pelas partes real e imaginária de \mathbf{I}_1 entre as condições de vazio e rotor bloqueado seja uma reta, em vez de um arco como no caso de

motores convencionais. Isso é ilustrado no diagrama fasorial na Figura 101, em que se toma a tensão de fase V_1 como referência angular. A corrente I_1 é o resultado da soma fasorial da corrente de carga I_2 e da corrente de excitação I_φ , assumida praticamente constante e igual à corrente em vazio I_0 . Por conta do ângulo de fase constante da impedância do rotor, o fasor I_2 fica confinado ao eixo marcado pela linha tracejada, variando apenas sua magnitude em função do nível de carregamento.

Figura 101 – Diagrama fasorial do MIRM



O ângulo de fase do rotor φ_r é definido como a diferença entre os ângulos θ_E e θ_2 . O segundo pode ser estimado pela inclinação da reta formada no plano $\text{Re}\{\mathbf{I}_1\} \times \text{Im}\{\mathbf{I}_1\}$ entre as condições em vazio e com rotor bloqueado em tensão nominal, como será visto na Figura 106. Já o primeiro é inicialmente desconhecido, e sua estimação é proposta pelo fasor de corrente em vazio. Como esta corrente flui quase totalmente através de X_m , é assumido que o \mathbf{E} esteja adiantado de 90° em relação a \mathbf{I}_0 , portanto pode-se estimar θ_E como $\theta_0 + \pi/2$. Uma vez estimados θ_E e θ_2 , o valor de a pode ser calculado por

$$a = \tan(\theta_E - \theta_2) \quad (9.6)$$

O procedimento proposto para determinação de parâmetros pode ser sumarizado pelas seguintes etapas:

- i) Estimar a por (9.6) e definir como valor inicial $X_1 = 0$;
- ii) Calcular E e a variável auxiliar β nas condições dos ensaios em vazio e de impedância, indicadas respectivamente pelos subscritos 0 e L , por

$$\mathbf{E} = \mathbf{V}_1 - \mathbf{I}_1 (R_1 + jX_1) \quad (9.7)$$

$$\beta = \text{Re}\left\{(\mathbf{V}_1/\mathbf{I}_1 - R_1 - jX_1)^{-1}\right\} \quad (9.8)$$

- iii) Calcular a condutância equivalente do rotor (G_r) por

$$G_r = \beta_L - \beta_0 \quad (9.9)$$

iv) Calcular X_m por

$$X_m = \left[\sqrt{(I_{1L}/E_L)^2 - \beta_L^2} - aG_r \right]^{-1} \quad (9.10)$$

v) Atualizar X_1 por

$$X_1 = \text{Im} \left\{ \frac{\mathbf{V}_{10}}{\mathbf{I}_{10}} \right\} - \frac{\beta_L X_m}{(\beta_L X_m)^2 + 1} \quad (9.11)$$

vi) Iterar as etapas ii-v até atingir a convergência de X_1 , e então determinar R_2 e X_2 respectivamente por

$$R_2 = \left(\frac{s_L E_L}{f_e} \right) \frac{1}{G_r (1 + a^2)} \quad (9.12)$$

$$X_2 = aR_2 \quad (9.13)$$

9.3 BANCADA DE ENSAIOS

Os métodos adaptados e o novo método proposto foram avaliados por comparação com medições realizadas em um protótipo de MIRM bifásico, de quatro polos, na bancada de ensaios disponível no LAPLACE. Por não se tratar de um motor comercial, a condição nominal foi assumida como 34,7 V, 8 A a 50 Hz, produzindo 0,8 Nm de torque no eixo. Na realidade, os motores deste tipo se destinam quase exclusivamente a aplicação com inversores de tensão em frequências mais elevadas. No entanto, as harmônicas temporais geradas pelos inversores geram perdas adicionais que complicam o processo de medição, além de não serem representadas no circuito equivalente, que representa a máquina na frequência fundamental. Portanto, o MIRM foi testado em frequência industrial (50 Hz) a partir da rede elétrica, como nos trabalhos de Pyrhonen *et al.* (2009) e de Chalmers e Woolley (1972), mantendo a razão V/f e o escorregamento absoluto a plena carga em seus valores normais.

As curvas de corrente, potência, torque e rendimento em função do escorregamento foram determinadas experimentalmente segundo o método B da IEEE Std. 112 e usadas como referência para verificar a precisão das curvas calculadas pelos modelos resultantes de cada método testado. Adaptações foram realizadas no método por conta do alto escorregamento em vazio, conforme apresentado adiante.

A bancada de ensaios disponível no LAPLACE é apresentada na Figura 102, com detalhamento do dinamômetro na Figura 103. O motor em teste é acoplado ao dinamômetro composto por um freio de histerese MAGTROL com célula de carga e tacômetro integrados.

As medições elétricas de tensão, corrente, potência e frequência são desempenhadas pelo wattímetro digital HIOKI 3194. A resistência dos enrolamentos do estator é medida na configuração de quatro fios com uma fonte CC controlada e um voltímetro, e a temperatura é monitorada com um termopar ligado a um termômetro digital.

Figura 102 – Bancada de ensaios de motores elétricos disponível no LAPLACE.

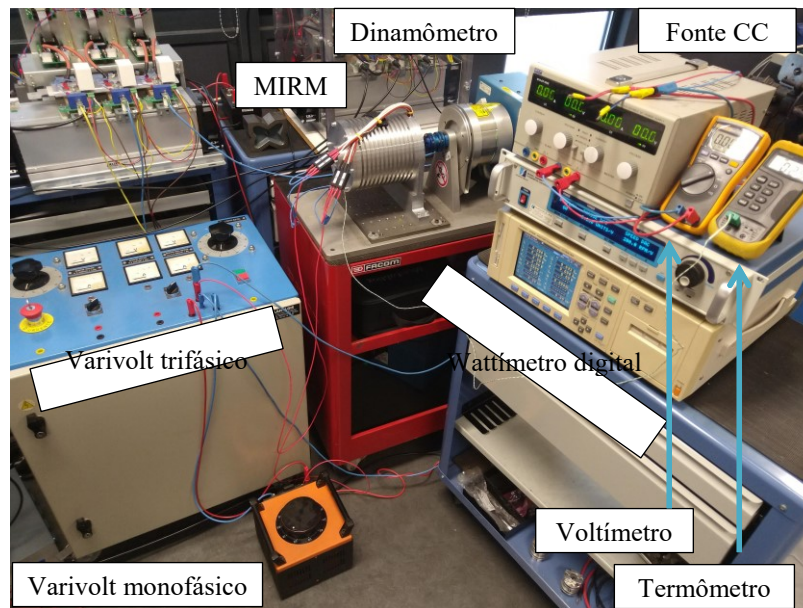
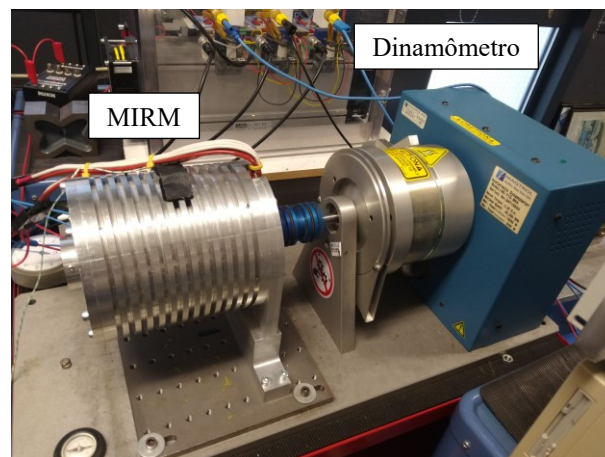


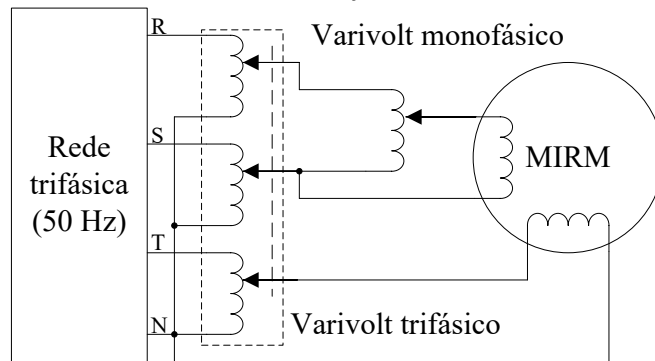
Figura 103 – Detalhamento do dinamômetro.



Por ser bifásico, o motor não pode ser alimentado diretamente a partir da rede trifásica. A alimentação se dá por um sistema composto por dois autotransformadores variáveis (varivolts), um trifásico e outro monofásico, conforme ilustrado na Figura 104. O princípio de funcionamento é semelhante ao da ligação Scott de transformadores (KOSOW, 1993), que se vale da defasagem de 90° entre uma tensão fase-neutro e a tensão de linha entre as outras fases. O varivolt trifásico serve ao controle do nível de tensão, abaixando a tensão

fase-neutro de 230 V para 34,7 V para alimentar diretamente uma das fases do motor. A outra fase é alimentada através do varivolt monofásico, que abaixa a tensão de linha de 60 V para 34,7 V. Dessa forma, obtém-se uma alimentação senoidal bifásica balanceada para o motor em teste. Uma solução semelhante é reportada por van der Merwe e van der Merwe (1995).

Figura 104 – Sistema de alimentação bifásica do MIRM.

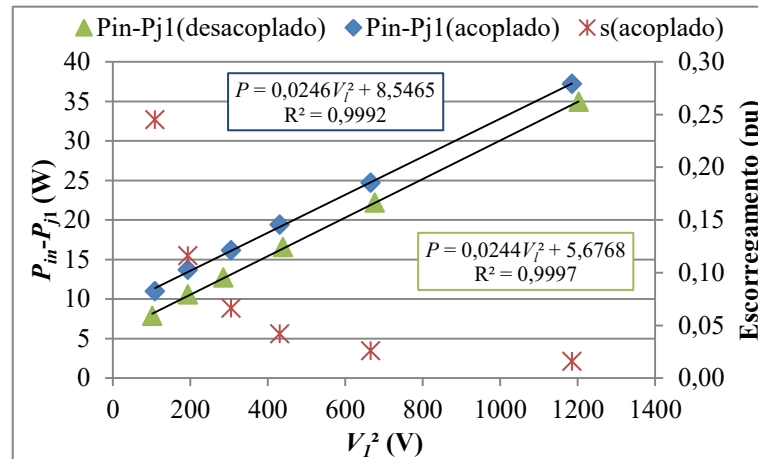


9.4 RESULTADOS

9.4.1 Medições de referência

A Figura 105 apresenta os resultados de dois ensaios em vazio, um com o motor desacoplado e outro com o motor acoplado ao freio desenergizado, para possibilitar a medição da velocidade. O deslocamento vertical das retas obtidas indica uma perda parasita de aproximadamente 3 W causada pelo freio. O mais importante, porém, é o escorregamento observado no ensaio acoplado, que chega a 25 %. Este comportamento invalida as considerações de inexistência de perda Joule no rotor e de perda por atrito e ventilação aproximadamente constante durante o ensaio.

Figura 105 – Resultados de testes em vazio com o motor acoplado e desacoplado ao freio.



Por este motivo, pequenas adaptações foram realizadas no procedimento de segregação de perdas. Na condição em vazio, a potência ativa do MIRM corresponde à soma das perdas Joule no rotor e no estator, da perda no ferro e das perdas mecânicas, como indicado em

$$P_{in} = P_{j1} + P_c + P_{j2} + P_{fw} \quad (9.14)$$

As perdas suplementares são consideradas nulas por simplicidade.

O motor em teste não possui ventilador, portanto suas perdas mecânicas devem-se principalmente ao atrito dos rolamentos e podem ser consideradas proporcionais à velocidade angular, conforme

$$P_{fw} = (1-s)P_{fw0} \quad (9.15)$$

em que P_{fw0} é o valor da perda mecânica na velocidade síncrona. A mesma consideração é assumida na segregação de perdas em carga.

Visto que P_{fw} é a única carga mecânica sobre o motor, a perda Joule no rotor pode ser associada a ela por

$$P_{j2} = P_{fw} s / (1-s) \quad (9.16)$$

Substituindo (9.15) e (9.16) em (9.14), obtém-se

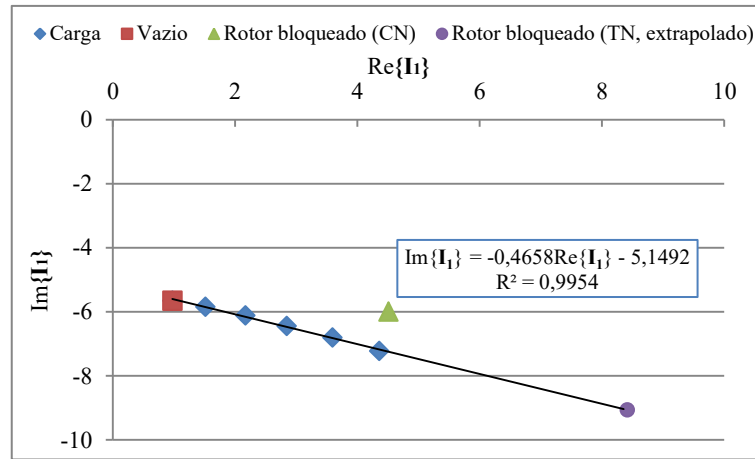
$$P_{in} = P_{j1} + P_c + P_{fw0} \quad (9.17)$$

cujas partes podem ser determinadas pela técnica tradicional de regressão linear. Isto conclui a adaptação do método de segregação de perdas.

A Figura 106 exibe o padrão formado pelas componentes real e imaginária da corrente em diferentes condições de carregamento. A partir da condição em vazio, marcada pelo quadrado vermelho, as componentes da corrente seguem um padrão linear à medida que

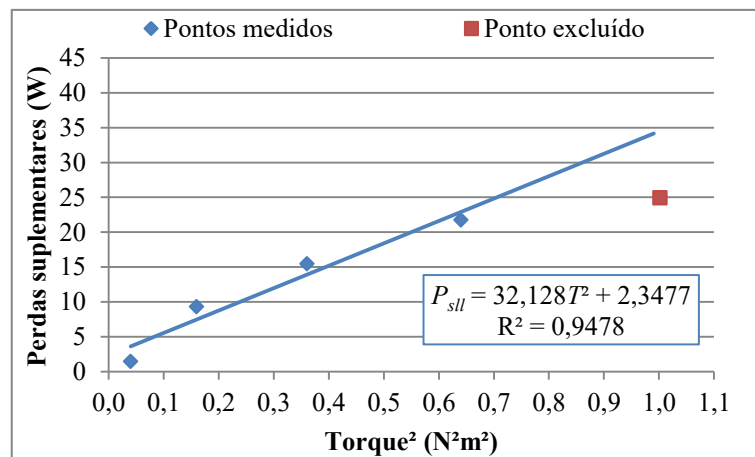
a carga aumenta, devido ao fator de potência constante do rotor. Este padrão permite a estimação da corrente de rotor bloqueado em tensão nominal, identificada pelo círculo roxo, que não pode ser medida diretamente por limitações da fonte. Pela inclinação desta reta, o ângulo da corrente de carga θ_2 foi identificado como aproximadamente -25° em relação à tensão de fase. O ângulo da corrente em vazio é de -80° , portanto θ_E é estimado em 10° e φ_2 como 35° . A corrente de rotor bloqueado em tensão reduzida, identificada pelo triângulo verde, não está alinhada às demais por conta da tensão diferente de alimentação, e por isso não pode ser usada para estimação de θ_2 .

Figura 106 – Local geométrico das componentes real e imaginária da corrente.



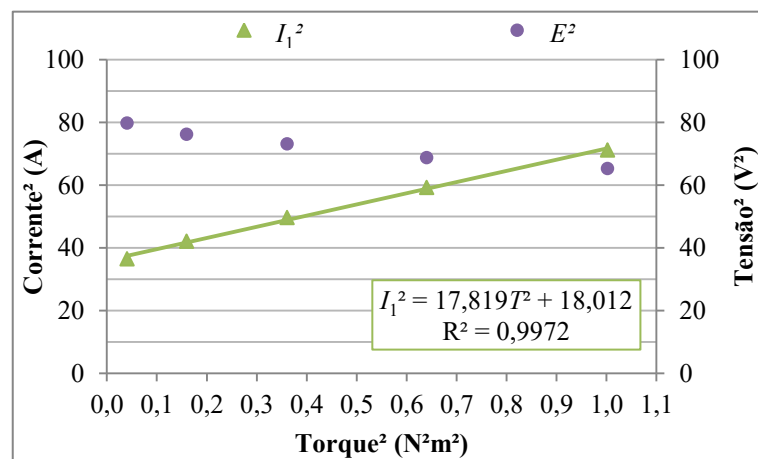
A Figura 107 apresenta os resíduos de perdas medidos no ensaio de carga, que são atribuídos às perdas suplementares. O ponto de mais alto carregamento foi excluído para que o coeficiente de determinação (R^2) fosse maior do que 0,9.

Figura 107 – Regressão das perdas suplementares.



