

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

IGOR PASA WILTUSCHNIG

**ESTUDO E CONCEPÇÃO DE MÁQUINA DE RELUTÂNCIA
SÍNCRONA DE FLUXO AXIAL PARA TRACÇÃO ELÉTRICA
AUTOMOTIVA**

Porto Alegre

2022

IGOR PASA WILTUSCHNIG

**ESTUDO E CONCEPÇÃO DE MÁQUINA DE RELUTÂNCIA
SÍNCRONA DE FLUXO AXIAL PARA TRACÇÃO ELÉTRICA
AUTOMOTIVA**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Energia

ORIENTADOR: Ály Ferreira Flores Filho

Porto Alegre

2022

IGOR PASA WILTUSCHNIG

**ESTUDO E CONCEPÇÃO DE MÁQUINA DE RELUTÂNCIA
SÍNCRONA DE FLUXO AXIAL PARA TRACÇÃO ELÉTRICA
AUTOMOTIVA**

Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho, UFRGS

Doutor pela Universidade de Cardiff – Cardiff, País de Gales

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Renato Carlson, UFSC

Doutor pela Université Toulouse III Paul Sabatier – UPS, França

Prof. Dr. Antônio Carlos Ferreira, UFRJ

Doutor pela University of Cambridge – Cambridge, Reino Unido

Prof. Dr. Luís Alberto Pereira, UFRGS

Doutor pela Universität Kaiserslautern – Kaiserslautern, Alemanha

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner.

Porto Alegre, março de 2022.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha família, ao meus pais (*in memoriam*), ao meu filho Enrico e à minha esposa Juliana, em especial pela dedicação e apoio em todos os momentos difíceis, e compreensão pelo envolvimento intenso a este trabalho e pelo incentivo a nunca desistir dos sonhos e sempre seguir em frente.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço aos meus familiares que me apoiaram durante este processo de aprendizado.

Ao professor Ály Ferreira Flores Filho pela orientação e por apoiar este projeto com a estrutura e equipamentos do Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia da UFRGS, e ao professor Paulo Roberto Eckert pelo auxílio nos ensaios e soluções de problemas práticos.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa.

Aos colegas graduandos, mestrandos e doutorandos do LMEAE pelo auxílio nas tarefas desenvolvidas durante o curso, pelo apoio durante a parte experimental do projeto e também durante a revisão deste trabalho.

RESUMO

O presente trabalho propõe uma metodologia de projeto de uma nova máquina síncrona de relutância variável duplamente saliente, a qual opera com fluxo magnético axial composta por alimentação trifásica e de campo localizadas no estator que propõem a utilização aço silício de grão orientado laminado nos módulos do rotor e do estator. A volatilidade dos preços dos materiais de terras raras motivou a busca pela não utilização de ímãs permanentes que proporciona mais robustez, facilidade na construção e permite operação em mais altas temperaturas. Os modelos da topologia proposta foram validados por comparações. O modelo analítico por redes de relutância viabilizou o dimensionamento e a pronta obtenção dos melhores parâmetros para o dispositivo, assim como o modelo semi-analítico possibilitou a análise na condição de saturação de todos os componentes de conjugado. A anisotropia dos aços utilizados foi contemplada pelo modelo numérico, os quais foram caracterizados experimentalmente. Considerando-se as características avaliadas, os resultados analíticos, numéricos e experimentais do protótipo construído atendem os requisitos do projeto. A construção modular dos rotores e do estator possibilitou a manufatura da máquina com aço laminado de grão orientado e maximizou a quantidade de cobre nas ranhuras. Com isto, atingiu-se uma densidade de conjugado de $30,4 \text{ kNm/m}^3$, equiparando-a às máquinas radiais de ímãs permanentes empregadas para tração elétrica.

Palavras-chave: construção modular, duplo rotor, dupla excitação, eficiência energética, fluxo axial, frenagem regenerativa, máquinas síncronas de relutância, modelo analítico, tração automotiva, veículos elétricos.

ABSTRACT

This thesis presents the design methodology of a doubly salient variable reluctance synchronous machine that operates with axial magnetic flux composed of three-phase and field windings located in the stator and proposes the use of laminated grain-oriented silicon steel in the rotor and the stator modules. The price volatility of rare earth materials motivated the search for the non-use of permanent magnets that provide more robustness, ease of construction and allow operation at higher temperatures. The models of the proposed topology were validated by comparisons. The comparisons validate the models of the proposed topology. The analytical model by reluctance networks enabled the quick sizing and obtaining of the best parameters for the device. The semi-analytical model can perform analysis under saturation operation and torque components. Finally, the numerical model included the anisotropy of the steels used and experimentally characterized. The analytical, numerical and experimental results of the built prototype showed good results considering the evaluated characteristics. The modular construction of the rotors and stator made it possible to manufacture this machine with grain-oriented steel and maximized slot fill factor. As a result, a torque density of 30.4 kNm/m^3 was reached, matching the radial PM machines used for electrical traction.

Keywords: analytical model, modular construction, double rotor, double excitation, energy efficiency, axial flux, regenerative braking, synchronous reluctance machines, automotive traction, electric vehicles.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 –	Configuração conceitual de um veículo elétrico.....	33
Figura 2 –	Possíveis configurações de veículos elétricos: (a) sistema de transmissão convencional com câmbio e embreagem; (b) transmissão de relação única sem a necessidade de embreagem; (c) diferencial e redução fixa integrados; (d) duas máquinas separadas e com redução planetária fixa nos seus eixos; (e) acionamento direto com dois motores separados e engrenagem fixa dentro da roda; (f) duas máquinas <i>in-wheel</i> separadas com baixa rotação diretamente da roda.	35
Figura 3 –	Arquitetura geral de um VEB com 4 MEs <i>in-wheel</i> ; EDEI significa eixo diferencial eletrônico integrado.	36
Figura 4 –	Ciclo de Condução Urbano Brasil (FTP-75).	38
Figura 5 –	Ciclo de Condução Rodoviário (HWFET).	38
Figura 6 –	Ciclo de condução transitório WLTC Classe 3.....	40
Figura 7 –	Tipos de máquinas elétricas utilizadas em sistemas de tração.....	42
Figura 8 –	Comparativo de diferentes topologias de máquinas elétricas.	43
Figura 9 –	Comparativo de diferentes topologias de máquinas elétricas para mesma corrente no estator.....	44
Figura 10 –	Configuração conceitual de um VEB.	47
Figura 11 –	Representação de um veículo em plano inclinado com eixo de coordenadas XYZ.	48
Figura 12 –	Representação das forças e dimensões úteis para a dinâmica longitudinal de um veículo.....	49
Figura 13 –	Representação do comportamento do arrasto aerodinâmico em uma carroceria.	51
Figura 14 –	Distribuição da pressão no contato de pneu e pavimentação considerando deformação no terreno e no pneu.....	54
Figura 15 –	VEBs com maior número de MEs que se beneficiam da flexibilidade de número e posição dos motores elétricos: (a) Máquina única suspensa e integrada ao diferencial com caixa de engrenagens, (b) duas máquinas suspensas, (c) duas máquinas parcialmente suspensas, e (d) motores elétricos <i>in-wheel</i>	60
Figura 16 –	Sistema de tração com atuação direta e controle independente.	62
Figura 17 –	Motor <i>in-wheel</i> com rotor externo e grande preocupação com a refrigeração e controle de conjugado: (a) Máquina síncrona de ímãs permanentes com carcaça, (b) estator da máquina com enrolamento concentrado, (c) máquina montada com o cubo da roda, com o aro e pneu.	63
Figura 18 –	Máquina de indução, (a) Rotor de gaiola cobreada que equipa o motor do Tesla Roadster, (b) Esboço simplificado dos componentes de um MI.	66
Figura 19 –	Perfil de conjugado típico com conversor de uma máquina de indução.....	67
Figura 20 –	Esboço simplificado de uma máquina de relutância chaveada MRC.....	69
Figura 21 –	Perfil de conjugado típico MRC.	69
Figura 22 –	Máquina de relutância chaveada de múltiplos dentes 12S/8P com enrolamento concentrado de camada simples.....	71

Figura 23 –	Diferentes tipos de rotor de uma MSR: (a) rotor tradicional com saliência, (b) rotor anisotrópico laminado axialmente, (c) rotor anisotrópico laminado transversalmente.	72
Figura 24 –	Máquina de fluxo variável com duplo enrolamento 6s/4p: (a) representação, (b) estator com seis polos e enrolamento CA e CC, (c) rotor com quatro polos.	75
Figura 25 –	Máquinas de dupla alimentação de fluxo variável topologia 10s/8p e quatro fases: (a) Fluxo Radial, (b) Fluxo axial; ambas máquinas sem laminação.	76
Figura 26 –	Vista explodida de máquina de relutância chaveada 12s/8p de fluxo axial.	77
Figura 27 –	Máquina de dupla alimentação de fluxo variável de duplo estator e rotor interno 12s/10p.	78
Figura 28 –	Máquina de relutância chaveada de fluxo axial, modular e caminhos reduzidos de fluxo magnético no rotor 12s/10p: (a) Vista da máquina, (b) Vista explodida da máquina.	78
Figura 29 –	Máquina de relutância chaveada de fluxo axial a) com duplo rotor e estator interno 18S 12P b) com duplo rotor e estator interno 16s /12p.	79
Figura 30 –	Veículo elétrico como motorização <i>in-wheel</i> com MRC 18s/12p.	79
Figura 31 –	Fotografia do veículo elétrico <i>Smart for Two</i>	82
Figura 32 –	Ciclo de condução FTP 75 utilizado para levantar os requisitos de projeto.	83
Figura 33 –	Curva de potência exigida para o ciclo FTP 75.	83
Figura 34 –	Curva de conjugado por rotação do <i>Smart for Two</i> percorrer o ciclo de condução FTP 75.	84
Figura 35 –	Curva de velocidade pelo tempo do <i>Smart for Two</i> com quatro máquinas <i>in-wheel</i> na condição nominal e de sobrecarga (WILTUSCHNIG, 2016).	86
Figura 36 –	Topologia axial sem coroa no estator com duplo rotor.	87
Figura 37 –	Máquina proposta de relutância síncrona de fluxo variável com dupla alimentação: a) vista em perspectiva da máquina; b) vista em perspectiva do estator <i>yokeless</i> de aço elétrico laminado GO; c) vista em perspectiva do rotor de aço elétrico laminado e GO nas peças polares.	88
Figura 38 –	Curva de fluxo magnético concatenado por corrente de excitação de uma máquina de relutância variável.	90
Figura 39 –	Conjugado normalizado por KR de uma máquina de fluxo axial.	96
Figura 40 –	Vista frontal do rotor e estator com as variáveis dimensionais.	97
Figura 41 –	Vista lateral da máquina com as variáveis dimensionais.	98
Figura 42 –	Fluxograma para o dimensionamento preliminar da máquina.	104
Figura 43 –	Esquema planejado da máquina síncrona de fluxo axial com dupla alimentação com enrolamentos CA e CC, localizados no estator 12S 10P.	106
Figura 44 –	Série de Fourier para trem de pulsos.	107
Figura 45 –	Representação do rotor e estator por série de Fourier.	107
Figura 46 –	Representação da área de entreferro com sobreposição do rotor e estator para máquina completa.	108
Figura 47 –	Circuito magnético para simetria de meia máquina.	109
Figura 48 –	Densidade de fluxo magnético CC no entreferro médio para simetria de meia máquina.	110
Figura 49 –	Densidade de fluxo magnético CA no entreferro médio para simetria de meia máquina.	112
Figura 50 –	Densidade de fluxo magnético total (CA+CC) no entreferro médio para simetria de meia máquina.	113
Figura 51 –	Circuito magnético contendo somente a primeira bobina acionada.	114

Figura 52 –	Conjugado analítico e numérico considerando apenas queda de potencial magnético no entreferro.	118
Figura 53 –	Tensão da fase A por espira e por radiano por segundo. Resultado analítico e numérico considerando apenas queda de potencial magnético no entreferro.	119
Figura 54 –	Tensão induzida do enrolamento CC por espira e por radiano por segundo. Resultado analítico e numérico considerando apenas queda de potencial magnético no entreferro.	120
Figura 55 –	Vista em corte da MRSFV polaridade 12/10 (a) simetria com a metade da máquina; (b) estator; (c) rotores. Os números indicam: 1 – polo do estator; 2 – polo do rotor; 3 – coroa do rotor; 4 – Enrolamentos de armadura e de campo.	127
Figura 56 –	Conjugado numérico e semi-analítico de MRSFV duplamente alimentada 12/10 e 12/14 com acionamento em quadratura.	128
Figura 57 –	Componentes de conjugado numérico e semi-analítico de MRSFV duplamente alimentada (a) 12/10 e (b) 12/14 com correntes CA e CC no estator.	130
Figura 58 –	Conjugado numérico e semi-analítico de MRSFV duplamente alimentada (a) 12/10 e (b) 12/14 somente com correntes CC no estator.	131
Figura 59 –	Conjugado numérico e semi-analítico de MRSFV duplamente alimentada (a) 12/10 e (b) 12/14 somente com corrente CA no estator.	132
Figura 60 –	Tensão induzida no enrolamento CA numérica e semi-analítica de MRSFV duplamente alimentada (a) 12/10 e (b) 12/14 somente com corrente CC no estator.	133
Figura 61 –	Tensão induzida no enrolamento CC numérica e semi-analítica de MRSFV duplamente alimentada (a) 12/10 e (b) 12/14 somente com corrente CA no estator.	134
Figura 62 –	Vista em corte da MRSFV polaridade 12/10 Setorial (a) simetria com a metade da máquina; (b) estator e rotor; (c) somente rotor inferior. Os números indicam: 1 – Enrolamentos de armadura e de campo; 2 – polo do estator; 3 – coroa do rotor; 4 – polo do rotor.	136
Figura 63 –	Vista em corte da MRSFV polaridade 12/10 Trapezoidal (a) simetria com a metade da máquina; (b) estator e rotor; (c) somente rotor inferior. Os números indicam: 1 – Enrolamentos de armadura e de campo; 2 – polo do estator; 3 – coroa do rotor; 4 – polo do rotor.	137
Figura 64 –	(a) Vista em perspectiva do rotor direito completo com os 10 módulos; (b) Um segmento do rotor com seta indicando a laminação.	138
Figura 65 –	Curva de magnetização obtida experimentalmente para o material Carlite HDR0 0,23 mm da AK Steel.	139
Figura 66 –	Curvas de perdas a 100 Hz obtida experimentalmente para o material Carlite HDR0 0,23 mm da AK Steel e o material M130-30 de 0,3 mm da Amperam.	140
Figura 67 –	Conjugado específico pelo encobrimento polar do estator (α_s) e do rotor (α_r).	143
Figura 68 –	(a) Rotor com polos trapezoidais (ângulo constante do polo); (b) Rotor com polos setoriais e base do polo junto à culatra mais alongada.	144
Figura 69 –	Conjugado específico pela largura da base do polo do rotor e pela setorização polo do rotor.	145
Figura 70 –	Conjugado específico pela altura da culatra do rotor (c_r) e altura do polo do rotor (h_r).	146

Figura 71 –	Conjugado estático pela variação do entreferro e da densidade de corrente. .	148
Figura 72 –	Fluxo concatenado por densidade de corrente de excitação com polo alinhado (fluxo magnético máximo) e desalinhado (fluxo magnético mínimo).....	149
Figura 73 –	Densidade de fluxo magnético com a máquina estática com acionamento em quadratura e entreferro de 0,3 mm.	150
Figura 74 –	Densidade de fluxo com a máquina estática com acionamento em quadratura.	151
Figura 75 –	Conjugado dinâmico pela posição mecânica do rotor com as correntes de armadura em quadratura.	152
Figura 76 –	Vista explodida do projeto mecânico da MRSFV proposta.....	155
Figura 77 –	Módulos laminados do rotor da máquina proposta: (a) Módulo do polo do estator; (b) Vista interna do rotor; (c) Vista externa do rotor; 1 – Pontos de fixação por parafusos na culatra mecânica; 2 –Polo saliente do rotor; 3- caminho de fluxo tangencial do rotor.	156
Figura 78 –	Rotor da máquina proposta: (a) Polos do rotor com culatra mecânica; (b) Vista inferior do rotor completo; (c) Vista dos dois rotores da máquina.	157
Figura 79 –	Módulos do estator da máquina proposta (a) Polo do estator; (b) Suporte do estator em DMK 65; (c) Estator sem os anéis de fechamento; 1 – Encaixe do polo do rotor no suporte do estator; 2 – Bobina CC; 3 – Bobina CA; 4 – Fixador do estator; 5 – Suporte do estator.....	158
Figura 80 –	Estator parcial com suporte e base da máquina: 1 – Espaço para alojar rolamento; 2 – Cubo do estator em alumínio; 3 – Arruela e parafusos de fixação do suporte da armadura; 4 espaçadores da armadura; 5 – polo do estator; 6 – suporte da máquina; 7 – Base da máquina para prender na bancada.	160
Figura 81 –	Rotores e eixos engastados com malha para análise numérica de deformação.	161
Figura 82 –	Deformação mecânica com culatra de alumínio (a), culatra de alumínio 5052 com reforço de aço 1020 em (b).	162
Figura 83 -	Simulação térmica estática com densidade de corrente de 6 A/mm ² (a), simulação dinâmica a 600 rpm com densidade de corrente de 6 A/mm ² e (c) simulação dinâmica a 600 rpm com densidade de corrente de 12 A/mm ²	163
Figura 84 –	Estator completo com suporte e base da máquina: 1 – suporte do estator (DMK 65); 2 – polo do estator; 3 - – suporte da máquina; 4 – base da máquina para fixação à bancada.	164
Figura 85 –	Montagem da MRSFV proposta com todas as peças: 1 – Eixo da máquina; 2 – anel de fixação dos módulos no rotor; 3 – polo do rotor; 4 – polo do estator; 5 – Enrolamentos de campo e de armadura; 6 – Suporte da máquina; 7 - base da máquina para prender na bancada.....	165
Figura 86 –	Montagem da MRSFV proposta com parafusos, (a) perspectiva, (b) corte lateral: 1 – Parafuso fixação da base; 2 – Parafuso fixação do segmento do rotor; 3 – Parafuso fixação da armadura; 4 – segmento do estator; 5 – Eixo de suporte dos rotores; 6 – Rolamento.....	166
Figura 87 –	Processo de corte dos módulos do estator: (a) é a tela do programa de corte; (b) é o pacote de chapas GO Carlite HDR0; e (c) os módulos do estator finalizados.	167
Figura 88 –	Processo de corte dos módulos do rotor: (a) é tela do programa de corte; (b) é o pacote de chapas GO Amperam MI130-30; (c) módulo do rotor finalizado..	168

Figura 89 –	Material DMK65 finalizado para construção do estator (material não condutor e não ferromagnético).	169
Figura 90 –	Processo de bobinagem de um polo do estator com suporte.	170
Figura 91 –	Peças em DMK65 finalizadas para construção do estator.	171
Figura 92 –	Peças que foram usinadas para o suporte dos módulos e estrutura mecânica do protótipo.	172
Figura 93 –	Peças que foram usinadas para o suporte dos módulos e estrutura mecânica do protótipo.	173
Figura 94 –	Peças que foram usinadas para o suporte dos módulos e estrutura mecânica do protótipo.	173
Figura 95 –	Estator completo com suporte e terminais.	174
Figura 96 –	Polos do rotor montados na culatra mecânica de alumínio liga 5052.	174
Figura 97 –	Protótipo com estator antes da montagem dos rotores.	175
Figura 98 –	Arruelas de ajuste e ferramenta de ajuste dos pinos centralizadores dos rotores.	176
Figura 99 –	Protótipo finalizado com <i>encoder</i> conectado em (a) e flange para acoplamento no torquímetro em (b).	177
Figura 100 –	Bancada utilizada para os ensaios experimentais.	179
Figura 101 –	Diagrama para medição das indutâncias próprias e mútuas.	182
Figura 102 –	Indutância própria da armadura, enrolamento de fases A, B e C.	183
Figura 103 –	Indutâncias mútuas entre a armadura e o campo.	184
Figura 104 –	Indutância própria do enrolamento de campo (CC).	185
Figura 105 –	Indutâncias mútuas entre as fases da armadura.	186
Figura 106 –	Diagrama para determinação do máximo conjugado estático.	187
Figura 107 –	Ensaio de conjugado estático.	188
Figura 108 –	Diagrama para medição da tensão induzida na armadura.	190
Figura 109 –	Diagrama para medição da tensão induzida no enrolamento de campo.	190
Figura 110 –	Tensão induzida na fase A.	191
Figura 111 –	Tensão induzida no enrolamento de campo.	192
Figura 112 –	Espectro Harmônico das tensões de fase da armadura e do enrolamento de campo.	193
Figura 113 –	Caracterização experimental da curva BH do Carlite HDR0 de 0,23 mm da Ak Steel orientação de 90 graus com a orientação do grão.	203
Figura 114 –	Caracterização experimental da curva BH do Carlite HDR0 de 0,23 mm da Ak Steel na orientação do grão.	204
Figura 115 –	Caracterização experimental das perdas do Carlite HDR0 da Ak Steel de 0,23 mm a 160 Hz que é a velocidade máxima de operação da MRSFV.	205
Figura 116 –	Caracterização experimental da curva BH do MI130-30 de 0,3 mm da Amperam a 90 graus com a orientação do grão.	206
Figura 117 –	Caracterização experimental da curva BH do MI130-30 de 0,3 mm da Amperam na orientação do grão.	207
Figura 118 –	Caracterização experimental das perdas do MI130-30 da Amperam de 0,3 mm a 160 Hz que é a velocidade máxima de operação da MRSFV.	208
Figura 119 –	Desenho técnico do eixo do rotor.	209
Figura 120 –	Desenho técnico do cubo do estator.	210
Figura 121 –	Desenho técnico da arruela do estator.	211
Figura 122 –	Desenho técnico do suporte (DMK65) do estator.	212
Figura 123 –	Desenho técnico da culatra (DMK65) do estator.	213

Figura 124 – Desenho técnico do módulo do rotor.	214
Figura 125 – Desenho técnico do módulo do estator.	215
Figura 126 – Desenho técnico do espaçador do estator.	216
Figura 127 – Desenho técnico da culatra do rotor.	217
Figura 128 – Desenho técnico do anel fixador dos módulos do rotor.	218
Figura 129 – Desenho técnico do anel modular que cobre os segmentos do rotor.	219
Figura 128 – Arruela de ajuste do entreferro.	220
Figura 131 – Eixo do rotor para acoplamento no transdutor de conjugado.	221
Figura 132 – Eixo do rotor para acoplamento no <i>encoder</i>	222
Figura 133 – Módulo para suporte do estator na bancada.	223
Figura 133 – Base para suporte do estator na bancada.	224
Figura 135 – Dados técnicos do aço GSO Carlite HDR-0 0,23 mm.	225
Figura 136 – Dados técnicos do aço GO Amperam MI130-30 0,3mm.	226

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características do ciclo WLTC Classe 3.	40
Tabela 2 – Resumos dos diferentes MEs utilizados na indústria automotiva.....	45
Tabela 3 – Dados veículo <i>Smart for Two</i>	81
Tabela 4 – Dados necessários à máquina para tração no ciclo de condução FTP 75.	85
Tabela 5 – Dados da máquina proposta.	105
Tabela 6 – Valores de conjugado para as Topologias 12/10 e 12/14.	129
Tabela 7 – Parâmetros fixados na simulação par obtenção dos arcos polares do estator e rotor.	142
Tabela 8 – Dimensões finais de projeto.....	153
Tabela 9 – Comparações da máquina proposta com as máquinas projetadas e com o motor do Prius.....	154
Tabela 10 – Dados técnicos do DMK 65 composto por fibra de vidro com resina modificada (Krempel, 2021).	159
Tabela 11 – Medidas de resistência de armadura e de campo.	180
Tabela 12 – Valor de máximo conjugado estático atingido.....	189

LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AFPM	Máquina de Fluxo Axial de Ímãs Permanentes
CC	Máquina de Corrente Contínua
CETESB	Companhia de Tecnologia de Saneamento Ambiental
ECE	Ciclo de Condução Europeu
FTP	<i>Federal Test Procedure</i>
GO	Grão Orientado em Materiais Magnéticos Macios
GNO	Grão não Orientado em Materiais Magnéticos Macios
GSO	Grão Super Orientado em Materiais Magnéticos Macios
HWFET	<i>Highway Fuel Economy Test</i>
MCI	Motor de Combustão Interna
ME	Motor Elétrico
MI	Máquina de Indução
MRC	Máquina de relutância chaveada
MS	Máquina Síncrona
MSIP	Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes
MSR	Máquina síncrona de relutância
MRSFV	Máquina de Relutância Síncrona de Fluxo Variável
NYCC	<i>New York City Cycle</i>
VE	Veículo Elétrico
VEB	Veículo Elétrico Alimentado por Bateria
VEH	Veículo Elétrico Híbrido
PM	Ímã Permanente
PMR	Relação Potência Massa do Veículo
PMSM	Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PROCONVE	Programa de Controle da Poluição do Ar por Veículos Automotores
PVEB	Programa Brasileiro de Etiquetagem Veicular
PWM	Modulação por Largura de Pulso
SAT	Topologia de Armadura Segmentada

SMC	Compósito Magnético Macio
T	Tonelada
WLTC	<i>World Harmonized Light Vehicles Test Cycle</i>
WLTP	<i>Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Altura do trem de pulso da série de Fourier [m]
A_{bob}	Área da seção de bobina [m ²]
A_{ca}	Densidade de corrente eficaz da armadura [A/mm ²]
A_{cc}	Densidade de corrente do campo [A/mm ²]
A_{ef}	Densidade de corrente eficaz [A/mm ²]
A_F	Área frontal do veículo [m ²]
A_i	Área de sobreposição de cada polo do estator com o rotor [m ²]
A_{sp}	Área do polo do estator [m ²]
A_S	Carregamento elétrico [A/m]
A_1	Força magneto motriz bobina 1 da fase A [A.e]
A_2	Força magneto motriz bobina 2 da fase A [A.e]
a_c	Área de seção transversal do condutor [m ²]
B	Distribuição de densidade fluxo magnético [T]
B_{ag}	Indução magnética produzida pelo enrolamento de armadura [T]
B_{cai}	Indução magnética provocada pelo enrolamento CA no ramo i [T]
B_{cci}	Indução magnética provocada pelo enrolamento CC no ramo i [T]
B_{g0}	Indução magnética produzida pelo enrolamento de campo [T]
\hat{B}_{g0}	Indução magnética de pico produzida pelo enrolamento de campo [T]
B_{g0lca}	Indução magnética fundamental produzida pelo enrolamento de armadura
B_{sat}	Indução magnética saturada do material [T]
B_1	Força magneto motriz bobina 1 da fase B [Ae]
B_2	Força magneto motriz bobina 2 da fase B [Ae]
b	Distância do centro de massa das rodas dianteiras [m]
CC_1	Força magneto motriz bobina 1 do enrolamento de campo [Ae]
CC_2	Força magneto motriz bobina 2 do enrolamento de campo [Ae]
CC_3	Força magneto motriz bobina 3 do enrolamento de campo [Ae]
CC_4	Força magneto motriz bobina 4 do enrolamento de campo [Ae]
CC_5	Força magneto motriz bobina 5 do enrolamento de campo [Ae]
CC_6	Força magneto motriz bobina 6 do enrolamento de campo [Ae]
C_D	Coefficiente de resistência aerodinâmica

C_1	Força magneto motriz bobina 1 da fase C [Ae]
C_2	Força magneto motriz bobina 2 da fase C [Ae]
c	Distância do centro de massa das rodas traseiras [m]
c_r	Culatra do rotor [m]
c_s	Culatra do estator [m]
D_A	Força de resistência aerodinâmica na direção x [N]
D_i	Diâmetro interno do estator e rotor [m]
D_g	Diâmetro médio que delimita o entreferro [m]
$D_{mediano}$	Diâmetro mediano que delimita o entreferro com equivalência de áreas [m]
D_o	Diâmetro externo do estator e rotor [m]
d	Largura do trem de pulso da série de Fourier [m]
E	Intensidade de campo elétrico [V/m]
E_{ph}	Tensão induzida por fase [V]
e_A	Tensão induzida na fase A [V]
e_B	Tensão induzida na fase B [V]
e_C	Tensão induzida na fase C [V]
e_{cc}	Tensão induzida no campo CC [V]
F	Força [N]
F_m	Força magnética [N]
F_{xf}	Força transmitida para as rodas dianteiras [N]
F_{xr}	Força transmitida para as rodas traseiras [N]
f	Frequência [Hz]
fmm_{ca}	Força magneto motriz enrolamento CA [Ae]
fmm_{cai}	Força magneto motriz enrolamento CA no ramo i [Ae]
fmm_{caj}	Força magneto motriz enrolamento CA no ramo j [Ae]
fmm_{cc}	Força magneto motriz enrolamento CC [Ae]
f_u	Frequência na superfície dos ímãs [Hz]
$f(v)$	Coefficiente de resistência ao rolamento total dependente da velocidade
f_0	Coefficiente de resistência ao rolamento
f_2	Coefficiente de atrito estático
G	Relação de transmissão
g	Distância entre o rotor e o estator (espaço de ar referido como entreferro)
g	Gravidade do planeta Terra [m/s ²]

H	Intensidade de campo magnético [A/m]
H_g	Campo magnético no entreferro [A/m]
h	Distância do solo ao baricentro [A/m]
h_A	Distância do solo ao ponto da aplicação da força aerodinâmica na direção x
h_m	Altura do ímã (no sentido radial) da máquina [m]
h_s	Comprimento axial da peça polar do estator ou altura da ranhura [m]
h_r	Comprimento axial da peça polar do rotor [m]
I_A	Corrente eficaz na fase A [A]
I_{am}	Corrente de pico da armadura [A]
I_B	Corrente eficaz na fase B [A]
I_C	Corrente eficaz na fase C [A]
I_{ca}	Corrente na bobina CA [A]
I_{campo}	Corrente do enrolamento de campo [A]
I_{cc}	Corrente na bobina CC [A]
I_f	Corrente de pico do campo [A]
I_p	Corrente de fase de pico [A]
I_{sat}	Corrente de saturação [A]
i	Corrente de fase [A]
J_c	Densidade de corrente no estator [A/mm ²]
J_{ef}	Densidade de corrente eficaz [A/mm ²]
J_{mot}	Momento de inércia do motor [kg.m ²]
J_{motor}	Momento de inércia do motor [kg.m ²]
J_{roda}	Momento inércia da roda [kg.m ²]
K_d	Ciclo de trabalho da máquina elétrica
K_L	Relação entre o diâmetro externo e o comprimento axial do volume ativo
K_R	Relação entre o diâmetro interno pelo externo
K_{wl}	Fator de enrolamento para a fundamental
k_d	Ciclo de trabalho da máquina elétrica
k_e	Rendimento da máquina elétrica
k_{fringe}	Coefficiente de modulação da densidade de fluxo
k_{sat}	Coefficiente de saturação do entreferro
k_1	Coefficiente de conversão de velocidade do rotor
k_2	Coefficiente de saliência da máquina

L	Comprimento axial do volume ativo [m]
$L_{A,A}$	Indutância própria da fase A [H]
$L_{A,B}$	Indutância mútua da fase A com a Fase B [H]
$L_{A,C}$	Indutância mútua da fase A com a Fase C [H]
$L_{A,CC}$	Indutância mútua da fase A com o campo CC [H]
$L_{B,B}$	Indutância própria da fase B [H]
$L_{B,C}$	Indutância mútua da fase B com a Fase C [H]
$L_{B,CC}$	Indutância mútua da fase B com o campo CC [H]
$L_{C,C}$	Indutância própria da fase C [H]
$L_{C,CC}$	Indutância mútua da fase C com o campo CC [H]
$L_{cc,cc}$	Indutância própria do campo [H]
L_d	Indutância de eixo direto [H]
L_{ii}	Indutância própria de uma bobina [H]
L_{ij}	Indutância mútua de uma bobina [H]
L_q	Indutância de eixo em quadratura [H]
L_a^s	Indutância em alinhada saturada [H]
L_a^u	Indutância em alinhada não saturada [H]
L_{af}	Indutância mútua da armadura com o campo [H]
L_{tot}	Comprimento axial total [m]
L_u	Indutância desalinhada [H]
lcm	Menor multiplicador comum
l_g	Comprimento do entreferro [m]
l_{pr}	Largura do polo do rotor [m]
l_{ps}	Largura do polo do estator [m]
M	Massa do veículo [kg]
M_{ap}	Massa aparente do veículo [kg]
m	Número de bobinas excitadas simultaneamente
N	Rotação [rpm]
N_{cc}	Número de espiras de uma bobina CC
N_{ca}	Número de espiras de uma bobina CA
N_{esp}	Número de espiras
N_{gaps}	Número de ramos do circuito magnético
n	Vetor unitário normal à superfície

η_{inv}	Rendimento do inversor
η_m	Eficiência mecânica
n_r	Velocidade rotacional [rps]
P_{bat}	Potência oriunda da bateria [W]
P_{cu}	Perdas no cobre [W]
P_{cua}	Perdas no cobre que ocorrem no enrolamento CA [W]
P_{cuf}	Perdas no cobre que ocorrem no enrolamento CC [W]
P_d	Potência desenvolvida [W]
P_m	Potência mecânica de rotação [W]
P_r	Número de polos do rotor
P_s	Número de polos do estator
p	Número de pares de polos
p_a	Par de polos da armadura
p_f	Par de polos do campo
p_r	Par de polos do rotor
Q_s	Número de ranhuras no estator
q	Número de ranhuras por polo e por fase
R_a	Resistência do enrolamento de armadura [Ω]
R_c	Raio intermediário da posição das bobinas do enrolamento [m]
R_f	Resistência do enrolamento de campo [Ω]
R_i	Raio interno da culatra do rotor da máquina elétrica [m]
R_m	Raio interno da posição dos ímãs permanentes da máquina elétrica [m]
R_g	Raio externo da posição dos ímãs permanentes da máquina elétrica [m]
R_{g1}	Relutância magnética do entreferro 1 [Ae/Wb]
R_{g2}	Relutância magnética do entreferro 2 [Ae/Wb]
R_{g3}	Relutância magnética do entreferro 3 [Ae/Wb]
R_{g4}	Relutância magnética do entreferro 4 [Ae/Wb]
R_{g5}	Relutância magnética do entreferro 5 [Ae/Wb]
R_{g6}	Relutância magnética do entreferro 6 [Ae/Wb]
$R_{mediano}$	Raio mediano do entreferro [m]
R_o	Raio externo da culatra do estator da máquina elétrica [m]
R_{roda}	Raio externo da roda incluindo o pneu [m]
R_{xf}	Força de resistência ao rolamento nas rodas dianteiras [N]

R_{xr}	Força de resistência ao rolamento nas traseiras [N]
r	Raio da roda com o pneu [m]
r_{roda}	Raio da roda [m]
\mathfrak{R}_i	Relutância do ramo i do circuito magnético [Ae/Wb]
S_m	Potência aparente [VA]
S_n	Área ocupada por uma bobina [m ²]
T	Período de tempo [s]
T_{avg}	Conjugado médio da máquina [Nm]
T_{ca}	Conjugado produzido pela indutância própria da armadura [Nm]
$T_{ca,ca}$	Conjugado produzido pela indutância mútua da armadura [Nm]
T_{cc}	Conjugado produzido pela indutância própria do campo [Nm]
$T_{cc,ca}$	Conjugado produzido pela indutância mútua do campo com a armadura
T_e	Conjugado da máquina [Nm]
T_m	Conjugado no eixo da máquina [Nm]
\hat{T}_{mec}	Conjugado mecânico de pico [Nm]
T_{max}	Conjugado de pico da máquina [Nm]
T_{min}	Conjugado mínimo da máquina [Nm]
T_{ripple}	Ondulação de conjugado [%]
t	Período de tempo para mover da posição desalinhada para alinhada [s]
t	Comprimento do trem de pulsos [m]
u	Distância horizontal de deformação do pneu [m]
u_n	Velocidade nominal de projeto [m/s]
V_t	Tensão de fase nos terminais da máquina [V]
V_{mot}	Tensão de fase nos terminais do motor [V]
v	Velocidade do veículo [m/s]
W	Força peso do veículo aplicado no baricentro [N]
W_f	Força de atrito nas rodas dianteiras [N]
W_r	Força de atrito nas rodas traseiras [N]
W_x	Força peso horizontal [N]
W_z	Força peso vertical [N]
α	Aceleração angular da roda [rad/s ²]
α_{bobs}	Encobrimento polar das bobinas [rad]
α_r	Encobrimento dos polos do rotor [%]

α_s	Encobrimento dos polos do estator [%]
a_x	Aceleração do veículo no eixo x [m/s ²]
β_{bob}	Arco polar de uma bobina [rad]
β_r	Arco polar do rotor [m]
β_s	Arco polar do estator [m]
η	Rendimento (razão entre potência de saída sobre a potência de entrada)
θ	Ângulo de inclinação do plano [graus]
θ_i	Ângulo de condução de corrente [rad]
θ_r	Ângulo de passo do rotor [rad]
θ_{r0}	Ângulo de passo inicial do rotor [rad]
θ_{rs}	Ângulo de passo do rotor e estator [rad]
θ_s	Ângulo de passo do estator [rad]
λ	Fluxo magnético concatenado [Wb]
λ_s	Fluxo magnético concatenado no estator [Wb]
λ_a	Fluxo magnético concatenado alinhado [Wb]
λ_u	Fluxo magnético concatenado não alinhado [Wb]
μ	Viscosidade dinâmica do fluido [Ns/m ²]
μ_0	$4\pi \times 10^{-7}$ H/m, permeabilidade magnética do vácuo
ρ	Massa específica do ar [kg/m ³]
σ_s	Saliência com alinhamento dos polos
σ_u	Saliência com desalinhamento dos polos
$\tau_{ondulaçãoomec}$	Período de ondulação de conjugado [Graus mecânicos]
τ_p	Passo polar [m]
v	Harmônica
ϕ_{cai}	Fluxo CA no ramo i [Wb]
ϕ_{cci}	Fluxo CC no ramo i [Wb]
ϕ_{ij}	Matriz de fluxo magnético nos ramos i e j do circuito magnético [Wb]
ϕ_{totali}	Fluxo CC e CA no ramo i [Wb]
ω	Velocidade angular [rad/s]
ω_m	Velocidade angular mecânica [rad/s]
2_{pa}	Número de polos da armadura
2_{pf}	Número de polos do campo
2_{pr}	Número de polos do rotor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	26
1.2	JUSTIFICATIVA E OBJETIVOS	28
1.3	VISÃO GERAL DO TRABALHO	30
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	32
2.1.1	VEÍCULOS ELÉTRICOS	32
2.1.1	Ciclos de Condução	36
2.1.2	Motores Elétricos	41
2.1.3	Componentes de um Veículo Elétrico	46
2.1.4	Dinâmica do Movimento do Veículo Elétrico	47
2.1.5	Força Devida ao Aclive ou Declive	48
2.1.6	Força Peso	50
2.1.7	Força de Resistência Aerodinâmica	50
2.1.8	Força de Contato	52
2.1.9	Força de Resistência ao Rolamento	53
2.1.10	Força Motriz	55
2.1.11	Efeito Combinado	56
2.1.12	Motorização <i>In-Wheel</i>	58
2.2	MÁQUINAS ELÉTRICAS SEM ÍMÃS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS	63
2.2.1	Máquinas de Indução	65
2.2.2	Máquinas Síncronas de Relutância chaveada	67
2.2.3	Máquinas Síncronas de Relutância com Barreiras de Fluxo	72
2.2.4	Máquinas Síncronas de Relutância com Dupla Alimentação	74
2.2.5	Máquinas de Fluxo Axial sem Ímãs	76
3	METODOLOGIA DE PROJETO	81
3.1	DETERMINAÇÃO DOS REQUISITOS DE PROJETO	81
3.2	DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA DA MÁQUINA	86
3.3	DIMENSIONAMENTO PRELIMINAR	89
3.4	MODELAGEM ANALÍTICA	105
3.5	MODELAGEM SEMI-ANALÍTICA	120
4	PROJETO E CONSTRUÇÃO DA MÁQUINA (MRSFV)	135
4.1	DEFINIÇÃO DAS DIMENSÕES FINAIS DE PROJETO	141
4.2	DEFINIÇÃO DOS ARCOS POLARES DO ESTATOR E DOS ROTORES	141
4.3	DEFINIÇÃO DA ALTURA DOS POLOS E CULATRA DOS ROTORES	145
4.4	DETERMINAÇÃO DO ENTREFERRO	147
4.5	ANÁLISE DE CO-ENERGIA	148
4.6	ANÁLISE DA INDUÇÃO MAGNÉTICA NA MÁQUINA	150
4.7	COMPARAÇÃO DO MODELO NUMÉRICO COM O SEMI-ANALÍTICO	152
5	CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO	155
5.1	MÓDULOS DO ROTOR	155
5.2	MÓDULOS DO ESTATOR	157
5.3	ANÁLISE MECÂNICA E TÉRMICA DO DISPOSITIVO	160
5.4	VISTA COMPLETA DA MÁQUINA	164
5.5	CORTE DOS MÓDULOS DO ROTOR E DO ESTATOR	166

5.6	CONSTRUÇÃO E FIXAÇÃO DO SUPORTE DOS MÓDULOS DO ESTATOR	169
5.7	BOBINAGEM DOS ENROLAMENTOS DE ARMADURA E DE CAMPO.....	170
5.8	MONTAGEM DA MÁQUINA	171
6	ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	178
6.1	BANCADA PROPOSTA PARA VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL	178
6.2	MEDIÇÃO DA RESISTÊNCIA DOS ENROLAMENTOS DE CAMPO E DE ARMADURA.....	179
6.3	MEDIÇÃO DAS INDUTÂNCIAS PRÓPRIAS E MÚTUAS DOS ENROLAMENTOS DE CAMPO E DE ARMADURA	181
6.4	MEDIÇÃO DE CONJUGADO ESTÁTICO EM FUNÇÃO DA POSIÇÃO DOS ROTORES	186
6.5	MEDIÇÃO DE TENSÃO INDUZIDA NOS ENROLAMENTOS DE CAMPO E DE ARMADURA ..	189
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	195
8	REFERÊNCIAS	197
9	APÊNDICE	203
9.1	RESULTADOS DA CARACTERIZAÇÃO DAS CHAPAS CARLITE GO 0,23MM 90 GRAUS E 0 GRAUS	203
9.2	RESULTADOS DA CARACTERIZAÇÃO DAS CHAPAS CARLITE GO 0,3MM 90 GRAUS E 0 GRAUS	206
9.3	DESENHOS TÉCNICOS E VISTAS DO PROJETO MECÂNICO DO PROTÓTIPO.....	209
10	ANEXO.....	225
10.1	DADOS DO CATÁLOGO DO FABRICANTE DE CHAPAS GSO CARLITE HDR-0 0,23 MM AK STELL UTILIZADO NO ESTATOR.	225
10.2	DADOS DO CATÁLOGO DO FABRICANTE DE CHAPAS GO AMPERAM MI130-30 0,3MM UTILIZADO NOS ROTORES.	226

1 INTRODUÇÃO

É patente a preocupação com os efeitos gerados pelo uso de combustíveis fósseis sobre o clima, como a emissão de gases do efeito estufa e consequente aumento da temperatura global. Isto vem exigindo da indústria de transporte automotivo a redução da emissão de gases e o consumo de recursos não-renováveis pelos seus produtos. Para atender essas exigências, o investimento em tecnologias de controle de emissões veiculares tem sido impulsionado. Com isso, houve um aumento de interesse na eletrificação de veículos por parte dos fabricantes: partindo de veículos híbridos, os quais reduzem o consumo de combustível quando comparados a veículos convencionais, como também veículos elétricos a bateria (VEBs).

Os VEBs oferecem vantagens como alta eficiência no sistema de tração e ausência de emissões de escape. Com isso, podem ser considerados diretamente livres de CO₂. Caso o banco de baterias possua carga obtida por eletricidade proveniente de matriz energética limpa, a partir de fontes renováveis, os VEBs podem oferecer uma etapa de utilização livre de emissões poluentes (GRUNDITZ, 2016).

Vantagens recentes de materiais magnéticos de alta qualidade e da eletrônica de potência têm contribuído para novos acionamentos elétricos de alta eficiência energética e alto desempenho que usam novas tecnologias de motores elétricos. Diferentes topologias do sistema de tração (*powertrain*) equipadas com vários tipos de máquinas elétricas têm sido usadas em veículos elétricos (VE) e híbridos elétricos (VEH): máquinas de indução (IM), máquinas a ímãs permanentes (PMSM), máquinas síncronas de relutância (SRM) e máquinas síncronas de ímãs permanentes (SEYEDMORTEZA, 2015).

Atualmente, grande parte dos principais fabricantes de automóveis do mundo desenvolveu o seu próprio modelo VEB, e as vendas de VEB alcançaram 1,1 milhões de unidades em âmbito

global com crescimento de 54% entre 2015 a 2017 (GLOBAL, 2018). Ainda assim, as desvantagens ainda relacionadas à bateria como curta autonomia combinada com tempo de carregamento longo acabam por prejudicar uma maior escala de uso de VEBs frente aos veículos de combustão interna (ICCT, 2018).

Sob esta luz, torna-se importante elaborar uma metodologia de projeto para um sistema de tração com alto rendimento, baixo custo e excelente autonomia dimensionado para o ciclo de condução a que o veículo irá ser submetido. É preciso investigar o efeito sobre o desempenho e a eficiência energética em função das diferentes escolhas de projeto, tanto quando se trata do dimensionamento dos diferentes componentes do sistema de tração, mas também em relação ao veículo como um todo.

Outro aspecto inerente desta pesquisa é investigar a possibilidade de projetar o sistema de acionamento de acordo com um tipo específico de uso e, em seguida, avaliar sua consequência na eficiência e no desempenho energético. Além disso, devido às limitações de espaço para componentes do sistema de tração em veículos elétricos, a escolha do ponto de máximo conjugado versus velocidade para um determinado tamanho de máquina elétrica também se torna importante e acarreta em simplicidade mecânica, maior rendimento e menor peso.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Na literatura, naquilo que concerne os veículos elétricos, há diversos trabalhos na área veicular que estudam os diversos tipos de veículos elétricos e híbridos e abordam os impactos envolvidos, ciclos de condução normatizados, requisitos de desempenho e simulações da dinâmica veicular que são usados para obter os requisitos de projeto da máquina construída nesta tese.

O trabalho de (GRUNDITZ, 2016) trata o projeto e análise dos veículos elétricos com respeito ao desempenho, consumo energético e capacidade térmica do sistema de tração. Já o

trabalho de (ARAÚJO, 2015) retrata como desenvolver um modelo de caracterização energética de ciclos de condução, ou seja, como definir um ciclo para um determinado local. O trabalho de (MACIEL FILHO, 2013) retrata a construção de ciclos de condução para estimativa de emissões veiculares de ônibus urbanos. Por fim, (ROSO, 2016) constrói um ciclo de condução real na cidade de Santa Maria, RS, e apresenta seus impactos.

O trabalho de (FURTADO, 2016) trata sobre o desempenho de um veículo elétrico leve de competição com motores nas duas rodas traseiras e a influência na dinâmica veicular em um protótipo no *Politécnico di Torino*. Outros trabalhos focam os veículos híbridos como (MAGALHÃES, 2014) que estudou a Hibridização de um *Smart ForTwo*, o projeto do sistema de gestão energética e modos de funcionamento do sistema híbrido.

O estudo conduzido por (REZA, 2007) retrata o dimensionamento de uma máquina de relutância síncrona e foca no dimensionamento do volume ativo e do dimensionamento eletromagnético frente à utilização de otimização matemática. Em tese de doutorado, (STAUDT, 2015) estudou máquina sem escovas de dupla alimentação de relutância para geradores eólicos onde realiza estudo de otimização das barreiras de fluxo.

Sobre a utilização de máquina de fluxo axial, (CHRISTIAN, 2011) aplicou o dimensionamento de máquina de fluxo axial com ímãs permanentes para uso *in-wheel* (embutido na roda) e utilizou a topologia sem coroa do estator. Já (SEYEDMORTEZA, 2015), trabalhou em sua tese o desenvolvimento de máquina de relutância com barreira de fluxo para uso veicular e realiza avaliação de desempenho.

O trabalho desenvolvido nesta tese aborda uma lacuna entre os trabalhos que é o estudo de uma máquina duplamente saliente de fluxo variável sem barreiras de fluxo na topologia axial, sem coroa no estator e sem ímãs para atuação direta dentro da roda. A aplicação *in-wheel* é atraente para maximizar o espaço interno, reduzir componentes e a massa de um veículo

elétrico. A presença de dupla excitação a qualifica para o enfraquecimento de campo e maior faixa de velocidades, bem como facilita a operação de frenagem com controle da intensidade e regeneração de energia. Outro apelo da tese é não utilizar ímãs permanentes o que, além de propiciar melhor operação em altas temperaturas, deixa a máquina mais independente da elevada oscilação no preço de mercado de ímãs e do efeito de desmagnetização.

1.2 JUSTIFICATIVA E OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver uma metodologia de projeto de uma máquina de fluxo variável sem ímãs permanentes para aplicar no sistema de tração de veículos elétricos que seja capaz de considerar o ciclo de condução do veículo e contemple o estudo eletromagnético com modelos analíticos e semi-analíticos na etapa de dimensionamento. Por fim, é apresentada a validação experimental da metodologia frente aos modelos desenvolvidos. O trabalho apresenta os seguintes objetivos específicos:

- desenvolver um método que permita determinar os requisitos de Máquina de Relutância Síncrona de Fluxo Variável (MRSFV) sem ímãs para que este possa ser empregado em um sistema de tração aplicado diretamente às rodas;
- realizar a modelagem analítica por redes de relutância da máquina elétrica;
- elaborar modelo parametrizado tridimensional em elementos finitos, que considera a modularização e a anisotropia nas partes ativas da máquina e que permita a utilização dos dados obtidos experimentalmente dos aços laminados utilizados nos polos dos rotores e do estator;
- estabelecer limites de operação do protótipo delimitado pelas restrições de volume (aro da roda), temperatura e velocidade de operação;
- construir um protótipo de uma MRSFV desenvolvido a partir da metodologia proposta;
- validar a metodologia proposta frente aos resultados analíticos, numéricos e experimentais.

A principal contribuição deste trabalho está no desenvolvimento de uma metodologia inédita na aplicação em máquinas de fluxo axial de fluxo variável livres de ímãs com dupla alimentação para uso *in-wheel* em veículos elétricos com a máquina constituída por módulos de grão orientado, tanto nos rotores quanto no estator, com laminação para melhor desempenho e possibilidade de construção. Por fim, mesmo que existam topologias de máquinas de fluxo variável com dupla alimentação previamente apresentados na literatura, este trabalho estuda de forma inovadora a topologia de fluxo axial modularizada, laminada com grão orientado (GO) com vistas à aplicação em um sistema de tração veicular para motorização de atuação direta.

Algumas das contribuições da tese são:

- apresentar o desenvolvimento completo de um sistema de tração livre de ímãs e com densidade de potência elevado, robustez e confiabilidade;
- aplicar na equação dinâmica de um veículo elétrico quatro motores de relutância variável inseridos em cada roda e simular o desempenho do veículo.
- utilizar essa topologia de orientação de grão para o estator e rotor, laminação e construção modular;
- determinar a influência da escolha de seção da bobina ocupada por enrolamento CA e CC e analisar os impactos no desempenho da máquina;
- determinar analiticamente as indutâncias próprias e mútuas e obter a maior saliência possível do protótipo estudado;
- obter analiticamente o conjugado e os componentes que o produzem em função da matriz de indutância obtida analiticamente ou numericamente.

Além disso, outros aspectos associados ao estudo geraram contribuições que foram desenvolvidas anteriormente e publicadas durante o desenvolvimento do trabalho. O efeito da inserção de barreira de fluxo frente a outras topologias com ímãs permanentes para máquinas

in-wheel de rotor externo e fluxo radial foi apresentado em conferência (WILTUSCHNIG; ECKERT; FLORES FILHO; DORRELL, 2017), e de forma expandida em periódico (WILTUSCHNIG; ECKERT; FLORES FILHO; DORRELL, 2018).

1.3 VISÃO GERAL DO TRABALHO

Este trabalho é composto por sete capítulos. Os capítulos subsequentes estão organizados da seguinte forma:

- No Capítulo 2 é apresentada a revisão da literatura, onde são apresentados os conceitos fundamentais para a compreensão do trabalho como um todo e o estado da arte no que diz respeito aos ciclos de condução necessários ao projeto de sistema de tração para veículos elétricos, máquinas elétricas de uso veicular, principais características e a dinâmica veicular.
- No Capítulo 3 se apresenta a metodologia de projeto proposta de uma máquina de relutância variável de fluxo axial sem ímãs para veículo elétrico. Primeiramente, trata-se da obtenção dos requisitos de projeto do sistema de tração, em seguida, o dimensionamento preliminar e os modelos analíticos e semi-analíticos da topologia proposta.
- No Capítulo 4 é apresentado o desenvolvimento de um modelo numérico da MRSFV que contempla a anisotropia da orientação de grão do x1aço silício laminado empregado na construção e a modularização dos polos do rotor e estator. São analisados resultados numéricos sobre: densidade de fluxo magnético, conjugado em função do entreferro e tensão induzida. Além disso são obtidas as dimensões finais do dispositivo.
- No Capítulo 5 é apresentado o projeto mecânico e construção do dispositivo que abrange todos elementos de montagem, fixação e suporte das partes ativas que compõem a máquina, base de fixação na bancada e flanges para acoplamento no transdutor de conjugado e do *encoder* para leitura de posição e velocidade. Também detalha o processo de construção do protótipo que

abrange os cortes dos aços laminados dos polos do rotor e do estator, o processo de usinagem, bobinagem e montagem do estator e rotor da máquina.

- No Capítulo 6 é executada a validação experimental. São apresentados os ensaios em bancada para obtenção das resistências e das indutâncias dos enrolamentos de campo e de armadura. São obtidas e analisadas as formas de onda das tensões induzidas nos enrolamentos da máquina e são realizados ensaios de conjugado estático em função da posição angular do rotor. Os resultados dos modelos analíticos, semi-analíticos e numéricos são comparados com os resultados experimentais para fim de validação dos modelos propostos nesta tese.

-E ao final, no capítulo 7, apresentam-se as Conclusões e Recomendações deste trabalho.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é abordada a revisão da literatura, dividida em: veículos elétricos, dinâmica veicular e ciclos de condução para estimar os requisitos do sistema de tração e máquinas elétricas sem ímãs para justificar a escolha da topologia utilizada neste trabalho. Em cada seção é apresentado o estado da arte correspondente e são discutidos aspectos que contribuíram para o desenvolvimento desta tese.

2.1 VEÍCULOS ELÉTRICOS

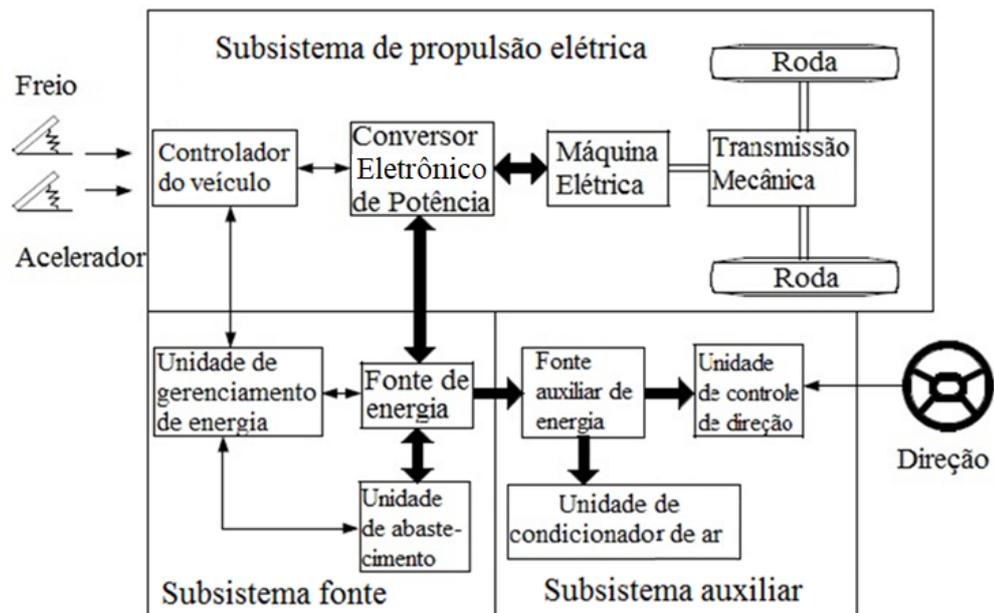
Os Veículos Elétricos (VE) são movidos por um sistema de tração elétrico que é composto de uma máquina elétrica alimentada por fonte de energia elétrica, como baterias ou células combustíveis. Os VEs têm diversas vantagens em relação aos veículos com motores de combustão interna (EHSANI *et al.*, 2018) (Canada, 2011):

- Eficiência energética - os veículos elétricos convertem cerca de 60% da energia obtida da rede elétrica em energia cinética frente aos veículos convencionais a gasolina que convertem apenas cerca de 20% da energia armazenada no combustível em energia nas rodas.
- Ambientalmente amigáveis - os VEs são silenciosos e não emitem poluentes diretamente, embora as usinas geradoras que produzam a energia elétrica que os alimenta possam produzir poluição como, por exemplo, as usinas térmicas.
- Benefícios de desempenho - os motores elétricos proporcionam operação silenciosa e suave, maior aceleração e exigem menos manutenção que os motores de combustão interna (MCIs).
- Custo/benefício - custos operacionais e de manutenção mais baixos do que os MCIs.

- Conveniência - possibilidade de carregar as baterias em casa, garagens e estacionamentos para veículos totalmente elétricos e híbridos que também são carregados na rede elétrica (*plug-in*).
- Reduzir a dependência energética - a energia elétrica pode ser obtida a partir de fontes renováveis de energia limpa.
- Oportunidade de fazer uma escolha "verde" e também carregar as baterias do veículo com energia elétrica obtida através micro geração de fontes renováveis, como a geração fotovoltaica e a eólica.

A Figura 1 mostra um sistema de tração elétrica. O sistema consiste em três principais subsistemas: propulsão, armazenamento de energia e sistema auxiliar de baixa tensão. O subsistema de tração é composto por uma máquina elétrica, inversor eletrônico de potência e um controlador.

Figura 1 – Configuração conceitual de um veículo elétrico.



Fonte: Adaptado de (EHSANI *et al.*, 2018).

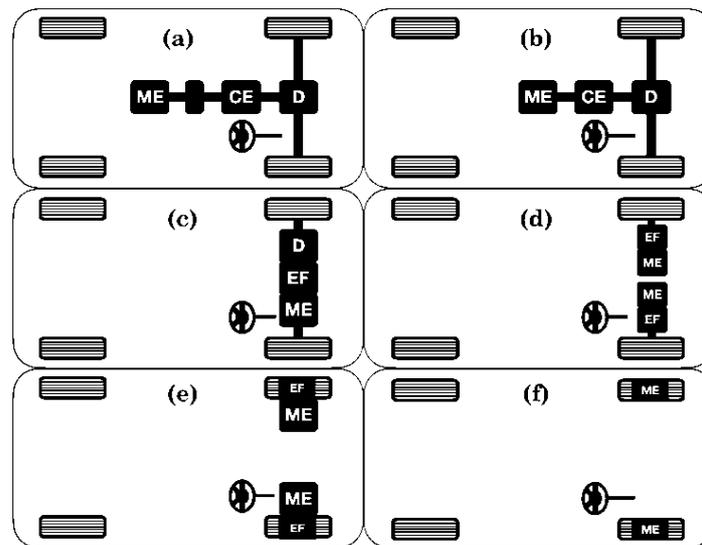
Um aspecto positivo das máquinas elétricas é a característica de conjugado constante em uma grande faixa de velocidades, e também de partir com conjugado máximo, ou seja, uma engrenagem fixa pode substituir o câmbio de multivelocidades e dispensar o uso de embreagem.

Essa configuração, mostrada na Figura 2, acaba simplificando a construção e reduzindo o custo de fabricação bem como reduz o tamanho e o peso da transmissão mecânica (EHSANI *et al.*, 2018).

Todo o sistema de tração se torna ainda mais simplificado e compacto: o diferencial mecânico é substituído por dois motores de tração, Figura 2; cada máquina aciona uma roda de cada lado e opera em velocidades diferentes quando o veículo realiza curvas (EHSANI *et al.*, 2018).

Ainda há a possibilidade de inserir a máquina dentro da roda. Esse arranjo é chamado *in-wheel*. Um conjunto de engrenagens planetárias pode ser empregado para reduzir a velocidade e aumentar o conjugado nas rodas. O conjunto de engrenagens planetárias oferece uma alta razão de redução de velocidade como também concentricidade dos eixos com a roda (EHSANI *et al.*, 2018). Por fim, pode-se retirar a redução mecânica e conectar o rotor da máquina diretamente à roda. Em suma, nessa topologia, para partir e acelerar o VEB é uma máquina de maior conjugado e de baixa velocidade.

Figura 2 – Possíveis configurações de veículos elétricos: (a) sistema de transmissão convencional com câmbio e embreagem; (b) transmissão de relação única sem a necessidade de embreagem; (c) diferencial e redução fixa integrados; (d) duas máquinas separadas e com redução planetária fixa nos seus eixos; (e) acionamento direto com dois motores separados e engrenagem fixa dentro da roda; (f) duas máquinas *in-wheel* separadas com baixa rotação diretamente da roda.



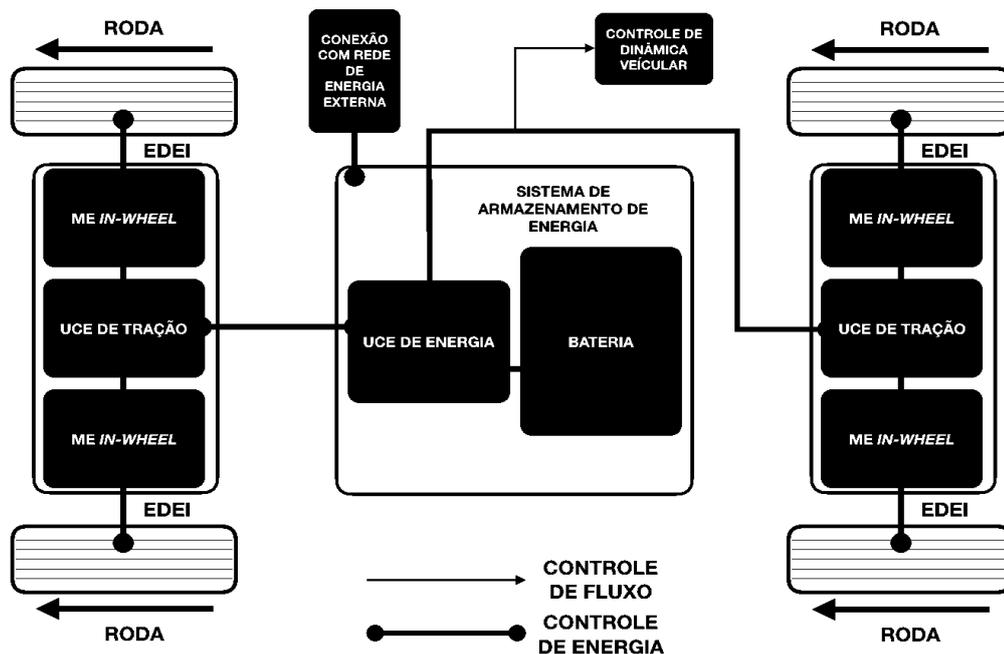
LEGENDA: D = DIFERENCIAL / CE = CAIXA DE ENGRANAGEM / ME = MOTOR ELÉTRICO / EF = ENGRANAGEM FIXA

Fonte: Adaptado de (EHSANI et al., 2018).

No âmbito da produção de veículos elétricos, a fabricação de veículos *in-wheel* acaba se restringindo a veículos destinados a competições. Muitos trabalhos foram realizados em prol de se desenvolver máquinas com baixa rotação e altíssimo conjugado, entretanto, essa é uma tarefa de alta complexidade devido à construção de máquinas não convencionais, limitação de espaço e dificuldade de controle independente de veículos multimotor (EHSANI *et al.*, 2010). O custo da máquina elétrica aumenta em sistemas de atuação direta em virtude de operar em baixas velocidades e necessitar de alto conjugado, que, por consequência, solicita maior volume ativo. Por outro lado, a adoção deste tipo de tração dispensa a redução mecânica, simplifica o projeto do veículo e reduz o peso. E essas são qualidades que endossam o projeto da máquina elétrica adequada ao ciclo de condução do veículo.

A Figura 3 apresenta um veículo elétrico com quatro motores elétricos localizados nas rodas. Cada máquina é conectada ao seu conversor e controlada pela unidade central de tração (FURTADO, 2016).

Figura 3 – Arquitetura geral de um VEB com 4 MEs *in-wheel*; EDEI significa eixo diferencial eletrônico integrado.



Fonte: Adaptado de (FURTADO, 2016).

2.1.1 Ciclos de Condução

Ao traçar um percurso de movimentação para um veículo há diferentes situações, as quais podem ocorrer em áreas urbanas, rurais ou rodovias.

Através de estudos, foram desenvolvidas situações limitadas que podem avaliar de modo aproximado e com certa confiança os perfis de rodagem geralmente encontrados nos percursos reais.

Os ciclos de condução, basicamente, fornecem um gráfico de velocidade e tempo, pelo qual é possível obter acelerações, gastos energéticos e aproximação das emissões de gases

nocivos (motivo inicial para elaboração dos ciclos de condução). Usando estes perfis, pode-se criar perfis novos para percursos mesclados como ciclos mistos cidade-estrada, ou em áreas rurais-urbano (MASRUR et al., 2018). Uma vez conhecido o ciclo de condução, é possível realizar simulações para um dado veículo e compreender as necessidades de potência, energia e de conjugado que o veículo demandará durante o uso (MASRUR et al., 2018).

Outro ponto importante é o tipo de veículo. Não se pode comparar o perfil de rodagem de um carro de passeio com um veículo de transporte público devido ao diferente comportamento de condução em função das partidas e frenagens nos trajetos. Segundo (MACIEL FILHO, 2013), que levantou o ciclo de condução da cidade de São Paulo, os ciclos padronizados, utilizados pelos veículos homologados não representam a situação real do Brasil uma vez que o objeto de estudo, veículos de transporte público, operam em baixas velocidades partindo e freando diversas vezes no trajeto e tem massa transportada variável.

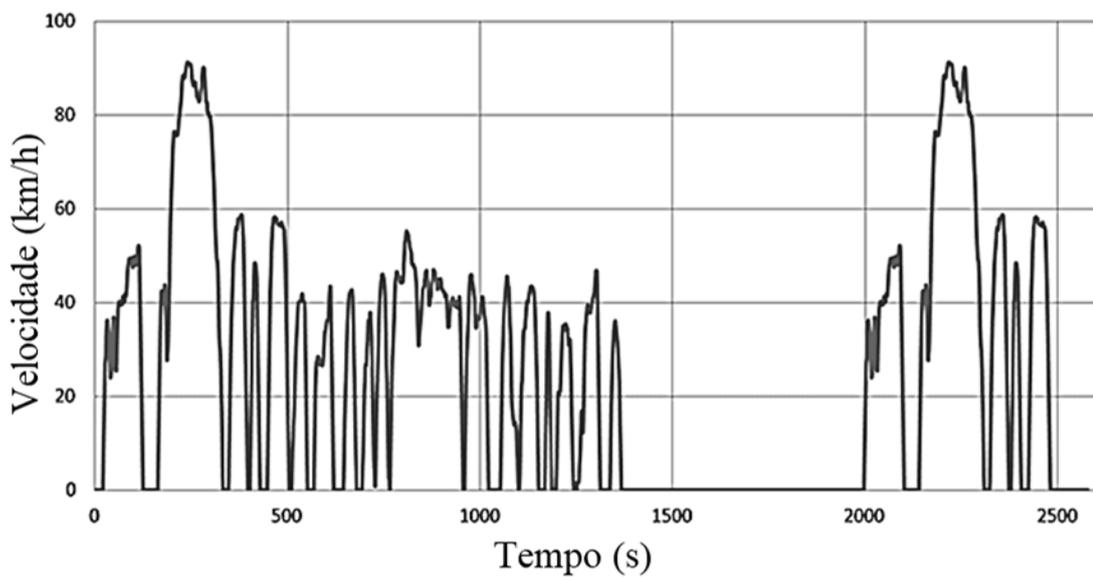
No projeto de otimização de uma máquina elétrica para VE por (CARRARO *et al.*, 2014), foram considerados ciclos urbano e suburbano em vez de utilizar poucos pontos de operação para obter os requisitos de projeto. Como resultado deste trabalho a melhor opção foi considerar um ciclo misto para operar em ambas regiões.

Cada país realiza de maneira diferente os procedimentos no que rege a certificação e estimativa de poluentes. No Brasil, é aplicada a norma SAE1 J2711 para os ciclos de condução com relação aos gastos energéticos de combustível, e ela aplica os ciclos padronizados através de dinamômetros de chassi (ROSO, 2016).

No Brasil cabe à Companhia de Tecnologia de Saneamento Ambiental (CETESB) com o programa de Controle da Poluição do Ar por Veículos Automotores (PROCONVE) e o programa Brasileiro de Etiquetagem Veicular (PVEB) aplicar os ciclos de condução norte americano US FTP-75 para teste de consumo e emissões em ciclos urbanos e HWFET

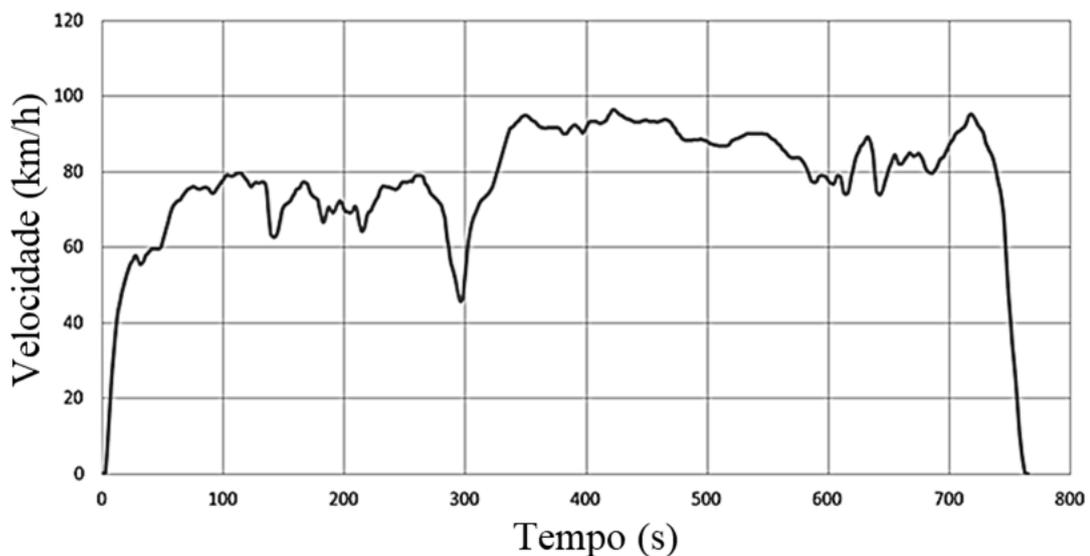
(*Highway Fuel Economy Test*) para consumo rodoviário presente na ABNT NBR 6601 e na NBR 7024 (ROSO, 2016). Para veículos elétricos e híbridos, a ABNT NBR 16567:2016 aplica os mesmos ciclos para consumo de combustível nos VEH e de energia nos VEB. Os ciclos de condução FTP-75 e HWFET são apresentados pela Figura 4 e Figura 5 respectivamente.

Figura 4 – Ciclo de Condução Urbano Brasil (FTP-75).



Fonte: Adaptado de (Dieselnet, 2015).

Figura 5 – Ciclo de Condução Rodoviário (HWFET).



Fonte: Adaptado de (Dieselnet, 2015).

Além dos ciclos citados, Figura 4 e Figura 5, existem outros ciclos para condução urbana com velocidades de até 50 km/h como o ECE 15 e ciclo para caracterizar uma cidade como Nova York NYCC (*New York City Cycle*).

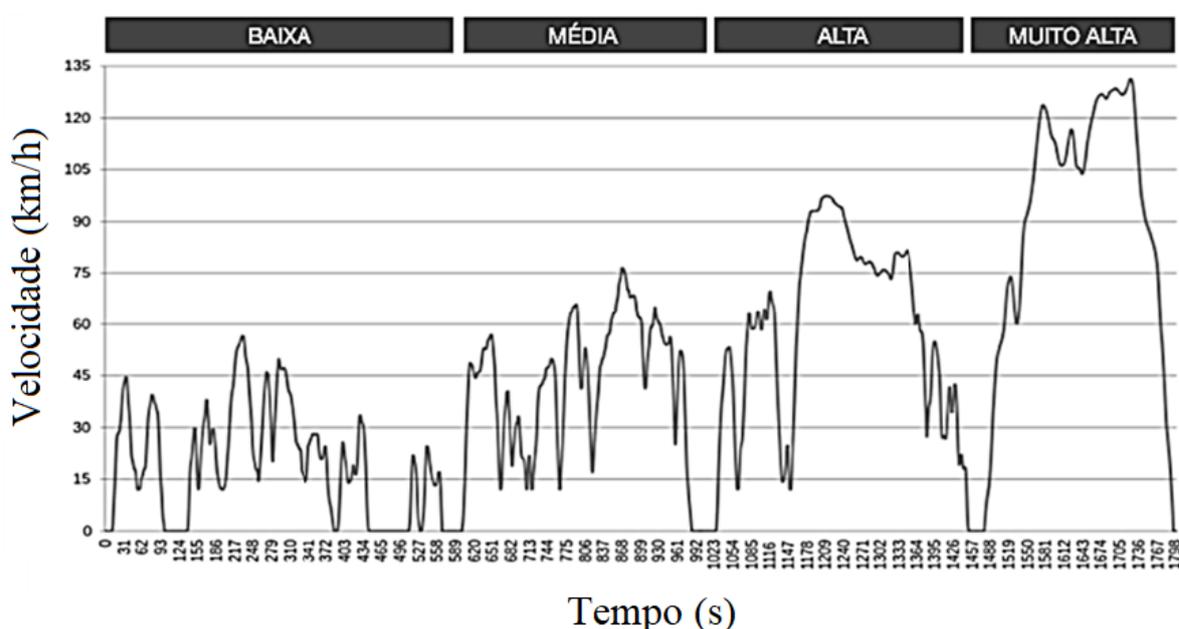
Entrou em vigor no ano de 2017 o procedimento de teste para veículos leves WLTP (*Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure*) devido a divergências dos ciclos normatizados locais e modais. O ciclo de condução WLTC (*World Harmonized Light Vehicles Test Cycle*) é destinado a veículos leves. Ele considera três ciclos diferentes que dependem da classe e que é função da potência e da massa do veículo, isto é, PMR (Relação Potência Massa do Veículo), em kW/Tonelada métrica:

- Classe 1 – veículos de baixa potência $PMR \leq 22$.
- Classe 2 – veículos com $22 < PMR \leq 34$.
- Classe 3 – veículos de alta potência com $PMR > 34$.