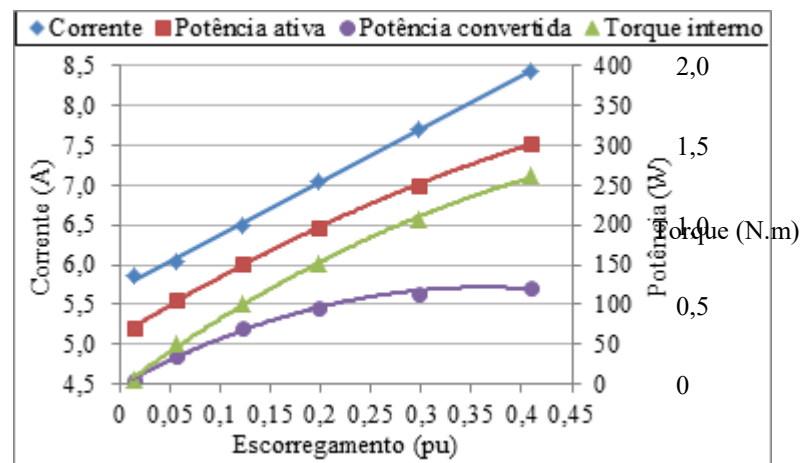
Ainda que o baixo valor de R^2 possa ser um indicativo de problemas na instrumentação, um levantamento simplificado das incertezas indicou que os limites recomendados na norma foram satisfeitos, e uma investigação foi conduzida para avaliar outras possíveis causas. Como comentado na seção 2.2.7, os mecanismos que geram as perdas suplementares dependem principalmente do quadrado da tensão e do quadrado da corrente, que refletem a intensidade do fluxo e das forças magnetomotrizes. Para os mesmos pontos da Figura 107, a Figura 108 mostra os valores de I_1^2 e de E^2 , este calculado *a posteriori* através do circuito equivalente. A relação entre a corrente ao quadrado e o torque ao quadrado conforma-se a uma linha reta como em motores convencionais. A tensão ao quadrado, no entanto, apresenta um declínio acentuado com o aumento da carga, chegando a ser 20 % menor no ponto de maior carregamento do que na condição de menor carga. Esta redução concorda com o padrão de desaceleração do crescimento das perdas observado na Figura 107. Sendo assim, parece razoável que a técnica normatizada de determinação indireta de perdas suplementares não seja adequada para motores em que se observe uma queda acentuada na tensão induzida, como é o caso de motores que operam com altos níveis de escorregamento. A investigação, no entanto, ainda é inconclusiva. Para a continuidade do trabalho, a perda suplementar foi estimada conforme a norma em 20,6 W na condição nominal.

Figura 108 – Valores quadráticos de corrente e força eletromotriz induzida no ensaio de carga.



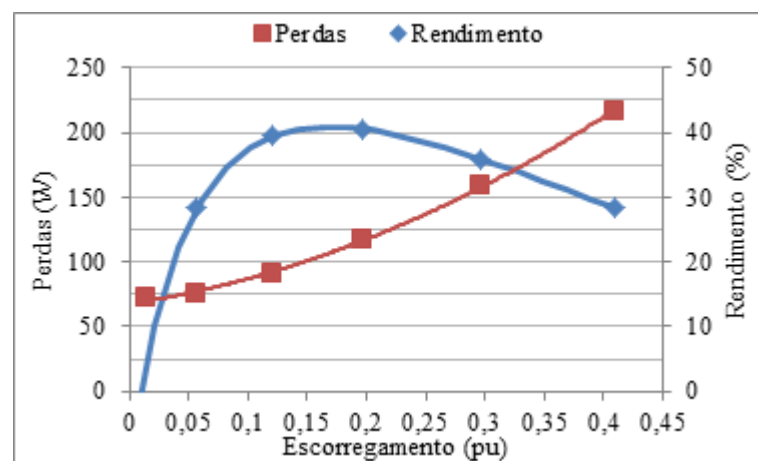
A Figura 109 apresenta as curvas de corrente, de potência ativa, de potência convertida e de torque interno obtidas experimentalmente, que servem de referência para a avaliação das curvas calculadas pelo circuito equivalente com os valores de parâmetros resultantes de cada método.

Figura 109 – Curvas de desempenho obtidas experimentalmente.



As curvas de perdas e de rendimento determinadas pela segregação ajustada de perdas são mostradas na Figura 110. O baixo rendimento, limitado a aproximadamente 40 %, deve-se em grande parte ao alto escorregamento por unidade durante os testes com tensão e frequência reduzidas. Por exemplo, com 20 % de escorregamento, o rendimento do motor é naturalmente limitado a 80 %, sem contar o efeito das outras perdas.

Figura 110 – Curvas de perdas e de rendimento do MIRM.



A título de observação, na operação normal em frequências mais elevadas, o rendimento tende a ser superior. Com a razão V/f mantida, obtém-se aproximadamente o mesmo fluxo no entreferro e, conseqüentemente, o mesmo torque eletromagnético para os mesmos valores de escorregamento absoluto (em rotações por minuto). A potência transferida no entreferro, igual ao produto do torque eletromagnético pela velocidade síncrona, é amplificada pelo aumento da frequência de alimentação. Simultaneamente, com o aumento da velocidade síncrona e a manutenção dos mesmos valores de escorregamento absoluto, o

escorregamento por unidade se torna menor, assim como a fração da potência transferida que é dissipada em perdas Joule no rotor. Por exemplo, um escorregamento de 300 rpm corresponde a 20 % da velocidade síncrona de 1500 rpm, porém a apenas 2,5 % da velocidade síncrona de 12.000 rpm decorrente do aumento da frequência de alimentação de 50 Hz para 400 Hz. Dessa forma, o rendimento do MIRM pode chegar a níveis comparáveis ao de motores convencionais (PYRHONEN *et al.*, 2009).

9.4.2 Modelo tradicional de motores de indução

A investigação teve como primeira etapa a avaliação da representação do MIRM como se fosse um motor de indução convencional, empregando portanto o circuito equivalente apresentado na seção 2.1. Essa abordagem aparentemente incorreta é reportada na literatura (SARMA; SONI, 1972; MELLAK; DEURINGER; MUETZE, 2020).

Os valores dos parâmetros do circuito determinados de acordo com os métodos e variações listados na seção 9.2 são listados na Tabela 47. O valor de R_1 foi medido diretamente e é comum para todos os métodos.

Tabela 47 – Valores de parâmetros do modelo tradicional resultantes de cada método.

Método	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_c (Ω)	X_m (Ω)
RBS-CN		1,376	1,470	1,376	47,89	4,571
RBS-TN		1,030	1,347	1,030	55,32	4,917
RBA-CN	0,448	1,143	3,070	1,143	52,84	4,862
RBA-TN		0,859	2,258	0,859	59,20	5,143
IEEE3		1,705	1,514	1,705	31,49	4,289
IEEE4		1,577	1,532	1,577	45,64	4,632

As curvas de corrente e potência ativa resultantes de cada conjunto de parâmetros são comparadas com os valores de referência na Figura 111. O mesmo é feito para as curvas de torque interno e para as grandezas na condição de rotor bloqueado na Figura 112, sendo estas representadas de forma normalizada pelos valores medidos.

Figura 111 – Curvas de corrente e de potência obtidas pelo circuito equivalente tradicional.

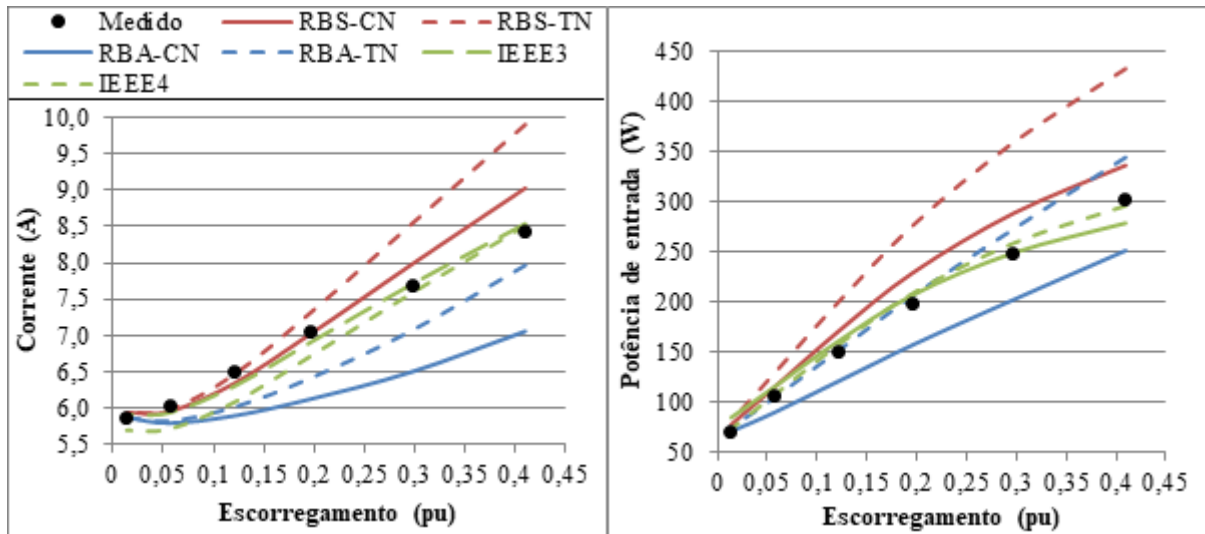
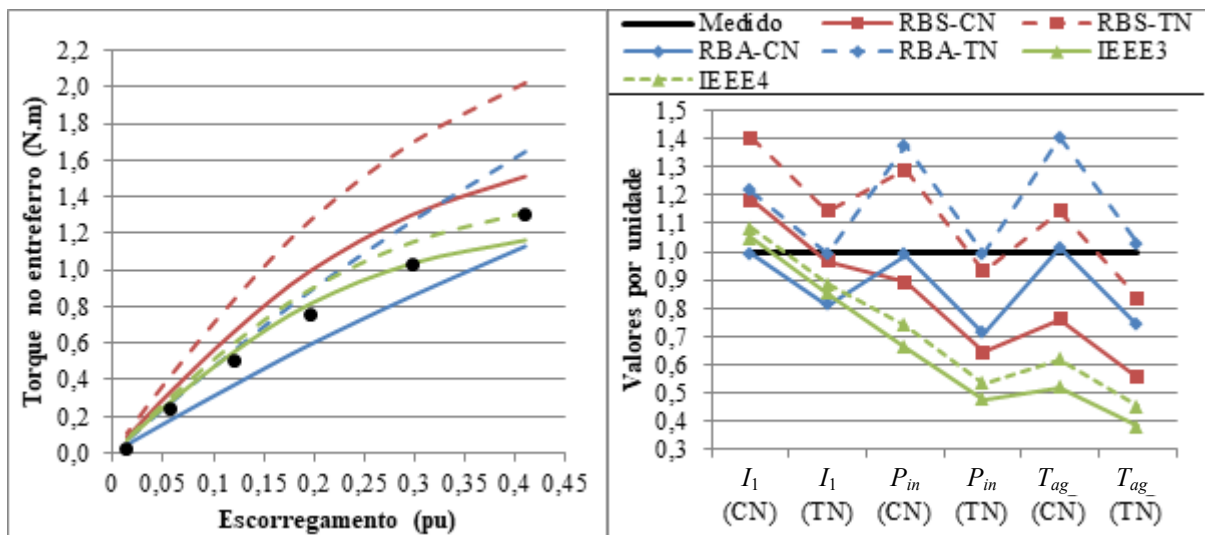


Figura 112 – Curvas de torque eletromagnético e grandezas de rotor bloqueado em corrente nominal (CN) e tensão nominal (TN) obtidas pelo circuito equivalente tradicional.



As curvas resultantes das duas versões do método RBS, comparadas às curvas correspondentes do método RBA, ilustram o efeito da desconsideração da corrente de excitação sem que X_m seja suficientemente maior do que a impedância estacionária do rotor. A impedância do rotor torna-se subestimada, deslocando as curvas de RBS para cima e gerando desvios significativos. As curvas do método RBA, no entanto, são influenciadas pela impedância aumentada do rotor decorrente da queda de tensão na impedância do estator na condição de rotor bloqueado, tendo os parâmetros do rotor superestimados. O mesmo se vê ao comparar as curvas obtidas em tensão nominal e reduzida em cada um dos métodos.

A melhor concordância das curvas resultantes dos métodos da IEEE deve-se à determinação dos parâmetros do rotor em um ponto de menor escorregamento do que os

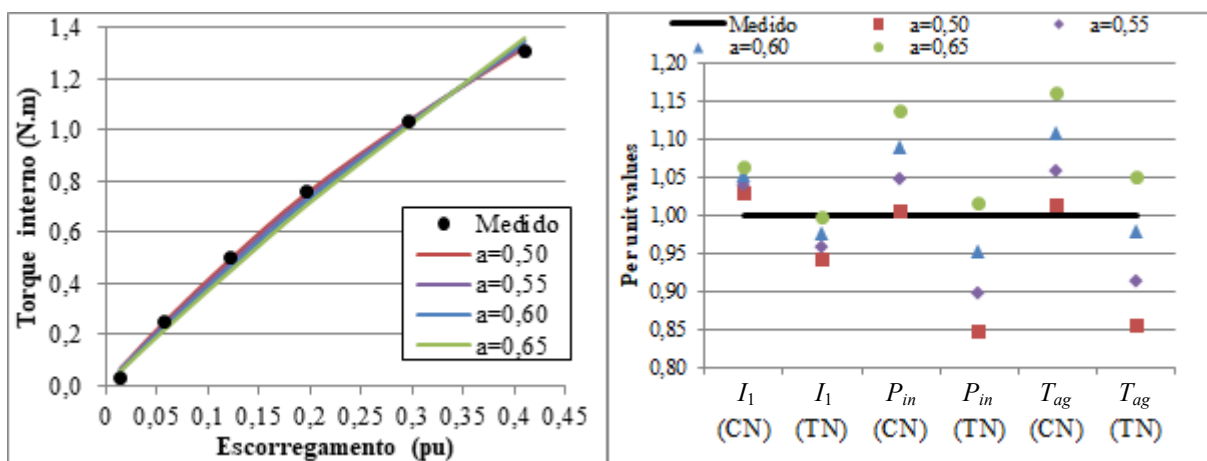
demais. Na condição de rotor bloqueado, no entanto, estes métodos têm desempenho pior do que os demais, pelo mesmo motivo. Conclui-se que a representação de um MIRM pelo modelo tradicional de motores de indução só produz bons resultados na proximidade do ponto empregado para determinação dos parâmetros do rotor.

9.4.3 Modelo MIRM

Para a determinação dos parâmetros do modelo de MIRMs, ilustrado na Figura 100, o método proposto foi adicionado à comparação. Segundo a técnica proposta, o valor de a estimado a partir dos fasores de corrente resultou e em aproximadamente 0,7, que no entanto causou a divergência dos resultados. Verificou-se posteriormente que o ângulo de E apresenta uma pequena variação em função da carga, e sua defasagem em relação a I_0 é, na realidade, menor do que $\pi/2$.

Por esse motivo, o método proposto foi executado com diferentes valores de a para verificar a influência deste parâmetro. Conforme ilustrado na Figura 113, a curva de torque correspondente ao valor de $a=0,5$ gerou concordância ligeiramente superior aos demais valores. A diferença é mais visível nas grandezas de rotor bloqueado, também com melhor concordância dos resultados correspondentes a $a=0,5$. Este valor concorda com o proposto por McConnell e Sverdup (1955) e foi adotado no restante dos cálculos.

Figura 113 – Comparação de curvas de torque e de grandezas de rotor bloqueado com diferentes valores de a .



A Tabela 48 apresenta os valores dos parâmetros determinado por cada método, incluindo o método proposto. Neste caso, a dimensão dos parâmetros do rotor é $\Omega.V.Hz^{-1}$, por sua dependência do fator f_e/E .

Tabela 48 – Valores de parâmetros do modelo de MIRM resultantes de cada método.

Método	R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 ($\Omega.V.Hz^{-1}$)	X_2 ($\Omega.V.Hz^{-1}$)	R_c (Ω)	X_m (Ω)
RBS-CN		1,376	0,465	0,435	47,89	4,571
RBS-TN		1,030	0,588	0,450	55,32	4,917
RBA-CN		1,143	1,044	0,389	52,84	4,862
RBA-TN		0,859	1,044	0,397	59,20	5,143
IEEE3	0,448	1,705	0,649	0,217	31,49	4,289
IEEE4		1,577	0,657	0,201	45,64	4,632
P-sN		0,981	1,050	0,525	56,43	5,023
P-RB-CN		0,795	1,316	0,658	60,68	5,206
P-RB-TN		0,613	1,233	0,617	65,00	5,387

As curvas de corrente, potência ativa e torque interno e as grandezas de rotor bloqueado resultantes dos diferentes métodos são apresentadas na Figura 114 e na Figura 115. O efeito da normalização dos parâmetros do rotor em função de f_e/sE é evidenciado pela aproximação das curvas e dos valores de parâmetros obtidos em tensões diferentes, como por exemplo nos métodos RBA-CN e RBA-TN. Novamente, o método RBS apresentou desvios elevados, indicando que não é adequado para MIRMs. As curvas resultantes dos métodos RBA-CN, IEEE3, P-sN e P-RB-CN destacam-se pela concordância com os dados de referência. O método proposto com ensaio de escorregamento nominal (P-sN), especialmente, apresentou ótima concordância para as três grandezas, inclusive na condição de rotor bloqueado. Os resultados indicam, sobretudo, que qualquer destes métodos adaptados, com exceção do método RBS, podem resultar em curvas satisfatórias.