O ciclo propõe diferentes períodos a fim de representar o modo de funcionamento em vias lentas, rápidas e autoestradas. A duração é fixa para cada classe, contudo, os valores de velocidade/aceleração diferem (ARAÚJO, 2015).

O ciclo de condução apresentado na Figura 6 possui quatro períodos de velocidade: Baixa, Média, Alta e Muito Alta. Para veículos com velocidade máxima inferior a 135 km/h, o período de velocidade muito alta é substituído por período de baixa velocidade (ARAÚJO, 2015).

Figura 6 – Ciclo de condução transitório WLTC Classe 3.



Fonte: Adaptado de (ARAÚJO, 2015).

A Tabela 1 descreve os dados técnicos do ciclo WLTC onde o ciclo de baixa velocidade apresenta velocidade máxima de 56,5 km/h o que caracteriza bem um percurso urbano e o de média representa trechos com vias rápidas.

Tabela 1 – Características do ciclo WLTC Classe 3.

	Baixa	Média	Alta	Muito Alta	Total
Duração (s)	589	433	455	323	1800
Duração das passagens (s)	156	48	31	7	242
Distância (km)	3,095	4,756	7,158	8,254	23,262
Velocidade Média sem paradas (km/h)	25,3	44,5	60,7	94,0	53,5
Velocidade Média com paradas (km/h)	18,9	39,4	56,5	91,7	46,5
Velocidade máxima (km/h)	56,5	76,6	97,4	131,3	-
Aceleração máxima (m/s²)	1,6	1,6	1,7	1,1	-

Fonte: adaptado de (ARAÚJO, 2015)

Para um veículo elétrico leve de atuação direta na roda com motores *in-wheel* apresentado por (FURTADO, 2016), foram utilizados dois diferentes ciclos urbanos, um em regime permanente e outro em transitório. Foi avaliado o desempenho do VEB com configurações de

duas e quatro rodas com máquinas *in-wheel*. O autor conclui que a diferença de autonomia de dois para quatro motores é maior para o ciclo transitório, o que corrobora para análise do desempenho veicular frente a requisitos de projeto para suprir as necessidades de um VEB.

2.1.2 Motores Elétricos

A tendência mundial no aumento de eficiência energética se reflete nas aplicações dos sistemas de tração elétrica na indústria automotiva, particularmente nos acionamentos CA como sistemas de tração (VE). Vantagens recentes de materiais magnéticos de alta qualidade, dispositivos de estado sólido e microprocessadores têm contribuído para novos acionamentos elétricos de alto desempenho e de maior rendimento que usam motores elétricos atuais dedicados à tração veicular.

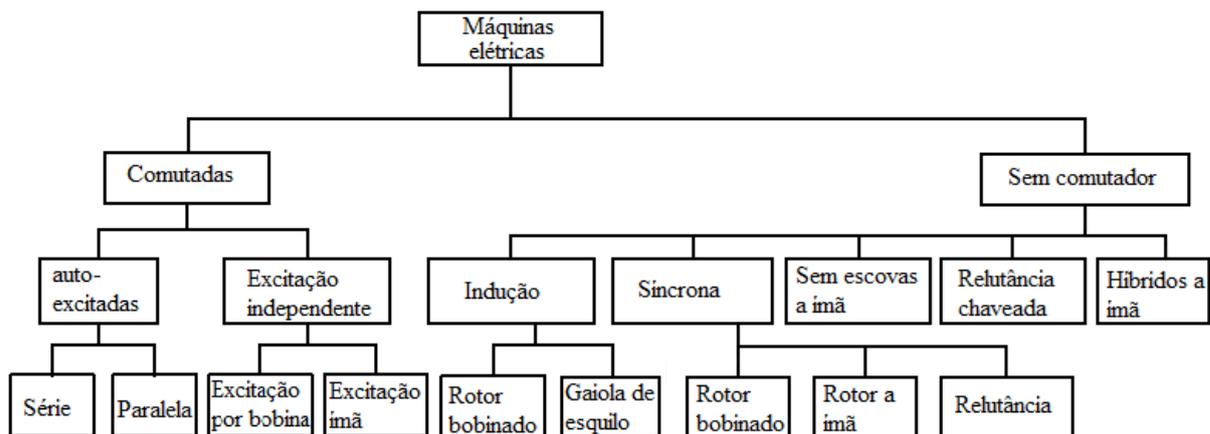
O motor elétrico é o ponto central do sistema de tração que converte energia elétrica em mecânica, e para esta aplicação devem atender os principais requisitos (EHSANI, 2018):

- Alta potência instantânea e alta densidade de potência.
- Alta densidade de conjugado com valores acima de 30 kN/m³.
- Alto conjugado em baixa velocidade e alta potência em alta velocidade.
- Ondulação de conjugado baixo, inferior a 5%.
- Ampla faixa de velocidade.
- Resposta dinâmica rápida.
- Alta eficiência em toda a faixa de velocidade com valores acima de 80 %.
- Alta eficiência no modo de interrupção regenerativa.
- Confiabilidade e robustez em diferentes modos de operação.
- Custo razoável.

Por outro lado, a escolha de acionamentos elétricos para sistemas de tração é geralmente determinada com base em três fatores dominantes: custo, peso e tamanho. Portanto, uma máquina elétrica leve, pequena e eficiente com custo razoável é o que se busca para aplicações de tração (EHSANI, 2018).

A evolução dos sistemas de propulsão elétrica tem sido afetada pelo crescimento de várias tecnologias, principalmente nas máquinas elétricas (CHAN, 2007). As aplicações de acionamentos de motores elétricos em VEBs são consideravelmente diferentes das industriais. As diferenças mudam em relação ao tipo de veículo e seus sistemas de tração e ciclos de condução. Os acionamentos utilizados nos VEBs geralmente requerem partidas e paradas, altas taxas de aceleração e desaceleração, alto conjugado em baixa velocidade para partida, baixo conjugado em alta velocidade para cruzeiro e ampla faixa de velocidade de operação. Para consideração, as máquinas elétricas na Figura 7 são divididas em grupos com comutadores e sem comutadores.

Figura 7 – Tipos de máquinas elétricas utilizadas em sistemas de tração.



Fonte: Adaptado de (EHSANI, 2018).

Cada tipo de máquina elétrica obedece a uma curva de conjugado e tem vantagens e desvantagens. A curva de carga de veículos elétricos parte do conjugado constante até a velocidade nominal e potência linearmente crescente. Atingida a velocidade nominal, o valor

de potência é mantido constante e para isto o conjugado deve diminuir. A Figura 8 apresenta os principais tipos de ME utilizados no VEB com os respectivos pontos positivos em verde, neutro em amarelo e ruim em vermelho frente às diversas relações desejáveis do trem de tração de um VEB. Para atuação direta na roda, as máquinas de ímãs permanentes de superfície e embutidos acabam operando com faixas de velocidade estreitas e têm dificuldades em operar acima da faixa nominal.

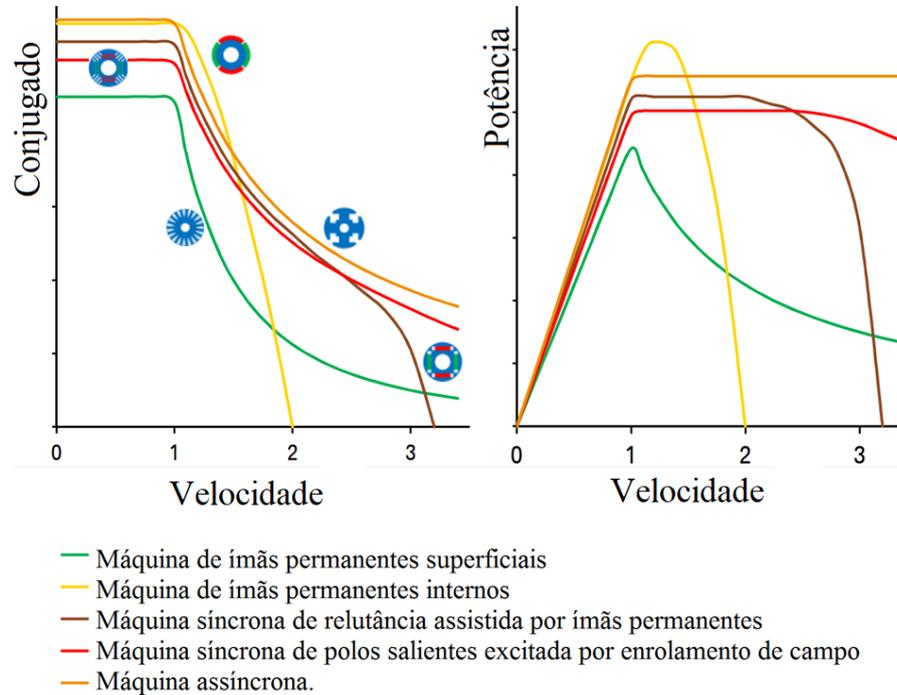
Figura 8 – Comparativo de diferentes topologias de máquinas elétricas.

	 Máquina de Ímãs Permanentes Superficiais	 Máquina de Ímãs Permanentes Internos	 Máquina Síncrona de Relutância assistida por ímãs permanentes (Híbrida)	 Máquina Síncrona de Polos salientes excitada por enrolamento de campo	 Máquina Assíncrona
Potência Constante Com Variação De Velocidade					
Relação Entre Conjugado E Corrente De Armadura					
Rendimento Em Toda A Faixa De Operação					
Peso					

Fonte: Adaptado de (MERWERTH, 2014).

A Figura 9 apresenta curvas de conjugado e potência dessas máquinas. A máquina com mais pontos em todos os quesitos apresentados pela figura 8 é a síncrona de relutância.

Figura 9 – Comparativo de diferentes topologias de máquinas elétricas para mesma corrente no estator.



Fonte: Adaptado de (MERWERTH, 2014).

Há uma série de tecnologias concorrentes e complementares de motores elétricos que são potencialmente utilizadas em sistemas comerciais de propulsão VEB. No entanto, entre elas, o custo e o rendimento são as duas características dominantes que podem influenciar a seleção dos motores elétricos. Recentemente, estabeleceu-se um grande interesse em utilizar novas alternativas nas indústrias automotivas para superar os desafios de preço e eficiência dos motores, e algumas dessas alternativas estão atualmente sob investigação para uso comercial. Em geral, os tipos de motores elétricos mais utilizadas nas indústrias automotivas atuais podem ser divididos da seguinte forma:

- máquina CC (em desuso atualmente);
- máquina de indução (MI);
- máquina síncrona (MS);

- máquina síncrona de ímã permanente (MSIP);
- máquina de relutância chaveada (MRC);
- máquina síncrona de relutância (MSR);
- máquina de relutância síncrona de fluxo variável (MRSFV).

A seleção da máquina elétrica para aplicação em veículos requer atenção especial à faixa de velocidade do motor de tração e à eficiência energética (Carraro *et al.*, 2014).

A Tabela 2 apresenta um resumo dos diferentes acionamentos de motores elétricos adotados nas indústrias automobilísticas atuais (EVSPECIFICATIONS, 2019).

Tabela 2 – Resumos dos diferentes MEs utilizados na indústria automotiva.

VEB	Máquina Elétrica	Quantidade de Motores	VEB	Máquina Elétrica	Quantidade de Motores
Peugeot e-208 GT	MSIP	1	NIO ES6	MI	2
Kia Soul EV	MSIP	1	BMW/ I3	MSIP	1
Mercedes-Benz EQC 400	MI	1	Renault Zoe	MSIP	1
Tesla/S	MI				
Tesla Model 3	MRC	1	Hyundai IONIQ Electric	MSIP	1
Chevrolet Bolt	MSIP	1	Nissan/ Leaf SL Plus	MS	1
Volkswagen e-up	MSIP	1	Audi Q4 e-tron	MSIP	2

Fonte: Adaptado de (EV SPECIFICATIONS, 2019).

De acordo com a Tabela 2, oito fabricantes adotam MSIP, três adotam o MI e um adota a máquina síncrona. Apesar das vantagens do motor de relutância, há dificuldade no acionamento e controle e menor densidade de conjugado em máquinas radiais de relutância em comparação às máquinas com ímãs permanentes e por isso se restringe a veículos de pequeno porte e não são empregados pelos principais fabricantes.

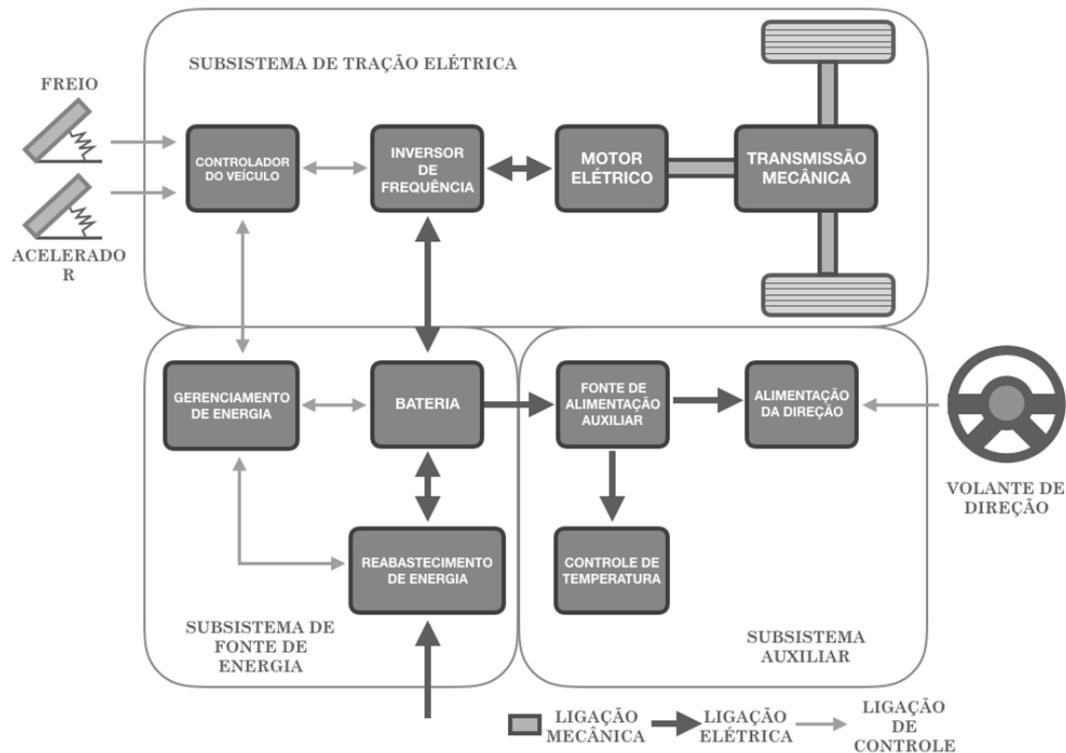
2.1.3 Componentes de um Veículo Elétrico

Nos primórdios da indústria automotiva, os primeiros veículos eram elétricos e utilizavam motores de corrente contínua (CC) para converter energia elétrica em mecânica no sistema de tração, de maneira que o armazenamento de energia era CC, e se fazia controle de corrente de campo e da armadura. Mais recentemente, utiliza-se controle PWM (*Modulação por Largura de Pulso*) de alta frequência alimentado pela tensão fornecida pela bateria (LARMINIE *et al.*, 2012).

Com o desenvolvimento dos dispositivos semicondutores e da eletrônica de potência há partir da década de 60, dispositivos de alta corrente puderam ser utilizados para converter a corrente de CC para CA de frequência e amplitude variáveis, permitindo a utilização de máquinas assíncronas de indução, máquinas síncronas de ímãs permanentes e de relutância (LARMINIE *et al.*, 2012).

A concepção conceitual de um VEB é apresentada na Figura 10 e consiste em três subsistemas: armazenamento, tração e auxiliar. O subsistema de armazenamento de energia é composto pelas baterias, unidade de gerenciamento e de carga. O subsistema de tração é composto pelo controlador, conversor de energia e máquina elétrica acoplada à transmissão para as rodas. Por último, o subsistema auxiliar é composto pela unidade de alimentação dos equipamentos de tensão 12 V do veículo como a direção, refrigeração e sistemas gerais dos veículos.

Figura 10 – Configuração conceitual de um VEB.



Fonte: Adaptado de (EHSANI et al., 2018).

2.1.4 Dinâmica do Movimento do Veículo Elétrico

A dinâmica automotiva é a parte da mecânica que relaciona todos os fatores externos que reagem com cada componente do veículo necessário à tração. É dividida substancialmente em dinâmica vertical, lateral e longitudinal. As dinâmicas lateral e vertical basicamente relacionam elementos de suspensão e como o corpo do veículo irá responder a alterações na via e durante as curvas, o que não está no escopo deste trabalho.

A dinâmica longitudinal, por outro lado, é a parte que será responsável por transformar o conjugado transmitido pela máquina elétrica em valores reais de velocidade e força de tração do veículo através de relações mecânicas que regulam o funcionamento das rodas, a interação entre estrutura (estrutura mais carroceria) e o ciclo de condução. Basicamente, o resultado da

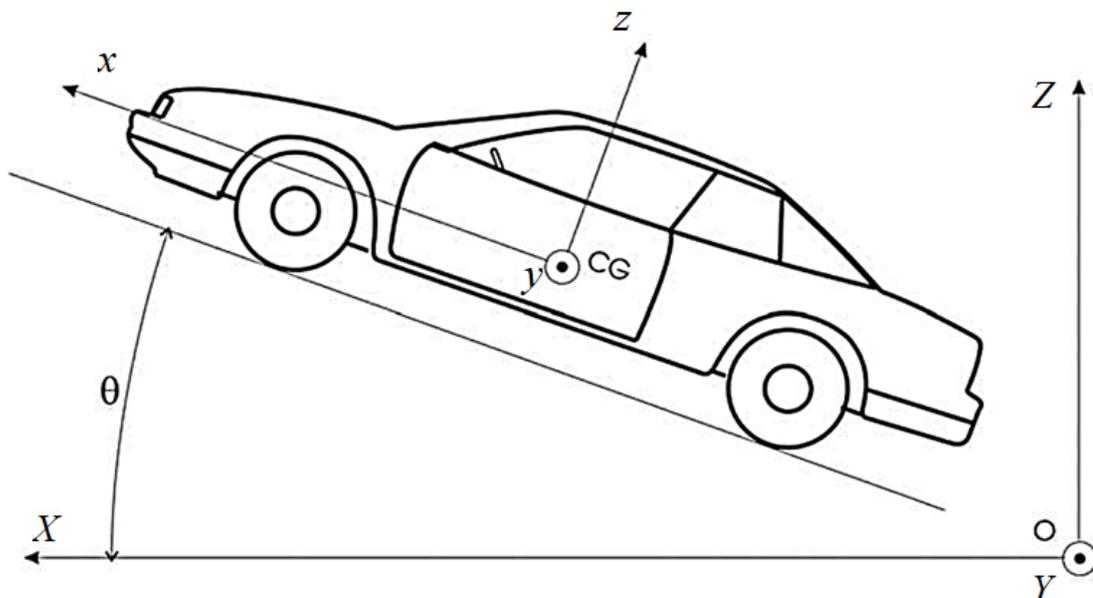
dinâmica longitudinal deve garantir que o ME consiga impulsionar o veículo em termos de força de tração para percorrer um ciclo de condução ou atender a requisitos de aceleração e velocidade (FURTADO, 2016).

Em suma, a partir dos dados mecânicos do veículo, é possível obter os requisitos de projeto do sistema de tração necessário ao veículo no qual o ME terá um perfil de comportamento de velocidade versus conjugado máximo que será capaz de suportar os tipos de cargas previstas.

2.1.5 Força Devida ao Aclive ou Declive

O ponto de partida da análise longitudinal da dinâmica de um veículo é a identificação de todas as forças que oferecem resistência ao movimento. O ME deve ser capaz de vencer estas forças e produzir uma velocidade constante. Um veículo inserido em uma posição inclinada é apresentado na Figura 11.

Figura 11 – Representação de um veículo em plano inclinado com eixo de coordenadas XYZ.



Fonte: Adaptado de (FURTADO, 2016).

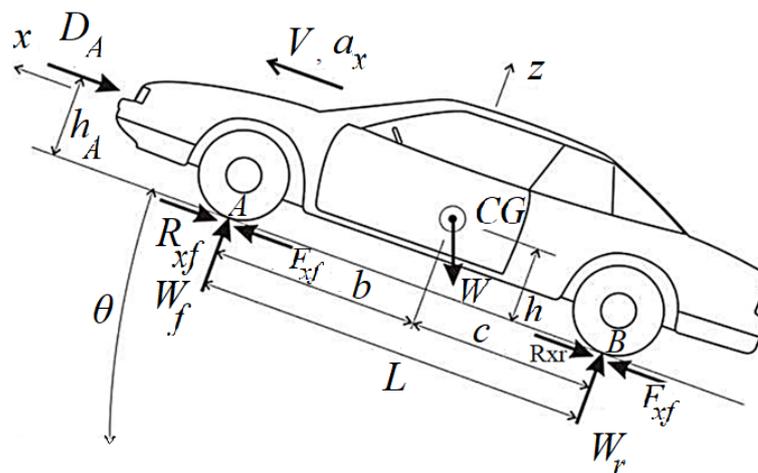
Para a elaboração do modelo são considerados:

- modelo com um grau de liberdade sem efeitos de oscilação;

- veículo rígido sem efeitos de deformação;
- contato entre as rodas e o piso sem escorregar;
- nenhuma força aerodinâmica existe nas direções Y e Z .

A Figura 12 apresenta todas as forças e dimensões úteis para descrever a dinâmica longitudinal do veículo.

Figura 12 – Representação das forças e dimensões úteis para a dinâmica longitudinal de um veículo.



Fonte: Adaptado de (FURTADO, 2016).

Considere-se que:

- W é o peso do veículo aplicado ao seu centro de gravidade (CG);
- h é a distância apenas do centro de gravidade em relação ao plano inclinado;
- F_{xf} e F_{xr} são as forças motrizes que são transmitidas às rodas;
- R_{xf} e R_{xr} são as forças de resistência ao rolamento;
- W_f e W_r são as forças de contato;
- b e c são o centro das distâncias de massa para as rodas dianteiras e traseiras respectivamente;

$-D_A$ é a força de arrasto aerodinâmico na direção x ;

$-h_A$ é a distância entre o solo e o ponto de aplicação do resultado das forças aerodinâmico na direção x .

Para cada componente de força será realizada uma explicação da origem e do seu efeito bem como é quantificada a atuação de cada componente na modelagem do veículo.

2.1.6 Força Peso

A força peso é uma força de interação entre duas massas e, neste caso, representa a atração gravitacional entre o planeta Terra e o veículo. Portanto, é uma força de valor constante no módulo e direção, sempre paralela à reta que une os centros de gravidade (CG) dos dois corpos. Este comportamento gera um efeito de projeção de força paralela a um plano inclinado. Nas equações abaixo, a massa M , a gravidade g e o vetor da força peso (W_x e W_z) no projeto tem duas componentes do sistema de referência do veículo, x , z e inclinação do plano θ da Figura 12.

$$W_x = -Mg \operatorname{sen}(\theta) \quad (1)$$

$$W_z = -Mg \operatorname{cos}(\theta) \quad (2)$$

O sinal de menos estabelece que para uma inclinação positiva, como na Figura 12, isto é, no sentido $+x$, uma força é geralmente gerada no sentido negativo dos eixos x e z .

2.1.7 Força de Resistência Aerodinâmica

A força aerodinâmica é um efeito resultante de distribuições irregulares de pressão ao redor do veículo. O ar presente no caminho do veículo deve desviar e passar ao redor do veículo onde estabelece um movimento relativo com ele. Essa passagem gera variações de velocidade

relativa do ar e, assim, de pressão de acordo com as equações de Bernoulli. A mudança de pressão, que não acontece simetricamente ao veículo, produz gradientes de pressão e forças resultantes adicionais na carroceria. A Figura 13 mostra o efeito do arrasto aerodinâmico (FURTADO, 2016).

Figura 13 – Representação do comportamento do arrasto aerodinâmico em uma carroceria.



Fonte: Adaptado de (FURTADO, 2016).

O que acontece em termos práticos é acumular massa de ar à baixa velocidade, na cor vermelha na frente da carroceria, e produzir alta velocidade no topo e na retaguarda criando a região de vácuo; depois de chegar a um nível de velocidade elevada, passará pelo que é chamado de desprendimento ou descolamento, que ocorre devido ao atrito na presença de altas velocidades e produz uma rejeição do vácuo atrás do carro; com isso, haverá uma força de arrasto. Esta força considerada concentrada a uma distância do solo é definida na Equação (3) (FURTADO, 2016).

$$D_A = 0,5C_D \rho A_F v^2 \quad (3)$$

onde:

- ρ é a densidade do fluido, considerado incompressível em kg/m^3 ;
- v é a velocidade do veículo em m/s ;
- A_F é área frontal do veículo onde incide o ar em m^2 ;

- C_D é um coeficiente de arrasto aerodinâmica é adimensional.

O coeficiente C_D dependerá da distribuição da pressão na carroceria. É calculado com base no coeficiente de Reynolds, a geometria do objeto e o fluido. Para construção de VE, questões aerodinâmicas são levadas em consideração para otimização do veículo e maximização da autonomia em virtude da relação quadrática desta força com a velocidade. Para um automóvel, um valor típico é $C_D = 0,3$, entretanto alguns projetos de veículos elétricos têm alcançado valores menores como 0,19. Outros tipos de veículos, tais como motocicletas e ônibus, inevitavelmente, têm valores muito maiores, e valores de C_D de cerca de 0,7 são mais típicos em tais casos (LARMINIE, 2012).

2.1.8 Força de Contato

A força de contato, também chamada de força normal, é uma força de interação molecular entre duas superfícies em contato e ocorre entre o pneu e a via. Representa para uma superfície o resultante das forças distribuídas, ou pressão, aplicada pela outra superfície, portanto será sempre perpendicular à superfície e ao veículo e proporcional ao peso. Como pode ser visto na Figura 14, estas forças não atuam na direção de avanço do veículo, contudo, há uma relação direta com a força de resistência ao rolamento e a força de tração (FURTADO, 2016).

A importância desta força é encontrada na relação que é chamada transferência de carga. Quando é aumentada a inclinação na direção positiva do sistema de referência utilizado, como num aclive, as rodas traseiras passam por uma aplicação de carga adicional, que, conseqüentemente, diminui a carga das rodas dianteiras que reduzem a aderência com o chão impactando a capacidade de tração ou frenagem do veículo quando ele passa da fricção estática para a cinemática. As relações que governam a transferência de carga dependem diretamente do momento que é gerado pelas forças aerodinâmicas e de inclinação. A partir do equilíbrio do

momento na roda dianteira e do equilíbrio das forças verticais, as Equações (4) e (5) descrevem o carro a uma velocidade constante, onde h e c é o centro de gravidade, h_a é a distância do solo do ponto de aplicação da força aerodinâmica e a força de atrito nas rodas dianteiras é W_f e W_r , respectivamente (FURTADO, 2016).

$$W_r L = D_A h_a + Mgh \sin(\theta) + Mg c \cos(\theta) \quad (4)$$

$$W_f + W_r = W_z = Mg \cos(\theta) \quad (5)$$

As Equações (4) e (5) mostram a importância do posicionamento correto do centro de gravidade e do estudo da carroceria no projeto para melhor posicionar a aplicação de resistências aerodinâmicas. A utilização de motorização com atuação direta colabora com mais espaço no veículo para gerenciar o melhor centro de gravidade do automóvel.

2.1.9 Força de Resistência ao Rolamento

A força de rolamento é principalmente devida ao atrito do pneu do veículo com o pavimento da via. A fricção em rolamentos e nos sistemas de câmbio ou reduções também tem contribuições (FURTADO, 2016).

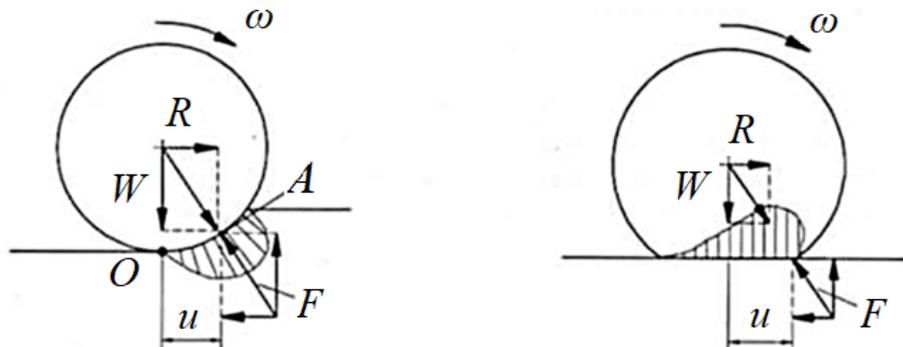
A força de rolamento é uma força de natureza mista e bastante complexa: flexão inelástica gerada na borracha; deformação do pneu e do solo, alterando a área de contato; geometria irregular do terreno pode aumentar a energia gasta por deslizamento ou fricção; efeitos aerodinâmicos retardam o movimento da roda, além de outros fenômenos menores. A força aerodinâmica pode ser negligenciada, se considerada como parte dos efeitos globais no tratamento do fenômeno, pois a resistência ao rolamento é aproximadamente constante e quase não depende da velocidade do veículo. A Figura 14 apresenta a distribuição de pressão na área de contato entre a roda e o solo quando a rodagem é realizada para diferentes deformações do terreno (FURTADO, 2016).

A hipótese de considerar efeitos combinados torna-se possível dada a simplificação equivalente da força de contato para os dois tipos de deformação. O coeficiente é definido pela Equação (6) para a resistência ao rolamento com base no raio da roda e a distância entre o ponto de aplicação da força resultante da pressão de contato e do ponto médio do círculo (representa, em outras palavras, o ponto de aplicação da força resultante no caso de uma roda estacionária) (FURTADO, 2016).

$$f_v = \frac{u}{r} \quad (6)$$

onde f_v é a coeficiente de resistência ao rolamento total em m/s, u é distância horizontal de deformação do pneu e r é raio da roda.

Figura 14 – Distribuição da pressão no contato de pneu e pavimentação considerando deformação no terreno e no pneu.



Fonte: Adaptado de (FURTADO, 2016).

A força de resistência ao rolamento, se definida como um conjugado resistente ao rolamento da roda gerado pela aplicação da força normal a uma distância u do centro, é equivalente a uma força aplicada radialmente à roda a uma distância do centro igual ao raio do círculo. Também ela pode destacar a relação entre a força vertical aplicada à roda e a força longitudinal através da relação subjacente, que representam, respectivamente, a força combinada das rodas dianteiras (R_{xf}) e traseiras (R_{xr}) (FURTADO, 2016).

$$R_{xf} = f_v W_f \quad (7)$$

$$R_{xr} = f_v W_r \quad (8)$$

O estudo do valor exato do coeficiente de resistência ao rolamento ou, em outras palavras, do valor da distância u , não é trivial. A condição de deformação, como já mencionado, depende de uma grande diversidade de fatores. No entanto, a grande maioria desses fenômenos pode ser modelada como uma função direta da velocidade sem grandes margens de erro. O que acontece, portanto, é o uso de um polinômio em função da velocidade que descreve o valor do coeficiente. Quando a precisão desejada é maior, o grau do polinômio também é maior. Para uma análise simplificada, um polinômio no segundo grau será suficiente como na equação (FURTADO, 2016)

$$f(v) = f_0 + f_2 v^2 \quad (9)$$

onde v é a velocidade em m/s e f_0 e f_2 são coeficientes tabelados e dependem do pneu e do solo.

2.1.10 Força Motriz

As forças motrizes representam as forças que se opõem ao movimento. O somatório destas forças é chamado de força de tração, que deve ser suficiente para superar ou dominar a resistência e definir o movimento adequado que ela sofre após nova aceleração do veículo. O ME, como já explicado, terá uma saída de potência mecânica na forma de movimento de rotação em vez de translação, mas a conversão de um conjugado imposto à roda é convertida em uma força tangencial com o solo (FURTADO, 2016).

Na atuação direta, o conjugado produzido em cada motor segue diretamente para as rodas e deve ser bem projetado, isto é, atingindo conjugado e velocidade requeridos pela aplicação em que será inserida, capaz de fornecer conjugado a diferentes velocidades com um elevado rendimento. Basicamente, em um ME, é preferível estabelecer uma região de potência constante

tão grande quanto possível para obter um mapa de rendimento com maior eficiência. Mas para esse comportamento ser possível, é conveniente utilizar enfraquecimento de fluxo magnético uma vez que o motor não necessita grandes valores de conjugado.

A máquina elétrica *in-wheel* é acoplada à roda diretamente na saída do rotor, isto é, a velocidade angular da roda é igual à do rotor, assim como o conjugado. Desta forma, a força tangencial na roda é calculada apenas dividindo conjugado pelo raio da roda considerando apenas para a hipótese de comportamento do pneu simplificado, ou seja, considerando um valor fixo de resistência ao rolamento (FURTADO, 2016).

2.1.11 Efeito Combinado

A partir das definições de todas as componentes de forças longitudinais que trabalham no veículo, é necessário criar o somatório equivalente e converter em conjugado resistente do ponto de vista do ME. Deste ponto de vista é possível prever o comportamento do veículo e desempenho para certo tipo de motorização, ou prever se o veículo é capaz de operar sob certas condições de inclinação ou velocidade para dado ME.

A Equação (10) apresenta o completo dimensionamento longitudinal do veículo (FURTADO, 2016).

$$M_{ap}a_x = F_{xf} + F_{xr} - R_{xf} - R_{xr} - D_A - Mgsen(\theta) \quad (10)$$

A equação acima define o movimento na direção X . As variáveis em questão são a massa aparente do veículo (M_{ap}), as duas forças nas rodas dianteiras e traseiras (F_{xf} e F_{xr}), as duas forças de resistência ao rolamento (R_{xf} e R_{xr}) e a velocidade do veículo. Aceleração na direção x (a_x) e velocidade (v) são consideradas para integração simples da equação (10); as forças motrizes são definidas pelo ME; o coeficiente de resistência ao rolamento (f_v) e a força aerodinâmica (D_A) são funções de velocidade (FURTADO, 2016).

Desta forma, pode-se definir a curvas de carga, seja a partir de valores estipulados como determinada aceleração e velocidade final, ou a partir de um ciclo de condução. Esta curva contém todas as forças que devem ser aplicadas pelo ME ou pelo sistema de freio; é constituída pela soma de todas as forças independentes que geram resistência ao avanço do veículo ou frenagem como funções de velocidade. Neste ponto, é conveniente analisar como cada uma das variáveis afeta a curva de carga (FURTADO, 2016):

- A força peso é independente e representa uma constante na construção da curva de carga. O efeito desta força é uma função direta do ângulo que, na ausência de inclinações, não gera forças de resistência, mesmo que indiretamente afete a força de contato e, conseqüentemente, a resistência ao rolamento; no entanto, quando há um aclive, a parte constante ($Mg \sin(\theta)$) aumenta proporcionalmente ao seno do ângulo.

- A força aerodinâmica é uma função quadrática da velocidade considerada como na relação simples já mencionada anteriormente, ou seja, quando aplicada simplificação, são negligenciadas a variação do coeficiente de arrasto e a temperatura juntamente com a hipótese de compressibilidade.

- A força de resistência ao rolamento varia com o coeficiente $f(v)$. Sendo o coeficiente f_2 muito pequeno em comparação com as outras dimensões consideradas, pouco varia o coeficiente global $f(v)$, mesmo que teoricamente fosse uma função quadrática da velocidade.

- Finalmente, a força de tração do veículo será uma função da derivada de velocidade e representa uma equação que pode ser aplicada a um ciclo de condução para se obter os requisitos de projeto de um sistema de tração. A força de inércia é considerada como uma função de uma quantidade chamada translação de massa aparente (Map); já (LARMINIE, 2012) considera apenas um aumento de 5% na massa do veículo para contemplar a força de inércia.

A massa aparente (M_{ap}), em vez de quantificar todos os valores de massa, também considera os valores de inércia dos motores elétricos (J_{motor}), das rodas (J_{roda}), raio das rodas (r_{roda}) e mecanismos de transmissão e diferenciais. É descrita pela Equação (11).

$$M_{ap} = M + \frac{(J_{motor} + J_{roda})}{r_{roda}^2} \quad (11)$$

Substancialmente, o efeito de inércia de rotação das rodas acarreta um aumento na massa. Isso é possível devido à hipótese de perfeita aderência e permitindo a relação da Equação (12).

$$a_x = \alpha r_{roda} \quad (12)$$

onde a_x é a aceleração em x , e α é a aceleração angular. A velocidade angular do rotor (ω) é dada pela Equação (13), onde G é o coeficiente de transmissão e a velocidade (v) é obtida a partir da integração da aceleração do veículo.

$$\omega = G \frac{v}{r_{roda}} \quad (13)$$

O conjugado (T_m) necessário ao sistema de tração é obtido a partir da Equação (14).

$$T_m = M_{ap} \alpha_x \frac{r_{roda}}{G} \quad (14)$$

Finalmente, a curva de conjugado deve estar acima da curva de resistência nas condições consideradas para assegurar que o veículo atenda a esses requisitos.

2.1.12 Motorização *In-Wheel*

A utilização de multimotores é típica de veículos elétricos e elimina o diferencial mecânico através da conexão de pelo menos dois MEs nas rodas tracionadas. São três topologias passíveis de implementação:

- Montagem de dois MEs no chassi e conectá-los em cada roda através de um semieixo, como pode ser observado na Figura 15 (b). Esta topologia permite um movimento livre das rodas sem que a massa e peso das máquinas interfiram na suspensão, ou seja, o peso da parte móvel ficará

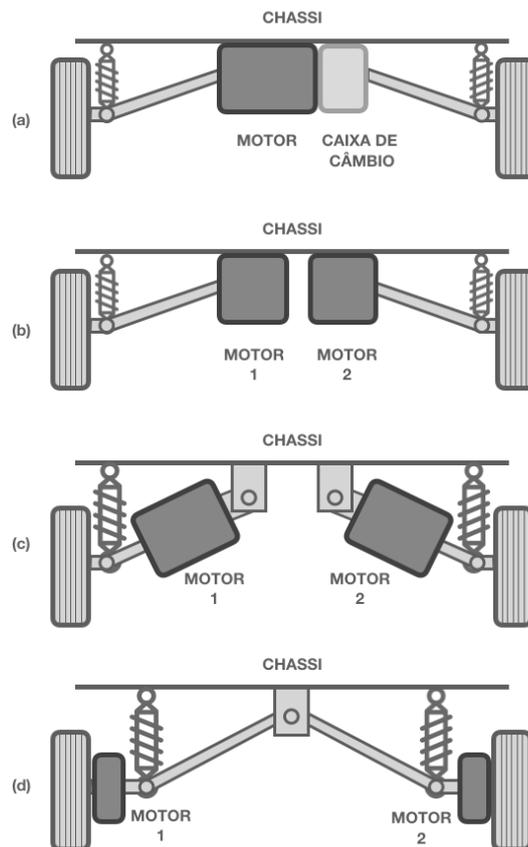
mais leve, as manutenções da suspensão e dos cubos de roda serão mais simples e também melhorará a dirigibilidade, pois os motores estão suspensos juntamente com a carroceria e chassi do veículo e isolados da suspensão (WESTBROOK, 2001).

- Na topologia com dois MEs apresentado pela Figura 15, cada motor é articulado em um lado do chassi com o eixo do motor diretamente conectado às rodas.

- Na última opção, apresentada pela Figura 15 (d), o ME é montado dentro de cada roda, com atuação direta; conhecida como motor *in-wheel*, esta topologia exige ME com alta densidade de potência e de conjugado por unidade de massa e volume em razão do pouco espaço disponível para alojar a máquina e a restrição de massa para ficar suspensa.

A atuação direta nas rodas não é uma ideia recente, já que, em 1900 e em 1902, Ferdinand Porsche projetou dois VEBs com motorização *in-wheel* (WESTBROOK, 2001).

Figura 15 – VEBs com maior número de MEs que se beneficiam da flexibilidade de número e posição dos motores elétricos: (a) Máquina única suspensa e integrada ao diferencial com caixa de engrenagens, (b) duas máquinas suspensas, (c) duas máquinas parcialmente suspensas, e (d) motores elétricos *in-wheel*.



Fonte: Adaptado de (WESTBROOK, 2001).

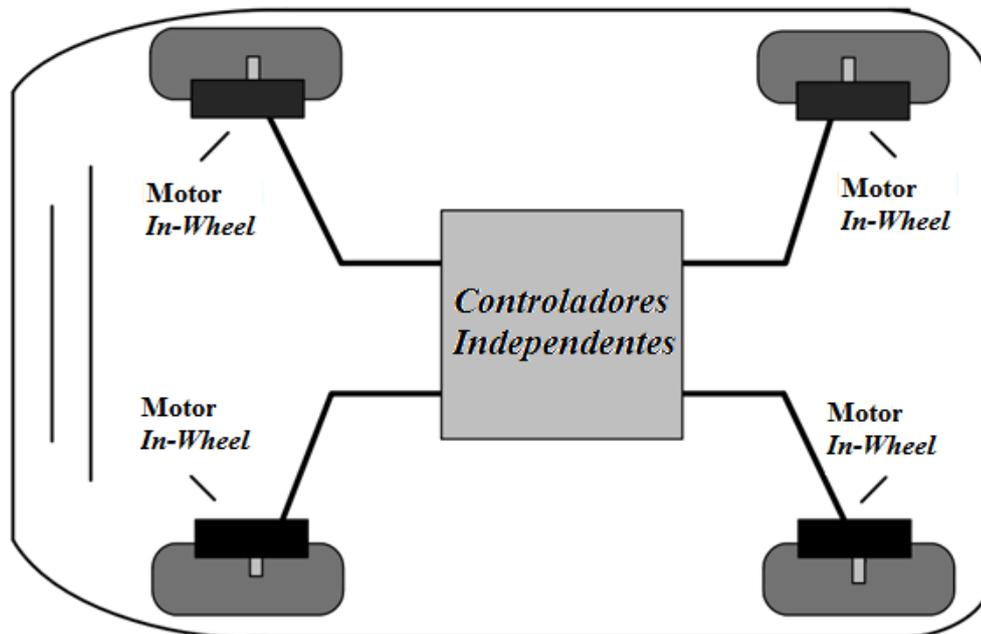
A questão do peso e eficiência da transmissão e do *powertrain* nos veículos leves terá maior impacto no desempenho e autonomia do que em outros veículos maiores. Em veículos leves, com pouca massa e sistema de tração de baixa potência, não ocorre sobrecarga da suspensão, dificuldade de manutenção, como ocorre em veículos maiores que pelos motivos citados utilizam motor central com redução. A configuração de acionamento direto na roda potencialmente oferece maior eficiência, espaço interno para o carro e melhor desempenho. A configuração proposta do sistema de transmissão, mostrada na Figura 16, se beneficia de menor

manutenção e operação com redução de ruídos devido à ausência de engrenagens. Devido ao controle independente de cada roda, oferece potenciais significativos para melhoria da manobrabilidade e controle do veículo.

Comumente são utilizadas máquinas síncronas de ímãs permanentes que são ideais para o motor de acionamento de ação direta devido à sua alta densidade de conjugado e alto rendimento, mas o preço de mercado de terras raras eleva o seu custo. Existem dois tipos de máquinas síncronas com relação à distribuição de densidade de fluxo magnético: fluxo radial e axial. Embora as máquinas de fluxo radial sejam as mais fabricadas, as máquinas de fluxo axial (AFPM) têm características distintas, tais como alta relação diâmetro e comprimento axial, o que as faz particularmente adequadas para incorporação na roda, e menor inércia do rotor que pode ser importante para a tração e aplicações de propulsão.

A fabricação de laminação é geralmente mais difícil para as máquinas de fluxo axial quando comparadas às de fluxo radial. Recentemente, grandes esforços foram empreendidos no avanço das tecnologias em máquinas de fluxo axial para aplicações em veículos elétricos. Foi utilizado compósito magnético macio (SMC) em vez de aço laminado (W. Fei *et al*, 2008). A máquina também emprega uma nova topologia de armadura segmentada (SAT), mas, em contrapartida, tem menor carregamento magnético e é mecanicamente mais frágil, quando comparada com uma que use aço laminado. Além disso, o SMC é mais caro que o aço laminado. A Figura 16 apresenta a proposta de (W. Fei *et al*, 2008) como um acionamento direto nas rodas com quatro máquinas de fluxo axial a ímãs permanentes.

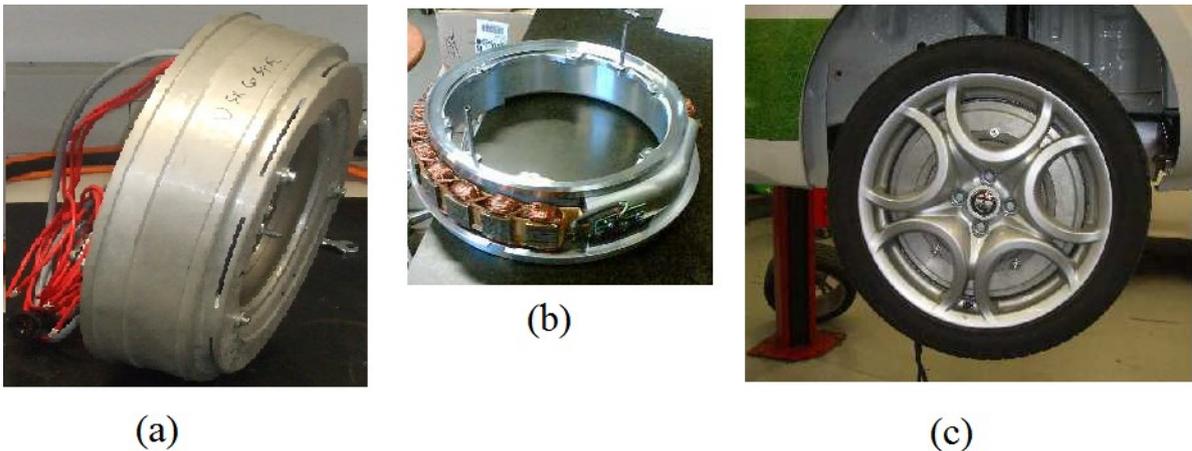
Figura 16 – Sistema de tração com atuação direta e controle independente.



Fonte: Adaptado de (W. FEI et al, 2008).

O trabalho de (FURTADO, 2016) implementou motorização de atuação direta e inserida na roda de um veículo elétrico leve e estudou a operação do veículo com o objetivo de introduzir novas lógicas de controle necessárias para o funcionamento da máquina *in-wheel* com controle independente nas duas rodas traseiras. Além da parte experimental e de caracterização dos motores, foi avaliado o comportamento térmico. Lógicas de controle térmico foram propostas e implementadas em simulações para obter desempenho de veículo virtual para uma variedade de ciclos de teste e parâmetros úteis a descrevê-lo. Os dados obtidos servem como base para a futura construção do protótipo real. O protótipo construído é apresentado na Figura 17.

Figura 17 – Motor *in-wheel* com rotor externo e grande preocupação com a refrigeração e controle de conjugado: (a) Máquina síncrona de ímãs permanentes com carcaça, (b) estator da máquina com enrolamento concentrado, (c) máquina montada com o cubo da roda, com o aro e pneu.



Fonte: (FURTADO, 2016).

Basicamente, foi necessário a utilização do diferencial eletrônico que denota a aplicação de conjugado individualmente para cada roda. Noutro aspecto, o motor *in-wheel* de rotor externo e estator interno aberto é criado em uma forma a não reduzir a eficiência, permitindo mais espaço para a montagem de todos os componentes do freio dentro do volume da máquina elétrica, detalhe importante que permite realizar a mesma alocação de espaço com máquinas de fluxo axial livres de ímãs e duplo rotor, como é proposto neste trabalho.

2.2 MÁQUINAS ELÉTRICAS SEM ÍMÃS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

O preço dos ímãs permanentes é flutuante. A China produz 97% dos ímãs permanentes de terras raras utilizados em aplicações veiculares e usa uma parcela crescente da produção para suas próprias necessidades (ZENG et al., 2018). A capacidade de maximizar a utilização de ímãs é primordial, assim como a investigação e o projeto para reduzir a necessidade ou mesmo

eliminar ímãs permanentes. Isso reduzirá a dependência de um fornecedor que domina o mercado e fornecerá meios para reduzir custos. A capacidade de usar instalações de produção existentes, em oposição ao desenvolvimento de uma operação de fabricação completamente nova, também é de importância considerável para se manter competitiva em relação a novas tecnologias.

A entrada bem-sucedida de VEs no mercado de transporte eletrificado requer aceitação do consumidor, mudança de infraestrutura e oferta de custo competitivo. Uma percepção importante sobre a aceitação do consumidor virá da reação do mercado. A reação do consumidor ao custo, ao tempo de carga e à autonomia do sistema de armazenamento ajudará a indicar o caminho a seguir para os fabricantes. Máquinas elétricas com alto rendimento e custo razoável nos sistemas de tração dos VEs têm um impacto positivo na autonomia do veículo, na vida útil do banco de bateria, na especificação do inversor, na capacidade do sistema de refrigeração, no peso total e no custo.

Em virtude disso, a escolha do motor para tração veicular é geralmente determinada pelos fabricantes com relação a três fatores dominantes: custo, peso e tamanho. Portanto, o projeto adequado da máquina de tração elétrica é crucial para os VEs, em que a maior densidade de conjugado e de potência e o preço razoável são os principais requisitos nas indústrias automobilísticas. No procedimento de projeto, a estimativa de tamanho adequado da máquina é um passo importante antes de tentar o desenho geométrico do núcleo do rotor e do estator. Isso é mais crucial em veículos de passageiros em que a compactação, o tamanho e o peso são de fato as limitações do projeto. Recentemente, uma redução de custo é o principal objetivo na estratégia de design de fabricante de veículos elétricos em escala mundial. Assim, novas topologias de ME de tração, como a máquina de relutância síncrona, na qual a geometria do

rotor pode eliminar ímãs caros e barras de alumínio ou cobre da estrutura do rotor, tornaram-se mais atraentes para aplicações automotivas.

2.2.1 Máquinas de Indução

A alta confiabilidade e a operação livre de manutenção são características requeridas para os motores elétricos de tração elétrica veicular. O acionamento do motor sem escovas torna-se a alternativa mais atraente para a tração nas indústrias automotivas. Entre eles, o acionamento do motor de indução é uma das tecnologias mais maduras, devido ao seu número de vantagens em relação à máquina de corrente contínua que foi primeiramente utilizada e ainda é utilizada nas eletrificações de carros a combustão interna de baixo custo e potência. Estas vantagens, que também são importantes para aplicações automotivas, podem ser resumidas como segue (SEYEDMORTEZA, 2015) (EHSANI, 2018):

- alta eficiência;
- baixo custo;
- razoável densidade de potência;
- robustez;
- capacidade de operar em ambientes hostis.

A máquina de indução é uma máquina CA assíncrona na qual o campo do estator e o rotor estão girando em velocidades diferentes. Em regime permanente, o escorregamento é geralmente pequeno e afeta a potência de saída e o conjugado desenvolvido pela máquina. MIs podem ser categorizadas em gaiola de esquilo e de rotor bobinado. O tipo mais comum usado para aplicações de tração elétrica é o rotor de gaiola de esquilo, enquanto o tipo rotor bobinado é menos atraente devido a seus maiores custos e exigências de manutenção. Na figura 18,

mostra-se a opção do fabricante de veículos elétricos Tesla por utilizar máquina de indução com rotor do tipo gaiola de cobre para obter menores perdas.

A Figura 18 (b) e a Figura 19 mostram uma configuração geral e uma característica típica de velocidade e conjugado do MI, respectivamente. O perfil de conjugado do MI apresenta uma operação de faixa de velocidade estendida sobre a base e o limite máximo de velocidade com potência constante que pode ser obtida pelo método de controle de enfraquecimento de campo. Esta propriedade é um dos principais requisitos dos sistemas de tração elétrica. No entanto, na velocidade crítica, o conjugado da máquina não consegue ser mantido, o que pode limitar a operação de potência constante.

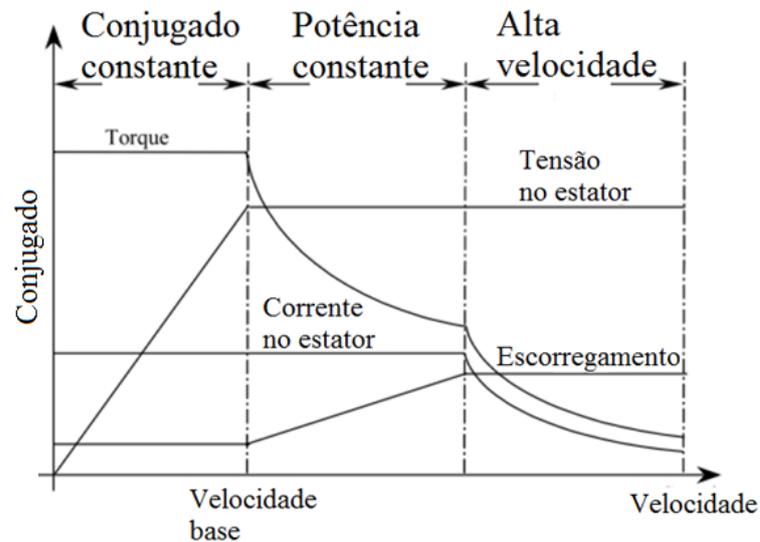
Figura 18 – Máquina de indução, (a) Rotor de gaiola cobreada que equipa o motor do Tesla Roadster, (b) Esboço simplificado dos componentes de um MI.



Fonte: Adaptado de (SARLIOGLU, 2015).

A Figura 19 apresenta o perfil de conjugado do conjunto da máquina com inversor para tração elétrica veicular que opera em três regimes. Primeiramente, limita a um valor máximo e constante de conjugado até atingir a velocidade nominal; após, segue com a potência constante; e, por último, reduz a corrente do estator para reduzir ainda mais o conjugado em operação de altas velocidades.

Figura 19 – Perfil de conjugado típico com conversor de uma máquina de indução.



Fonte: Adaptado de (SEYEDMORTEZA, 2015).

Para produção veicular, o custo de produção do rotor encarece muito o preço da máquina devido à necessidade de utilizar cobre para atingir densidade de potência e conjugado aceitáveis para tração veicular com perdas mais baixas. Neste quesito, o MI perde para as máquinas síncronas de relutância que têm o rotor mais robusto e mais barato no processo de fabricação.

2.2.2 Máquinas Síncronas de Relutância chaveada

A máquina de relutância chaveada, MRC, é geralmente composta por saliências no rotor e no estator com número de ranhuras distintas. O estator consiste em enrolamentos concêntricos simples e o rotor tem estrutura simples, sem enrolamentos, ímãs, comutadores ou escovas. O baixo momento de inércia do rotor da MRC causa uma resposta dinâmica rápida que leva a uma aceleração rápida. Tem alto conjugado de partida. O motor MRC é reconhecido por ter um forte potencial para aplicações de tração veicular devido aos seus numerosos méritos que estão resumidos a seguir (EHSANI *et al.*, 2018), (MAMEDE, 2016):

- baixo custo;

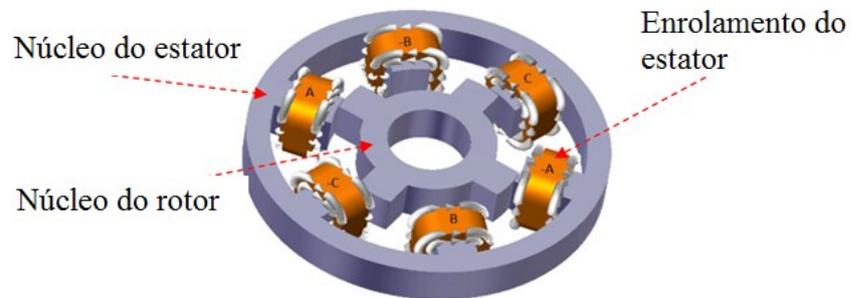
- ampla faixa de velocidade;
- alta eficiência;
- estrutura simples e robusta;
- simplicidade no controle;
- capacidade de operação de alta velocidade;
- confiabilidade;
- operação tolerante a falhas e topologia de conversor confiável;
- fácil de refrigerar e menos sensível à alta temperatura.

O MRC pode operar com ampla faixa de velocidade devido à sua curva de conjugado versus velocidade operar mais com potência constante que a máquina síncrona de ímãs permanentes. Esta máquina é capaz de operar em aplicações de velocidade variável, como VEs com atuação direta ou com redução fixa de velocidade.

Devido à sua estrutura de dupla saliência (rotor e estator), a relutância do caminho do fluxo magnético para cada enrolamento de fase varia com a posição do rotor. Além disso, como o MRC é comumente projetado para alto grau de saturação quando o rotor está alinhado com o estator para maior área do laço de fluxo magnético concatenado versus corrente de excitação (coenergia) e, conseqüentemente, maior conversão de energia (KRISHNAN, 2001). Assim, a indutância de fase é uma função da posição do rotor e da corrente de fase.

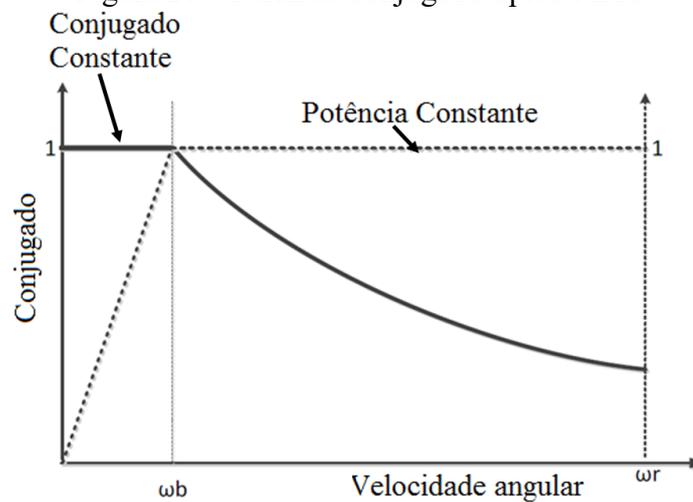
A Figura 20 e a Figura 21 mostram configuração geral e característica típica de conjugado por velocidade da MRC.

Figura 20 – Esboço simplificado de uma máquina de relutância chaveada MRC.



Fonte: Adaptado de (SEYEDMORTEZA, 2015).

Figura 21 – Perfil de conjugado típico MRC.



Fonte: Adaptado de (SEYEDMORTEZA, 2015).

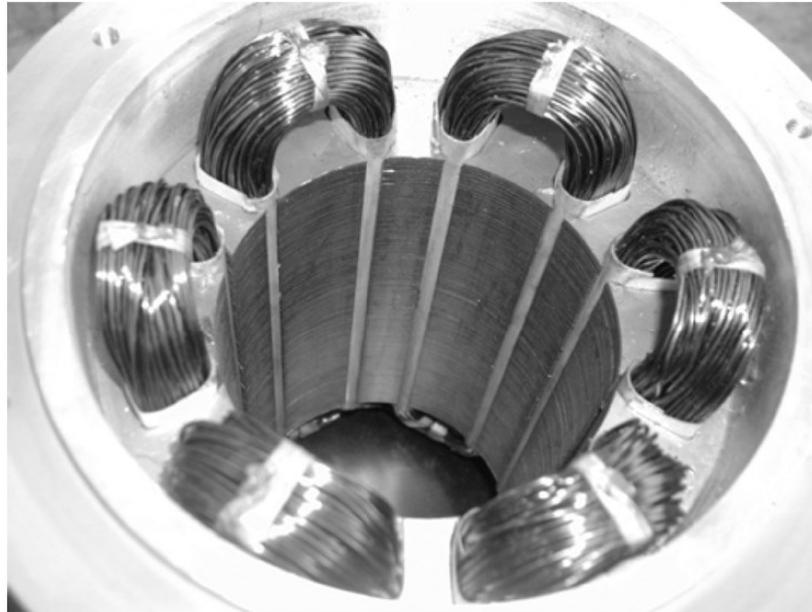
Apesar das excelentes características, a MRC sofre de desvantagens que podem ser resumidas da seguinte forma:

- elevada ondulação de conjugado;
- geração de ruído acústico;
- considerável ondulação de corrente de barramento CC;
- geração de ruído de interferência eletromagnética (EMI);
- topologia de conversor especial.

O trabalho de (VANDANA *et al.*, 2012) aborda o critério de projeto para alta performance das MRCs. Ele ressalta a vantagem de operar com maior temperatura e ter fabricação mais simples frente às máquinas síncronas de ímãs permanentes. Assume que ímãs permanentes são susceptíveis a vibrações. Ressalta que a escolha do número de polos do rotor e estator depende das aplicações. Máquinas com maior número de polos no rotor que o estator operam em maior conjugado com altas densidades de corrente no estator ($J > 20 \text{ A/mm}^2$, refrigeradas a água), se comparadas às máquinas convencionais com mais polos no estator que no rotor no mesmo carregamento elétrico. Para baixas densidades de corrente no estator ($J < 7 \text{ A/mm}^2$, refrigeradas a ar), as MRCs com mais polos no estator produzem mais conjugado. Com relação ao fator de potência do inversor, quanto mais aumenta número de polos no rotor, mais reduz o fator de potência como de 0,857 em 6s/4p e 0,75 na 6s/10p.

O trabalho de (MECROW *et al.*, 2004) propôs um estator com enrolamento concentrado de camada simples e múltiplos dentes segmentados com caminho mais curto de fluxo magnético. A Figura 22 apresenta o estator segmentado com dentes que, segundo o autor desse trabalho, tem o conjugado médio elevado em 40% em relação ao MRC tradicional, mas, ainda assim, permanece 24% abaixo daquele de uma máquina síncrona a ímãs permanentes.

Figura 22 – Máquina de relutância chaveada de múltiplos dentes 12S/8P com enrolamento concentrado de camada simples.



Fonte: Adaptado de (MECROW et al., 2004).

Para uso veicular, foram estudadas três combinações de números de polos no trabalho de (PETRUS *et al.* 2010): 10-8 5 fases, 8-6 quatro fases e 6-4 três fases. Foi escolhido a MRC pela ampla faixa de conjugado, baixo custo e confiabilidade. A escolha do número de polos foi fundamental para obter menor ondulação de conjugado na topologia de 5 fases, mas a contrapartida é o maior custo do conversor.

O uso *in-wheel* demanda ainda mais da maximização de conjugado e de redução de volume. O trabalho de (NIKAM *et al.*, 2012) sugere a utilização de 12 polos no estator e 26 no rotor, que deixa mais compacta a máquina devido à redução do fluxo por polo do rotor e, conseqüentemente, peças polares mais reduzidas. Em contrapartida, apresenta maior valor de conjugado para altas densidades de corrente na armadura e apresenta menor capacidade de sobrecarga.

2.2.3 Máquinas Síncronas de Relutância com Barreiras de Fluxo

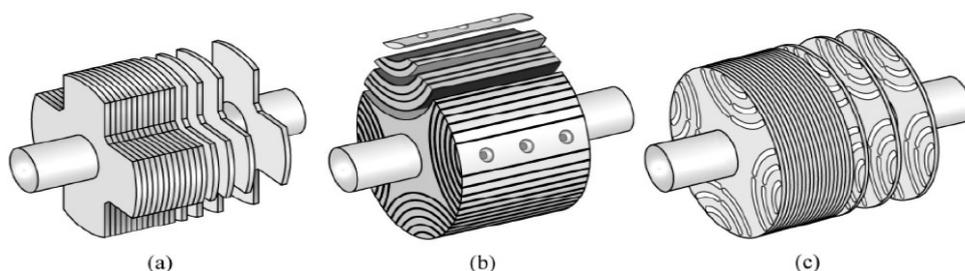
A máquina síncrona de relutância (MSR) não é um conceito novo. A primeira introdução teórica e técnica desta máquina com produção por conjugado de relutância e força magnetomotriz senoidal usando o estator de máquina de indução convencional foi idealizada por (KOSTKO, 1923).

A MSR é similar ao motor síncrono de polo saliente convencional, mas não possui um enrolamento de excitação no rotor. Nesta máquina, apenas o rotor é construído com barreiras de fluxo (ar) e segmentos (aço) em camadas. Com base na estrutura anisotrópica da geometria do rotor, o rotor da MSR pode ser colocado em três categorias diferentes:

- rotor simples tradicional;
- rotor anisotrópico laminado axialmente;
- rotor anisotrópico laminado transversalmente.

A Figura 23 mostra as três diferentes estruturas do rotor da MSR. O rotor tradicional é semelhante ao das máquinas de relutância chaveada e difere quanto ao estator que é trifásico de ranhura fechada. O rotor laminado axialmente é o mais utilizado devido à facilidade de construção através de corte a laser das ranhuras e é amplamente utilizado pela ABB (LENDENMANN *et al.*, 2015). O rotor laminado transversalmente oferece maior saliência, porém é de difícil construção.

Figura 23 – Diferentes tipos de rotor de uma MSR: (a) rotor tradicional com saliência, (b) rotor anisotrópico laminado axialmente, (c) rotor anisotrópico laminado transversalmente.



Fonte: Adaptado de (SEYEDMORTEZA, 2015).

As principais vantagens da MSR resultam da eliminação das perdas de cobre do rotor, o que permite maior conjugado do que um MI de mesmo tamanho, e a estrutura simples do rotor que leva a um custo menor comparado ao MI e a máquinas a ímãs permanentes. A solução de relutância síncrona representa uma alternativa possível aos inversores CA para tração. Em geral, as características importantes da MSR podem ser resumidas da seguinte forma (PELLEGRINO, 2016):

- baixo custo;
- alta eficiência;
- alta capacidade de conjugado por corrente;
- pouco sensível à temperatura de operação;
- simplicidade no controle e capacidade de enfraquecimento de campo;
- topologia idêntica para os circuitos de potência do estator e inversor para MI;
- capacidade de sobrecarga de tempo curto;
- estrutura simples e robusta;
- confiabilidade.

A MSR produz conjugado pela variação da relutância da máquina causada pela posição do rotor; portanto, o conjugado de relutância depende do efeito de saliência e é proporcional à diferença das indutâncias de magnetização ($L_d - L_q$) dos eixos transversal e direto (d-q) da máquina. Para maximizar o conjugado de saída desenvolvido pelo motor, é necessário aumentar a proporção de L_d sobre L_q . Esta proporção é a chave no projeto da máquina.

O interesse em usar a máquina de relutância síncrona para aplicações de tração está aumentando muito rapidamente devido ao fato de que esta classe da máquina elétrica é capaz de atender a maioria das características da MI, mas a um custo menor. Algumas desvantagens com relação à tração elétrica são importantes e estão resumidas abaixo:

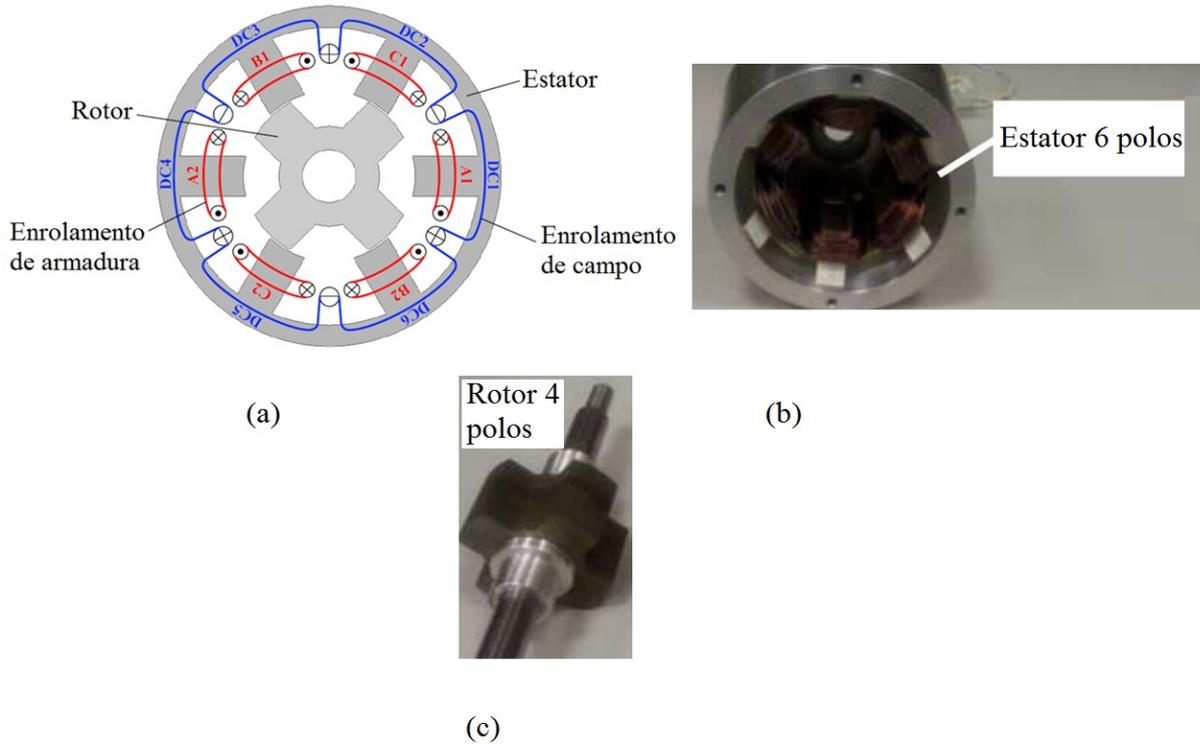
- baixo fator de potência (0,55-0,7);
- baixa faixa de velocidade;
- ondulação de conjugado.

Como as principais características de operação da MSR de alto desempenho dependem da estrutura anisotrópica do rotor, chamada de “Saliência”, a geometria do rotor é a principal preocupação para se obter um projeto adequado da máquina de relutância síncrona para aplicações de tração, com ênfase na otimização das barreiras de fluxo para máxima saliência com menor ondulação de conjugado. Para a construção de uma máquina de fluxo axial, como é o propósito desta tese, a concepção de rotor anisotrópico (com barreiras de fluxo) torna-se impraticável do ponto de vista prático; convém, pela simplicidade, utilizar o rotor convencional com saliência.

2.2.4 Máquinas Síncronas de Relutância com Dupla Alimentação

A máquina de relutância chaveada comuta em sequência as suas fases independentemente do sentido da corrente, e após a passagem do polo do rotor alinhado ao estator deverá acionar a fase seguinte; em suma, só produz conjugado com a variação da indutância em função da posição angular do rotor. No ponto que passa o alinhamento, se fosse realizada a comutação de fase, haveria um conjugado negativo, freando a máquina. Uma alternativa interessante é a adição de um enrolamento CC que fornece a excitação da máquina e um segundo enrolamento alimentado com CA senoidal. Na topologia apresentada pela Figura 24, há produção de conjugado positivo tanto com aumento quanto no decaimento da indutância e dessa forma aumentando a densidade de conjugado (HUANG et al., 2018).

Figura 24 – Máquina de fluxo variável com duplo enrolamento 6s/4p: (a) representação, (b) estator com seis polos e enrolamento CA e CC, (c) rotor com quatro polos.

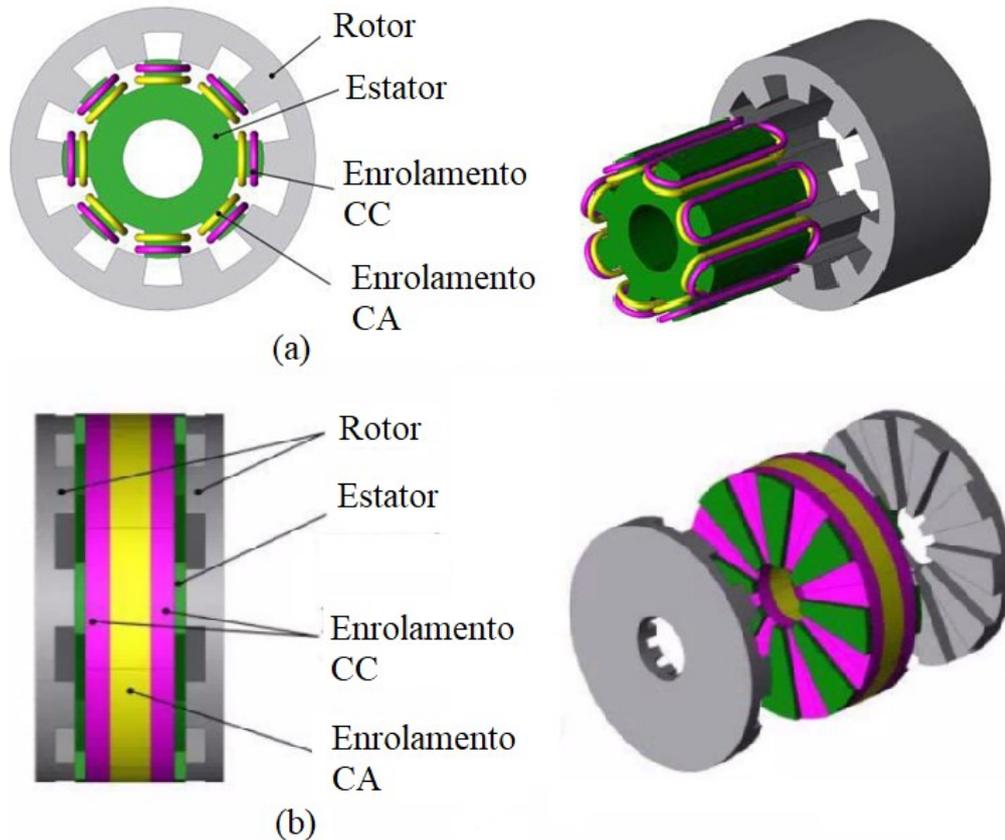


Fonte: Adaptado de (HUANG *et al.*, 2018).