Figura 114 – Curvas de corrente e de potência obtidas pelo modelo de MIRM.

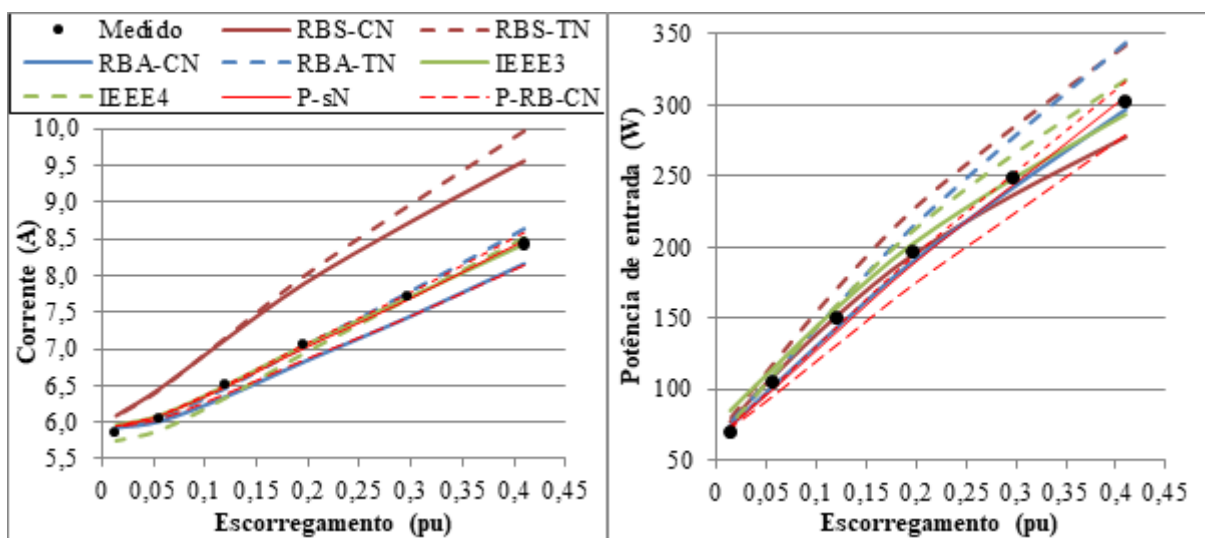
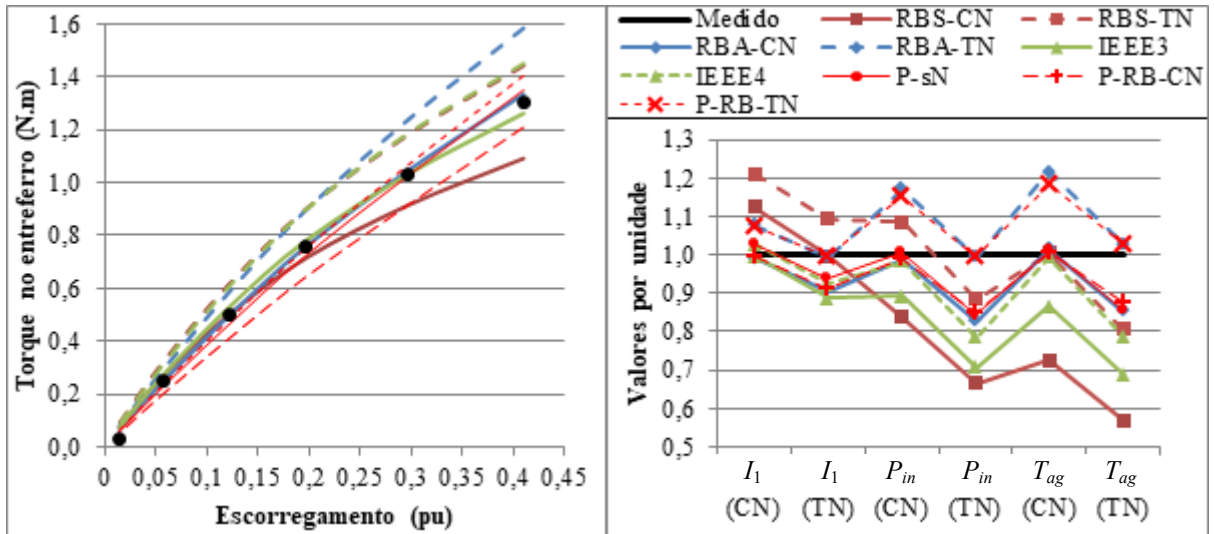


Figura 115 – Curvas de torque interno e de grandezas com rotor bloqueado obtidas pelo modelo de MIRM.



9.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

O estudo realizado sobre a determinação experimental dos parâmetros do circuito equivalente de MIRMs teve como principal contribuição a adaptação de métodos tradicionais para o modelo adequado a estes motores e a proposição de um método inédito, que resulta na determinação mais realista das reatâncias de dispersão. O método proposto também inclui uma técnica para estimação do fator de potência do rotor, assumido constante nos motores deste tipo. Com exceção do método RBS, caracterizado pela desconsideração da corrente de excitação na condição de rotor bloqueado, todos os métodos adaptados produziram resultados coerentes e podem ser empregados para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente.

Como contribuição complementar, avaliou-se a aplicabilidade da metodologia padronizada de segregação de perdas a MIRMs. Os resultados da análise indicaram que o alto escorregamento em vazio pode demandar adaptações simples no método, e que a medição indireta das perdas suplementares pode apresentar uma complexidade maior do que em motores convencionais.

10 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de uma metodologia para estimação das perdas energéticas e do rendimento de motores de indução trifásicos em operação, sem alterar ou perturbar o seu funcionamento.

O estudo das normas técnicas que regem a determinação do rendimento de MITs em ensaios de laboratório proporcionou um panorama dos procedimentos envolvidos e do grau de aplicabilidade dos métodos normatizados a outros contextos além de laboratórios de ensaio. Identificou-se, por exemplo, que os métodos E, E1 e F1 podem ser adaptados com relativa simplicidade para aplicação em campo. No entanto, o nível de intrusão no processo desempenhado pela máquina é relativamente alto, de modo que estes métodos não permitem a determinação do rendimento sem perturbar a operação da máquina.

A partir de uma abrangente análise do estado da arte relacionado à determinação do rendimento de motores em campo, identificou-se como principal limitação das metodologias existentes a dificuldade de determinar de forma precisa e não intrusiva os valores da resistência do enrolamento do estator e das perdas no ferro e mecânicas. O conhecimento destes valores viabiliza a estimação do rendimento tanto pela abordagem de segregação de perdas como pelos métodos do torque no entreferro e do circuito equivalente. As metodologias existentes que se destacam em termos de precisão requerem práticas como a medição direta da resistência, a pré-existência de dispositivos para injeção de corrente contínua e a alteração do ponto de carga.

Outras metodologias identificam estas e outras quantidades a partir dos dados típicos fornecidos por fabricantes em catálogos técnicos por meio de técnicas analíticas e numéricas. Ainda que esta abordagem dispense a perturbação da operação, a identificação dos parâmetros de interesse pode ser imprecisa, como demonstrado nos testes apresentados no capítulo 6. A metodologia proposta por Goldemberg (1992) se destacou em relação às demais pela precisão dos parâmetros identificados e pela ausência de resultados espúrios, tais como reatâncias negativas. Seus resultados, no entanto, são influenciados pelas regras arbitradas de variação dos parâmetros em função do escorregamento e pelos efeitos negativos da estimação analítica do escorregamento em carregamentos parciais, demonstrados na seção 8.1.

Tomando como pressupostos a inviabilidade da realização de manobras intrusivas e a indisponibilidade de dados de ensaio pré-existentes, a estratégia adotada neste trabalho foi a identificação dos valores de parâmetros do circuito equivalente a partir de dados fornecidos em catálogos técnicos. A metodologia inclui uma etapa de ajuste de parâmetros em função de

medições não intrusivas realizadas com o motor em operação. Este ajuste não influencia diretamente na estimação pontual de perdas, mas tem por objetivo a correção parcial da discrepância entre as características reais do motor em relação àquelas informadas em catálogo, a fim de aprimorar as curvas calculadas de perdas em função do carregamento. A formulação da metodologia foi determinada com base nos resultados do estudo de sensibilidade, a partir do qual se definiu a composição da função objetivo do algoritmo de identificação dos valores de parâmetros e o ajuste de parâmetros em campo.

Paralelamente, um método simplificado derivado do anterior foi proposto para estimação das perdas totais e do torque com base apenas no módulo da corrente medida em um ponto de operação, aliado a regressões lineares de dados obtidos em catálogo.

O processo de adequação do aparato experimental para viabilizar a obtenção de dados de referência evidenciou a importância da consideração criteriosa de aspectos metrológicos na determinação das perdas e do rendimento de motores. Especialmente no caso de motores de indução com alto rendimento, as incertezas associadas às grandezas medidas diretamente podem ter magnitude próxima à das grandezas indiretas de interesse, como o rendimento e as perdas. Sendo assim, a negligência das incertezas de medição tem potencial de comprometer seriamente a validade de valores de referência obtidos experimentalmente e, com isso, de minar as conclusões obtidas em comparações com estes dados. Os desenvolvimentos nesta linha possibilitaram a obtenção de dados experimentais para a avaliação das metodologias desenvolvidas com grau de confiança consonante com as normas técnicas. Enquanto uma abordagem simplificada foi empregada para a estimação das incertezas combinadas associadas às perdas e ao rendimento, novos trabalhos em desenvolvimento no grupo de pesquisa devem aplicar técnicas mais avançadas para comparação. Ademais, o estudo metrológico e os ajustes realizados na bancada de ensaios permanecem como contribuição para a realização de pesquisas futuras.

O estudo da sensibilidade de grandezas externas em relação aos parâmetros do circuito equivalente, associado ao estudo metrológico, foi fundamental para a determinação das metodologias de identificação e de ajuste de parâmetros, bem como para a compreensão dos resultados obtidos. Demonstrou-se, neste estudo, que os parâmetros do modelo exercem influências diferentes mesmo sobre grandezas dependentes entre si. Por exemplo, as potências de entrada e de saída apresentam baixa sensibilidade a R_1 , porém as perdas totais, definidas pela diferença entre as duas potências, apresentam alta sensibilidade ao mesmo parâmetro. Este aspecto, que proporciona uma identificação aprimorada de R_1 e de R_c conforme

demonstrado no capítulo 8, não foi explorado em outras metodologias encontradas na literatura, as quais são amplamente expostas no capítulo 4.

Os resultados obtidos através da metodologia proposta neste trabalho indicam que é possível estimar as perdas e o rendimento de MITs em operação através de um modelo equivalente identificado a partir de dados típicos fornecidos em catálogos de fabricantes. Verificou-se que a estimação analítica de valores de escorregamentos em carregamentos parciais pode produzir desvios significativos nos valores identificados dos parâmetros do circuito equivalente, e que a inclusão destes valores como incógnitas adicionais do problema de identificação é uma solução razoável. Também se demonstrou que as perdas de MITs em regime permanente podem ser adequadamente modeladas, do ponto de vista externo, através do circuito equivalente tradicional de gaiola simples, considerando intrinsecamente os efeitos das perdas suplementares e por atrito e ventilação, que são normalmente considerados externamente.

A estimação das perdas e do rendimento de MITs em operação por meio do circuito equivalente com valores de parâmetros identificados a partir de dados de catálogo depende diretamente da precisão dos valores informados, que permitem tolerâncias em relação aos seus valores efetivos. O ganho em termos de ausência de perturbação sobre a operação do motor é obtido ao custo de uma maior incerteza sobre os resultados. O desvio típico da metodologia proposta foi estimado em 18 % para as perdas, que é coerente com a tolerância de 20 % admitida nas perdas correspondentes ao rendimento informado em catálogo. Tendo em vista que a incerteza de medição associada às perdas totais determinadas em ensaios normatizados foi estimada em cerca de 6 % na condição nominal para os motores testados, o desvio típico de 18 % da metodologia desenvolvida pode ser justificado ao se levar em conta o benefício da não intrusividade do método.

O método simplificado de estimação de perdas em função do módulo da corrente atingiu resultados relativamente próximos aos do método principal, com complexidade de implementação significativamente inferior. Este método, no entanto, possui limitações adicionais em comparação com o método principal, como a incapacidade de contemplar efeitos do desvio da tensão de alimentação e certos mecanismos de degradação da máquina.

O ajuste proposto em campo produziu curvas de perdas e de rendimento próximas entre si e em relação às curvas iniciais resultantes dos valores de parâmetros estimados por dados de catálogo. Sendo assim, seu efeito nos moldes propostos tem pouco impacto sobre os resultados. Este comportamento é de certa forma esperado por conta da alta influência dos parâmetros ajustados sobre as grandezas terminais. Por outro lado, o ajuste de outros

parâmetros além de R_2 e de X_m é limitado pelo número de pontos de carga medidos em campo e por aspectos metrológicos.

Por fim, o estudo com motores de indução de rotor maciço contemplou o problema da determinação de valores de parâmetros com alta influência do ponto de operação. Identificou-se a inexistência de metodologias estabelecidas na literatura para a determinação dos parâmetros do CE de MIRMs em ensaios de laboratório e desenvolveu-se um método para preencher esta lacuna. Os resultados obtidos indicaram que os valores determinados pelo método proposto representam adequadamente a máquina testada tanto em regime permanente quanto na condição de partida.

Em suma, as principais contribuições inéditas do trabalho são:

- i) A inclusão das perdas totais na função objetivo do problema de identificação de parâmetros, como forma de aprimorar a determinação de R_1 e de R_c ;
- ii) O ajuste unívoco de parâmetros em campo, proposto de forma objetiva e baseada em aspectos metrológicos;
- iii) O método simplificado para estimação do valor das perdas ou do torque a partir da simples medição do módulo da corrente, aliado a uma regressão linear de dados de catálogo;
- iv) O método proposto para determinação dos valores dos parâmetros do circuito equivalente de motores de indução de rotor maciço em ensaios de laboratório.

Além destas, uma contribuição secundária deste trabalho é a constatação de que as tolerâncias admitidas nos dados de catálogo são uma barreira fundamental para a identificação precisa dos valores de parâmetros do CE por esta abordagem. Mesmo a ampla diversidade de métodos numéricos e metaheurísticas aplicados à solução do problema, listados na seção 4.6, é incapaz de transpor a barreira imposta por estas tolerâncias.

A redução da dependência dos resultados da metodologia desenvolvida em relação aos dados de catálogo é um objetivo a ser perseguido em trabalhos futuros, possivelmente pela adoção de um maior número de pontos de carga medidos ou pelo aproveitamento das informações contidas em transitórios.

REFERÊNCIAS

- ABDELHADI, B.; BENOUDJIT, A.; NAIT-SAID, N.. Application of genetic algorithm with a novel adaptive scheme for the identification of induction machine parameters. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, n. 2, p. 284-291, 2005.
- ABDELWANIS, M. I.; SEHIEMY, R. A.; HAMIDA, M. A. Hybrid optimization algorithm for parameter estimation of poly-phase induction motors with experimental verification. **Energy and AI**, v. 5, p. 100083, 2021.
- ABNT - ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, **NBR 17094-1**: Máquinas elétricas girantes: Parte 1: Motores de indução trifásicos: Requisitos. Rio de Janeiro, 2018.
- ABNT - ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, **NBR 17094-3**: Máquinas elétricas girantes: Parte 3: Motores de indução trifásicos: Métodos de ensaio. Rio de Janeiro, 2018.
- AGAMLOH, E. B. A comparison of direct and indirect measurement of induction motor efficiency. *In*: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE. IEEE, 2009. p. 36-42.
- AGAMLOH, E. B.; WALLACE, A. K.; VON JOUANNE, A.; ANDERSON, K. J.; ROOKS, J. A. Assessment of nonintrusive motor efficiency estimators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 1, p. 127-133, 2005.
- AKBABA, M.; TALEB, M.; RUMELI, A. Improved estimation of induction machine parameters. **Electric Power Systems Research**, v. 34, n. 1, p. 65-73, 1995.
- AL-BADRI, M.; PILLAY, P.; ANGERS, P. A novel in situ efficiency estimation algorithm for three-phase induction motors operating with distorted unbalanced voltages. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 6, p. 5338-5347, 2017.
- AL-BADRI, M.; PILLAY, P.; ANGERS, P. A novel technique for in situ efficiency estimation of three-phase IM operating with unbalanced voltages. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 4, p. 2843-2855, 2016.
- AL-BADRI, Maher; PILLAY, Pragasen; ANGERS, Pierre. A novel in situ efficiency estimation algorithm for three-phase IM using GA, IEEE method F1 calculations, and pretested motor data. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 30, n. 3, p. 1092-1102, 2015.
- ALGER, P. L.; ANGST, G.; DAVIES, E. John. Stray-load losses in polyphase induction machines. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**. Part III: Power Apparatus and Systems, v. 78, n. 3, p. 349-355, 1959.
- ALTURAS, A. M.; GADOUE, S. M.; ZAHAWI, B.; ELGENDY, M. A. On the identifiability of steady-state induction machine models using external measurements. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 31, n. 1, p. 251-259, 2015.