A máquina estudada por (HUANG *et al.*, 2018) tem estrutura duplamente saliente, que é semelhante à máquina de relutância chaveada (MRC) e dois conjuntos de enrolamentos, isto é, armadura CA e enrolamentos de campo CC. Além das vantagens herdadas das MRCs, como o robusto rotor e enrolamentos compactos, apresenta ondulação de conjugado e ruído acústico significativamente menor que as MRC analisadas por (LIU *et al.*, 2012) e mais combinações possíveis de números de polos do rotor e do estator que as MSR. Além disso, a estrutura de enrolamento CC localizada no estator evita a exigência de anéis ou escovas.

Outro trabalho deste tipo de máquina realizado por (LEE *et al.*, 2014) se refere ao estudo por simulação e comparação entre topologias radial e axial para veículos elétricos, Figura 25.

Figura 25 – Máquinas de dupla alimentação de fluxo variável topologia 10s/8p e quatro fases: (a) Fluxo Radial, (b) Fluxo axial; ambas máquinas sem laminação.



Fonte: Adaptado de (LEE et al., 2014).

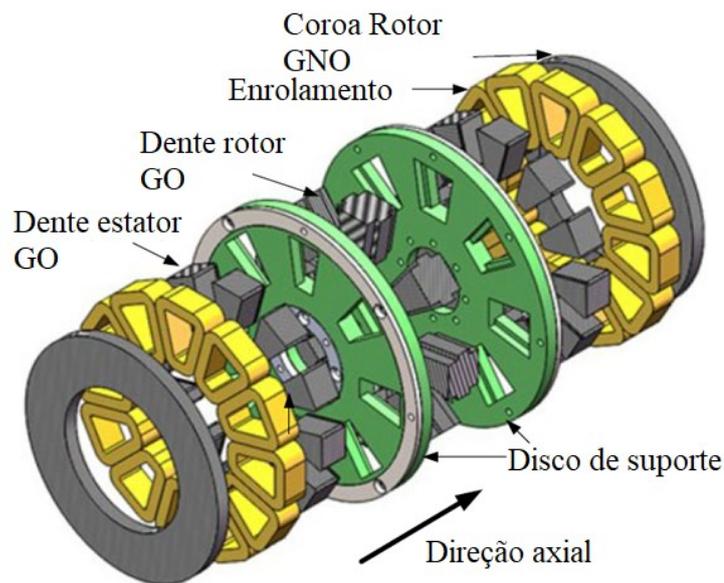
Nesse trabalho, a utilização de fluxo axial com duplo rotor aumentou em 100,7% o conjugado frente à topologia radial de único rotor. Outra observação de (LEE *et al.*, 2014) foi a redução da ondulação de conjugado de 33,5% para 19,7% na topologia axial.

2.2.5 Máquinas de Fluxo Axial sem Ímãs

No trabalho de (Ma *et al.*, 2017), Figura 26, foi estudada uma máquina síncrona de relutância chaveada de fluxo axial com duplo estator e rotor interno. A relevância deste trabalho está na utilização de materiais como grão orientado (GO) laminado na construção da máquina. Como resultado, o autor obteve aumento de 39,9 N para 48,5 N no conjugado máximo e a perda no ferro reduziu de 18,36 W para 16,10. O estudo da orientação de grão do aço silício é

fundamental ser realizado para não impactar negativamente no desempenho e nas perdas devido aos materiais GO não terem bom desempenho, se não se respeitar a direção correta da orientação dos domínios magnéticos.

Figura 26 – Vista explodida de máquina de relutância chaveada 12s/8p de fluxo axial.

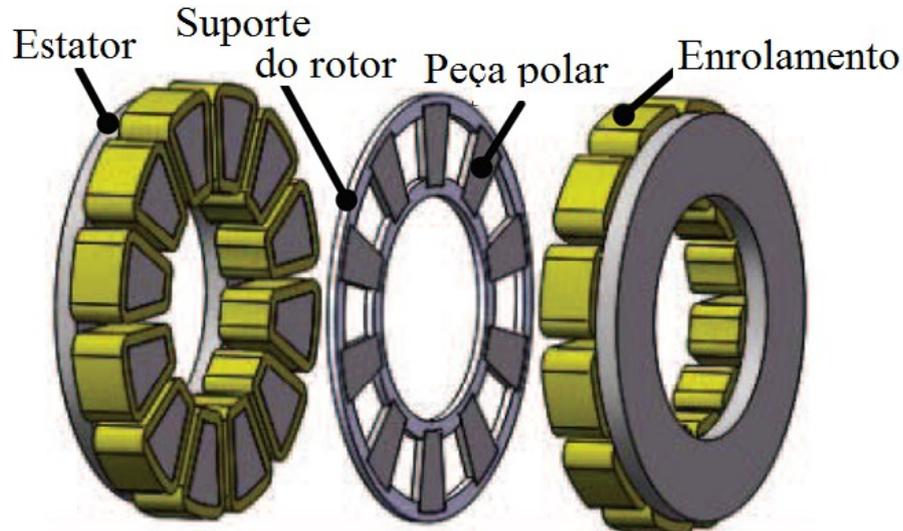


Fonte: Adaptado de (MA et al., 2017).

Um aspecto de inovação é realizar a construção de máquina com estator interno e rotores externos sem culatra no estator com GO (fluxo magnético somente no sentido axial nos dentes do rotor) laminado e laminação das cultras do rotor com GNO.

A Figura 27 apresenta uma máquina axial com duplo rotor e estator interno com enrolamento CA e enrolamento CC estudada por (XIAO *et al.*, 2015). O estudo tem por objetivo propor diferentes esquemas de bobinagem para esta topologia onde são avaliados o conjugado e ondulação de conjugado bem como forças axiais no rotor.

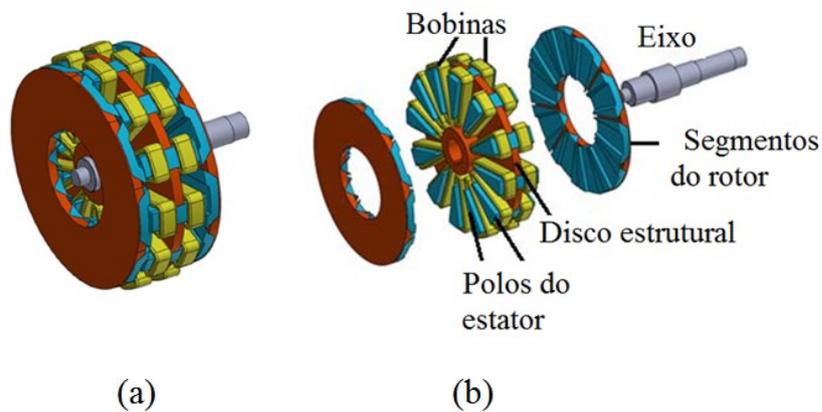
Figura 27 – Máquina de dupla alimentação de fluxo variável de duplo estator e rotor interno 12s/10p.



Fonte: Adaptado de (XIAO et al., 2015).

Na Figura 28, (ANDRADA *et al.*, 2017) apresenta uma máquina axial de relutância chaveada para utilização veicular com característica modular e atuação direta na roda. É composta por segmentos de polos que energizam as fases adjacentes e encurtam o caminho magnético pela culatra do rotor, estator e rotor construído com Somaloy 7003P.

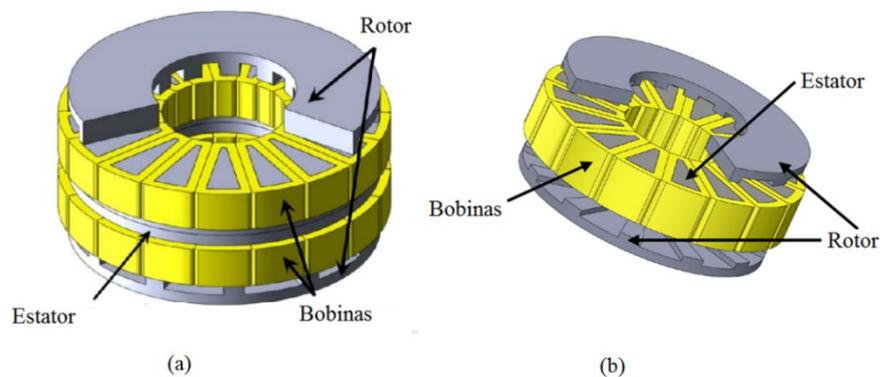
Figura 28 – Máquina de relutância chaveada de fluxo axial, modular e caminhos reduzidos de fluxo magnético no rotor 12s/10p: (a) Vista da máquina, (b) Vista explodida da máquina.



Fonte: Adaptado de (ANDRADA et al., 2017).

O trabalho de (SHIBAMOTO *et al.*, 2012) comparou uma máquina de relutância chaveada nas topologias radial, axial de um rotor e axial de duplo rotor frente à capacidade de fornecer conjugado e aplicou esta máquina em um veículo elétrico. A Figura 29 apresenta a configuração de 18s/12p e 16s/12p. A combinação com maior conjugado escolhida foi 18s/12p com conjugado nominal de 300 Nm e 300 rpm.

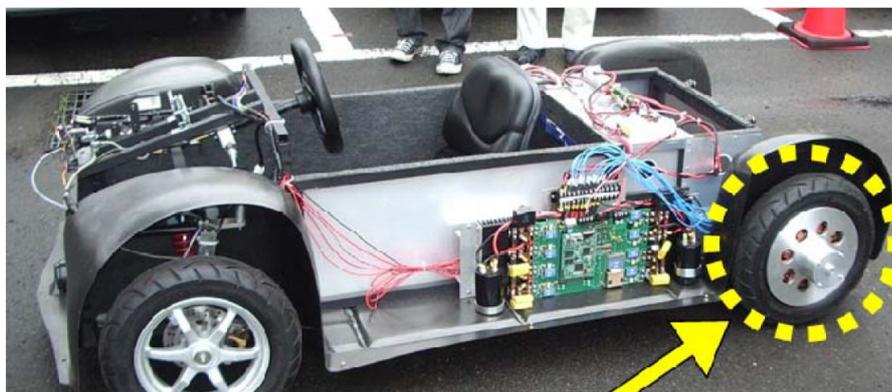
Figura 29 – Máquina de relutância chaveada de fluxo axial a) com duplo rotor e estator interno 18S 12P b) com duplo rotor e estator interno 16s /12p.



Fonte: Adaptado de (SHIBAMOTO *et al.*, 2012).

A Figura 30 apresenta o veículo elétrico de (Shibamoto *et al.*, 2012) para teste de sua máquina, onde a concepção de uso *in-wheel* é possível para máquinas sem ímãs permanentes.

Figura 30 – Veículo elétrico como motorização *in-wheel* com MRC 18s/12p.



Fonte: Adaptado de (SHIBAMOTO *et al.*, 2012).

A revisão bibliográfica aqui apresentada mostrou e comentou diversas topologias de máquinas elétricas sem ímãs que são viáveis para o propósito desta tese. A utilização em sistema

de tração urbano, de maneira que é possível projetar uma máquina com os aspectos positivos observados em outras topologias e construir um protótipo inovador, com uso de material laminado de grão orientado em máquina axial modular de estator *yokeless* duplamente alimentado com dois rotores. São características que oferecem uma máquina nova nas quais é construída e modelada neste trabalho.

3 METODOLOGIA DE PROJETO

Este capítulo aborda a metodologia de projeto para uma máquina síncrona de dupla alimentação com excitação CA e CC onde serão levantados os requisitos de projeto a partir de um ciclo de condução de um veículo elétrico com a definição da topologia, dimensionamento preliminar e modelagem analítica e semi-analítica da máquina.

3.1 DETERMINAÇÃO DOS REQUISITOS DE PROJETO

O ponto de partida desenvolvido por este autor são os dados de um veículo elétrico como massa, área frontal, relação de transmissão, diâmetro das rodas e coeficientes envolvidos (discutidos na seção 2.1), e o ciclo de condução que este veículo estará submetido para obter uma curva de conjugado por velocidade e, desta forma, obter conjugado, potência mecânica e velocidade do sistema de tração a ser desenvolvido. A Tabela 3 apresenta os dados necessários do veículo elétrico leve que são utilizados para obter os requisitos de projeto.

Tabela 3 – Dados veículo *Smart for Two*.
Modelo: *Smart for Two* VE

Massa (M)	780 kg
Massa com carga (M_{ap})	940 kg
Coefficiente de arrasto aerodinâmico (C_D)	0,29
Área frontal (A_F)	1,95 m ²
Coefficiente de resistência ao rolamento (f_v)	0,007
Relação de transmissão (G)	1:1
Raio total da roda (r_{roda})	0,26 m

Fonte: Adaptado de (SMART, 2019).

A Figura 31 apresenta o veículo. É possível notar que se trata de um veículo exclusivamente urbano e por isso foi escolhido para esta tese. O propósito é elaborar o projeto de motor de atuação direta inserido dentro de cada roda, totalizando quatro máquinas. A utilização de quatro motores nesta proposta reduz o volume de cada máquina, e ainda é possível o controle de estabilidade com acionamento independente nas quatro rodas.

Figura 31 – Fotografia do veículo elétrico *Smart for Two*.

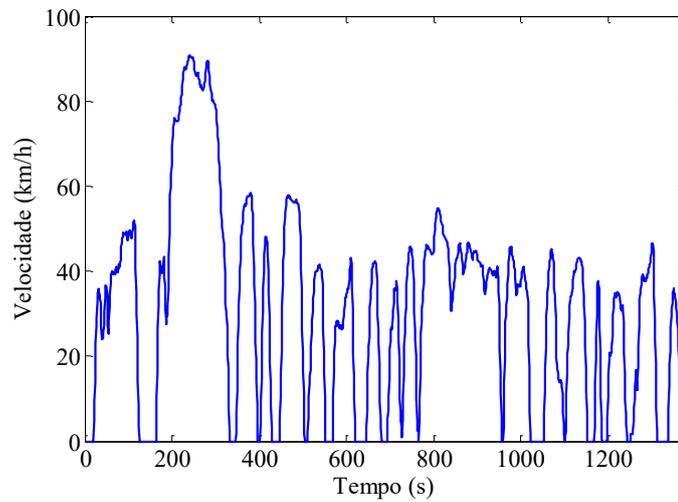


Fonte: Adaptado de (SMART, 2019).

Outra variável de entrada é o ciclo de condução proposto para o veículo. Foi utilizado o ciclo FTP 75 para que o veículo possa circular em vias de trânsito rápido nos centros urbanos e código em Matlab desenvolvido por (WILTUSCHNIG, 2016) que a partir dos coeficientes mecânicos de um veículo e do ciclo de condução utilizado obtém os requisitos de projeto do sistema de tração do veículo.

O ciclo é apresentado na Figura 32, e uma característica é a velocidade máxima de 90,4 km/h para vias rápidas e velocidade média de 50,1 km/h.

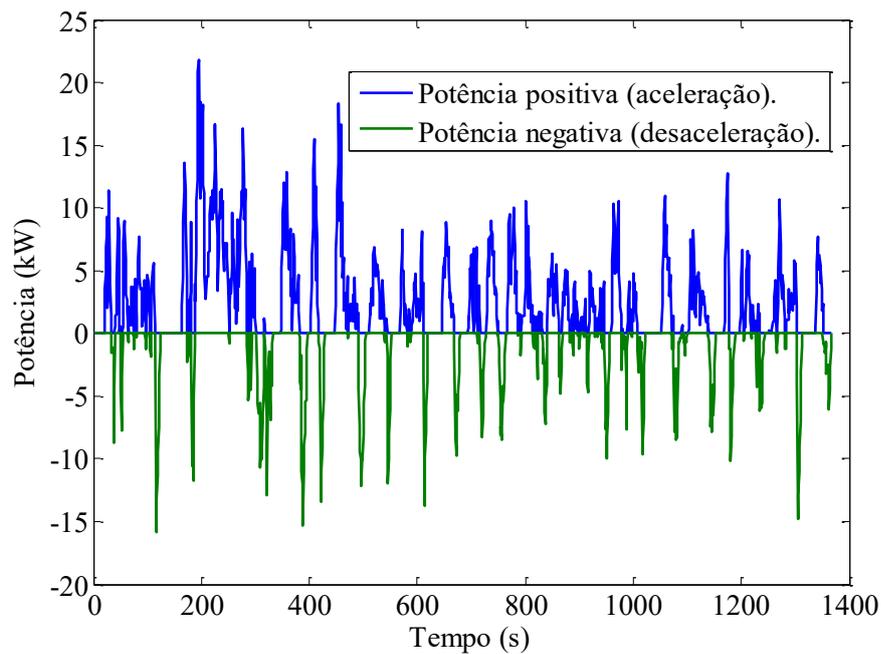
Figura 32 – Ciclo de condução FTP 75 utilizado para levantar os requisitos de projeto.



Fonte: Adaptado de (Dieselnet, 2015).

A Figura 33 apresenta a curva de potência de tração total elétrica para percorrer o ciclo de condução com os coeficientes mecânicos do *Smart For Two*, onde é possível visualizar que não é constante o regime de trabalho do motor, além disso, nas frenagens e desacelerações é possível a regeneração de energia.

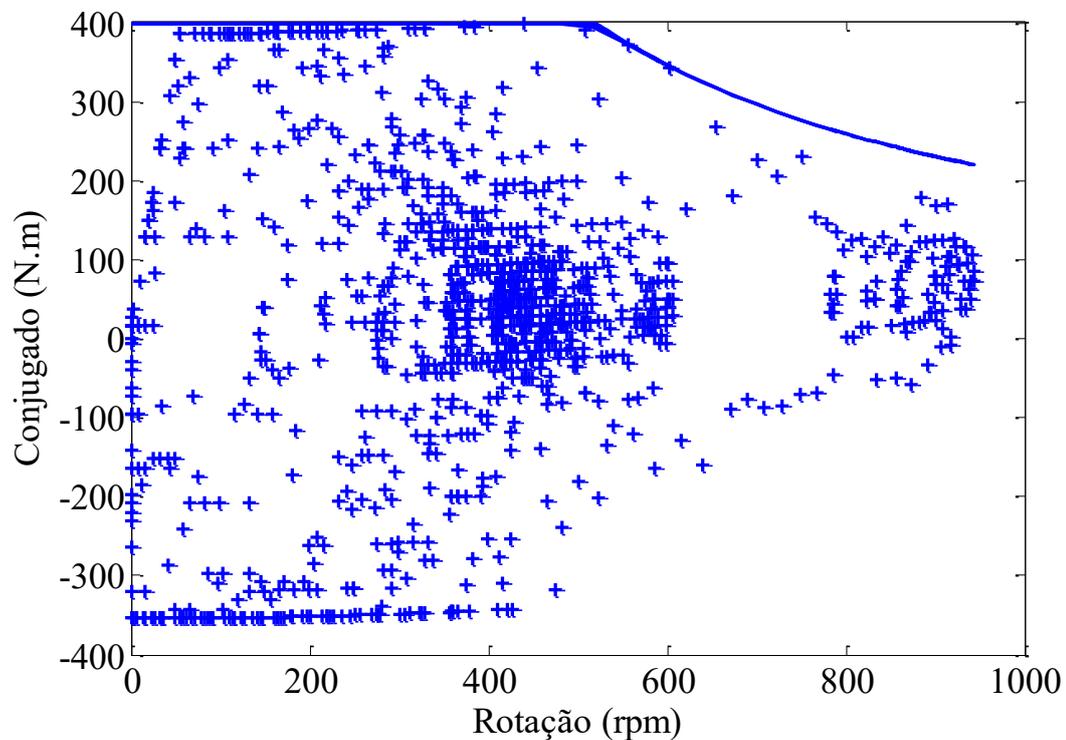
Figura 33 – Curva de potência exigida para o ciclo FTP 75.



Fonte: Adaptado de (Dieselnet, 2015).

A partir da diferenciação da equação da dinâmica veicular sobre o ciclo de condução, é possível, a partir da Figura 34, obter pontos de conjugado por velocidade e levantar a curva de conjugado do sistema de tração total do veículo composto por quatro máquinas elétricas. A Figura 34 apresenta a etapa de conjugado constante de 400 Nm até a velocidade base de 521 rpm e define os requisitos de projeto para esta tese com quatro motores de 100 Nm de conjugado nominal. A partir daí a velocidade aumenta até 943 rpm, mantendo a potência constante. Uma vantagem das máquinas de relutância variável é a operação em ampla faixa de velocidade, uma vez que, com o menor tamanho de máquina é possível cobrir todos os pontos de conjugado de alta velocidade. Em máquinas de ímãs permanentes é mais difícil cobrir velocidades acima das nominais e necessita de máquina maior ou de técnicas de enfraquecimento de campo.

Figura 34 – Curva de conjugado por rotação do Smart for Two percorrer o ciclo de condução FTP 75.



Fonte: o autor.

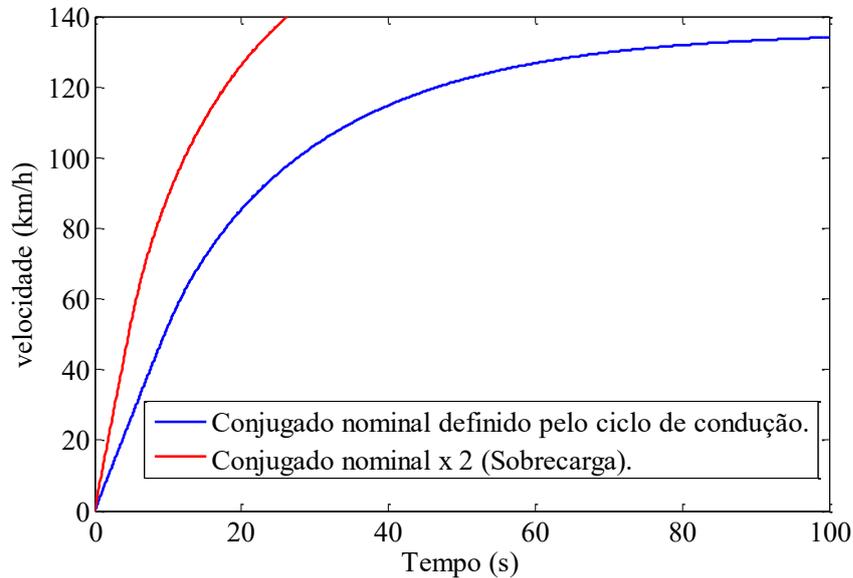
Com os dados apresentados na Figura 34 é possível obter os requisitos de projeto para as quatro máquinas do sistema de tração do veículo. Como as máquinas são de atuação direta, sem redução mecânica, é necessário maior conjugado e, dividindo-se em múltiplos motores, não ocorre a limitação de espaço, ou seja, cada máquina requer $\frac{1}{4}$ do volume em comparação a um sistema de tração com uma única máquina elétrica. A Tabela 4 foi elaborada a partir da Figura 34 e apresenta o resumo dos dados necessários como valor de entrada do dimensionamento do volume ativo, dos polos do rotor e estator etc.

Tabela 4 – Dados necessários à máquina para tração no ciclo de condução FTP 75.

Especificação	Valor	Unidade
Conjugado nominal	99,85	Nm
Potência	5,45	kW
Rotação base	521	rpm
Rotação máxima	943	rpm

A partir dos requisitos fornecidos pela Tabela 4, é possível traçar o desempenho de aceleração aproximado do *Smart for Two* com o sistema de tração proposto com quatro motores *in-wheel*. A Figura 35 apresenta a curva de velocidade por tempo. É possível visualizar aceleração do veículo com conjugado nominal e com o dobro do conjugado nominal através do código em Matlab desenvolvido por (WILTUSCHNIG, 2016). O veículo atinge a velocidade de 100 km/h em 27,6 s na condição nominal e 12,2 s na condição de sobrecarga, que, em comparação, é equivalente ao desempenho de automóveis de combustão interna com motor de 1400 cm³ a 1600 cm³.

Figura 35 – Curva de velocidade pelo tempo do *Smart for Two* com quatro máquinas *in-wheel* na condição nominal e de sobrecarga.



Fonte: o autor.

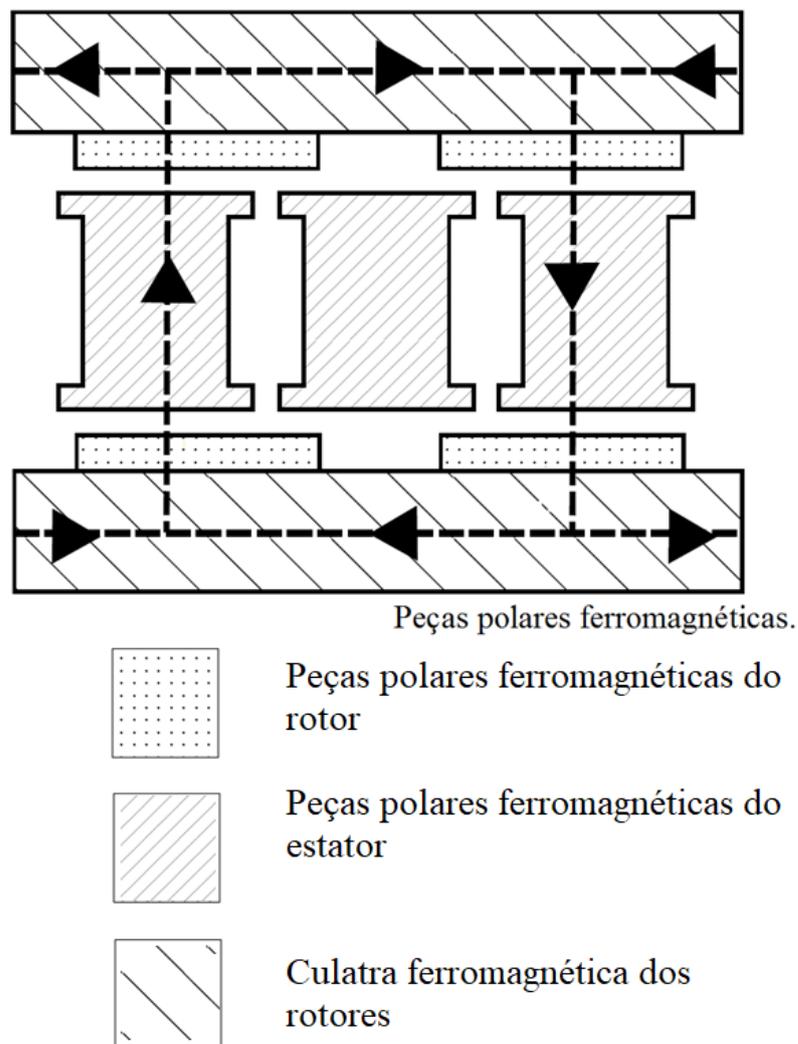
3.2 DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA DA MÁQUINA

A partir da revisão bibliográfica realizada neste trabalho, foram analisados diversos trabalhos, e alguns deles abordam sistemas de tração veiculares e também de atuação direta. Ficou claro que o objetivo principal é aumentar a densidade de conjugado e de potência, o que, naturalmente, as máquinas sem ímãs permanentes perdem frente às máquinas de ímãs permanentes. Para tanto, o uso da topologia de fluxo axial se tornou atraente, seja pelo elevado conjugado (SHIBAMOTO *et al.*, 2012), seja pela forma compacta com menor comprimento axial e grande diâmetro o que se adapta bem com a utilização dentro da roda.

Dentre as topologias conhecidas de fluxo axial estão: com um rotor, dois estatores e duplo rotor (XIAO *et al.*, 2015). A melhor opção foi a topologia duplo rotor sem coroa do estator, de fluxo variável de relutância (SHIBAMOTO *et al.*, 2012), em que o fluxo magnético se estabelece diretamente pelo estator de um rotor para o outro. Outra vantagem desta topologia apresentada na Figura 36 é a utilização de material laminado de grão orientado no estator, ideal

para construção modular com enrolamento concentrado que propicia menor volume de cabeça de bobina.

Figura 36 – Topologia axial sem coroa no estator com duplo rotor.

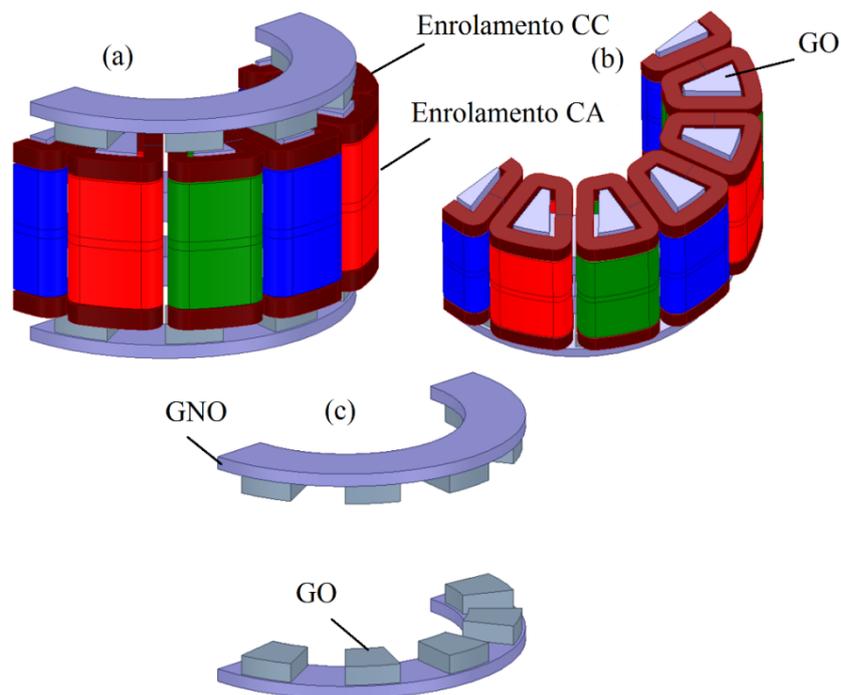


Fonte: Adaptado de (CHRISTIAN, 2011).

Uma alternativa para elevar a densidade de conjugado da topologia proposta é a inclusão de um enrolamento CC para fornecer a excitação. Como a máquina possui dupla saliência, semelhante às máquinas de relutância chaveada, as ranhuras são abertas, entretanto, a alimentação da armadura é CA.

A Figura 37 apresenta um desenho em perspectiva da máquina inteira e detalhes dos rotores e do estator da topologia proposta. A refrigeração será a ar e, como ponto de partida, de 12 polos no estator e 10 polos no rotor, o que produz uma máquina simétrica e anula as forças axiais de atração sob a armadura. Para refrigeração líquida com altas densidades de corrente no estator poderiam ser usadas outras combinações de polos, visto que a escolha atual é para densidades de corrente mais baixas.

Figura 37 – Máquina proposta de relutância síncrona de fluxo variável com dupla alimentação: a) vista em perspectiva da máquina; b) vista em perspectiva do estator *yokeless* de aço elétrico laminado GO; c) vista em perspectiva do rotor de aço elétrico laminado e GO nas peças polares.



Fonte: o autor.

A utilização de laminação é fundamental para reduzir as perdas magnéticas e elevar o conjugado, contudo, para a fabricação mais simples, a topologia modular segmentada é mais apropriada.

3.3 DIMENSIONAMENTO PRELIMINAR

O ponto de partida para o dimensionamento preliminar de uma máquina duplamente saliente com dupla excitação é a análise de máquinas de relutância variável o que requer as dimensões do rotor e estator, bobinagem, número de polos no rotor e estator e arcos polares (KRISHNAN, 2001).

O dimensionamento preliminar serve de ponto de partida para a análise da MRSFV e, com um processo iterativo, a obtenção de um projeto final. Basicamente, qualquer projeto de máquina elétrica parte do equacionamento de conjugado e da potência nominal para obter o volume ativo da máquina, ou seja, o volume que engloba o entreferro a partir do centro da máquina de fluxo axial ou que engloba o rotor mais o entreferro de uma máquina de fluxo radial.

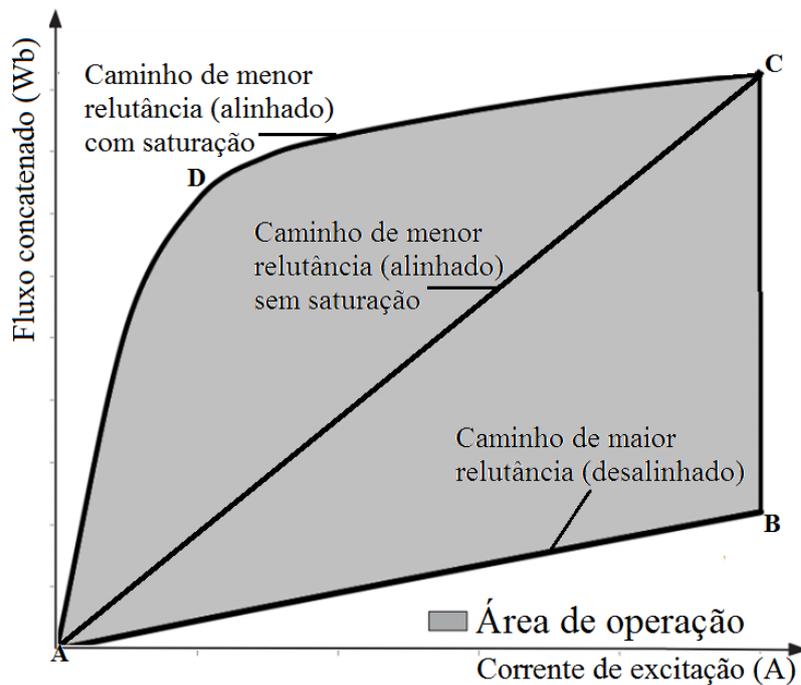
Esta seção tem por objetivo determinar outras variáveis da máquina como: número de polos e arcos polares do rotor e estator, coroa do rotor, comprimento axial, entreferro e número de espiras por fase.

As variáveis iniciais de projeto da MRSFV serão modificadas a partir de um processo iterativo que considera características de desempenho da máquina, com dados obtidos de forma numérica e também analítica.

A equação para obter o volume ativo relaciona os diâmetros médio, interno e externo, comprimento axial, carregamento elétrico, magnético e velocidade. Via de regra, os projetos de máquinas elétricas se iniciam a partir do conjugado interno e potência interna para que a potência mecânica atinja o valor desejado. Para máquinas de relutância variável, um gráfico clássico é o apresentado pela Figura 38. É o gráfico do fluxo magnético concatenado por

corrente de excitação, o qual apresenta posição de maior relutância, desalinhada e posição alinhada de menor relutância com ou sem saturação e depende do material utilizado.

Figura 38 – Curva de fluxo magnético concatenado por corrente de excitação de uma máquina de relutância variável.



Fonte: o autor.

De acordo com (KRISHNAN, 2001), o potencial de conversão de energia para uma MRSFV é determinado pela trajetória ABCDA da curva fluxo concatenado por corrente. A utilização da máquina com saturação tem o potencial de converter bem mais energia do que na operação não saturada na trajetória ABCA, considerando mesma dimensão e carregamento. Portanto, a MRSFV deve ser projetada para que as peças polares do rotor e estator atinjam a saturação com uma corrente inferior à corrente de pico, de maneira que maximizem a densidade de conjugado e o desempenho.

Cabe ressaltar que a saturação do aço elétrico ocorre durante a sobreposição das peças polares do rotor e estator à medida que se eleva a área de sobreposição entre eles. Através da

lei de Ampère, pode-se calcular a corrente de saturação (I_{sat}) com os polos do rotor e estator sobrepostos, Equação 15.

$$I_{sat} = \frac{B_{sat}g}{\mu_0 N_{esp}} \quad (15)$$

Na Equação (15), B_{sat} é a densidade de fluxo magnético em que ocorre a saturação do aço elétrico, g é o comprimento axial do entreferro entre cada rotor e o estator, μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo e N_{esp} é o número de espiras por polo do estator.