- AMARAL, G. F. V.; BACCARINI, J. M. R.; COELHO, F. C. R.; RABELO, L. M. A High Precision Method for Induction Machine Parameters Estimation From Manufacturer Data. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 36, n. 2, p. 1226-1233, 2020.
- AMINU, M.; AINAH, P. K.; ABANA, M.; ABU, U. A. Identification of induction machine parameters using only no-load test measurements. **Nigerian Journal of Technology**, v. 37, n. 3, p. 742-748, 2018.
- AMINU, M.; BARENDSE, P.; KHAN, A. A Simplified Equivalent Circuit Method for Induction Machine Nonintrusive Field Efficiency Estimation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 9, p. 7301-7311, 2019.
- AMINU, M.; BARENDSE, P.; KHAN, A.. Nonintrusive efficiency estimation of induction machines using parameter identification based on steady state stator current curve. *In: AFRICON*. IEEE, 2017. p. 1364-1369.
- ANDRADE, C. T. C. **Análise de métodos para determinação da eficiência de motores trifásicos de indução**. 2009. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2009.
- ANDRADE, Cássio TC; MOREIRA, Adson B.; PONTES, Ricardo ST. Análise comparativa de métodos para cálculo de eficiência de motores de indução em operação. *In: III CONGRESSO BRASILEIRO DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA-CBEE*. 2009.
- ANSUJ, S.; SHOKOOH, F.; SCHINZINGER, R. Parameter estimation for induction machines based on sensitivity analysis. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 25, n. 6, p. 1035-1040, 1989.
- ARSLAN, M.; ÇUNKAŞ, M.; SAĞ, T. Determination of induction motor parameters with differential evolution algorithm. **Neural Computing and Applications**, v. 21, n. 8, p. 1995-2004, 2012.
- AURICH, D. G.; WENGERKIEVICZ, C. A. C.; MAZZOLA, C. F.; ZANELLA, B. H.; BATISTELA, N. J.; SADOWSKI, N.; KUO-PENG, P. Upgrade of test bench for three-phase induction motors: Part 1: Commutation device for resistance measurement of machine windings. *In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO – CBMAG*. 13. 2018. Santa Rita do Sapucaí, MG. **Anais [...]**.
- BATISTELA, N. J.; CARLSON, R.; SADOWSKI, N.; LEITE, J. V. Caracterização magnética de lâminas de aço silício e avaliação das perdas no ferro sob vários regimes de indução. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, v. 13, p. 156-164, 2002.
- BAZARAA, M. S.; SHERALI, H. D.; SHETTY, C. M. **Nonlinear Programming: Theory and Algorithms**. 3. ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2006.
- BHOWMICK, D.; CHOWDHURY, S. K. Performance and Temperature Estimation of Induction Motor from Transient Measurement. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS*. IEEE, 2020. p. 1-6.

BHOWMICK, D.; MANNA, M.; CHOWDHURY, S. K. Estimation of equivalent circuit parameters of transformer and induction motor from load data. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 3, p. 2784-2791, 2018.

BIJAN, M. G.; AL-BADRI, M.; PILLAY, P.; ANGERS, P. Induction machine parameter range constraints in genetic algorithm based efficiency estimation techniques. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 5, p. 4186-4197, 2018.

BISHOP, R. R.; RICHARDS, G. G. Identifying induction machine parameters using a genetic optimization algorithm. *In: SOUTHEASTCON*. IEEE, 1990. p. 476-479.

BOGLIETTI, A.; CAVAGNINO, A.; FERRARIS, L.; LAZZARI, M. Induction motor equivalent circuit including the stray load losses in the machine power balance. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 23, n. 3, p. 796-803, 2008.

BORTONI, E. C.; BERNARDES JR, J. V.; SILVA, P. V.; FARIA, V. A.; VIEIRA, P. A. Evaluation of manufacturers strategies to obtain high-efficient induction motors. **Sustainable Energy Technologies and Assessments**, v. 31, p. 221-227, 2019.

BORTONI, E. D. C. Are my motors oversized? **Energy Conversion and Management**, v. 50, n. 9, p. 2282-2287, 2009.

BORTONI, E. D. C.; HADDAD, J.; SANTOS, A. H. M.; AZEVEDO, E. M.; YAMACHITA, R. A. Analysis of repairs on three-phase squirrel-cage induction motors performance. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 2, p. 383-388, 2007.

BORTONI, E. D. C.; NOGUEIRA, L. A. H.; CARDOSO, R. B.; HADDAD, J.; SOUZA, E. P.; DIAS, M. V. X.; YAMACHITA, R. A. Assessment of the achieved savings from induction motors energy efficiency labeling in Brazil. **Energy conversion and management**, v. 75, p. 734-740, 2013.

BORTONI, E. D. C.; YAMACHITA, R. A.; GUIMARAES, J. M.; SANTOS, M. C. C. Losses estimation in induction motors using infrared thermography techniques. *In: 12TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON QUANTITATIVE INFRARED THERMOGRAPHY (QIRT 2014)*. 2014.

BRANDT, R.; PRYTULA, L.; BRUSAMARELLO, V. Estimativa online da eficiência de motores trifásicos de indução. *In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 18., Anais [...]*, 2010.

BRESCOVITT, A. H. **Desenvolvimento de software para integração de instrumentos e aquisição de dados em bancada de testes de motores de indução**. 2020. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2020.

BUCCI, G.; CIANCETTA, F.; FIORUCCI, E.; OMETTO, A. 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.

CAO, W.; BRADLEY, K. J.; ZHANG, H.; FRENCH, I. Experimental uncertainty in estimation of the losses and efficiency of induction motors. *In: 2006 IEEE INDUSTRY*

APPLICATIONS CONFERENCE FORTY-FIRST IAS ANNUAL MEETING. IEEE, 2006. p. 441-447.

CHALMERS, B. J.; SALEH, A. M. Analyses of solid-rotor induction machines. **IEE Proceedings B-Electric Power Applications**, p. 15-16, IET, 1984.

CHALMERS, B. J.; WOOLLEY, I. General theory of solid-rotor induction machines. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**. IET Digital Library, p. 1301-1308, 1972.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

CHARETTE, A.; XU, J.; BA-RAZZOUK, A.; PILLAY, P.; RAJAGOPALAN, V. The use of the genetic algorithm for in-situ efficiency measurement of an induction motor. *In: IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING. CONFERENCE PROCEEDINGS*. IEEE, 2000. p. 392-397.

CORCOLES, F.; PEDRA, J.; SALICHS, M.; SAINZ, L. Analysis of the induction machine parameter identification. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 17, n. 2, p. 183-190, 2002.

ÇUNKAŞ, M.; SAĞ, T.. Efficiency determination of induction motors using multi-objective evolutionary algorithms. **Advances in Engineering Software**, v. 41, n. 2, p. 255-261, 2010.

DAVEY, K. Predicting induction motor circuit parameters. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 38, n. 4, p. 1774-1779, 2002.

DEMAY, M. B. **Desenvolvimento de sistemas para medição de frequência rotacional em compressores herméticos**. 2008. Dissertação (Mestrado em Metrologia Científica e Industrial) – Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

ELIAS, R. A. **Equipamento para detecção de faltas em motores de indução trifásicos**. 2016. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.

EL-IBIARY, Y. An accurate low-cost method for determining electric motors' efficiency for the purpose of plant energy management. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 39, n. 4, p. 1205-1210, 2003.

EPE – EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. “Atlas da Eficiência Energética Brasil 2019 – Relatório de indicadores”. Disponível em: <www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/atlas-da-eficiencia-energetica-brasil-2019>. Acesso em 2 de Agosto de 2021.

EPE – EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. “Atlas da Eficiência Energética Brasil 2020 – Relatório de indicadores”. Disponível em: <www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/atlas-da-eficiencia-energetica-brasil-2020>. Acesso em 2 de Agosto de 2021.

FERREIRA, F. J. T. E; DE ALMEIDA, A. T. Method for in-field evaluation of the stator winding connection of three-phase induction motors to maximize efficiency and power factor. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 2, p. 370-379, 2006.

FINZI, L. A.; PAICE, D. A. Analysis of the solid iron rotor induction motor for solid-state speed controls. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, n. 2, p. 590-596, 1968.

FORTES, M. Z.; FERREIRA, V. H.; COELHO, A. P. F. The induction motor parameter estimation using genetic algorithm. **IEEE Latin America Transactions**, v. 11, n. 5, p. 1273-1278, 2013.

GAJJAR, C. S; KINYUA, J. M.; KHAN, M. A.; BARENDSE, P. S. Analysis of a nonintrusive efficiency estimation technique for induction machines compared to the IEEE 112B and IEC 34-2-1 standards. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 6, p. 4541-4553, 2015.

GIBBS, W. J. Induction and synchronous motors with unlaminated rotors. **Journal of the Institution of Electrical Engineers: Part II: Power Engineering**, v. 95, n. 46, p. 411-420, 1948.

GIERAS, J. F.; SAARI, J. Performance calculation for a high-speed solid-rotor induction motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 6, p. 2689-2700, 2011.

GOLDBERG, D. E. **Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning**. EUA: Addison-Wesley, 1989.

GOLDEMBERG, C. **Determinação dos Parâmetros Funcionais de Motores de Indução a partir de Catálogos de Fabricantes**. 1992. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1992.

GONÇALVES JUNIOR, A. A.; SOUSA, R. **Fundamentos de Metrologia Científica e Industrial**. 1. ed. Barueri: Manole, 2008.

GREWAL, G. S.; SINGH, B. Efficiency determination of in-service induction machines using gravitational search optimization. **Measurement**, v. 118, p. 156-163, 2018.

GUIMARAES, J. M. C.; BERNARDES, J. V.; HERMETO, A. E.; BORTONI, E. D. C. Parameter determination of asynchronous machines from manufacturer data sheet. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 3, p. 689-697, 2014.

HAQUE, M. H. Determination of NEMA design induction motor parameters from manufacturer data. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 23, n. 4, p. 997-1004, 2008.

HAQUE, M. H. Estimation of three-phase induction motor parameters. **Electric Power Systems Research**, v. 26, n. 3, p. 187-193, 1993.

HBM. **QuantumX MX460B - Medição de torque com alta resolução**. 2021. Disponível em: www.hbm.com/pt/2135/quantumx-mx460b-medicao-de-rotacao-e-torque. Acesso em: 3 de agosto de 2021.

HBM. **Transdutor Universal de torque | T40B | Medidor digital**. 2021. Disponível em: www.hbm.com/pt/3004/sensor-de-torque-universal-t40b-para-bancos-de-ensaios. Acesso em: 3 de agosto de 2021.

HERNDLER, B.; BARENDSE, P.; KHAN, M. A. Considerations for improving the non-intrusive efficiency estimation of induction machines using the air gap torque method. *In: INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES & DRIVES CONFERENCE (IEMDC)*. IEEE, 2011. p. 1516-1521.

HIRZEL, J. C. Impact of rewinding on motor efficiency. *In: PROCEEDINGS OF IEEE PULP AND PAPER INDUSTRY CONFERENCE*. IEEE, 1994. p. 104-107.

HOLMQUIST, J. R.; ROOKS, J. A.; RICHTER, M. E. Practical approach for determining motor efficiency in the field using calculated and measured values. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 40, n. 1, p. 242-248, 2004.

HSU, J. S.; KUECK, J. D.; OLSZEWSKI, M.; CASADA, D. A.; OTADUY, P. J.; TOLBERT, L. M. Comparison of induction motor field efficiency evaluation methods. *In: 1996 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE THIRTY-FIRST IAS ANNUAL MEETING*. IEEE, 1996. p. 703-712.

HSU, J. S.; SCOGGINS, B. P. Field test of motor efficiency and load changes through air-gap torque. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 10, n. 3, p. 477-483, 1995.

HSU, J. S.; SORENSON, P. L. Field assessment of induction motor efficiency through air-gap torque. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 11, n. 3, p. 489-494, 1996.

HUPPUNEN, J. **High-speed solid-rotor induction machine: Electromagnetic Calculation and Design**. 2004. Tese (Doutorado) – Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finlândia, 2004.

HURST, Kevin D.; HABETLER, Thomas G. Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, n. 1, p. 66-73, 1996.

IEC – INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, **IEC 60034-2-1**: Rotating electrical machines: Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles). 2014.

IEEE - INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, **112**: IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. New York, 2018.

IEEE - INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, **C57.13**: IEEE Standard Requirements for Instrument Transformers. New York, 2016.

JCGM – JOINT COMMITTEE FOR GUIDES IN METROLOGY. **JCGM100:2008**: Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement. 2008.

JCGM – JOINT COMMITTEE FOR GUIDES IN METROLOGY. **JCGM100:2008**: Evaluation of measurement data: Guide to the expression of uncertainty in measurement. 2008.

JCGM – JOINT COMMITTEE FOR GUIDES IN METROLOGY. **JCGM104:2009**: Evaluation of measurement data: An introduction to the “Guide to the expression of uncertainty in measurement” and related documents. 2009.

JOHNSON, B. K.; WILLIS, J. R. Tailoring induction motor analytical models to fit known motor performance characteristics and satisfy particular study needs. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 6, n. 3, p. 959-965, 1991.

KÄRKKÄINEN, H.; AARNIOVUORI, L.; NIEMELÄ, M.; PYRHÖNEN, J. Advanced Uncertainty Calculation Method for Converter-Fed Motor Loss Determining. *In*: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES & DRIVES CONFERENCE (IEMDC). IEEE, 2019. p. 1551-1558.

KEYSIGHT TECHNOLOGIES. **34410A/11A/L4411A User's Guide**. 2012. Disponível em: www.keysight.com/br/pt/assets/9018-05586/user-manuals/9018-05586.pdf. Acesso em: 3 de agosto de 2021.

KLAES, Norbert R. Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 29, n. 6, p. 1135-1140, 1993.

KOSOW, I. L. **Máquinas elétricas e transformadores**. 9. ed. São Paulo: Globo, 1993.

KOUBAA, Y. Recursive identification of induction motor parameters. **Simulation Modelling Practice and Theory**, v. 12, n. 5, p. 363-381, 2004.

KUECK, J. D. Development of a method for estimating motor efficiency and analyzing motor condition. *In*: 1998 ANNUAL PULP AND PAPER INDUSTRY TECHNICAL CONFERENCE. IEEE, 1998. p. 67-72.

KUECK, J. D.; OLSZEWSKI, M.; CASADA, D. A.; HSU, J.; OTADUY, P. J.; TOLBERT, L. M. **Assessment of methods for estimating motor efficiency and load under field conditions**. ORNL, 1996.

LEE, K.; FRANK, S.; SEN, P. K.; POLESE, L. G.; ALAHMAD, M.; WATERS, C. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from nameplate data. *In*: 2012 NORTH AMERICAN POWER SYMPOSIUM (NAPS). IEEE, 2012. p. 1-6.

LI, Y.; LIU, M.; LAU, J.; ZHANG, B. A novel method to determine the motor efficiency under variable speed operations and partial load conditions. **Applied Energy**, v. 144, p. 234-240, 2015.

LIMA, S. C. **Contribuição ao estudo de métodos de estimação do rendimento de motores de indução trifásicos**. 2016. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.

LIMA, S. C.; WENGERKIEVICZ, C. A. C.; BATISTELA, N. J.; SADOWSKI, N.; SILVA, P. A.; BELTRAME, A. Y. Induction motor parameter estimation from manufacturer data using genetic algorithms and heuristic relationships. *In*: 2017 BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP). IEEE, 2017. p. 1-6.

LINDENMEYER, D.; DOMMEL, H. W.; MOSHREF, A.; KUNDUR, P. An induction motor parameter estimation method. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 23, n. 4, p. 251-262, 2001.

LU, B.; CAO, W.; FRENCH, I.; BRADLEY, K. J.; HABETLER, T. G. Non-intrusive efficiency determination of in-service induction motors using genetic algorithm and air-gap torque methods. *In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS ANNUAL MEETING*. IEEE, 2007. p. 1186-1192.

LU, B.; CAO, W.; HABETLER, T. G. Error analysis of motor-efficiency estimation and measurement. *In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE*. IEEE, 2007. p. 612-618.

LU, B.; HABETLER, T. G.; HARLEY, R. G. A nonintrusive and in-service motor-efficiency estimation method using air-gap torque with considerations of condition monitoring. **IEEE transactions on Industry Applications**, v. 44, n. 6, p. 1666-1674, 2008.

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.

MARTINS, L. E. **Estruturação de procedimentos de ensaio para motores de indução trifásicos**. 2020. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2020.

MCCONNELL, H. M.; SVERDRUP, E. F. The Induction Machine With Solid Iron Rotor. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems**, v. 74, n. 3, p. 343-349, 1955.