A área delimitada da curva do fluxo magnético concatenado por corrente entre a posição não alinhada e alinhada determina a energia idealmente convertida em trabalho. Negligenciando a queda de tensão causada pela resistência dos enrolamentos e pela reatância de dispersão, a tensão aplicada V é igual à derivada do fluxo magnético concatenado ao longo do tempo. A tensão aplicada pode ser obtida da Equação (16).

$$V \cong \frac{d\lambda}{dt} = \frac{(\lambda_a - \lambda_u)}{\lambda_u} = \frac{(L_a^s - L_u)i}{t} \quad (16)$$

As variáveis da equação (16) são: λ é o fluxo concatenado, λ_a é o fluxo concatenado na posição alinhada, λ_u é o fluxo concatenado na posição desalinhada, L_a^s é a indutância na posição alinhada e saturada, L_u é a indutância na posição desalinhada, t é o tempo necessário para se mover da posição desalinhada até a posição alinhada. O tempo também é determinado pela divisão do arco polar do estator β_s , em radianos, pela velocidade do rotor ω_m , em rad/s, e apresentado na Equação (17)

$$t = \frac{\beta_s}{\omega_m} \quad (17)$$

A relação entre as indutâncias alinhada saturada (L_a^s) e não saturada (L_a^u) é chamada σ_s , e a relação entre as indutâncias alinhada não saturada (L_a^u) e não alinhada (L_u) é σ_u . Estas relações são dadas pelas Equações (18) e (19)

$$\sigma_s = \frac{L_a^s}{L_a^u} \quad (18)$$

$$\sigma_u = \frac{L_a^u}{L_u} \quad (19)$$

Por fim, unindo as Equações (16), (17) e (18) chega-se à Equação (20).

$$V = \frac{\omega_m}{\beta_s} L_a^s i \left(1 - \frac{1}{\sigma_s \sigma_u}\right) \quad (20)$$

A área do polo do estator A_{sp} é dada em função do diâmetro externo D_o , do diâmetro interno D_i , do número de polos do estator P_s e do encobrimento polar do estator α_s . Assim, A_{sp} é obtida pela Equação (21)

$$A_{sp} = \frac{\pi(D_o^2 - D_i^2)}{4P_s} \alpha_s = \frac{(D_o^2 - D_i^2)}{8} \beta_s \mid \alpha_s = \frac{\beta_s P_s}{2\pi} \quad (21)$$

onde β_s é o arco polar interno do estator. O fluxo magnético concatenado na posição alinhada em função da densidade de fluxo (B), número de espiras (N_{esp}) e dimensões principais é apresentada na Equação (22).

$$\lambda_a = L_a^s i = \phi N_{esp} = B A_{sp} N_{esp} = B \frac{\pi(D_o^2 - D_i^2)}{4P_s} \alpha_s N_{esp} = B \frac{(D_o^2 - D_i^2)}{8} \beta_s N_{esp} \quad (22)$$

A corrente no estator i é obtida através do carregamento elétrico A_s e diâmetro mediano do entreferro $D_{mediano}$, Equação (23),

$$A_s = \frac{2N_{esp} i m}{\pi D_{mediano}} \quad (23)$$

Na Equação (23), m é o número de bobinas excitadas simultaneamente; se a máquina é trifásica com 12 polos no estator, m será igual a quatro. Para o dimensionamento preliminar, parte-se de uma estimativa inicial para o carregamento elétrico A_s e torna-se interessante realizar um processo iterativo recalculando o carregamento elétrico e as dimensões até convergir para o valor projetado. A potência desenvolvida P_d é descrita pela Equação (24), onde k_e é a eficiência da máquina e k_d é uma constante para o ciclo de trabalho.

$$P_d = k_e k_d V i m \quad (24)$$

É razoável considerar o ângulo de condução corrente θ_i igual ao valor do arco polar e calcular k_d , apresentado pela Equação (25). O valor máximo para esta variável é 1 (potência máxima desenvolvida pela máquina para um valor fixo de corrente), onde a variável P_r é o número de polos no rotor, θ_i é o ângulo de condução de corrente e q é o número de ranhuras por polo e por fase.

$$k_d = \frac{\theta_i q P_r}{2\pi} \quad (25)$$

Para máquinas axiais, segundo as definições de (Kahourzade *et al.*, 2012) e (Huang *et al.*, 1999), o diâmetro do entreferro D_g é definido pelo diâmetro médio entre o raio externo e interno da peça polar do estator e do rotor, Equação (26). Uma variável chave é K_R , definida pela Equação (28), a qual relaciona o diâmetro interno D_i e diâmetro externo D_o . Diferentemente da relação D/L das máquinas radiais, K_R determina a relação de máximo conjugado e densidade de conjugado sem a utilização do comprimento axial L , é chave para o dimensionamento das máquinas axiais e também depende do tipo de utilização da máquina.

$$D_g = \frac{D_o + D_i}{2} = \frac{1 + K_R}{2} D_o \quad (26)$$

Uma abordagem mais precisa é a que usa o diâmetro mediano, apresentada por (GOLTZ, 2012), que sugere uma equivalência de áreas no setor do polo através de média quadrada, através da qual se obtém um diâmetro ligeiramente superior ao diâmetro médio utilizado como diâmetro de entreferro efetivo, descrito na Equação (26).

$$D_{\text{mediano}} = \sqrt{\frac{D_o^2 + D_i^2}{2}} = D_o \sqrt{\frac{1 + K_R^2}{2}} \quad (27)$$

Para atuação direta dentro da roda, é comumente utilizado K_R de 0,6 a 0,7. Valores pequenos para K_R acabam sendo proibitivos devido ao tamanho interno da bobina se tornar muito pequeno ao se aproximar do centro da máquina.

$$K_R = \frac{D_i}{D_o} \quad (28)$$

Para definir as equações de dimensionamento com relação ao diâmetro externo e comprimento axial é necessário definir a variável K_L da Equação (29). Segundo (Huang *et al.*, 1999), ela afeta o dimensionamento da máquina, pois envolve o tamanho das peças polares do rotor, estator e culatra.

$$K_L = \frac{D_o}{L} \quad (29)$$

De acordo com (HUANG *et al.*, 1999), o comprimento axial é definido por K_L , que é a relação do diâmetro externo pelo comprimento axial apresentado na Equação (29). Para máquinas axiais, é sugerido que a escolha do valor seja de acordo com o desempenho térmico da máquina, que leva em consideração a densidade de corrente pretendida, as perdas Joule da armadura e a limitação de espaço para abrigar enrolamentos e elementos de fixação dos segmentos.

Através da Equação (30) pode-se calcular a potência mecânica ou desenvolvida P_d , onde n_r é a velocidade angular do rotor em rpm, ou seja, a velocidade base da máquina de entrada no requisito de projeto. Alguns coeficientes podem ser definidos pelas Equações (31) e (32), onde k_2 é o coeficiente de saliência da máquina, k_e é o rendimento e k_1 converte a velocidade para radianos por segundo.

$$P_d = k_e k_d K_L \frac{\pi^2}{120} \left(1 - \frac{1}{\sigma_s \sigma_u}\right) B A_s (1 - K_R^2) \left(\frac{1+K_R}{2}\right) D_o^2 L n_r \quad (30)$$

$$k_1 = \frac{\pi^2}{120} \quad (31)$$

$$k_2 = 1 - \frac{1}{\sigma_s \sigma_u} = 1 - \frac{L_u}{L_a^s} \quad (32)$$

Por fim, a potência e conjugado descritos pela relação $P_d = T_m \omega_r$ considerando apenas o diâmetro externo são definidos nas Equações (34) e (36) onde o termo K_L é simplificado suprimindo o comprimento axial L .

$$P_d = k_e k_d k_1 k_2 K_L (B A_s) (1 - K_R^2) \left(\frac{1+K_R}{2}\right) (D_o^2 L) n_r \quad (33)$$

$$P_d = k_e k_d k_1 k_2 (BA_s) (1 - K_R^2) \left(\frac{1+K_R}{2}\right) (D_o^3) n_r \quad (34)$$

Na equação (35), o conjugado é proporcional ao produto dos carregamentos elétrico e magnético da máquina e ao volume ativo da máquina $V_a = \left(\frac{\pi}{4}\right) K_L (1 - K_R^2) \left(\frac{1+K_R}{2}\right) (D_o^2 L)$; k_2 é a única variável dependente do ponto de operação da máquina e é determinada pela corrente do estator, características magnéticas dos materiais dos núcleos e culatras. Para um ponto de operação fixo, k_2 é constante, contudo, para o máximo de conjugado e potência da máquina, k_2 necessita ser calculado para a máxima corrente do estator devido à operação não linear, ou seja, em saturação da máquina. Por isso é importante obter, por exemplo via método dos elementos finitos, o gráfico de fluxo magnético concatenado por corrente.

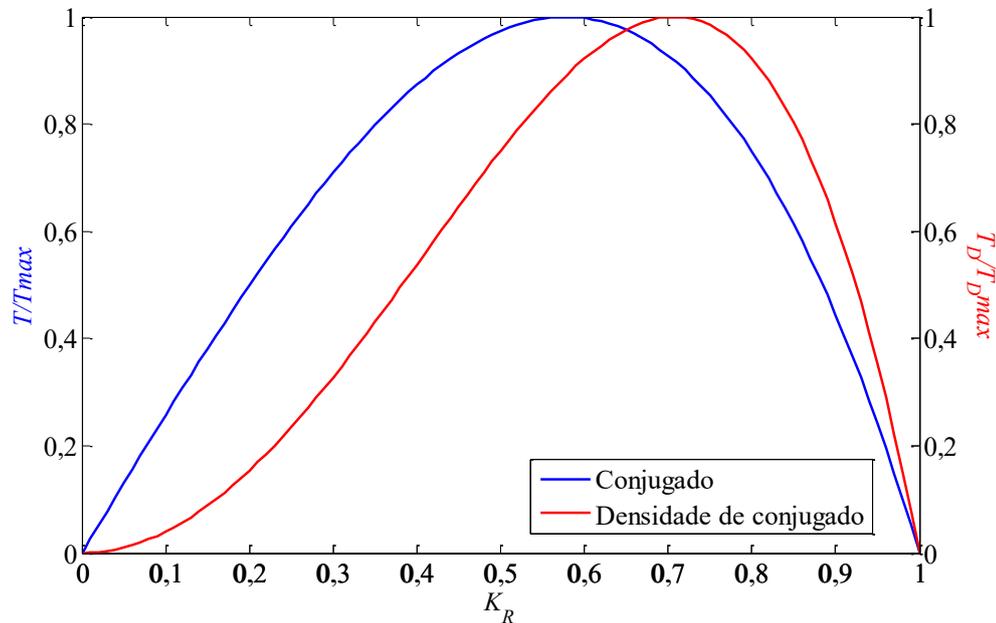
$$T_m = k_e k_d k_2 K_L (BA_s) \left(\frac{\pi}{4}\right) (1 - K_R^2) \left(\frac{1+K_R}{2}\right) (D_o^2 L) \quad (35)$$

A Equação (36) define o conjugado T_m em função do diâmetro externo e de K_R comumente utilizado para o projeto de máquinas axiais.

$$T_m = k_e k_d k_2 (BA_s) \left(\frac{\pi}{4}\right) (1 - K_R^2) \left(\frac{1+K_R}{2}\right) (D_o^3) \quad (36)$$

A Figura 39 apresenta o conjugado normalizado por K_R e desenvolvido a partir da Equação (35), onde o valor máximo de conjugado é obtido em $K_R = 0,58$ e a de máxima densidade de conjugado em $K_R = 0,71$. Para o estudo em questão foi definido o valor intermediário de $K_R = 0,66$ para encontrar um valor intermediário tanto a densidade de potência quando a densidade de conjugado.

Figura 39 – Conjugado normalizado por K_R de uma máquina de fluxo axial.



Fonte: o autor.

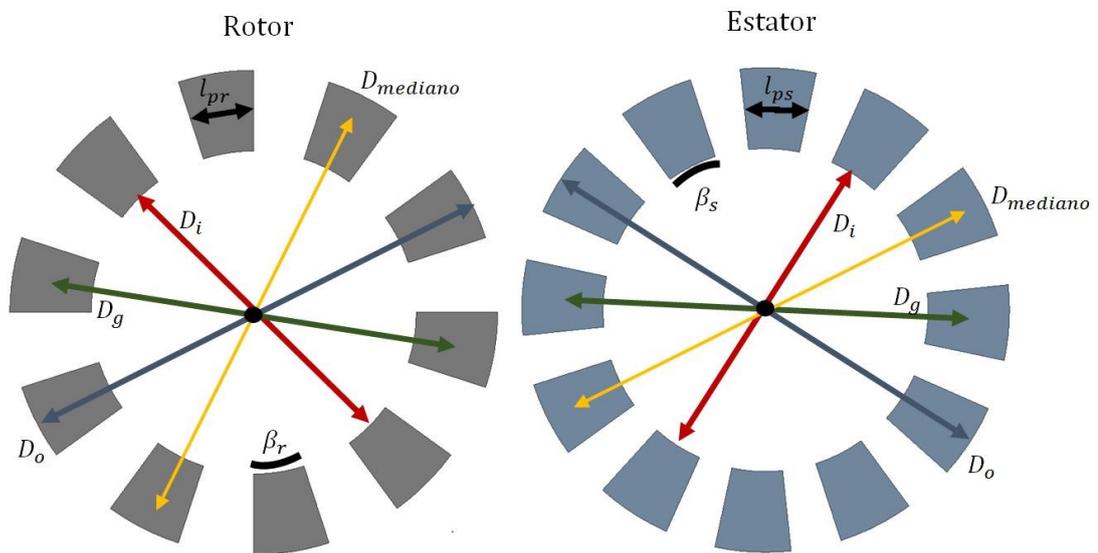
As máquinas de relutância variável operam bem em aplicações de velocidade variável, desta forma é necessário especificar a velocidade base da máquina. Nesta velocidade, é esperado que a máquina entregue o conjugado e potência nominais. Segundo (KRISHNAN, 2001), o valor de indução magnética B para rotor alinhado com uma fase pode ser considerado como o valor máximo utilizado no material do núcleo. As variáveis k_2 e A_s são definidos por intervalos aceitáveis. Para operação nominal da máquina é sugerido para k_2 , dependente da variação de indutância e do ponto de operação da máquina, o intervalo de $0,65 < k_2 < 0,75$. Já para o carregamento elétrico A_s , é sugerido o intervalo de $25000 \frac{A}{m} < A_s < 90000 \frac{A}{m}$.

Outra etapa importante é definir o valor do comprimento do entreferro. Segundo (KRISHNAN, 2001), para máquinas radiais pequenas com potência inferior a 1 cv, o entreferro utilizado varia de 0,18 a 0,25 mm; já para máquinas de maior potência, superior a 1 cv, o entreferro varia de 0,3 a 0,5 mm. Para máquinas axiais é ainda mais importante analisar a

rigidez e tolerâncias mecânicas dos rolamentos para que os rotores não raspem no estator durante a operação da máquina.

As variáveis de projetos utilizadas no dimensionamento preliminar e descritas nas equações anteriores desta seção são ilustradas na Figura 40, onde se descrevem as dimensões frontais do rotor e estator, e na Figura 41 onde se descrevem as dimensões axiais na vista lateral.

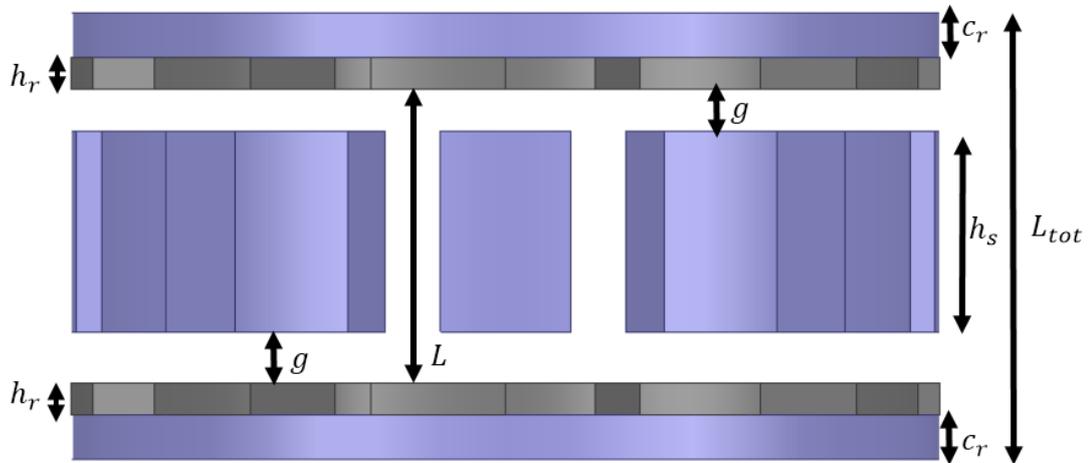
Figura 40 – Vista frontal do rotor e estator com as variáveis dimensionais.



Fonte: o autor.

Para caracterizar este trabalho como metodologia de projeto, é realizado um processo iterativo onde são calculados analiticamente o carregamento elétrico, magnético e conjugado desenvolvidos no modelo analítico.

Figura 41 – Vista lateral da máquina com as variáveis dimensionais.



Fonte: o autor.

O comprimento axial total L_{tot} é determinado a partir da soma da altura do polo do estator (h_s) com duas vezes o comprimento do entreferro (g) e duas vezes a altura dos polos e da culatra do rotor (c_r), Equação (37). Este valor pode ser aumentado através de h_s para maior refrigeração das bobinas e aumentar o volume de cobre para reduzir a densidade de corrente nos enrolamentos. A variável L é o comprimento axial do volume ativo que engloba os dois entreferros da máquina.

$$L_{tot} = h_s + 2g + 2h_r + 2c_r = L + 2h_r + 2c_r \quad (37)$$

A largura dos polos do estator l_{ps} e rotor l_{pr} são determinados pelos arcos polares do estator β_s , do rotor β_r e pelo valor do diâmetro médio do entreferro D_g , Equações (38) e (39), respectivamente.

$$l_{ps} = D_g \text{sen}\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \quad (38)$$

$$l_{pr} = D_g \text{sen}\left(\frac{\beta_r}{2}\right) \quad (39)$$

A culatra do estator c_s deve ter espessura suficiente compatível com a metade do fluxo magnético que se estabelece pelo polo do estator e deve ser corrigida pelo fator de empilhamento. Desta forma, a espessura da culatra do estator c_s é definida pela inequação (40). Segundo (KRISHNAN, 2001), para melhorar a robustez e mitigar a vibração e ruídos sonoros deve-se considerar valores maiores que o mínimo. Na topologia desenvolvida, o fluxo magnético é estabelecido na direção axial diretamente pelo estator e não haverá coroa do estator devido ao fluxo circular de um rotor ao outro através do estator. Para mitigar as vibrações, o suporte das peças polares com as bobinas deverá ser robusto.

$$l_{ps} > c_s \geq 0,5l_{ps} \quad (40)$$

A espessura da culatra do rotor é definida pela inequação (41) e será mais reduzida que a do estator e também não necessariamente igual ao valor mínimo.

$$0,5l_{ps} < c_r < 0,75l_{ps} \quad (41)$$

A partir do arco polar do estator β_s , área da ranhura S_n , encobrimento polar do estator α_s e diâmetro mediano $D_{mediano}$, o valor da altura do polo do estator é definida pela Equação (42).

$$h_s = \frac{2S_n P_s}{(\pi - \beta_s) D_{mediano}} = \frac{2S_n P_s}{(1 - \alpha_s) D_{mediano}} \quad (42)$$

Segundo (MILLER, 1993), a Equação (43) define a altura do polo do rotor (h_r) pela metade da largura do polo do estator l_{ps} , que geralmente está entre vinte a trinta vezes o comprimento do entreferro a fim de atingir a máxima variação de indutância.

$$h_r = \frac{1}{2} l_{ps} \quad (43)$$

O número de espiras por fase N_{esp} para máquinas de relutância variável pode ser calculado através da indução magnética no entreferro B , da corrente de pico I_p e do comprimento do entreferro g , Equação (44) (KRISHNAN, 2001).

$$N_{esp} = \frac{4g}{I_p} H_g = \frac{4g}{I_p} \frac{B}{\mu_0} \quad (44)$$

A densidade de corrente eficaz J_c para máquinas refrigeradas a ar varia entre 6 A/mm² a 9 A/mm² (PYRHONEN et al., 2014). A partir dela, multiplica-se por $\sqrt{2}$ e obtém-se a corrente de pico I_p e do número de fases q , a seção do condutor a_c é calculada pela Equação (45).

$$a_c = \frac{I_p}{J_c \sqrt{q}} \quad (45)$$

Uma consideração importante para o duplo enrolamento é utilizar a mesma densidade de corrente para o enrolamento CA e CC, ou seja, cada enrolamento ocupa a metade da área de ranhura. A relação da ocupação dos enrolamentos de armadura e de campo frente aos valores de conjugado e de rendimento são investigados no capítulo 4 onde o máximo conjugado é atingido quando as perdas no enrolamento de campo e de armadura são iguais.

Já a seção da bobina S_n é calculada pela Equação (46), onde k_{ocu} é o fator de ocupação; usualmente, para camada dupla, é de 0,3 a 0,35.

$$S_n = \frac{a_c N_{esp}}{k_{ocu}} \quad (46)$$

Segundo (BOLDEA et al., 2018), o espaço disponível para o enrolamento CC de uma máquina duplamente alimentada é obtido pela Equação (47), onde (N_{cc}) é o número de espiras do enrolamento CC, (I_{cc}) é a corrente deste enrolamento e (\hat{B}_{g0}) é o valor de pico da densidade de fluxo produzido pelo enrolamento de campo. A expressão considera a máquina na posição alinhada com duplo rotor e utiliza $0 < k_{sat} \leq 1$ como um coeficiente de saturação para o valor do pico de conjugado.

$$N_{cc} I_{cc} \approx \frac{\hat{B}_{g0}}{\mu_0} 2g(1 + k_{sat}) \quad (47)$$

A iteração das forças magneto motrizes CA e CC na indução de pico (\hat{B}_{dente}), no dente do estator pode ser obtida pela Equação (48), onde as induções magnéticas (B_{ag}) e (B_{g0}), são produzidas pelos enrolamentos CA e CC, respectivamente e resultam no valor \hat{B}_{dente} definido no requisito de projeto (BOLDEA et al., 2018).

$$\hat{B}_{dente} \approx \sqrt{B_{ag} + B_{g0}} \quad | \quad B_{ag} = 0,7B_{g0} \quad (48)$$

O fluxo magnético nas peças polares com enrolamento concentrado CA e CC sobreposto, ou seja, passo de uma ranhura é senoidal com deslocamento (*offset*) e varia de valor máximo ao mínimo, a Equação (49) obtém o valor de indução da componente fundamental da parcela CA considerando as contribuições negativas do fluxo CC através do $0 < k_{fringe} \leq 1$.

$$B_{g01ca} = \frac{B_{g0}}{2(1+k_{fringe})} \quad (49)$$

O número de espiras N_{ca} e a corrente I_{ca} do enrolamento CA, são obtidos por meio da Equação (50), e a partir do conjugado mecânico de pico \hat{T}_{mec} e da área de um polo do estator A_{sp} e do número de bobinas por fase C_{ph} , onde K_{w1} é o fator de enrolamento para fundamental.

$$N_{ca}I_{ca} = \frac{\hat{T}_{mec}}{\frac{3}{2} \frac{B_{g01ca} A_{sp} C_{ph} K_{w1} P_r}{\pi}} \quad (50)$$

A partir da área ocupada pela bobina é possível calcular o arco polar da bobina β_{bob} , convertido para radianos, e apresentado pela Equação (51).

$$\beta_{bob} = \frac{4S_n}{D_i(D_o - D_i)} \quad (51)$$

Uma relação entre o encobrimento polar das bobinas α_{bobs} e do estator α_s é mostrada pela Equação (52), onde a área disponível entre dois núcleos polares adjacentes do estator é ocupada pela lateral de duas bobinas.

$$\alpha_{bobs} \leq 1 - \alpha_s \quad | \quad \alpha_{bobs} = \frac{2\beta_{bob}P_s}{2\pi} \quad (52)$$

Para o projeto de máquinas de relutância variável, os arcos polares do rotor β_r e do estator β_s são de suma importância e passíveis de otimização. Segundo (KRISHNAN, 2001), os valores dos arcos polares são escolhidos a fim de garantir a partida própria da máquina e para moldar o valor médio e a ondulação de conjugado. Estes dados são inseridos no projeto e são

escolhidos os valores dos arcos polares, de maneira que a máquina apresente maior variação de relutância possível e que haja espaço para os enrolamentos do estator, desta forma os arcos polares são encontrados analiticamente ou numericamente através da análise das características das curvas de indutância, corrente e de conjugado.

A topologia da máquina define o valor mínimo dos arcos polares. O ângulo de passo é o ângulo entre duas peças polares, tanto do rotor como do estator. Sendo o número de polos do estator P_s e no rotor P_r , os ângulos de passo do estator θ_s e do rotor θ_r são definidos pelas Equações (53) e (54).

$$\theta_s = \frac{2\pi}{P_s} \quad (53)$$

$$\theta_r = \frac{2\pi}{P_r} \quad (54)$$

A defasagem angular θ_{rs} entre as curvas de indutância de duas fases sucessivas é definida pela Equação (55)

$$\theta_{rs} = \frac{2\pi}{P_r} \frac{2\pi}{P_s} = \frac{4\pi}{P_s P_r} \quad (55)$$

Conforme (KRISHNAN, 2001), o valor mínimo do arco polar interno do estator é definido pela Equação (56), onde $\beta_r \geq \beta_s$ para partida própria da máquina.

$$\min[\beta_s] = \frac{4\pi}{P_s P_r} \quad (56)$$

A relação do arco polar interno do rotor β_r com o encobrimento polar do rotor α_r é apresentada pela Equação (57).

$$\alpha_r = \frac{\beta_r P_r}{2\pi} \quad (57)$$

A relação do arco polar interno do estator β_s com o encobrimento polar do rotor α_s é apresentada pela Equação (58).

$$\alpha_s = \frac{\beta_s P_s}{2\pi} \quad (58)$$

Segundo (KRISHNAN, 2001), a diferença nos valores dos arcos polares do rotor e do estator atua diretamente no perfil de indutância, funcionamento da máquina e seu acionamento. Via de regra, grande parte dos projetos adota o arco do polo do rotor levemente superior ou quase igual ao arco polar do estator. A utilização de dupla excitação é para reduzir a produção de conjugado negativo através da excitação CC e, por consequência, a geração de conjugado quando a indutância está caindo pelo movimento em direção à posição desalinhada, e não extinguindo a corrente na posição de máxima indutância como ocorre nas máquinas de relutância chaveada.

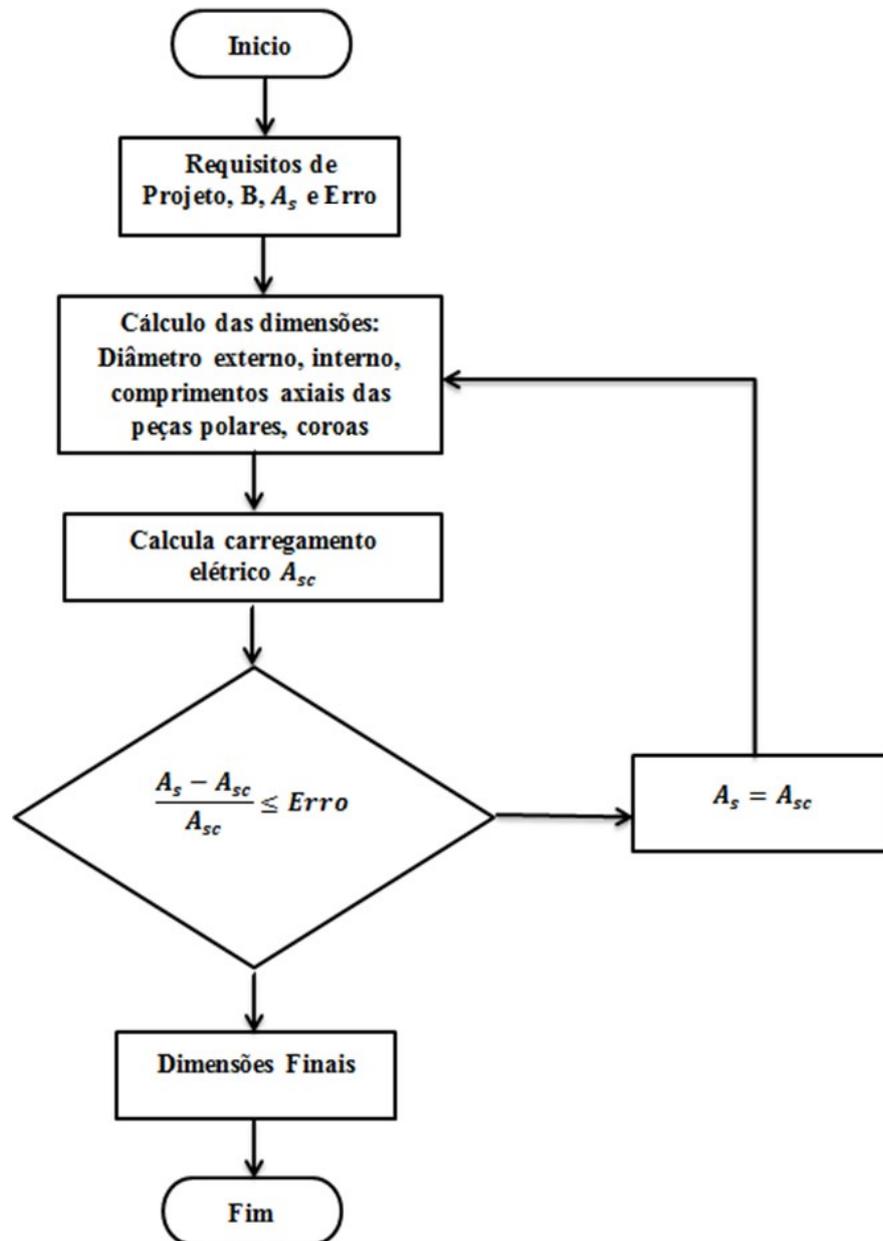
É vantajoso ter o arco polar do rotor maior que o arco polar do estator, pois evita a produção de conjugado negativo, o que reduz a ondulação de conjugado, facilita o acionamento, aumenta o conjugado médio e reduz a produção de ruídos sonoros. A escolha do limite superior de β_r deve-se delimitar pelas vantagens citadas anteriormente, ou seja, peso e custo de fabricação da máquina. Considerando um alto valor de arco polar no rotor algumas consequências ocorrem como, por exemplo, maior volume de ferro e maior inércia. Paralelamente, para o arco polar do estator acima do recomendado acarretará na redução de espaço para bobina e ainda causará um aumento no volume de ferro, maior peso, e maior volume de cobre utilizado.

De acordo com (KRISHNAN, 2001), o limite superior do arco polar é definido pela relação do arco polar do rotor pelo arco polar do estator dentro do intervalo apresentado pela Equação (59).

$$0,85 < \frac{\beta_r}{\beta_s} \leq 1,2 \quad (59)$$

As dimensões da máquina são calculadas em um processo iterativo a partir dos requisitos de projeto, do carregamento elétrico e magnético. O fluxograma da Figura 42 recalcula todas as dimensões quantas vezes forem necessárias para que o carregamento elétrico fique dentro da margem de erro estabelecida para o carregamento elétrico.

Figura 42 – Fluxograma para o dimensionamento preliminar da máquina.



Fonte: o autor.

Por fim, as dimensões preliminares da máquina proposta foram obtidas com sete iterações, para que o carregamento elétrico atenda ao valor de projeto. Os dados iniciais da máquina proposta são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Dados da máquina proposta.

Conjugado nominal	99,85 Nm
Potência mecânica	5450 W
Rotação base	521 rpm
Rotação máxima	943 rpm
Rendimento	0,82
Fator de potência	0,77
Carregamento elétrico	65 kA/m
Carregamento magnético	1 T
Densidade de corrente CA	7,35 A/mm ²
Densidade de corrente CC	7,35 A/mm ²
Tensão no enrolamento CA	220 V
Tensão no enrolamento CC	72 V
Polos no estator	12
Polos no rotor	10
Entreferro	0,5 mm
Diâmetro externo	300 mm
Diâmetro interno	200 mm
Comprimento axial	60 mm
Espessura polo do rotor	8 mm
Espessura polo do estator	34 mm
Massa total	17,2 kg
Enrolamento concentrado	-
Passo de Bobina	1
Número de bobinas por fase	4
Número de espiras por bobina	68
Fator de enchimento das ranhuras	60%

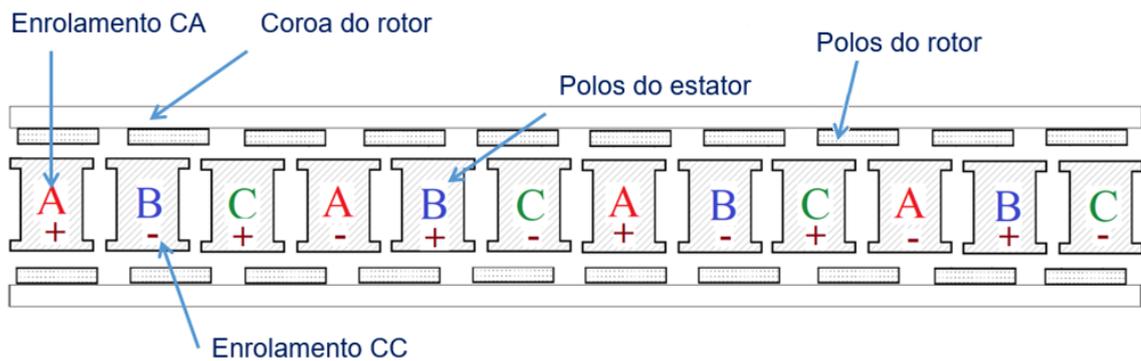
O dimensionamento preliminar tem o objetivo de determinar as dimensões da máquina para que se possa elaborar o modelo analítico, semi-analítico e numérico para refinar o projeto através de parametrizações, como a variação dos arcos polares do estator e do rotor, utilização de material real de grão orientado que leva em conta o sentido da magnetização e a operação na região não linear.

3.4 MODELAGEM ANALÍTICA

O princípio de funcionamento é obtido a partir da modelagem analítica que considera as quedas de potencial magnético no entreferro e as forças magneto motrizes dos enrolamentos

CA e CC. Embora não considere saturação, este modelo linear provê solução rápida e permite análise do perfil de indutância para qualquer encobrimento polar do rotor e do estator, para considerar saturação e anisotropia do grão foi utilizado o modelo semi-analítico apresentado na seção 3.5. O primeiro passo é descrever a máquina em uma vista planificada, apresentada pela Figura 43, que mostra a saliência dos rotores, o número de polos do estator e a orientação dos enrolamentos de armadura e de campo inseridos no estator.

Figura 43 – Esquema planificado da máquina síncrona de fluxo axial com dupla alimentação com enrolamentos CA e CC, localizados no estator 12S 10P.



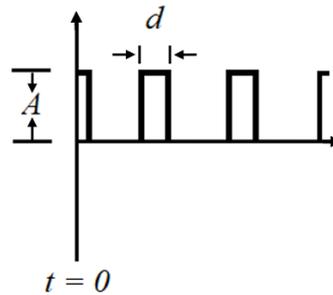
Fonte: o autor.

A representação geométrica da Figura 43 é convertida em um modelo matemático composto por duas séries de Fourier, uma para o estator e outra para o rotor. Desta forma, pode-se obter matematicamente a função de áreas de sobreposição do rotor e estator em função da posição do rotor que são utilizadas para o cálculo das relutâncias vistas pelas bobinas do estator. A Figura 44 e Equação (60) representam a série de Fourier para o trem de pulsos de 500 termos para representar fielmente a geometria do problema.

$$y(t) = Ad + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2A}{n\pi} \text{sen}(n\pi d) \cos(2\pi ftn) \quad (60)$$

onde A é a amplitude do pulso, d é a largura do pulso, n é o número de elementos da série, f é a frequência e t é o comprimento do trem de pulsos.

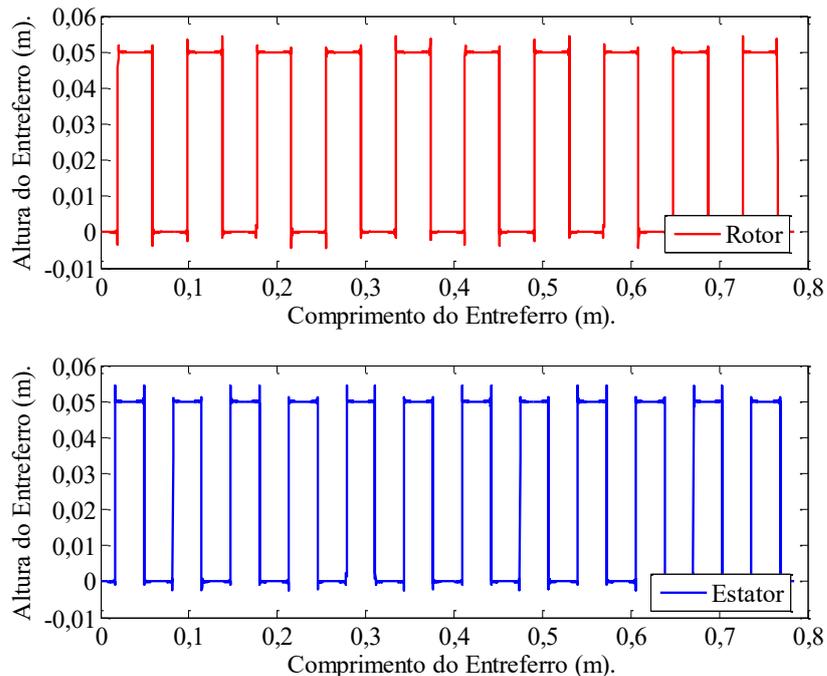
Figura 44 – Série de Fourier para trem de pulsos.



Fonte: o autor.

O resultado das séries de Fourier para o estator e do rotor da máquina planejada é representado por 12 pulsos no estator e 10 pulsos no rotor pela Figura 45 com a altura do pulso caracterizada pelo raio externo menos o raio interno (altura do entreferro) e o comprimento através do comprimento médio do entreferro que é o comprimento da circunferência com o raio médio da máquina.

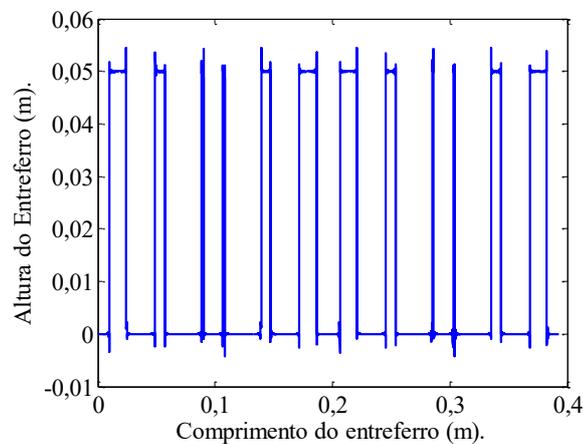
Figura 45 – Representação do rotor e estator por série de Fourier.



Fonte: o autor.

A relutância de entreferro é obtida pelo comprimento do entreferro pela área de sobreposição do rotor e do estator. Através da multiplicação das séries do rotor e estator e extração da raiz quadrada é obtida a Figura 46, que caracteriza a área de sobreposição do rotor pelo estator e é desmembrada em doze partes, onde é possível calcular a relutância vista por cada polo do estator e assim montar o modelo do circuito magnético.

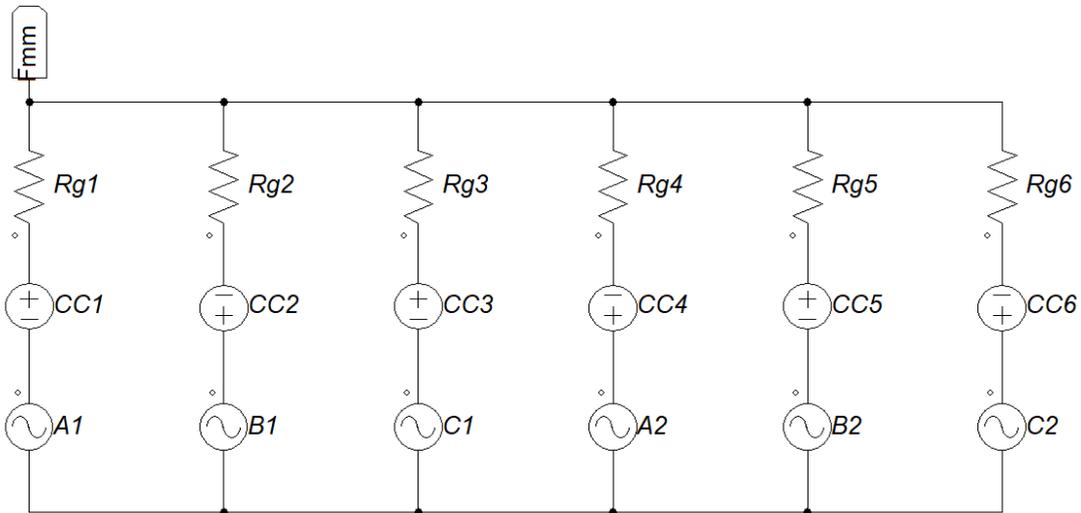
Figura 46 – Representação da área de entreferro com sobreposição do rotor e estator para máquina completa.



Fonte: o autor.

O próximo passo para elaboração do modelo analítico é a elaboração do circuito magnético, representado pela Figura 47, onde $Rg1$ a $Rg6$ são as relutâncias da simetria de meia máquina vistas pelo estator, $CC1$ a $CC6$ são as forças magnetomotrizes do enrolamento CC, compostas pela relação $N_{cc}I_{cc}$ de cada bobina, e $A1$, $A2$, $B1$, $B2$, $C1$ e $C2$ são as forças magnetomotrizes do enrolamento trifásico CA com correntes defasadas de 120° entre as respectivas fases.

Figura 47 – Circuito magnético para simetria de meia máquina.



Fonte: o autor.

O circuito da Figura 47 é resolvido por superposição, primeiramente considerando a força magnetomotriz do enrolamento CC e curto circuitando as fontes de forças magnetomotrizes CA do modelo. Depois, é realizada a recíproca, mantendo-se só os enrolamentos CA para obter os fluxos separados proveniente das excitações CA e CC.

A expressão geral para as relutâncias vistas para cada polo do estator é representada pela Equação (61), onde l_g é o comprimento axial do entreferro, A_i é a área de sobreposição de cada polo do estator com o rotor e o índice i varia até $N=6$ para meia máquina ou $N=12$ para máquina completa.

$$\mathfrak{R}_i = \frac{2l_g}{\mu_0 A_i} \quad (61)$$

A densidade de fluxo magnético produzida pelos enrolamentos CA e CC é calculada primeiramente pela expressão geral da força magnetomotriz, fmm_{cc} , do enrolamento CC que é obtida por analogia ao método clássico de tensões de nó. Este é o mesmo método utilizado em circuitos elétricos. O nó “ Fmm ” é o principal onde se conectam todas as relutâncias, e o respectivo valor de força magnetomotriz é calculada pela Equação (62).

$$fmm_{cc} = \frac{N_{cc} i_{cc} \sum_{i=1}^N \frac{1}{\mathfrak{R}_i} (-1)^{i+1}}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{\mathfrak{R}_i}} \quad (62)$$

O fluxo magnético CC é obtido através da força magnetomotriz do nó Fmm e considera a alternância das polaridades das bobinas CC, característica deste tipo de máquina. A sua expressão geral é dada pela Equação (63).

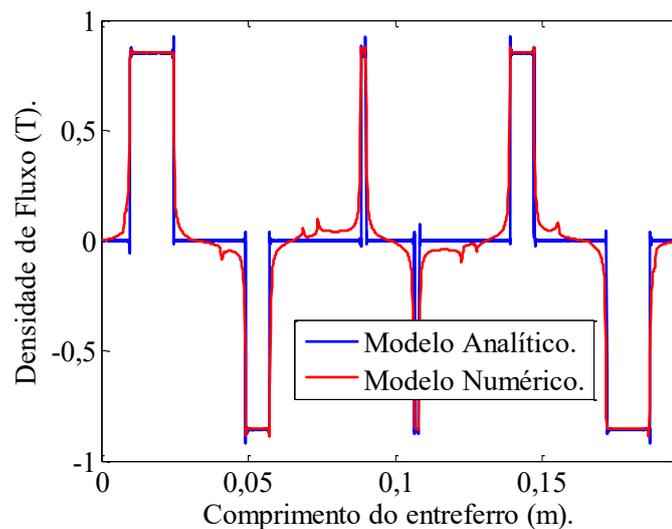
$$\phi_{cc_i} = \frac{fmm_{cc} - N_{cc} i_{cc} (-1)^{i+1}}{\mathfrak{R}_i} \quad (63)$$

A indução magnética em Tesla é obtida pela divisão do fluxo pela área A_i e obtida pela Equação (64).

$$B_{cc_i} = \frac{\phi_{cc_i}}{A_i} \quad (64)$$

A Figura 48 apresenta a densidade de fluxo magnético CC analítica e numérica (em elementos finitos 3D) para meia máquina, considerando a permeabilidade do aço muito alta ($\mu_r=500.000$) e posição do rotor em quadratura, situação na qual o dispositivo apresenta conjugado máximo.

Figura 48 – Densidade de fluxo magnético CC no entreferro médio para simetria de meia máquina.



Fonte: o autor.

A expressão geral da força magnetomotriz, fmm_{ca} , do enrolamento CA também é obtida pela analogia ao método de tensões de nó, pois este nó é o principal e é onde se conectam todas as relutâncias, e considera as correntes trifásicas e a mesma polaridade frente a todas bobinas CA. A sua expressão é dada por Equação (65).

$$fmm_{ca} = \frac{N_{ca} \left[i_{caA} \left(\sum_{i=1,3}^N \frac{1}{\mathfrak{R}_i} \right) + i_{caB} \left(\sum_{i=2,3}^N \frac{1}{\mathfrak{R}_i} \right) + i_{caC} \left(\sum_{i=3,3}^N \frac{1}{\mathfrak{R}_i} \right) \right]}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{\mathfrak{R}_i}} \quad (65)$$

O fluxo magnético CA é obtido através da força magnetomotriz do nó Fmm e considera todas bobinas CA de mesma polaridade, característica deste tipo de máquina. A sua expressão geral é a Equação (66).

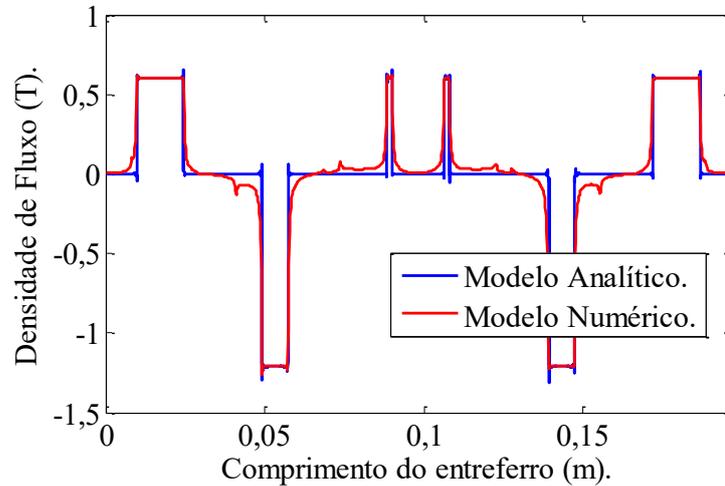
$$\phi_{ca_i} = \frac{fmm_{ca} - N_{ca} i_{ca}}{\mathfrak{R}_i} \quad (66)$$

A indução magnética no ramo CA B_{ca_i} é obtida pela divisão do valor do fluxo magnético pela área A_{i0} e apresentada pela Equação (67).

$$B_{ca_i} = \frac{\phi_{ca_i}}{A_i} \quad (67)$$

A Figura 49 apresenta a densidade de fluxo magnético CA no entreferro médio para simetria de meia máquina obtida tanto de forma analítica como numérica, considerando a permeabilidade do aço muito elevada ($\mu_r = 500.000$) como se fosse idealmente infinita e posição do rotor em quadratura.

Figura 49 – Densidade de fluxo magnético CA no entreferro médio para simetria de meia máquina.



Fonte: o autor.

O fluxo magnético total no entreferro é obtido através da soma do fluxo magnético CA com o fluxo magnético CC, para o caso linear (não saturado), obtido pela Equação (68).

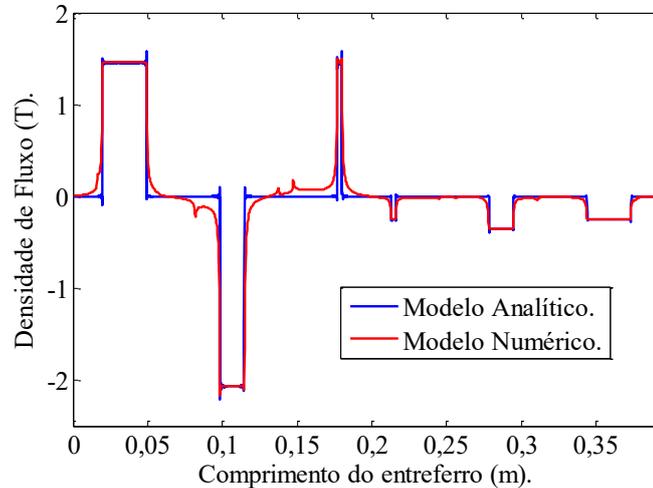
$$\phi_{total_i} = \phi_{cc_i} + \phi_{ca_i} \quad (68)$$

A indução magnética é obtida pela divisão do valor do fluxo magnético total pela área A_i e obtida pela Equação (69).

$$B_{total_i} = \frac{\phi_{total_i}}{A_i} \quad (69)$$

A Fig. 50 apresenta a densidade de fluxo magnético total obtida tanto de forma analítica como numérica para meia máquina, considerando a permeabilidade do aço elevada ($\mu_r=500.000$) como se fosse idealmente infinita e a posição do rotor em quadratura.

Figura 50 – Densidade de fluxo magnético total (CA+CC) no entreferro médio para simetria de meia máquina.

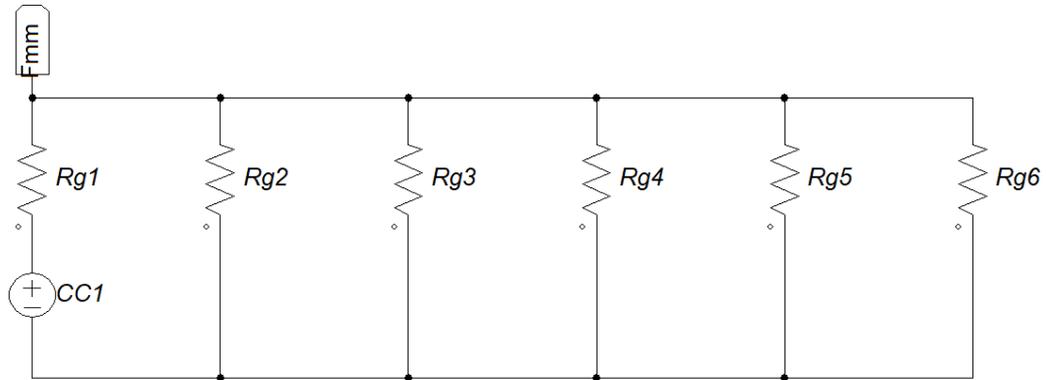


Fonte: o autor.

A matriz de indutância é importante e é ela que define a conversão eletromecânica de energia do dispositivo através da variação de indutâncias em função da posição do rotor. O conhecimento das indutâncias próprias e mútuas da máquina é necessário para o cálculo do conjugado e da tensão induzida.

O cálculo das indutâncias dos enrolamentos consiste em modelar o circuito magnético com o número de bobinas $N_{bob}=12$, para meia máquina ou $N_{bob}=24$, para dispositivo completo, em circuitos magnéticos com apenas 1 bobina acionada, apresentado pela Figura 51. É necessário calcular o fluxo magnético e, desta forma, obter as indutâncias próprias e mútuas para cada uma das bobinas, totalizando uma matriz de 144 elementos e solucionando 12 circuitos magnéticos para meia máquina.

Figura 51 – Circuito magnético contendo somente a primeira bobina acionada.



Fonte: o autor.

A solução apresentada em seguida consiste no modelo de meia máquina com bobinas CC de 1 a 6. A força magnetomotriz e o fluxo magnético são dados pelas Equações (70) e (71).

$$fmm_{ccj} = \frac{N_{cc} i_{cc} \frac{1}{\mathfrak{R}_j} (-1)^{i+1}}{\sum_{i=1}^{N_{bob}} \frac{1}{\mathfrak{R}_i}} \quad (70)$$

Para $i=j$,

$$\phi_{cc_i} = \frac{fmm_{ccj} - N_{cc} i_{cc} (-1)^{i+1}}{\mathfrak{R}_i} \quad (71)$$

O cálculo de fluxo magnético é realizado sob duas condições: para o caso de ser na bobina que está sendo acionada ($i=j$) ou para outras bobinas que estão concatenando o fluxo magnético produzido pela primeira ($i \neq j$) como obtida pela Equação (72)

Para $i \neq j$,

$$\phi_{cc_i} = \frac{fmm_{ccj}}{\mathfrak{R}_i} \quad (72)$$

No caso de bobinas de CA de 7 até 12, a força magnetomotriz e o fluxo magnético são dados pelas Equações (73) e (74).

$$fmm_{ca_j} = \frac{N_{ca} i_{ca(a,b,c)} \frac{1}{\mathfrak{R}_j}}{\sum_{i=1}^{N_{bob}} \frac{1}{\mathfrak{R}_i}} \quad (73)$$

Para $i=j$

$$\phi_{ca_i} = \frac{fmm_{ca_j} - N_{ca} i_{ca(a,b,c)}}{\mathfrak{R}_i} \quad (74)$$

O cálculo de fluxo magnético dos enrolamentos CA é realizado sob duas condições: para o caso de ser a bobina que está sendo acionada ($i=j$) com corrente senoidal ou para outras bobinas que estão concatenando o fluxo magnético produzido pela primeira ($i \neq j$), apresentado pela Equação (75).

Para $i \neq j$

$$\phi_{ca_i} = \frac{fmm_{ca_j}}{\mathfrak{R}_i} \quad (75)$$

O cálculo do fluxo magnético obtido pela Equação (76) é utilizado para elaborar uma matriz $\phi_{i,j}$ onde é conhecido o fluxo magnético em todos os entreferros, ou ramos do circuito magnético (N_{gaps}) de cada polo, para meia máquina $N_{gaps}=6$ ou máquina completa $N_{gaps}=12$.

$$\phi_{i,j} = \begin{bmatrix} \phi_{1,1} & \dots & \phi_{1,N_{gaps}} \\ \dots & \dots & \dots \\ \phi_{N_{bob},1} & \dots & \phi_{N_{bob},N_{gaps}} \end{bmatrix} \quad (76)$$

A partir do conhecimento de fluxo magnético na máquina produzido por enrolamento, a Equação (78) pode ser usada para calcular a indutância através do fluxo magnético ϕ e corrente i .

$$\lambda = N\phi \quad (77)$$

$$L = \frac{N\phi}{i} \quad (78)$$

A indutância própria é obtida pela Equação (79), através do número de espira desta bobina, fluxo magnético criado por ela e corrente circulante nela.

$$L_{ii} = \frac{N_i \phi_i}{i_i} \quad (79)$$

A indutância mútua é obtida pela Equação (80), através do número de espira desta bobina, fluxo magnético através dela criado pela outra bobina e corrente dessa outra bobina que está acionada.

$$L_{ij} = \frac{N_j \phi_j}{i_i} \quad (80)$$

Por fim, é obtida a matriz de indutância de cada bobina em função da posição do rotor é calculada pela Equação (81).

$$L_{i,j} = \begin{bmatrix} L_{1,1} & \dots & L_{1,N_{bob}} \\ \dots & \dots & \dots \\ L_{N_{bob},1} & \dots & L_{N_{bob},N_{bob}} \end{bmatrix} \quad (81)$$

Considerando simetria de meia máquina com as bobinas CC numeradas de 1 até 6 e enrolamento de armadura composto por fases (A, B, C), e bobinas CA_A numeradas 7 e 10, CA_B numeradas 8 e 11 e CA_C numeradas 9 e 12, é obtida pela Equação (82) a definição de todas indutâncias próprias ($L_{A,A}$, $L_{B,B}$, $L_{C,C}$, $L_{cc,cc}$) e mútuas ($L_{A,B}$, $L_{B,C}$, $L_{A,C}$, $L_{cc,A}$, $L_{cc,B}$, $L_{cc,C}$) de cada uma das 12 bobinas que compõem a simetria de meia máquina que formam cada enrolamento e são em função da posição do rotor.

$$L_{enrolamento} = \begin{bmatrix} L_{cc,cc} \\ L_{A,A} \\ L_{B,B} \\ L_{C,C} \\ L_{cc,A} \\ L_{cc,B} \\ L_{cc,C} \\ L_{A,B} \\ L_{A,C} \\ L_{B,C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^6 \sum_{j=1}^6 L_{i,j} \\ \sum_{i=7}^{10} \sum_{j=7}^{10} L_{i,j} \\ \sum_{i=8}^{11} \sum_{j=8}^{11} L_{i,j} \\ \sum_{i=9}^{12} \sum_{j=9}^{12} L_{i,j} \\ \sum_{i=1}^6 \sum_{j=7}^{10} L_{i,j} \\ \sum_{i=1}^6 \sum_{j=8}^{11} L_{i,j} \\ \sum_{i=1}^6 \sum_{j=9}^{12} L_{i,j} \\ \sum_{i=7}^{10} \sum_{j=8}^{11} L_{i,j} \\ \sum_{i=7}^{10} \sum_{j=9}^{12} L_{i,j} \\ \sum_{i=8}^{11} \sum_{j=9}^{12} L_{i,j} \end{bmatrix} \quad (82)$$

A indutância de cada fase é obtida através do somatório das indutâncias próprias e mútuas de cada bobina que compõem essa fase. A matriz de indutância dos enrolamentos de armadura e de campo é obtida pela Equação (83). A partir dela é possível calcular os componentes de conjugado e tensões induzidas nos enrolamentos de armadura e de campo.

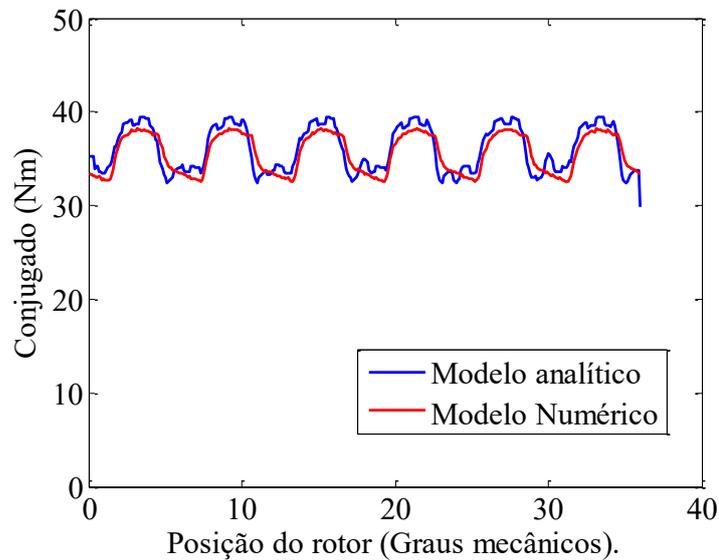
$$L_{enrolamento} = \begin{bmatrix} L_{cc,cc} & L_{cc,A} & L_{cc,B} & L_{cc,C} \\ L_{A,cc} & L_{A,A} & L_{A,B} & L_{A,C} \\ L_{B,cc} & L_{B,A} & L_{B,B} & L_{B,C} \\ L_{C,cc} & L_{C,A} & L_{C,B} & L_{C,C} \end{bmatrix} \quad (83)$$

O conjugado (T_e) é obtido através da derivada da matriz de indutância dos enrolamentos de armadura e de campo em função da posição do rotor e das correntes (I_A, I_B, I_C, I_{cc}), e é apresentado pela Equação (84). O conjugado é composto pelas componentes de conjugado produzidas pelas fases A, B, C e CC que serão abordadas na seção de modelagem semi-analítica.

$$T_e = \frac{1}{2} I_{cc}^2 \frac{dL_{cc,cc}}{d\theta} + \left(I_{cc} I_A \frac{dL_{cc,A}}{d\theta} + I_{cc} I_B \frac{dL_{cc,B}}{d\theta} + I_{cc} I_C \frac{dL_{cc,C}}{d\theta} \right) + \left(\frac{1}{2} I_A^2 \frac{dL_{A,A}}{d\theta} + \frac{1}{2} I_B^2 \frac{dL_{B,B}}{d\theta} + \frac{1}{2} I_C^2 \frac{dL_{C,C}}{d\theta} \right) + \left(I_A I_B \frac{dL_{A,B}}{d\theta} + I_A I_C \frac{dL_{A,C}}{d\theta} + I_B I_C \frac{dL_{B,C}}{d\theta} \right) \quad (84)$$

A Figura 52 apresenta o conjugado total numérico (elementos finitos) e analítico para 36 graus mecânicos a partir da posição de conjugado máximo com a corrente na fase A no valor de pico. Em ambos os casos foi considerada a máquina sem saturação, ou seja, com permeabilidade do aço tendendo a infinito com corrente trifásica de 10 A eficaz na armadura e 10 A médio no enrolamento de campo.

Figura 52 – Conjugado analítico e numérico considerando apenas queda de potencial magnético no entreferro.



Fonte: o autor.

A tensão induzida nas fases A, B e C (e_A , e_B e e_C) é obtida pelas Equações (85), (86) e (87) respectivamente, onde é composta pela variação das indutâncias próprias e mútuas.

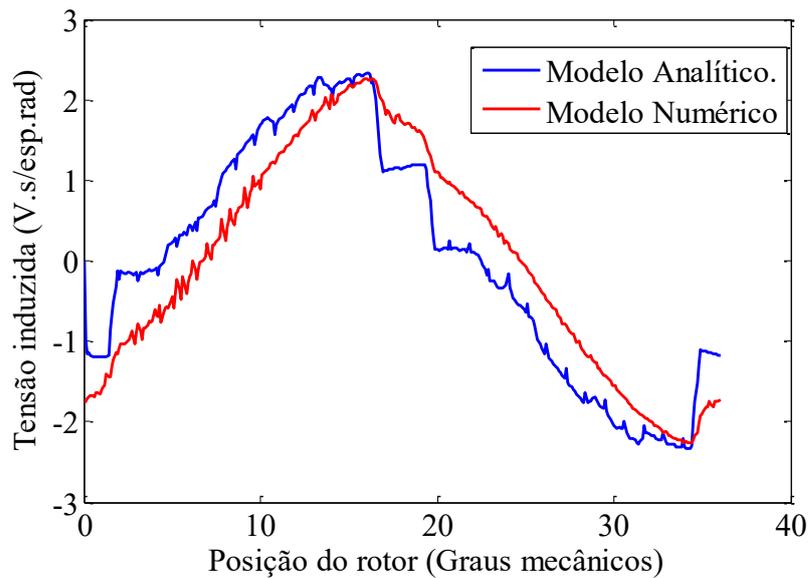
$$e_A = \left(I_A \frac{dL_{A,A}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{A,A} \frac{dI_A}{dt} \right) + \left(I_B \frac{dL_{A,B}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{A,B} \frac{dI_B}{dt} + I_C \frac{dL_{A,C}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{A,C} \frac{dI_C}{dt} + I_{cc} \frac{dL_{A,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{A,cc} \frac{dI_{cc}}{dt} \right), \quad (85)$$

$$e_B = \left(I_B \frac{dL_{B,B}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{B,B} \frac{dI_B}{dt} \right) + \left(I_A \frac{dL_{B,A}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{B,A} \frac{dI_A}{dt} + I_C \frac{dL_{B,C}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{B,C} \frac{dI_C}{dt} + I_{cc} \frac{dL_{B,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{B,cc} \frac{dI_{cc}}{dt} \right), \quad (86)$$

$$e_C = \left(I_C \frac{dL_{C,C}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{C,C} \frac{dI_C}{dt} \right) + \left(I_B \frac{dL_{C,B}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{C,B} \frac{dI_B}{dt} + I_A \frac{dL_{C,A}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{C,A} \frac{dI_A}{dt} + I_{cc} \frac{dL_{C,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{C,cc} \frac{dI_{cc}}{dt} \right), \quad (87)$$

A Figura 53 apresenta a tensão induzida por espira e por radiano por segundo na fase A em meio ciclo. Foram comparados os resultados numérico (elementos finitos) e analítico, e, em ambos os casos, foi considerado a máquina sem saturação, ou seja, com permeabilidade do aço infinita. A tensão induzida apresenta formato retangular quando há modulação com a presença das correntes de campo e de armadura, e tanto a fase, amplitude e frequência foram coerentes nos resultados analíticos e numéricos. Algumas diferenças ocorreram entre os sinais devido a erros numéricos e não impactaram na coerência dos resultados.

Figura 53 – Tensão da fase A por espira e por radiano por segundo. Resultado analítico e numérico considerando apenas queda de potencial magnético no entreferro.



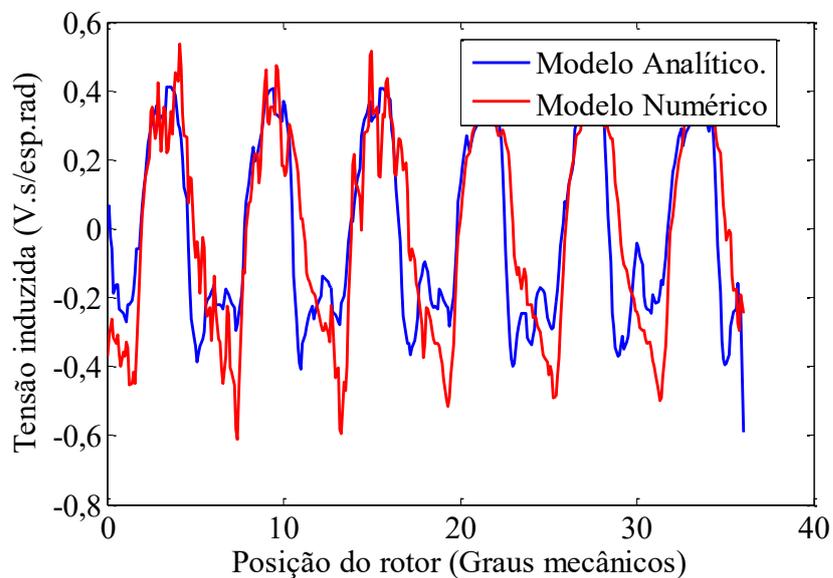
Fonte: o autor.

A tensão induzida no enrolamento de campo CC e_{cc} é apresentada pela Equação (88), sendo composta pela variação das indutâncias próprias e mútuas.

$$e_{cc} = \left(I_{cc} \frac{dL_{cc,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{cc,cc} \frac{dI_{cc}}{dt} \right) + \left(I_A \frac{dL_{A,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{A,cc} \frac{dI_A}{dt} + I_B \frac{dL_{B,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{B,cc} \frac{dI_B}{dt} + I_C \frac{dL_{C,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{C,cc} \frac{dI_C}{dt} \right), \quad (88)$$

A Figura 54 apresenta a tensão induzida por espira e por radiano por segundo no enrolamento CC em meio ciclo. Os resultados numérico e analítico foram comparados, e, em ambos casos, foi considerado a máquina sem saturação, ou seja, com permeabilidade do aço infinita.

Figura 54 – Tensão induzida do enrolamento CC por espira e por radiano por segundo. Resultado analítico e numérico considerando apenas queda de potencial magnético no entreferro.



Fonte: o autor.

A tensão induzida no enrolamento CC tem caráter oscilatório devido à mudança constante do circuito magnético da máquina do ponto de vista do enrolamento de campo, tornando necessário a implementação de um conversor CC que mantenha a corrente constante.

3.5 MODELAGEM SEMI-ANALÍTICA

As máquinas de relutância variável possuem elevada saliência entre a mínima e máxima relutância e, através desta variação, produzem conjugado. A utilização da dupla excitação CA

e CC neste tipo de máquina produz componentes de conjugado originado pelas indutâncias própria e mútua entre seus enrolamentos. Para melhor compreensão da máquina, a definição das variáveis de projeto tais como os arcos polares do rotor e do estator, bem como distribuição de corrente nos enrolamentos CA e CC, torna-se necessário modelagem semi-analítica para que se considere a saturação dos núcleos ferromagnéticos e a anisotropia dos aços utilizados.

O princípio de operação ocorre através da variação do laço de co-energia. Para se obter maior conjugado, a máquina necessita operar com saturação, o que, nesta condição, invalidaria ou torna extremamente complexa a modelagem analítica através de, por exemplo, redes de relutância.

A modelagem semi-analítica é realizada através da matriz de indutâncias obtida a partir do modelo em elementos finitos e exportada para *software* de processamento matemático, através do que são realizados os cálculos que contemplam, nos resultados, condições de saturação e de anisotropia, considerando modelo real modular do protótipo que será construído. Através da matriz de indutâncias é possível decompor todas as componentes que produzem conjugado e analisar a influência de cada uma no conjugado nominal desenvolvido, o que, no modelo numérico, não é possível, uma vez que há modulação de fluxo magnético que ocorre quando há correntes CA e CC presentes no estator.

A modelagem consiste em calcular todos os componentes que produzem conjugado e tensões induzidas através da densidade de corrente nos enrolamentos, indutâncias e variação das indutâncias pela posição do rotor.

O conjugado produzido (T_e) é apresentado pela Equação 89. Ele é decomposto em quatro componentes, isto é, T_{cc} , $T_{cc,ca}$, T_{ca} e $T_{ca,ca}$ que são conjugados produzidos pela variação da indutância própria em função da posição do rotor, do enrolamento CC, mútua dos enrolamentos CC e CA, própria do enrolamento CA e mútua entre as fases do enrolamento CA.

$$T_e = T_{cc} + T_{cc,ca} + T_{ca} + T_{ca,ca} \quad (89)$$

O conjugado resultante é obtido por

$$T_e = \frac{1}{2} I_{cc}^2 \frac{dL_{cc,cc}}{d\theta} + \left(I_{cc} I_A \frac{dL_{cc,A}}{d\theta} + I_{cc} I_B \frac{dL_{cc,B}}{d\theta} + I_{cc} I_C \frac{dL_{cc,C}}{d\theta} \right) + \left(\frac{1}{2} I_A^2 \frac{dL_{A,A}}{d\theta} + \frac{1}{2} I_B^2 \frac{dL_{B,B}}{d\theta} + \frac{1}{2} I_C^2 \frac{dL_{C,C}}{d\theta} \right) + \left(I_A I_B \frac{dL_{A,B}}{d\theta} + I_A I_C \frac{dL_{A,C}}{d\theta} + I_B I_C \frac{dL_{B,C}}{d\theta} \right) \quad (90)$$

onde I_A , I_B e I_C são as correntes trifásicas, e I_{cc} é a corrente de campo, enquanto $L_{cc,cc}$ é a indutância própria do enrolamento CC e $L_{A,A}$, $L_{B,B}$ e $L_{C,C}$ são indutâncias próprias de cada fase da armadura. Já as indutâncias $L_{A,B}$, $L_{A,C}$, $L_{B,C}$ são as indutâncias mútuas entre as fases dos enrolamentos CA e $L_{cc,A}$, $L_{cc,B}$, $L_{cc,C}$ são as indutâncias mútuas entre os enrolamentos de armadura e de campo, e estas indutâncias mútuas são responsáveis pela produção de conjugado. As derivadas são calculadas através *software* de processamento matemático uma vez que a matriz de indutância obtida por elementos finitos é importada através de arquivo CSV (valores separados por vírgulas).

O conjugado total de relutância é obtido através da interação entre os enrolamentos CA e CC e é determinado em função da variação de indutância própria e mútua em função da variação da posição do rotor. Diferentemente da máquina de relutância chaveada, esta máquina necessita da corrente de campo para produzir conjugado médio diferente de zero.

As tensões induzidas nos enrolamentos CA e CC são apresentadas pelas equações (91), (92), (93) e (94). As tensões induzidas são determinadas através das variações de indutâncias e de corrente na armadura em função da posição do rotor. A tensões de armadura são e_A , e_B e e_C , e a tensão do enrolamento de campo é expressa por e_{dc} .

$$e_A = \left(I_A \frac{dL_{A,A}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{A,A} \frac{dI_A}{dt} \right) + \left(I_B \frac{dL_{A,B}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{A,B} \frac{dI_B}{dt} + I_C \frac{dL_{A,C}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{A,C} \frac{dI_C}{dt} + I_{cc} \frac{dL_{A,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{A,cc} \frac{dI_{cc}}{dt} \right), \quad (91)$$

$$e_B = \left(I_B \frac{dL_{B,B}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{B,B} \frac{dI_B}{dt} \right) + \left(I_A \frac{dL_{B,A}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{B,A} \frac{dI_A}{dt} + I_C \frac{dL_{B,C}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{B,C} \frac{dI_C}{dt} + I_{cc} \frac{dL_{B,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{B,cc} \frac{dI_{cc}}{dt} \right), \quad (92)$$

$$e_C = \left(I_C \frac{dL_{C,C}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{C,C} \frac{dI_C}{dt} \right) + \left(I_B \frac{dL_{C,B}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{C,B} \frac{dI_B}{dt} + I_A \frac{dL_{C,A}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{C,A} \frac{dI_A}{dt} + I_{cc} \frac{dL_{C,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{C,cc} \frac{dI_{cc}}{dt} \right), \quad (93)$$

$$e_{cc} = \left(I_{cc} \frac{dL_{cc,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{cc,cc} \frac{dI_{cc}}{dt} \right) + \left(I_A \frac{dL_{A,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{A,cc} \frac{dI_A}{dt} + I_B \frac{dL_{B,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{B,cc} \frac{dI_B}{dt} + I_C \frac{dL_{C,cc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + L_{C,cc} \frac{dI_C}{dt} \right), \quad (94)$$

A partir da matriz de indutância, as equações do modelo semi-analítico são obtidas através da análise pelo método de elementos finitos (MEF) em 3D, onde a corrente elétrica nos enrolamentos é imposta. A análise é importante para validar o modelo e também compreender quais componentes são mais influentes na produção de conjugado e na distorção da tensão induzida que são utilizadas para fechar o projeto.

Algo interessante neste tipo de máquina é que as não linearidades do circuito magnético aparecem no conjugado, se for imposta corrente senoidal na armadura e CC no campo. Uma forma de reduzir a oscilação de conjugado é a injeção de harmônicos nos enrolamentos CA ou CC. Outra forma seria a utilização de defasamento entre os rotores que reduz essa ondulação, mas também reduz o conjugado médio, o que, pela natureza de fluxo axial, tem maior facilidade de ser implementado.

Um trabalho relevante foi (FUKAMI et al., 2012) que abordou a modulação na velocidade síncrona e na frequência elétrica que ocorre nas máquinas com dupla excitação. Ele relacionou o número de polos do estator com enrolamento CC ($2p_f$) com o número de polos do rotor

($2p_r$) e obteve o número de polos modulados da armadura ($2p_a$), obtido pelas Equações (95) e (96).

$$2p_r = \frac{2p_a + 2p_f}{2} \quad (95)$$

$$f = \frac{N(2p_a + 2p_f)}{120} \quad (96)$$

A velocidade síncrona é obtida pela divisão da frequência multiplicada pela soma do número de polos do enrolamento CA ($2p_a$) com o número de polos do enrolamento CC ($2p_f$).