MELLAK, C.; DEURINGER, J.; MUETZE, A. Parameter Estimation of a Three Phase Induction Machine with a Solid Copper-Coated Rotor and a Large Air Gap. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE)*. IEEE, 2020. p. 3831-3835.

MONJO, L.; CORCOLES, F.; PEDRA, J.. Saturation effects on torque-and current–slip curves of squirrel-cage induction motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 28, n. 1, p. 243-254, 2012.

NANGSUE, P.; PILLAY, P.; CONRY, S. E. Evolutionary algorithms for induction motor parameter determination. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 3, p. 447-453, 1999.

NATARAJAN, R.; MISRA, V. K. Parameter estimation of induction motors using a spreadsheet program on a personal computer. **Electric Power Systems Research**, v. 16, n. 2, p. 157-164, 1989.

NEGRI, G. M. R. **Estudo de caso de envelhecimento magnético em aços elétricos de grão não orientado de baixa eficiência**. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.

NEMA - NATIONAL ELECTRICAL MANUFACTURERS ASSOCIATION. **MG-1: Motors and Generators**. NEMA: Rosslyn, 2009.

NOCEDAL, J.; WRIGHT, S. J. **Numerical Optimization**. 2. ed. New York: Springer, 2006.

ODOK, A. M. Stray-load losses and stray torques in induction machines. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**. Part III: Power Apparatus and Systems, v. 77, n. 3, p. 43-53, 1958.

PEDRA, J. Estimation of typical squirrel-cage induction motor parameters for dynamic performance simulation. **IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution**, v. 153, n. 2, p. 137-146, 2006.

PEDRA, J. On the determination of induction motor parameters from manufacturer data for electromagnetic transient programs. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 23, n. 4, p. 1709-1718, 2008.

PEDRA, J.; CORCOLES, F.. Estimation of induction motor double-cage model parameters from manufacturer data. **IEEE transactions on Energy conversion**, v. 19, n. 2, p. 310-317, 2004.

PILLAY, P.; AL-BADRI, M.; ANGERS, P.; DESAI, C. A new stray-load loss formula for small and medium-sized induction motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 31, n. 3, p. 1221-1227, 2016.

PILLAY, P.; LEVIN, V.; OTADUY, P.; KUECK, J. In-situ induction motor efficiency determination using the genetic algorithm. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 13, n. 4, p. 326-333, 1998.

PILLAY, P.; NOLAN, R.; HAQUE, T. Application of genetic algorithms to motor parameter determination for transient torque calculations. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 5, p. 1273-1282, 1997.

PYRHONEN, J.; NERG, J.; KURRONEN, P.; LAUBER, U. High-speed high-output solid-rotor induction-motor technology for gas compression. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 1, p. 272-280, 2009.

RIGONI, M. **Desenvolvimento de um sistema de detecção e avaliação de faltas em geradores síncronos por meio do campo magnético externo**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. 2014.

SAG, T.; CUNKAS, M. Multiobjective genetic estimation to induction motor parameters. *In: 2007 INTERNATIONAL AEGEAN CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND POWER ELECTRONICS*. IEEE, 2007. p. 628-631.

SAKTHIVEL, V. P.; BHUVANESWARI, R.; SUBRAMANIAN, S. An accurate and economical approach for induction motor field efficiency estimation using bacterial foraging algorithm. **Measurement**, v. 44, n. 4, p. 674-684, 2011.

SAKTHIVEL, V. P.; BHUVANESWARI, R.; SUBRAMANIAN, S. Multi-objective parameter estimation of induction motor using particle swarm optimization. **Engineering Applications of Artificial Intelligence**, v. 23, n. 3, p. 302-312, 2010.

SAKTHIVEL, V. P.; SUBRAMANIAN, S. Bio-inspired optimization algorithms for parameter determination of three - phase induction motor. **COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering**, 2012.

SAKTHIVEL, V. P.; SUBRAMANIAN, S. On-site efficiency evaluation of three-phase induction motor based on particle swarm optimization. **Energy**, v. 36, n. 3, p. 1713-1720, 2011.

SALOMON, C. P.; SANT'ANA, W. C.; SILVA, L. E. B.; LAMBERT-TORRES, G.; BONALDI, E. L.; OLIVEIRA, L. E.; SILVA, J. G. B. Induction motor efficiency evaluation using a new concept of stator resistance. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 64, n. 11, p. 2908-2917, 2015.

SANTOS, H. F. D.; RIGONI, M.; ELIAS, R. D. A.; FELER, L. A.; WENGERKIEVICZ, C. A. C.; BATISTELA, N. J.; SADOWSKI, N.; KUO-PENG, P.; BASTOS, J. P. A. Non-invasive monitoring system of synchronous generator using external field. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, v. 16, p. 70-89, 2017.

SANTOS, P. S. D. **Estimação do desempenho e parâmetros do motor de indução trifásico durante a partida**. 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

SANTOS, V. S.; ERAS, J. J. C.; GUTIÉRREZ, A. S.; ULLOA, M. J. C. Assessment of the energy efficiency estimation methods on induction motors considering real-time monitoring. **Measurement**, v. 136, p. 237-247, 2019.

SANTOS, V. S.; FELIPE, P. R. V.; SARDUY, J. R. G.; LEMOZY, N. A.; JURADO, A.; QUISPE, E. C. Procedure for determining induction motor efficiency working under distorted grid voltages. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 30, n. 1, p. 331-339, 2014.

SANTOS, V. S.; FELIPE, P. V.; SARDUY, J. G. Bacterial foraging algorithm application for induction motor field efficiency estimation under unbalanced voltages. **Measurement**, v. 46, n. 7, p. 2232-2237, 2013.

SARMA, M. S.; SONI, G. R. Solid-rotor and composite-rotor induction machines. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, n. 2, p. 147-155, 1972.

SAUER, I. L.; TATIZAWA, H.; SALOTTI, F. A.; MERCEDES, S. S. *et al.* A comparative assessment of Brazilian electric motors performance with minimum efficiency standards. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 41, p. 308-318, 2015.

SCHWARZ, K. K. Survey of basic stray losses in squirrel-cage induction motors. **Proceedings of the institution of electrical engineers**. IET Digital Library, 1964. p. 1565-1574.

SIRAKI, A. G.; GAJJAR, C.; KHAN, M. A.; BARENDSE, P.; PILLAY, P. An algorithm for nonintrusive in situ efficiency estimation of induction machines operating with unbalanced supply conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 6, p. 1890-1900, 2012.

SIRAKI, A. G.; PILLAY, P. An in situ efficiency estimation technique for induction machines working with unbalanced supplies. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 27, n. 1, p. 85-95, 2011.

SIRAKI, A. G.; PILLAY, P. Comparison of two methods for full-load in situ induction motor efficiency estimation from field testing in the presence of over/undervoltages and unbalanced supplies. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 6, p. 1911-1921, 2012.

SIRAKI, A. G.; PILLAY, P. Comparison of two methods for full-load in situ induction motor efficiency estimation from field testing in the presence of over/undervoltages and unbalanced supplies. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 6, p. 1911-1921, 2012.

SUNDARESWARAN, K.; SHYAM, H. N.; PALANI, S.; JAMES, J. Induction motor parameter estimation using hybrid genetic algorithm. *In: IEEE REGION 10 AND THE THIRD INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL AND INFORMATION SYSTEMS*. IEEE, 2008. p. 1-6.

THOMAZINI JÚNIOR, J. C. **Desenvolvimento de recursos para aumentar a produtividade de uma bancada de ensaios de partida e tombamento de compressores de refrigeração**. 2013. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.

THOMSON, W. T.; FENGER, M. Current signature analysis to detect induction motor faults. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 7, n. 4, p. 26-34, 2001.

TOLIYAT, H. A.; LEVI, E.; RAINA, M. A review of RFO induction motor parameter estimation techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 18, n. 2, p. 271-283, 2003.

VAN DER MERWE, C.; VAN DER MERWE, F. S. A study of methods to measure the parameters of single-phase induction motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 10, n. 2, p. 248-253, 1995.

VASCHETTO, S.; CAVAGNINO, A.; AGAMLOH, E. B.; TENCONI, A. Enhanced Stray-Load Loss Measurements Through a Zigzag Variable Load Test Approach. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 57, n. 1, p. 226-235, 2020.

WALLACE, A.; VON JOUANNE, A.; WIEDENBRUG, E.; MATHESON, E.; DOUGLASS, J. A laboratory assessment of in-service and nonintrusive motor efficiency testing methods. **Electric Power Components and Systems**, v. 29, n. 6, p. 517-529, 2001.

WANG, G.; PARK, S. W. Improved Estimation of Induction Motor Circuit Parameters with Published Motor Performance Data. *In: ANNUAL IEEE GREEN TECHNOLOGIES CONFERENCE*, 6., IEEE, 2014. p. 25-28.

WANG, J.; CHENG, M.; WEN, H.; TONG, M.; ZHANG, G.; HU, Y.; CHEN, B. Stray load loss calculation for induction motor by combination of general airgap field modulation theory and 2d fea. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2021.

WEG, **W22**: Motor Elétrico Trifásico: Catálogo Técnico Mercado Brasil, Jaraguá do Sul, 2021. Disponível em: static.weg.net/medias/downloadcenter/h94/h69/WEG-w22-motor-eletrico-trifasico-50023622-brochure-portuguese-web.pdf. Acesso em: 5 de agosto de 2021.

WEG, **W22 IR3 Premium 5 cv 4P L100L 3F 220/380 V 60 Hz IC411 - TFVE - B3D**, Jaraguá do Sul, 2021. Disponível em : www.weg.net/catalog/weg/BR/pt/Motores-EI%C3%A9tricos/Trif%C3%A1sico---Baixa-Tens%C3%A3o/Usos-Gerais/W22/W22-/W22-IR3-Premium-5-cv-4P-L100L-3F-220-380-V-60-Hz-IC411---TFVE---B3D/p/11387572. Acesso em: 6 de junho de 2021.

WENGERKIEVICZ, C. A. C.; ELIAS, R. A.; BATISTELA, N. J.; SADOWSKI, N.; KUO-PENG, P.; LIMA, S. C.; SILVA JUNIOR, P. A.; BELTRAME, A. Y. Estimation of three-phase induction motor equivalent circuit parameters from manufacturer catalog data. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, v. 16, p. 90-107, 2017.

WENGERKIEVICZ, C. A. C.; MARTINS, L. E.; MAZZOLA, C. F.; SADOWSKI, N.; BATISTELA, N. J.; MONDO, M. B.; AARDOOM, F. A.; DESCHAMPS, C. J. Efficiency Determination of Single and Three-Phase Induction Motors Embedded in Compressors. *In*: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO, 14., 2020, Niterói, RJ. **Anais [...]**. São Caetano do Sul, RJ: SBMO, 2020.

WENGERKIEVICZ, C. A. C.; MAZZOLA, C. F.; SADOWSKI, N.; BATISTELA, N. J.; SILVA, E.; DESCHAMPS, C. J. Efficiency Determination of Single and Three-Phase Induction Motors Embedded in Compressors. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, v. 20, n. 3, 2021.

WENGERKIEVICZ, C.A.C. **Desenvolvimento de algoritmo para estimação de valores de parâmetros do circuito equivalente de motores de indução trifásicos a partir de dados de catálogo**. 2016. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.

WENGERKIEVICZ, C.A.C. **Instrumento virtual para determinação de valores dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico em ensaios de rotina**. 2014. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.

YEE, H.; WILSON, T. Saturation and finite-length effects in solid-rotor induction machines. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**. IET Digital Library, 1972. p. 877-882.

YOKOGAWA. **WT500 Power Analyzer User's Manual**. 11. ed. 2019. Disponível em: <https://cdn.tmi.yokogawa.com/1/5959/files/IM760201-01E.pdf>. Acesso em: 3 de agosto de 2021.

APÊNDICE A – Estudo de sensibilidade com motores 2 e 3

Motor 2 – 7,5 cv – 6 polos

Figura 116 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição nominal para o motor 2 (7,5 cv, 6 polos).

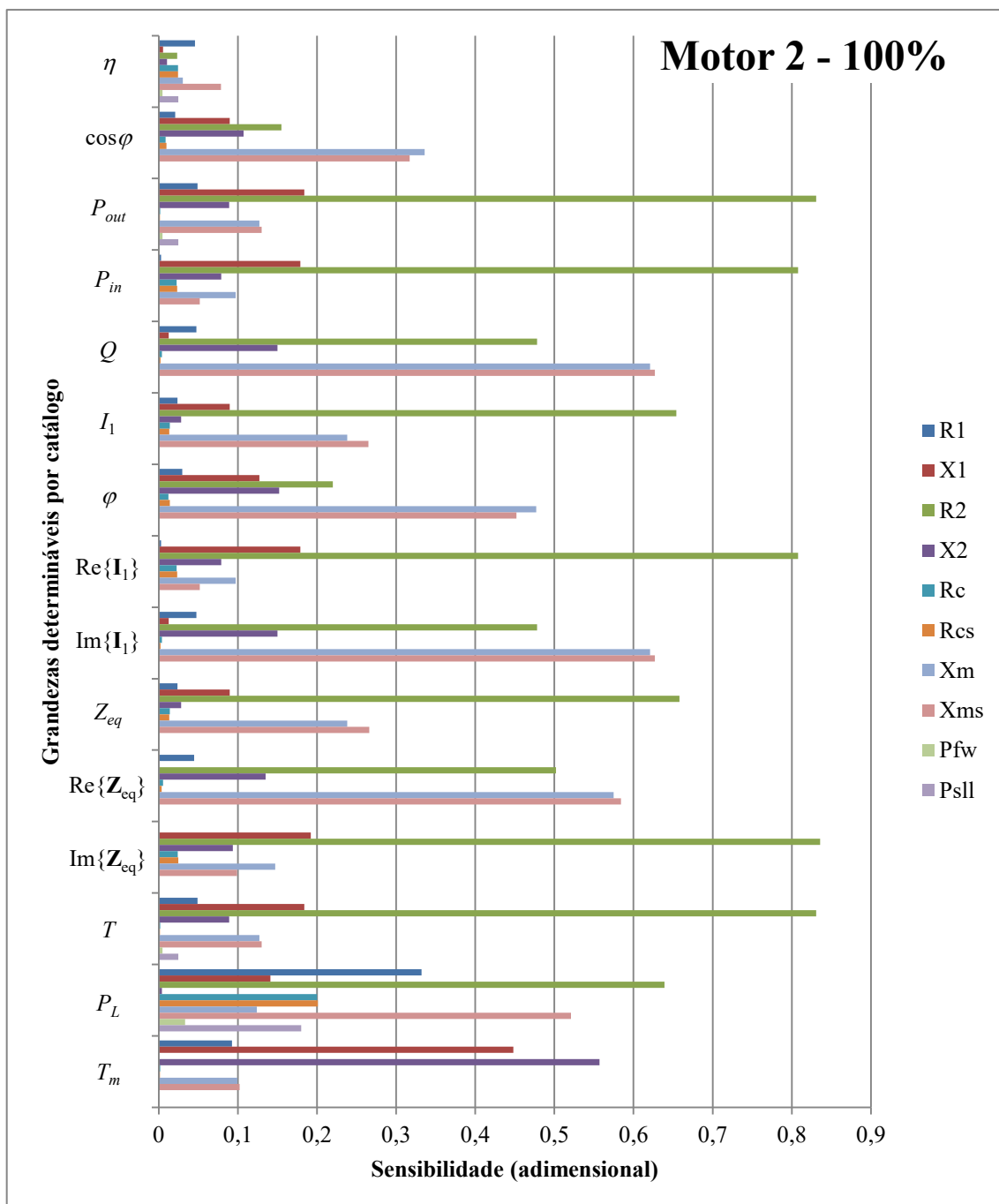


Figura 117 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição de 50 % de carregamento para o motor 2 (7,5 cv, 6 polos).

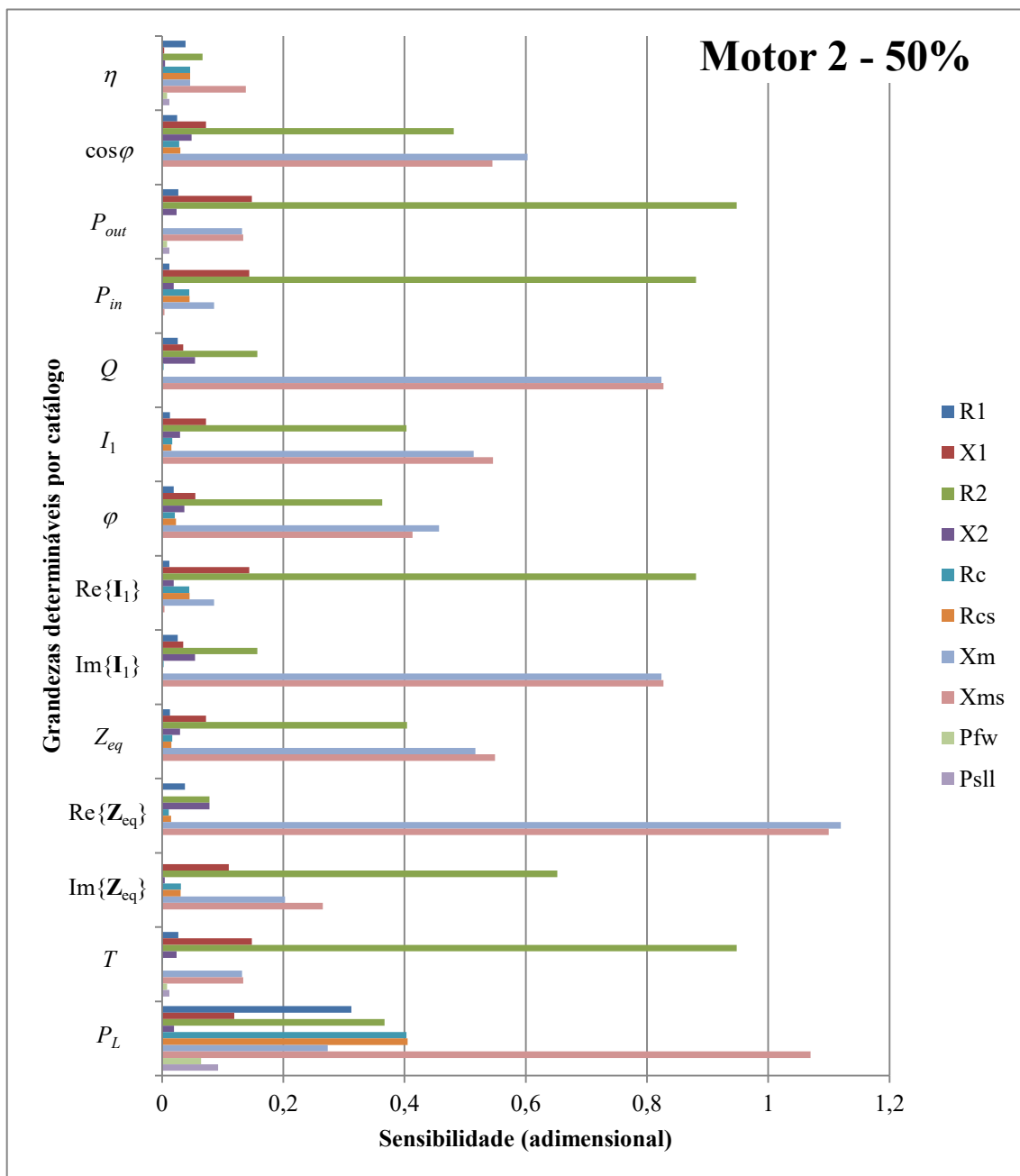


Figura 118 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição nominal para o motor 2 (7,5 cv, 6 polos).

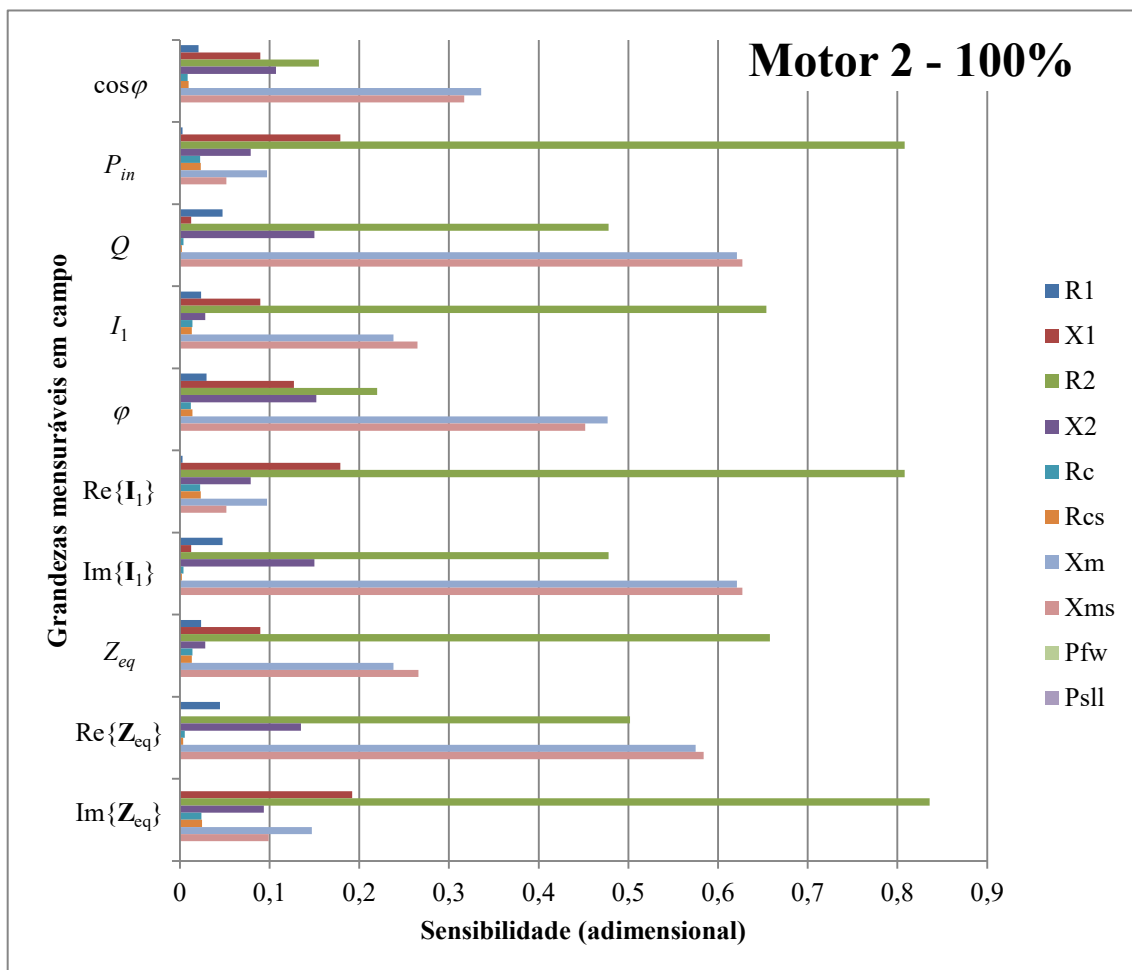


Figura 119 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição de 50 % de carregamento para o motor 2 (7,5 cv, 6 polos).

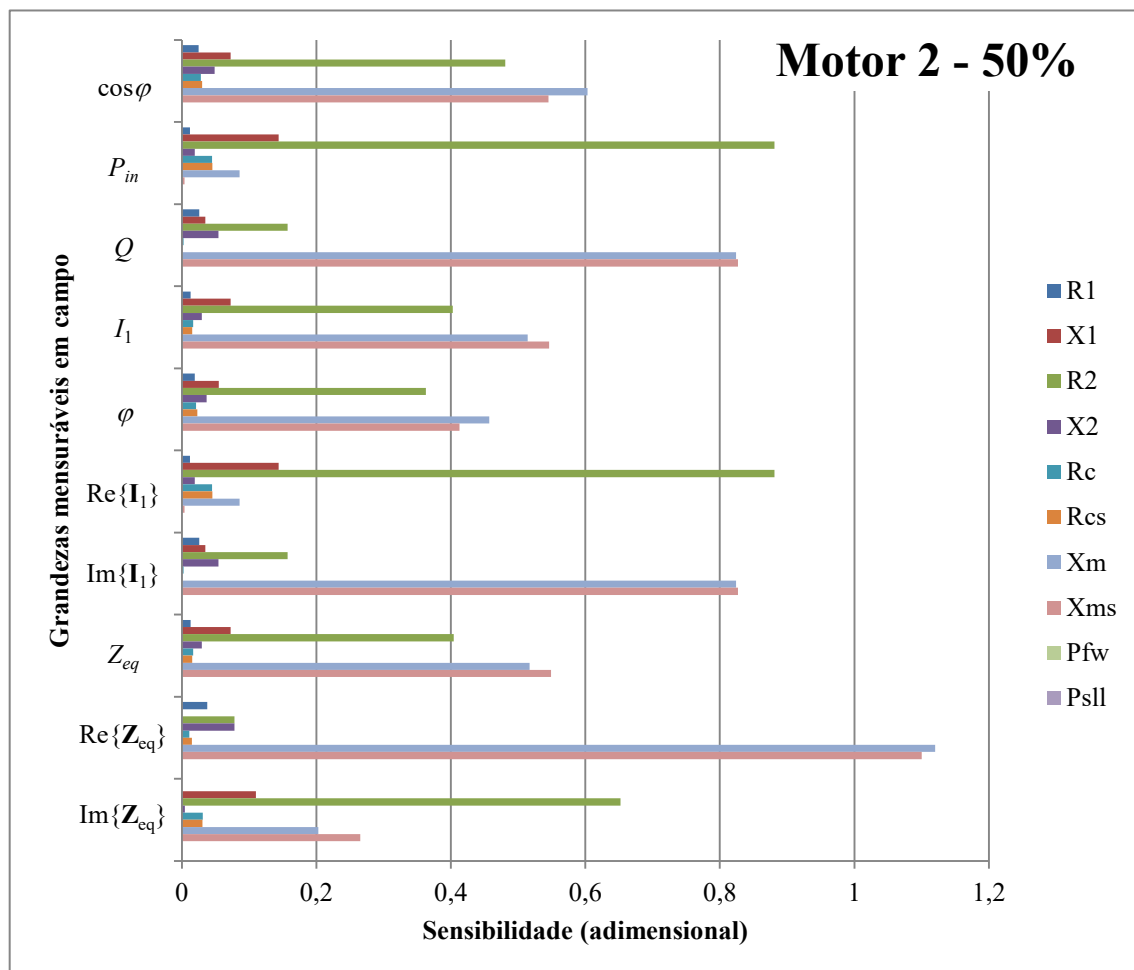


Figura 120 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição de 25 % de carregamento para o motor 2 (7,5 cv, 6 polos).

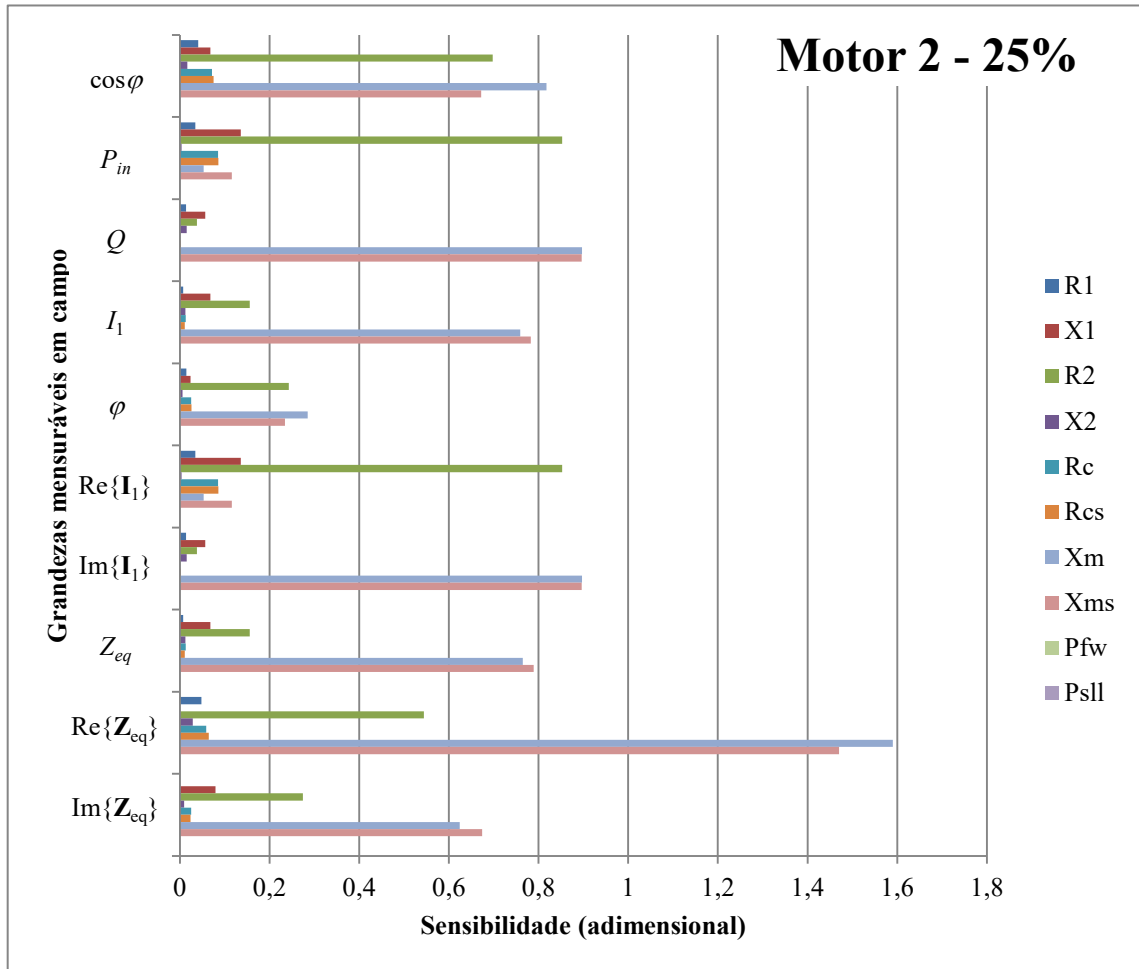


Figura 122 – Sensibilidade das grandezas determináveis por catálogo na condição de 50 % de carregamento para o motor 3 (15 cv, 4 polos).

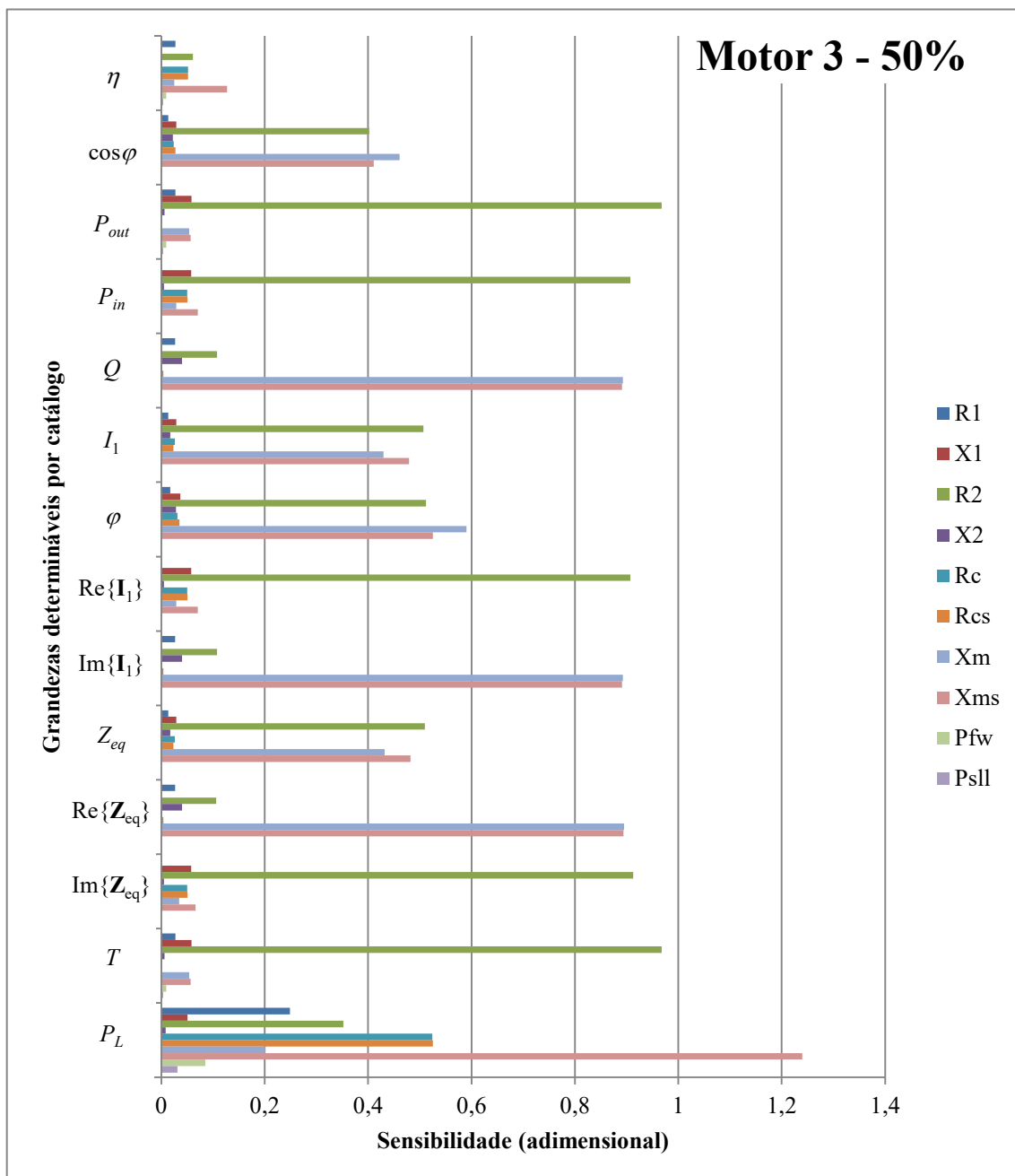


Figura 123 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição nominal para o motor 3 (15 cv, 4 polos).

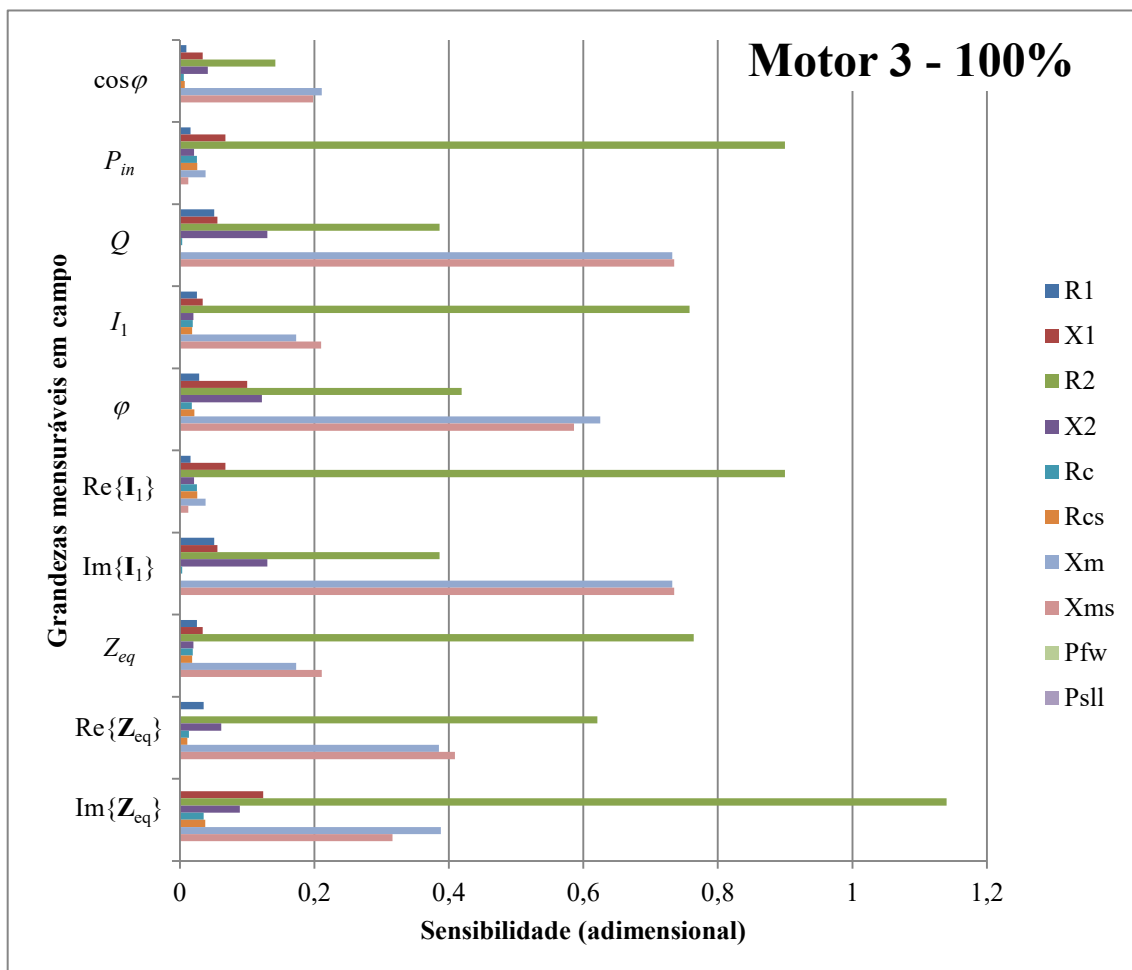


Figura 124 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição de 50 % de carregamento para o motor 3 (15 cv, 4 polos).

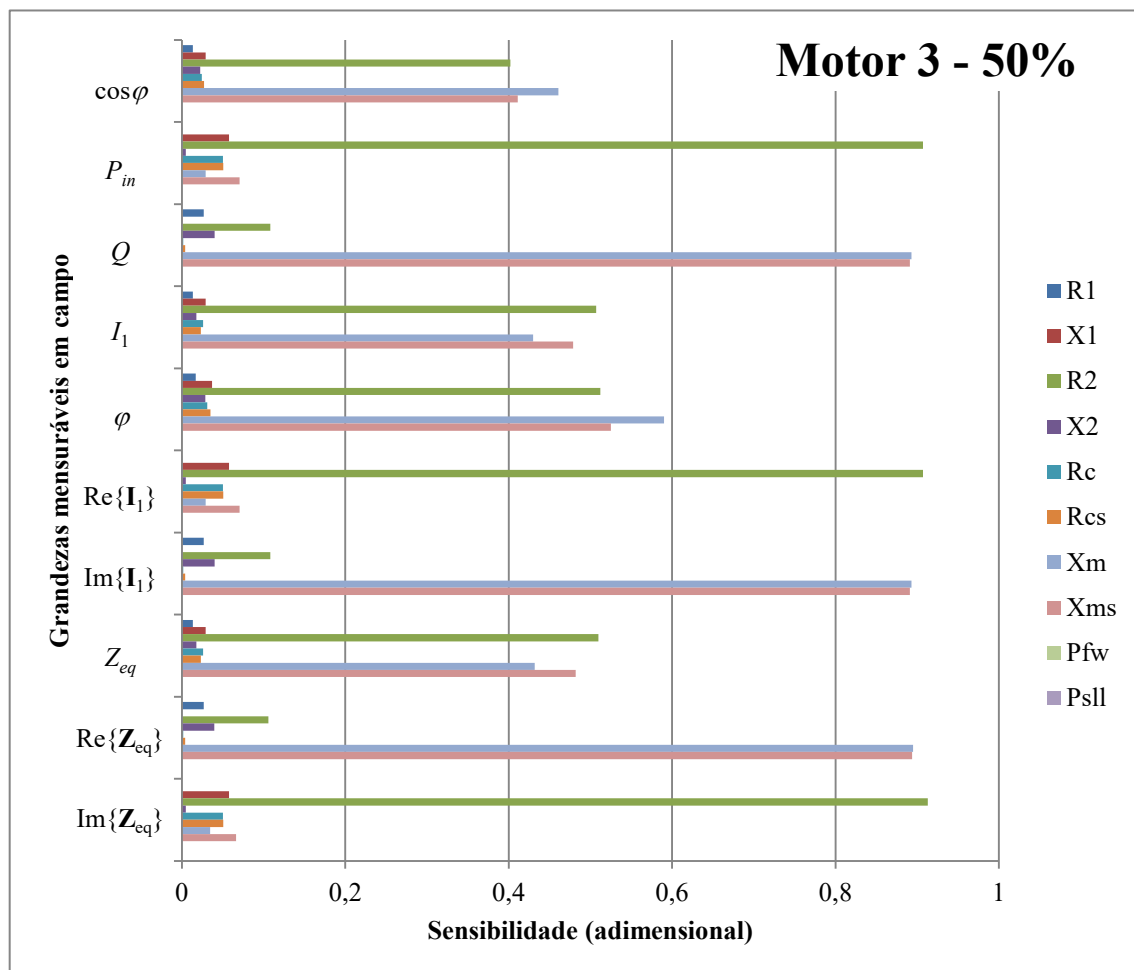
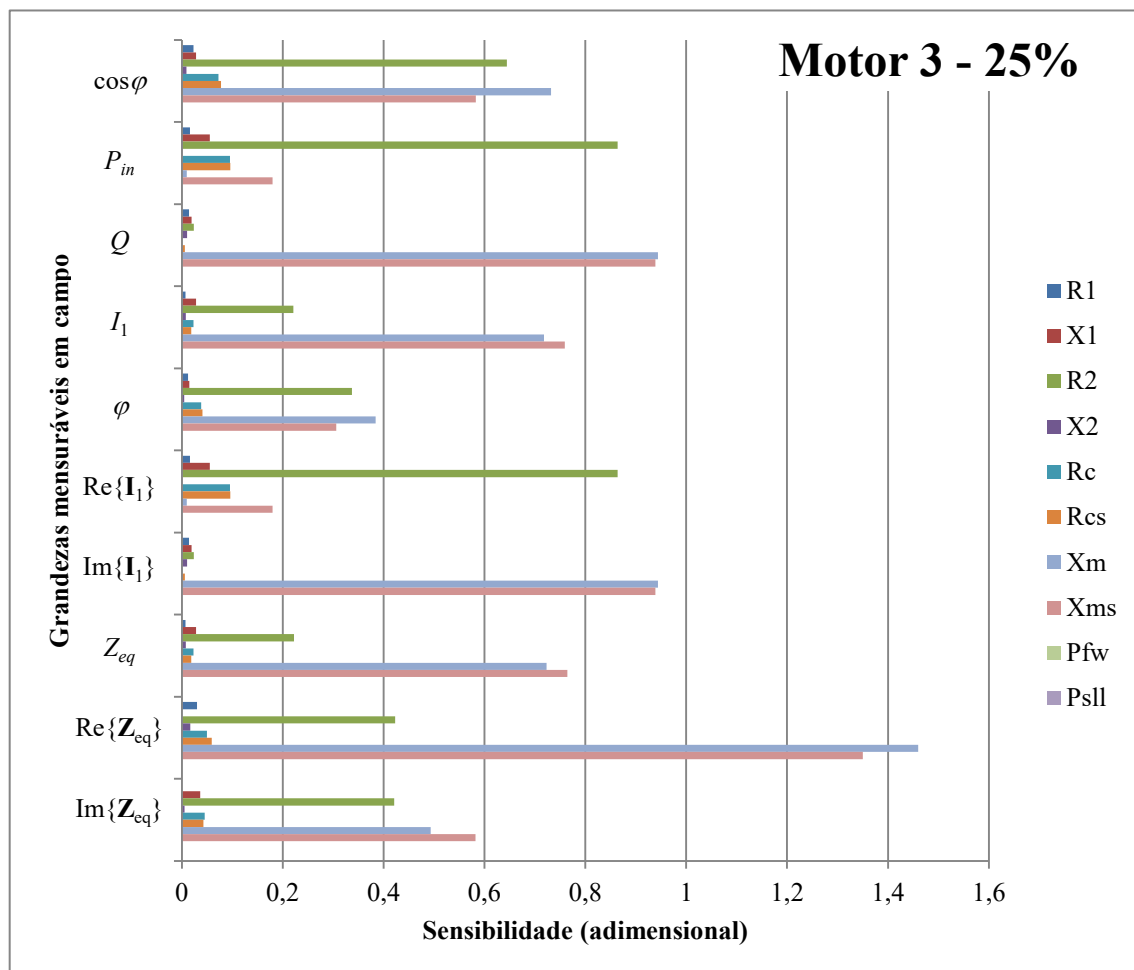


Figura 125 – Sensibilidade das grandezas terminais na condição de 25 % de carregamento para o motor 3 (15 cv, 4 polos).

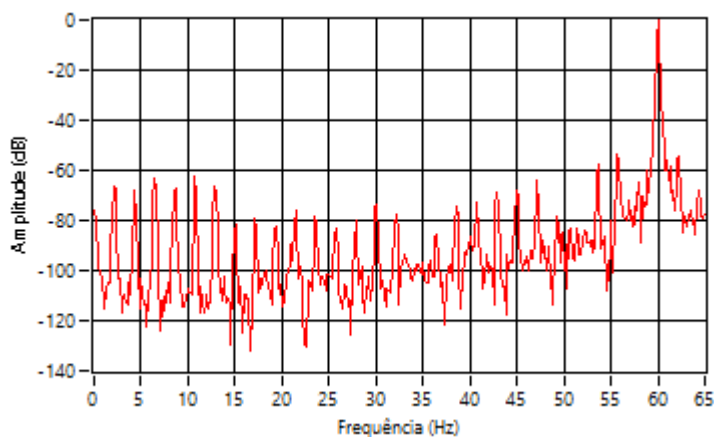


APÊNDICE B – Estudo metrológico da identificação de harmônicas de campo magnético de geradores síncronos

Como apresentado na seção 4.2, a velocidade de um motor de indução trifásico pode ser estimada com base no conteúdo harmônico do sinal de corrente de alimentação. De forma análoga, o espectro de frequência dos sinais de corrente e de campo magnético externo de máquinas síncronas pode conter informações sobre suas condições operacionais, como sua velocidade de rotação e, especialmente, a evolução de faltas incipientes. Isto motivou o desenvolvimento de pesquisas no GRUCAD (RIGONI, 2014; SANTOS *et al.*, 2017) e dos projetos de pesquisa e desenvolvimento PD-0403-0033/2012 e PD-0403-0048/2019, ambos intitulados “Equipamento Não Invasivo para Detecção de Falhas em Geradores Síncronos através do Campo Magnético Externo” e realizados no âmbito do Programa de P&D da Engie Brasil Energia regulamentado pela ANEEL. O último proporcionou suporte financeiro parcial para a realização deste trabalho.

Um exemplo da composição harmônica do sinal do campo magnético externo a um gerador síncrono (GS) é ilustrado na Figura 126, para a faixa compreendida entre 0 e 65 Hz. O espectro foi calculado através da Transformada Rápida de Fourier (FFT) a partir do sinal medido no exterior de um gerador de 56 polos instalado na Usina Hidrelétrica de Itá que corresponde, na realidade, à derivada do campo magnético, dado que foi medido com um sensor cuja tensão de fluxo por indução. Além da componente fundamental de 60 Hz, são visíveis no espectro a componente de rotação mecânica de aproximadamente 2,143 Hz e suas múltiplas. Através do monitoramento das amplitudes destas componentes, é possível avaliar a evolução de faltas incipientes no gerador (SANTOS *et al.*, 2017).

Figura 126 – Espectro da derivada do campo magnético externo de GS de 56 polos.



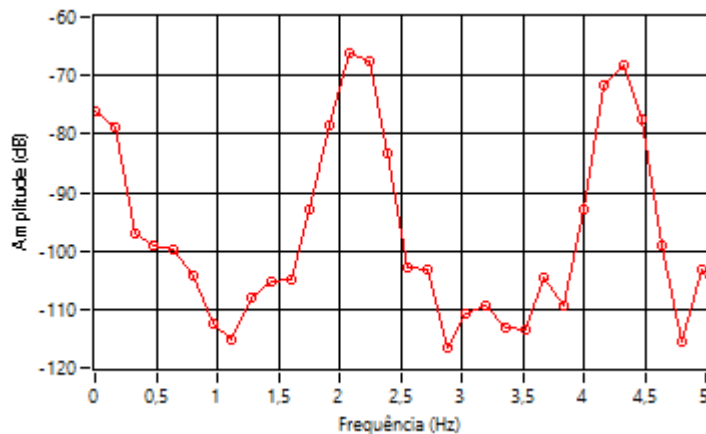
Em máquinas síncronas, a frequência mecânica f_m é relacionada à frequência fundamental elétrica f_e por

$$f_m = \frac{2}{p} f_e \quad (\text{B.1})$$

em função do número de polos p .

A componente de rotação mecânica é visualizada em detalhe na Figura 127, a qual também evidencia a característica discreta do espectro obtido via FFT.

Figura 127 – Espectro do campo magnético externo determinado via FFT em torno da frequência de rotação mecânica.



A resolução com que o espectro é representado na FFT depende diretamente da duração total do sinal empregado no cálculo, conforme expresso em

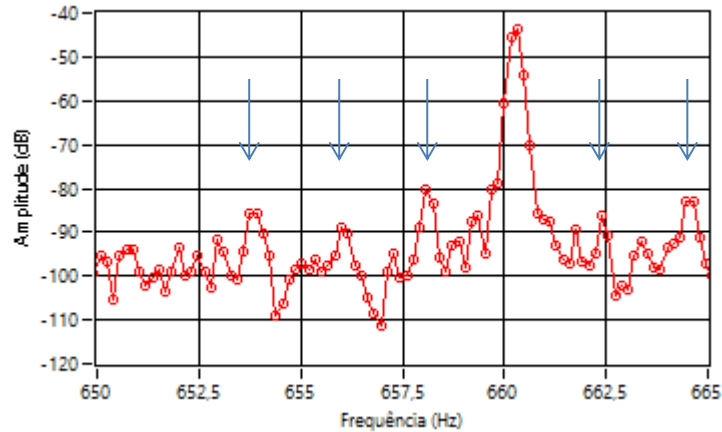
$$d_f = \frac{f_s}{n_s} \quad (\text{B.2})$$

em que d_f indica o passo de frequência entre dois pontos adjacentes, n_s o número de amostras e f_s a taxa de aquisição do sinal. No caso apresentado, a resolução é de 0,16 Hz, resultante da aquisição de 6,25 s ou 62.500 amostras a uma taxa de 10 kHz.

A detecção de faltas incipientes depende do monitoramento das amplitudes de um grande número de componentes múltiplas da rotação mecânica, o que requer um adequado processo automático de identificação ou *rastreamento* dos pontos correspondentes a cada componente. Na região de baixa frequência representada na figura anterior, as componentes destacam-se claramente do ruído de fundo. À medida que a frequência aumenta, as componentes passam a ter amplitude cada vez mais próxima ao ruído, como ilustrado na Figura 128. Além disso, pode-se notar que a 11ª harmônica encontra-se deslocada em relação

ao seu valor teórico de 660 Hz em virtude das variações naturais da frequência do sistema elétrico. O processo de rastreamento das componentes múltiplas da rotação mecânica é dificultado, portanto, pelo desconhecimento de suas frequências exatas e pela possibilidade de confundi-las com picos aleatórios presentes no ruído.

Figura 128 – Componentes em torno da 11ª harmônica elétrica.

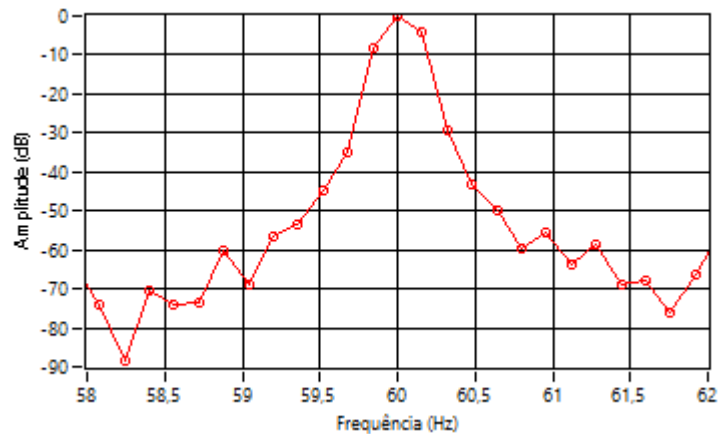


As dificuldades mencionadas podem ser contornadas por um processo de rastreamento baseado na busca dos valores máximos em estreitas faixas do espectro definidas em torno do valor esperado de cada componente. Este pode ser definido com base na ordem de cada componente e no valor da frequência de rotação mecânica, que pode ser medida através da FFT como ilustrado anteriormente na Figura 127.

No entanto, a natureza discreta deste operador faz com que a frequência indicada para uma dada componente tenha uma incerteza de medição associada à resolução limitada do espectro, à qual pode ser atribuída uma distribuição de probabilidade retangular delimitada entre $\pm d_f/2$. No caso apresentado, f_m seria estimada como $2,08 \pm 0,08$ Hz, com incerteza correspondente a 3,8 % do valor indicado. O emprego deste resultado para a estimação da frequência das componentes múltiplas geraria ambiguidade a partir da 26ª componente, visto que a incerteza se torna igual ou maior do que o espaçamento entre componentes. Dessa forma, a faixa de incerteza passaria a conter mais do que uma componente.

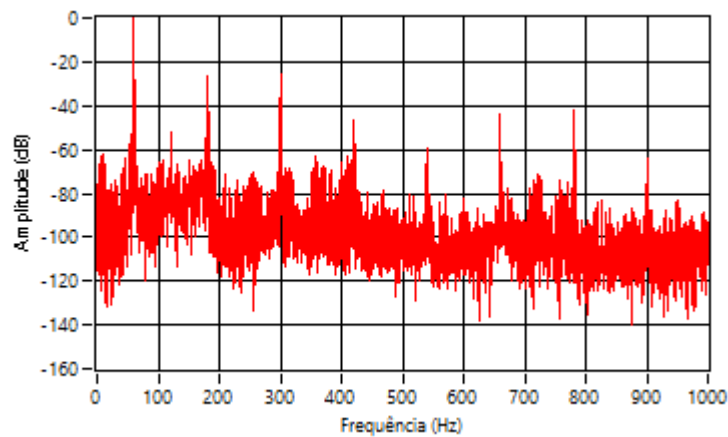
Por outro lado, o valor de f_m pode ser determinado a partir da frequência fundamental, conforme já indicado em (B.1). No caso apresentado, ilustrado na Figura 129, f_e seria igual a $60,00 \pm 0,08$ Hz, resultando em f_m igual a $2,143 \pm 0,003$ Hz, ou seja, a incerteza associada à frequência de rotação mecânica é reduzida em 26 vezes.

Figura 129 – Componente relacionada à fundamental elétrica.



Além da componente relacionada à frequência fundamental elétrica, o espectro medido ilustrado na Figura 130 é rico em múltiplas ímpares, cujas frequências são dadas por kf_e , com $k=1,3,5,7\dots$. A presença destas componentes representa uma oportunidade para redução ainda maior da incerteza associada à determinação da frequência de rotação mecânica. Quanto maior a frequência da harmônica utilizada para a estimação, menor é a incerteza relativa associada à resolução limitada.

Figura 130 – Espectro do campo magnético externo até 1 kHz, evidenciando a presença de harmônicas ímpares.



Um algoritmo inicial foi desenvolvido para refinamento sucessivo do valor da fundamental elétrica f_e e da incerteza associada $u(f_e)$ com base nas harmônicas ímpares, consistindo nos seguintes passos:

- i) Define-se $k=1$, busca-se a frequência com máxima amplitude f_p na região delimitada entre 60 ± 1 Hz e estimam-se f_e e $u(f_e)$, respectivamente, por

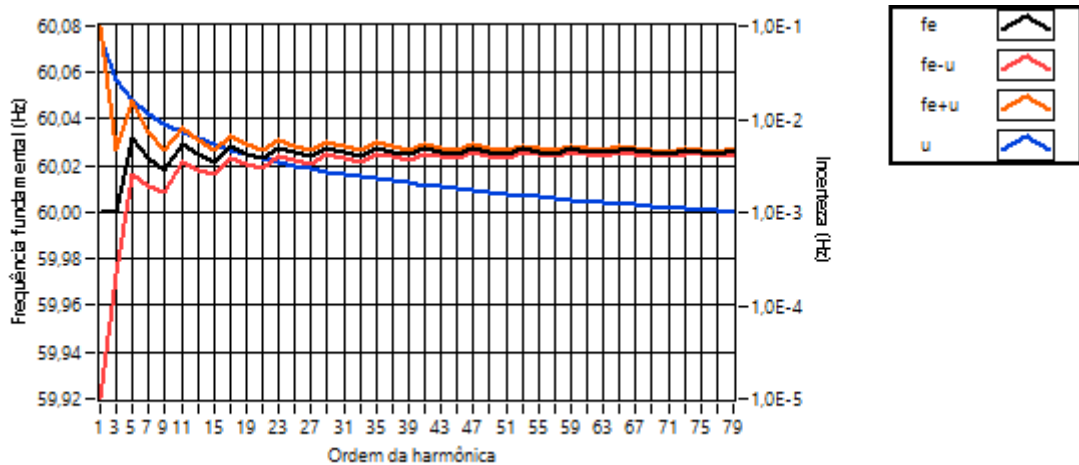
$$f_e = \frac{f_p}{k} \quad (\text{B.3})$$

$$u(f_e) = \frac{df}{2k} \quad (\text{B.4})$$

- ii) Define-se k como o próximo inteiro ímpar, busca-se a respectiva harmônica representada pelo ponto máximo f_p na região delimitada por $k[f_e \pm u(f_e)]$ e estimam-se novos valores de f_e e $u(f_e)$ por (B.3) e por (B.4), respectivamente;
- iii) Repete-se o passo ii para cada valor de k até a última harmônica ímpar presente no espectro.

A Figura 131 ilustra o resultado deste algoritmo preliminar, apresentando o valor estimado de f_e , os limites inferior e superior da faixa de incerteza e, no eixo direito, o próprio valor da incerteza a cada iteração. Observa-se que o valor estimado da fundamental elétrica é refinado à medida que harmônicas de mais alta ordem são empregadas, e que a faixa de incerteza estreita-se até atingir ± 1 mHz. Neste caso, o valor final de f_e é $(60,0263 \pm 0,0010)$ Hz, e o valor correspondente de f_m é $(2,143964 \pm 3,6 \cdot 10^{-5})$ Hz.

Figura 131 – Valor da frequência fundamental elétrica e faixa de incerteza determinados através cada harmônica ímpar.



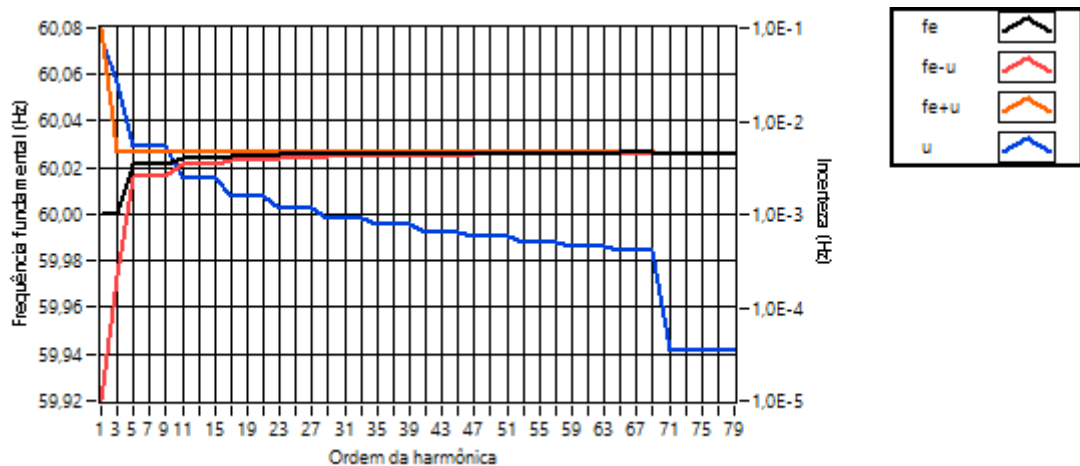
Ao analisar o comportamento dos limites superior e inferior da faixa de incerteza, observa-se, por exemplo, que o limite superior de 60,048 Hz estimado pela quinta harmônica é maior do que o limite superior de 60,027 Hz estimado no passo anterior, pela terceira harmônica. Isto é, a faixa de incerteza estimada em uma iteração não está necessariamente contida nas faixas das iterações anteriores.

No entanto, no caso apresentado, o valor verdadeiro da frequência fundamental não pode ser superior a 60,027 Hz, caso contrário o valor indicado da terceira harmônica teria sido outro. Isto significa que é possível utilizar as informações dos passos anteriores para obter faixas de incerteza mais estreitas, de forma que um novo algoritmo pode ser descrito pelos seguintes passos:

- i) Define-se $k=1$, busca-se a frequência com máxima amplitude f_p na região delimitada entre 60 ± 1 Hz, estima-se f_e por (B.3) e $u(f_e)$ por (B.4). Os limites da faixa de incerteza são definidos como $f_e + u(f_e)$ e $f_e - u(f_e)$;
- ii) Define-se k como o próximo inteiro ímpar e busca-se a respectiva harmônica representada pelo ponto máximo f_p na região delimitada por $k[f_e \pm u(f_e)]$. Estima-se uma nova faixa de incerteza com limites $f_e + u(f_e)$ e $f_e - u(f_e)$ determinados por (B.3) e (B.4).
- iii) Refina-se a faixa de incerteza pela interseção entre as faixas determinadas na iteração atual e na iteração anterior, e define-se f_e como o ponto central da faixa resultante.
- iv) Repetem-se os passos ii e iii para cada valor de k até a última harmônica ímpar presente no espectro.

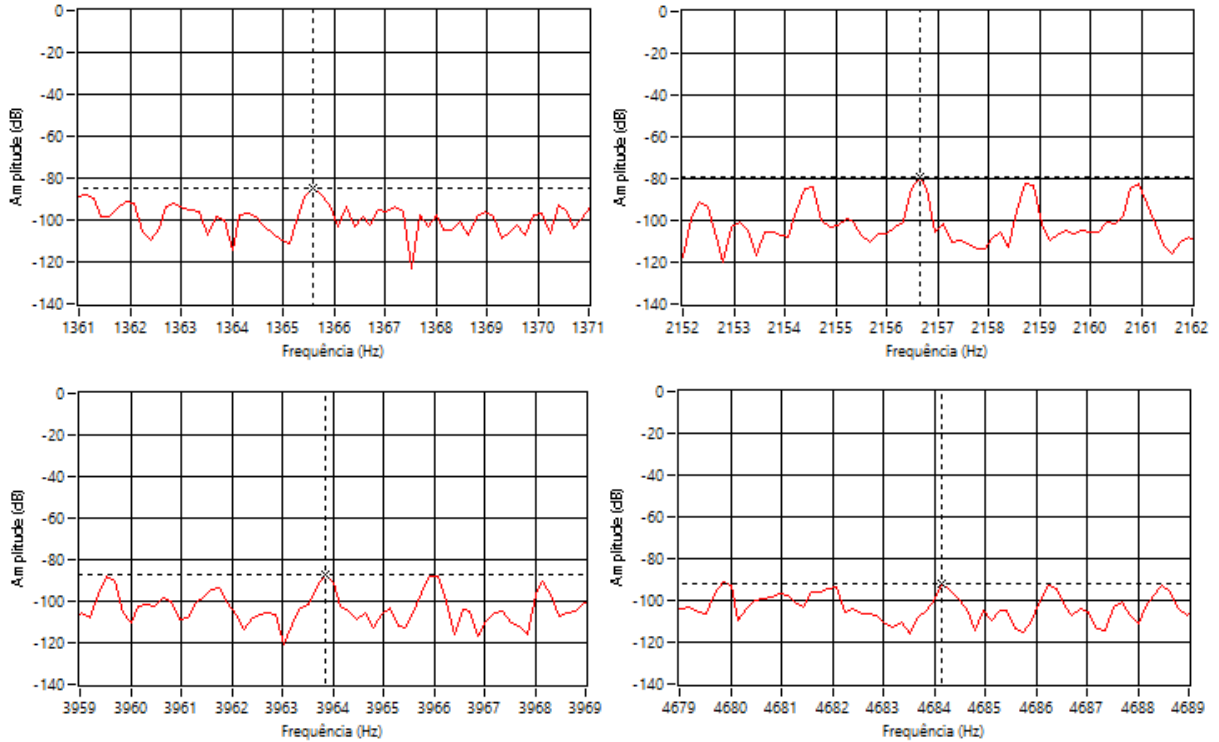
Os resultados do novo algoritmo são apresentados na Figura 132. As faixas de incerteza são, por definição, totalmente concordantes entre si, e a incerteza final de $3,5 \cdot 10^{-5}$ é cerca de 30 vezes menor do que a do algoritmo anterior. Para o caso apresentado, o resultado de f_e é $(60,025881 \pm 3,5 \cdot 10^{-5})$ Hz, e o valor correspondente de f_m é $(2,1437815 \pm 1,3 \cdot 10^{-6})$ Hz.

Figura 132– Valor da frequência fundamental elétrica e faixa de incerteza determinados pela interseção das faixas de incerteza.



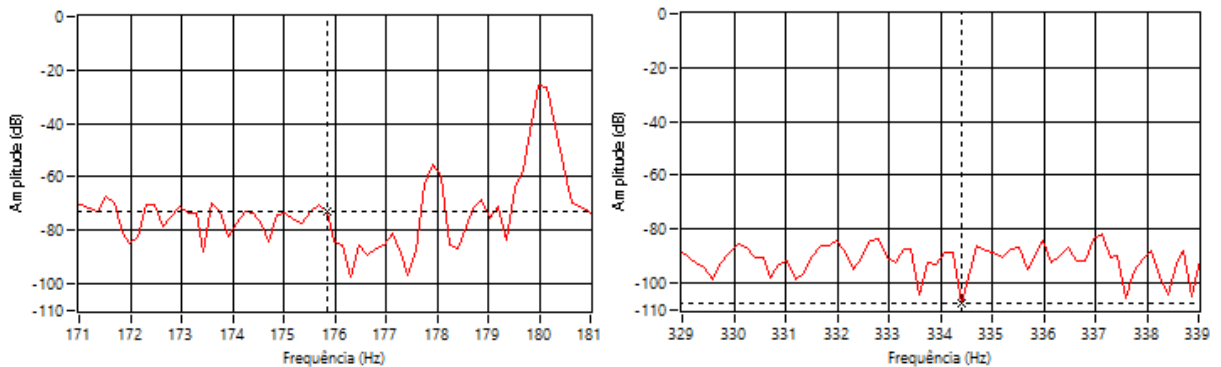
A Figura 133 ilustra o efeito da alta precisão alcançada pelo algoritmo, que permite o rastreamento de componentes múltiplas da rotação mecânica com pouco destaque em relação ao ruído de fundo ou mesmo em regiões de alta frequência.

Figura 133 – Componentes múltiplas da rotação mecânica rastreadas a partir do valor de f_m .



O aprimoramento do processo de rastreamento também permite a rejeição de componentes espúrias, como aquela localizada à esquerda do cursor na Figura 134, e a constatação da inexistência de componentes, como ilustrado à direita na mesma figura.

Figura 134 – Componentes múltiplas da rotação mecânica rastreadas a partir do valor de f_m .



Dessa forma, obteve-se um processo automático preciso e confiável para rastreamento das componentes múltiplas da rotação mecânica no espectro de frequência do campo magnético disperso de geradores síncronos, que também pode ser utilizado para a identificação da frequência fundamental de alimentação em motores assíncronos.