Máquinas com combinações de polos 12/10 e 12/14 apresentam o mesmo estator e consequentemente $2p_f=12$, mas $2p_r=10$ e $2p_r=14$ com $2p_a=8$ e $2p_a=16$, a 600 rpm, o que resulta em frequências elétricas de 100 Hz e 140 Hz para polaridades de 12/10 e 12/14, respectivamente.

O período entre os valores de pico da ondulação de conjugado em graus mecânicos é obtido através da Equação (97), onde no denominador aparece *lcm* (menor multiplicador comum), que é o menor número inteiro que é divisível pelo número de polos do rotor ($2p_r$) e do enrolamento de campo da máquina ($2p_f$). Para se obter em graus elétricos basta multiplicar a expressão pelo número de polos do rotor. Uma máquina 12s/10p, $2p_f=12$ e $2p_r=10$ produz período de ondulação de conjugado de 6° mecânicos e 60° elétricos, já uma 12s/14p produz oscilação de conjugado de 4,29° mecânicos e 60° elétricos.

$$\tau_{ondulaçãoomec} = \frac{360}{lcm(2p_r, 2p_f)} \quad (97)$$

Outra conclusão importante é para o caso de se dobrar o número de polos do rotor: ocorreria uma redução à metade da velocidade síncrona. Isto seria vantajoso, pois haveria uma maior frequência que propiciaria mais conjugado, mas aumentaria as perdas da máquina. A utilização de rotor com mais polos que o estator corrobora a ideia de maior conjugado de relutância para altas densidades de corrente sob refrigeração líquida (VANDANA et al., 2012). Em

contrapartida, para refrigeração a ar, ocorreria uma redução de conjugado frente à topologia convencional com mais polos no estator que no rotor.

Neste trabalho foi utilizada a topologia 12/10 que produz maior conjugado para mais baixas densidades de corrente da armadura do que a outra topologia com maior número de polos do rotor.

Para o conjugado eletromagnético, o trabalho de (FUKAMI *et al.*, 2010) realizou uma abordagem para máquinas de fluxo radial, que pode ser obtido por

$$\tau = [i_A \ i_B \ i_C] \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} L_{A,cc} \\ L_{B,cc} \\ L_{C,cc} \end{bmatrix} I_{campo} = -\frac{3}{2} (2p_r) L_{af} I_{am} I_{campo} \sin(2p_r \theta_{r0}) \quad (98)$$

onde, i_A , i_B e i_C são as correntes por fase da armadura, $L_{A,cc}$, $L_{B,cc}$ e $L_{C,cc}$ são as indutâncias mútuas entre cada fase com o campo, I_{campo} é a corrente do enrolamento CC, L_{af} indutância da armadura com o campo, I_{am} , corrente de armadura e θ_{r0} , a posição inicial do rotor.

A densidade linear eficaz de corrente (A_{ef}) presente na máquina com ambas excitações no estator tanto CA quanto CC são obtidas pela Equação (99), onde A_{cc} é a densidade linear de corrente CC, A_{ca} é a densidade linear de corrente CA, f é a frequência e t , o tempo.

$$A_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [A_{ca} \cos(2\pi ft) + A_{cc}]^2 dt} = \sqrt{\frac{A_{ca}^2}{2} + A_{cc}^2} \quad (99)$$

As densidades de corrente eficaz nos enrolamentos CA e CC da máquina são descritas pela Equação (100) a qual relacionam o raio mediado ($R_{mediano}$), a área de bobina (A_{bob}) considerando carregamento elétrico equivalente no enrolamento CA e CC e $2p_s$ que é o número de polos do estator.

$$J_{ef} = \frac{A_{ef} 2\pi R_{mediano}}{4A_{bob} 2p_s} \quad (100)$$

As Equações (101) e (102) relacionam as perdas no cobre P_{cu} devidas às parcelas de perdas nos enrolamentos de armadura P_{cua} e de campo P_{cuf} e também são em função da corrente CC e CA, da resistência do enrolamento de armadura (R_a) e de campo (R_f).

$$P_{cu} = P_{cua} + P_{cuf} = I_{ca}^2 R_a + I_{cc}^2 R_f \quad (101)$$

$$I_{cc} = \sqrt{(P_{cu} - I_{ca}^2 R_a)/R_f} \quad (102)$$

A principal componente produtora de conjugado T_e , obtida pela Equação (103), resulta da variação da indutância mútua entre os enrolamentos CA e CC em função da posição angular do rotor.

$$T_e \approx I_{cc} I_{ca} \frac{dL_{cc,ca}}{d\theta} \quad (103)$$

Escrevendo as correntes dos enrolamentos em termos de perdas nesses condutores, é possível procurar um ponto de máximo através da derivada do conjugado pela corrente na armadura igual a zero obtido pelas equações (104) e (105).

$$T_e \approx \left(\sqrt{(P_{cu} - I_{ca}^2 R_a)/R_f} \right) I_{ca} \frac{dL_{cc,ca}}{d\theta} \quad (104)$$

$$\frac{dT_e}{dI_{ca}} = 0 = \left[\sqrt{P_{cu} - I_{ca}^2 R_a} - \frac{I_{ca}^2 R_a}{\sqrt{P_{cu} - I_{ca}^2 R_a}} \right] \frac{dL_{cc,ca}}{d\theta} \quad (105)$$

A solução continua nas equações (106) a (108), igualando as perdas no cobre em ambos enrolamentos.

$$P_{cu} - I_{ca}^2 R_a = I_{ca}^2 R_a \quad (106)$$

$$P_{cu} = 2I_{ca}^2 R_a = 2P_{cua} \quad (107)$$

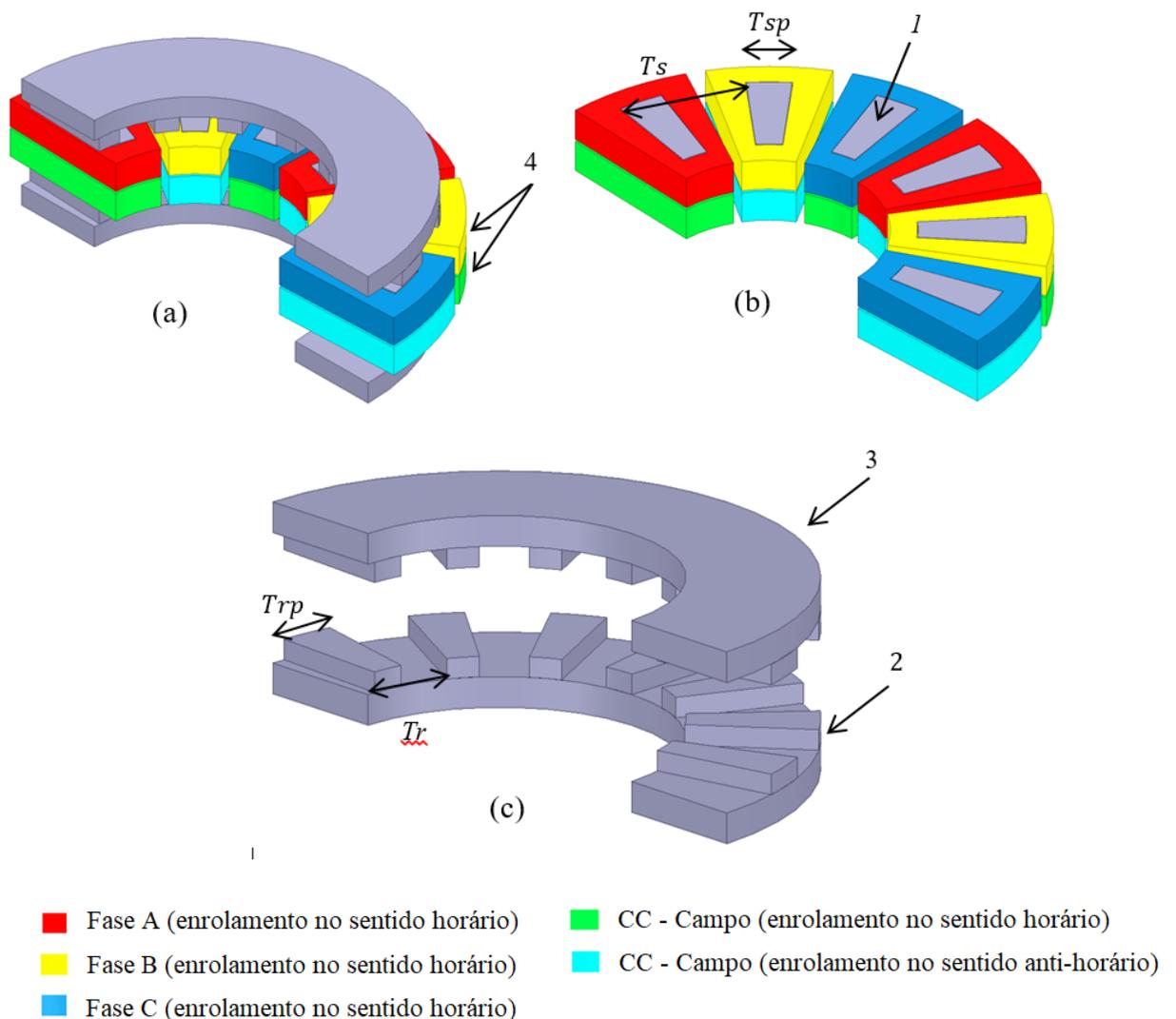
$$P_{cuf} = P_{cu} - P_{cua} = 2P_{cua} - P_{cua} = P_{cua} \quad (108)$$

O máximo conjugado resultante é obtido quando a densidade de corrente dos enrolamentos CA e CC são iguais conforme obtido pela Equação (108).

Para avaliar o modelo semi-analítico foram analisadas duas máquinas com polaridade

12/10 e 12/14 setoriais simuladas com permeabilidade relativa fixa ($\mu_r=3.000$). A fim de reduzir o tempo de simulação dos dois modelos 3D, se resume em um modelo numérico com entreferro mecânico de 0,3 mm para comparar os resultados. O modelo para a topologia 12/10 é apresentado pela Figura 55.

Figura 55 – Vista em corte da MRSFV polaridade 12/10 (a) simetria com a metade da máquina; (b) estator; (c) rotores. Os números indicam: 1 – polo do estator; 2 – polo do rotor; 3 – coroa do rotor; 4 – Enrolamentos de armadura e de campo.



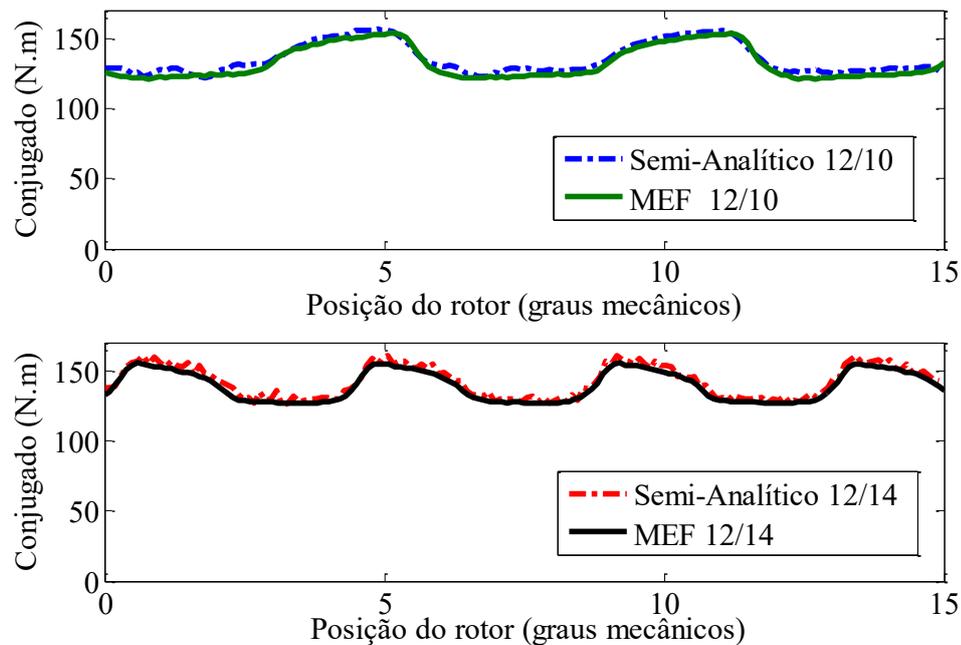
Fonte: o autor.

Para validação da modelagem realizada nesta seção, os encobrimentos polares do estator e

rotor são 48% para o rotor e 40% para o estator em relação ao passo polar no raio mediano da máquina. Esses encobrimentos representam o mesmo arco polar de 0,251 radianos tanto para o rotor quando para o estator para atingir o máximo conjugado específico.

Os resultados numéricos para o conjugado foram obtidos pelo MEF com a máquina em quadratura que é a posição de conjugado máximo com o valor de pico na fase A e alimentação de corrente nos enrolamentos CA e CC e são apresentados na Figura 56.

Figura 56 – Conjugado numérico e semi-analítico de MRSFV duplamente alimentada 12/10 e 12/14 com acionamento em quadratura.



Fonte: o autor.

As curvas apresentadas pela figura são obtidas através de imposição das correntes CA e CC produzindo fluxo em quadratura com densidade de corrente de 6 A/mm² aplicado em ambos os enrolamentos; a ondulação de conjugado T_{ripple} é calculada a partir da Equação (9).

$$T_{ripple} = 100 \left(\frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} \right) \quad (109)$$

Os resultados de ondulação de conjugado e conjugado médio com correntes CA e CC nos

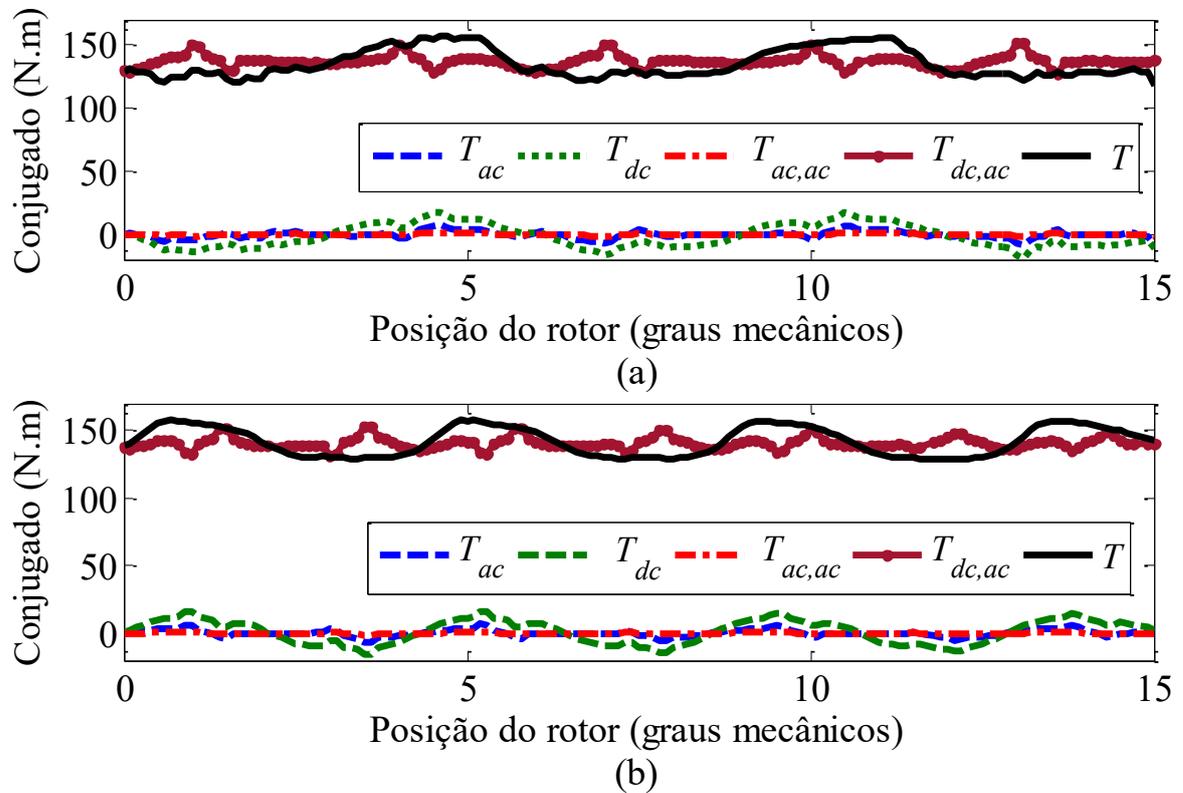
enrolamentos foram obtidos sem injeção de harmônicos ou defasamento entre os rotores e apresentados pela Tabela 6.

Tabela 6 – Valores de conjugado para as Topologias 12/10 e 12/14.

Parâmetro	12/10	12/14
Conjugado máximo T_{max}	159,09 Nm	160,94 Nm
Conjugado mínimo T_{min}	122,1 Nm	124,96 Nm
Conjugado médio T_{avg}	135,18 Nm	142,12 Nm
Oscilação de conjugado T_{ripple}	25,18 %	25,36 %
Conjugado médio Semi-Analítico	132,27 Nm	139,26 Nm

A Figura 57 apresenta as componentes de conjugado do modelo semi-analítico obtidas pela Equação (61), onde a principal componente que produz conjugado é a $T_{cc,ca}$ que é produzida pela variação da indutância mútua entre os enrolamentos CA e CC e pela corrente de armadura e de campo. Os outros componentes têm influência na ondulação de conjugado. A principal vantagem é poder analisar a influência de cada componente de conjugado, entretanto, no modelo numérico, não é possível. Mesmo que se faça por superposição, alimentando só com CA ou com CC, há componentes de indutância mútua e modulação do fluxo magnético da máquina devido à presença do campo estacionário presente na armadura.

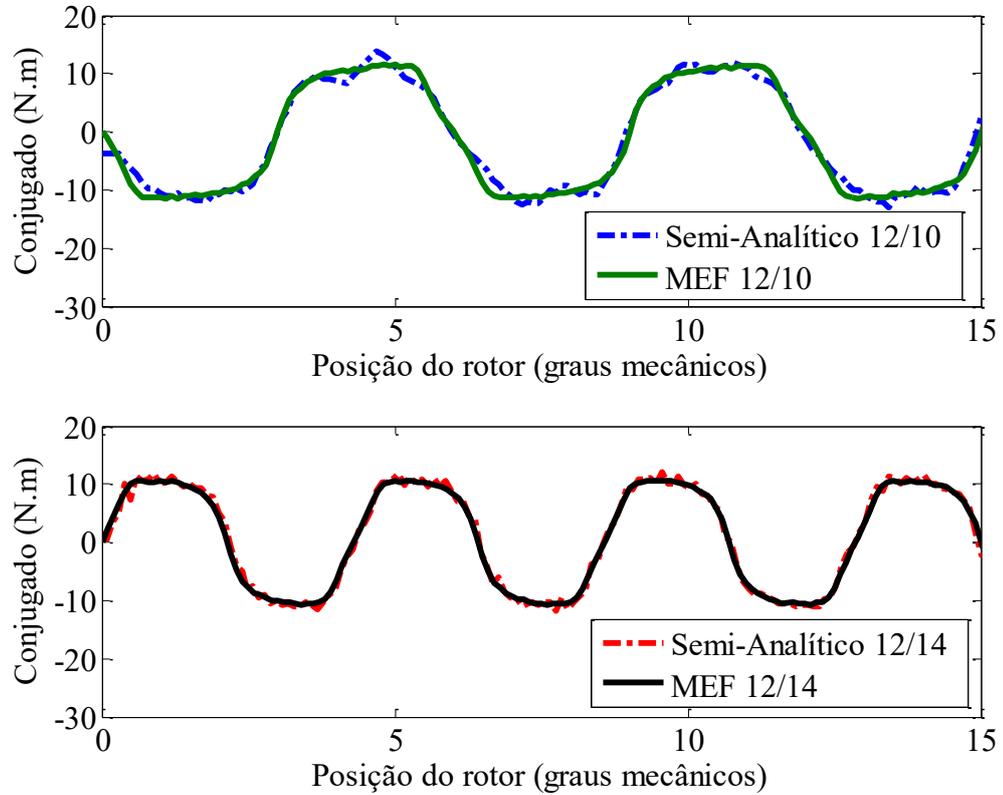
Figura 57 – Componentes de conjugado numérico e semi-analítico de MRSFV duplamente alimentada (a) 12/10 e (b) 12/14 com correntes CA e CC no estator.



Fonte: o autor.

Foram realizadas simulações somente com correntes CA e somente corrente CC e comparadas com os resultados do modelo semi-analítico. A Figura 58 apresenta a curva de conjugado somente com corrente CC, que apresenta conjugado oscilante, pois o fluxo deve ser modulado. Somente com alimentação CC seria necessário realizar comutação para obter conjugado médio diferente de zero e a máquina passa operar como uma máquina de relutância chaveada, o que seria interessante em caso de falha, mas para tanto aumentaria os custos do conversor e o enrolamento CC não poderia ser conectado em série como é proposto nesta tese.

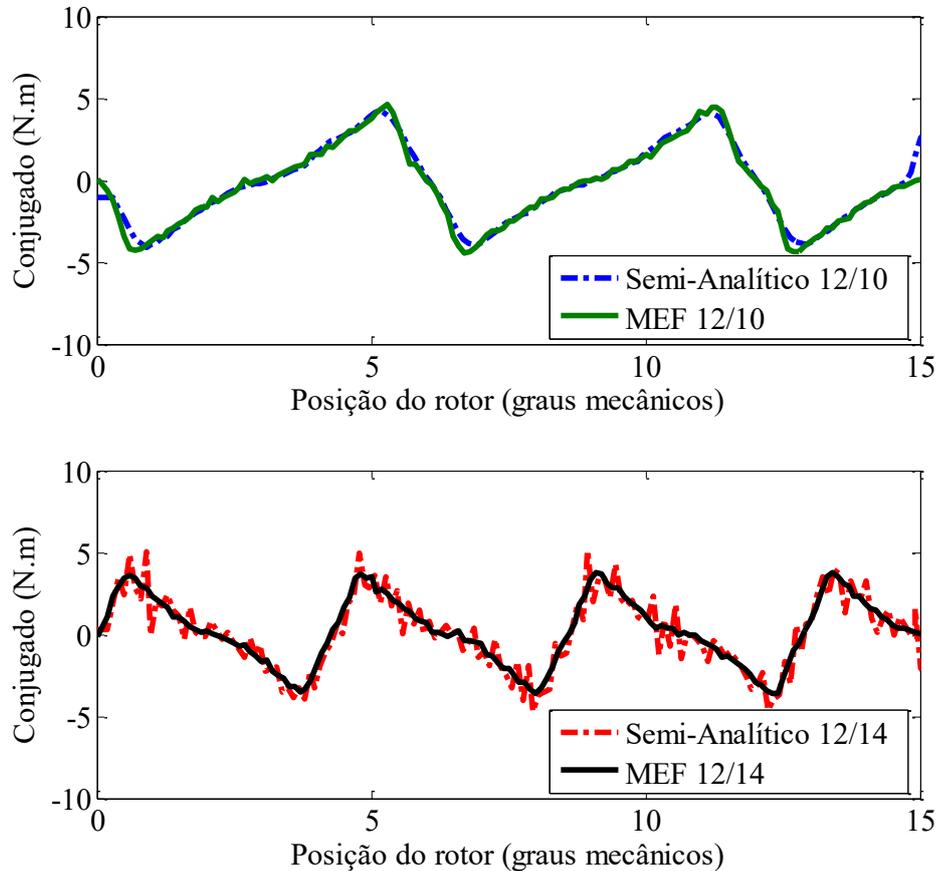
Figura 58 – Conjugado numérico e semi-analítico de MRSFV duplamente alimentada (a) 12/10 e (b) 12/14 somente com correntes CC no estator.



Fonte: o autor.

A Figura 59 apresenta o conjugado da máquina somente com corrente CA que também desenvolve conjugado oscilante e mostra também que necessita do enrolamento de campo para operar adequadamente, ou seja, a máquina necessita das duas excitações na armadura ao mesmo tempo para operar com conjugado médio diferente de zero.

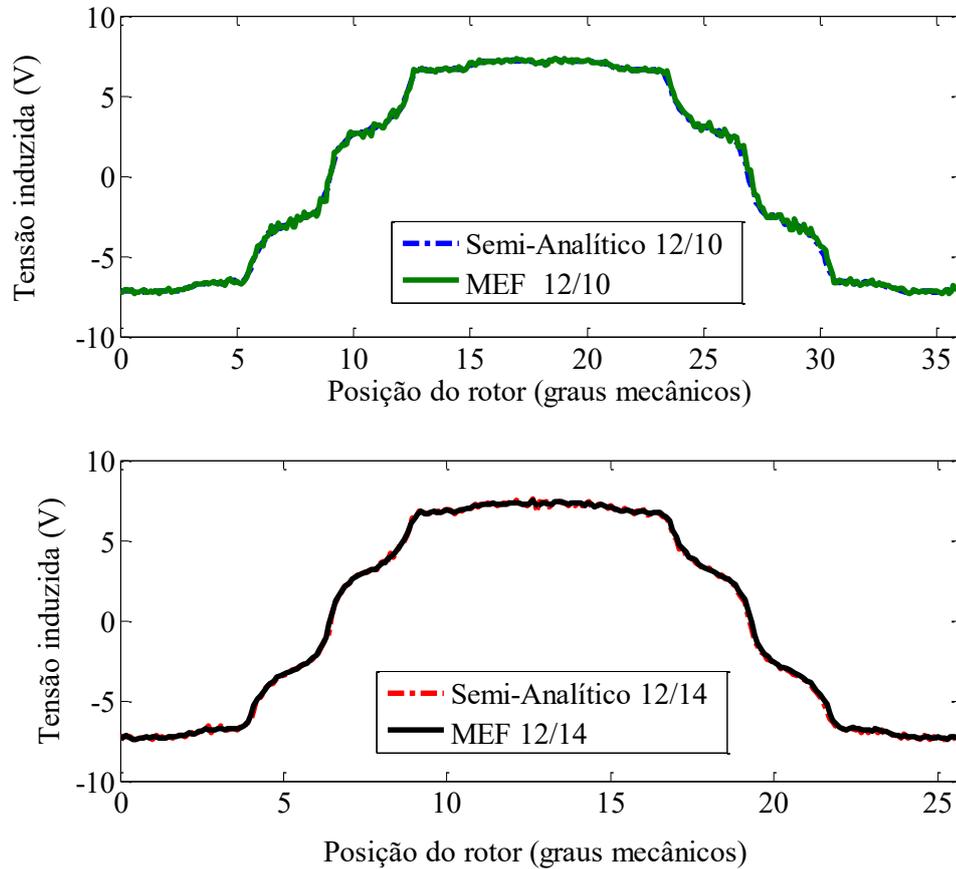
Figura 59 – Conjugado numérico e semi-analítico de MRSFV duplamente alimentada (a) 12/10 e (b) 12/14 somente com corrente CA no estator.



Fonte: o autor.

A validação do modelo para tensão induzida também foi realizada, e se pode verificar a distorção harmônica na tensão que, para redução de ondulação de conjugado, há possibilidade de alimentar o enrolamento CA com injeção de harmônicos ao invés de corrente puramente senoidal. A Figura 61 apresenta os resultados na tensão induzida no enrolamento CA para uma espira a 600 rpm apenas com corrente CC no enrolamento de campo. A forma de onda da tensão induzida é consequência do encobrimento polar do rotor e estator e do formato da corrente imposta no enrolamento de campo.

Figura 60 – Tensão induzida no enrolamento CA numérica e semi-analítica de MRSFV duplamente alimentada (a) 12/10 e (b) 12/14 somente com corrente CC no estator.

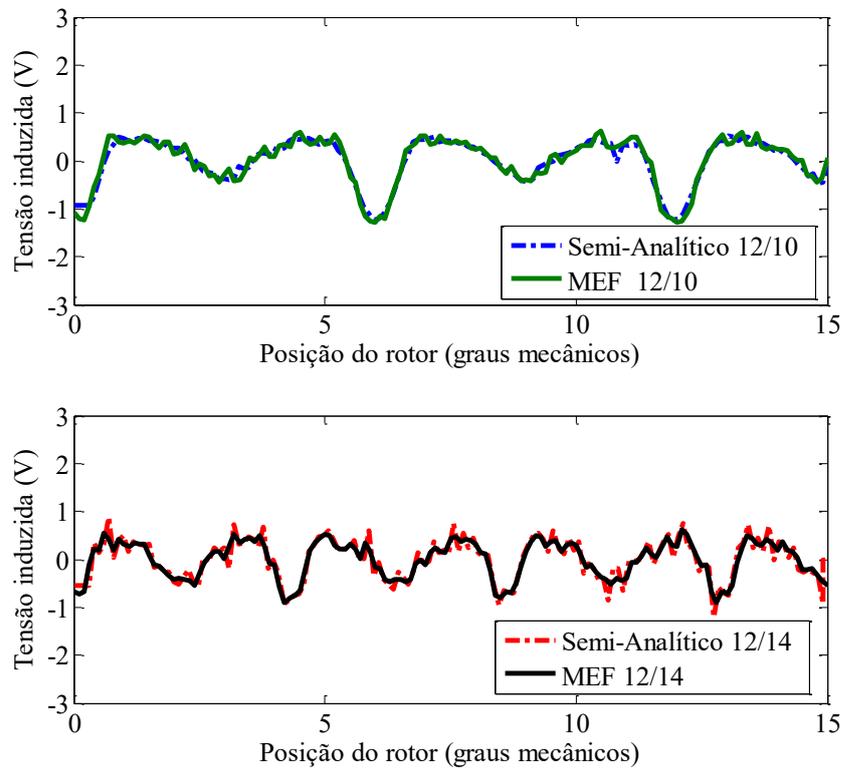


Fonte: o autor.

A Figura 62 mostra a tensão induzida no enrolamento de campo com corrente senoidal na armadura. A tensão induzida no campo é um sinal periódico, pois este enrolamento coleta todo o fluxo produzido pela armadura e apresenta maior frequência em função do enrolamento CC ser conectado em série e presente em cada polo do estator. Nesta análise, foi aplicado corrente CA em quadratura com o fluxo magnético da máquina. Isto é importante para obter a força contra eletromotriz que a máquina impõe à fonte que alimenta o enrolamento CC e pode ser modelada com uma carga RLE onde R é a resistência, L é a indutância e E é a tensão induzida

no enrolamento de campo. Com exceção da resistência, as outras componentes são dependentes da variação de posição do rotor e da velocidade, respectivamente.

Figura 61 – Tensão induzida no enrolamento CC numérica e semi-analítica de MRSFV duplamente alimentada (a) 12/10 e (b) 12/14 somente com corrente CA no estator.



Fonte: o autor.

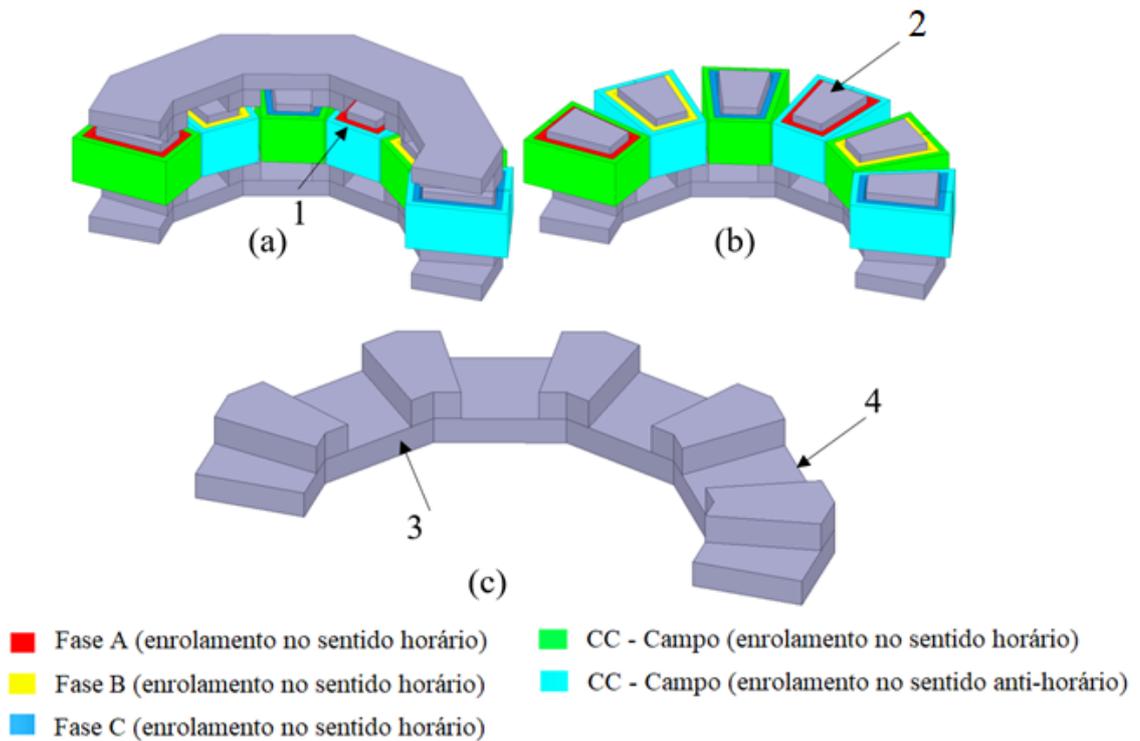
Através dos resultados obtidos anteriormente, é possível concluir que o modelo semi-analítico apresentado nesta seção descreve bem os componentes de conjugado e a tensão induzida. Estes resultados são essenciais para o fechamento do projeto da máquina e análise do perfil de conjugado para obter encobrimentos polares do rotor e estator a fim de maximizar conjugado médio, produzir tensão induzida mais senoidal e reduzir a oscilação de conjugado.

4 PROJETO E CONSTRUÇÃO DA MÁQUINA (MRSFV)

Neste capítulo são apresentados o modelo completo da máquina e seus parâmetros para construção modular do protótipo, os modelos de apoio ao projeto e os resultados das simulações a fim de obter as dimensões finais da topologia proposta nesta tese, considerando o formato final da máquina, segmentação e anisotropia dos materiais. Foi elaborado um modelo em 3D de metade do volume da máquina em elementos finitos no *software* Ansys Maxwell. A máquina em questão é refrigerada a ar, com carregamento elétrico de 65 kA/m e densidade de corrente no estator de 6 A/mm² tanto para o enrolamento CC como para o CA.

A Figura 62 apresenta o modelo parametrizado configurado para os polos do rotor e estator setorial, ou seja, o estator possui arco do dente constante, o que implica em menor aproveitamento do enrolamento, uma vez que, no raio interno, a ranhura é estreita e os enrolamentos ficam comprimidos. O modelo setorial é a base para análise da máquina definida neste projeto, as variáveis fundamentais de encobrimento do rotor e estator foram analisadas na validação do conjugado semi-analítico apresentados pelo capítulo 3.

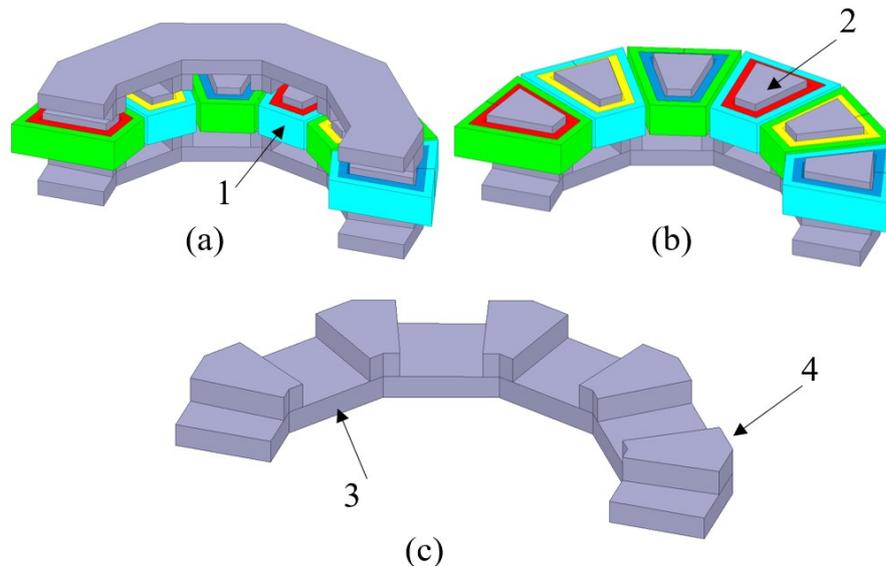
Figura 62 – Vista em corte da MRSFV polaridade 12/10 Setorial (a) simetria com a metade da máquina; (b) estator e rotor; (c) somente rotor inferior. Os números indicam: 1 – Enrolamentos de armadura e de campo; 2 – polo do estator; 3 – coroa do rotor; 4 – polo do rotor.



Fonte: o autor.

A Figura 63 apresenta o modelo parametrizado que foi utilizado nesta tese configurado para os polos do rotor e estator trapezoidais, ou seja, as bobinas ocupam todo o espaço das ranhuras, tornando o estator mais compacto.

Figura 63 – Vista em corte da MRSFV polaridade 12/10 Trapezoidal (a) simetria com a metade da máquina; (b) estator e rotor; (c) somente rotor inferior. Os números indicam: 1 – Enrolamentos de armadura e de campo; 2 – polo do estator; 3 – coroa do rotor; 4 – polo do rotor.



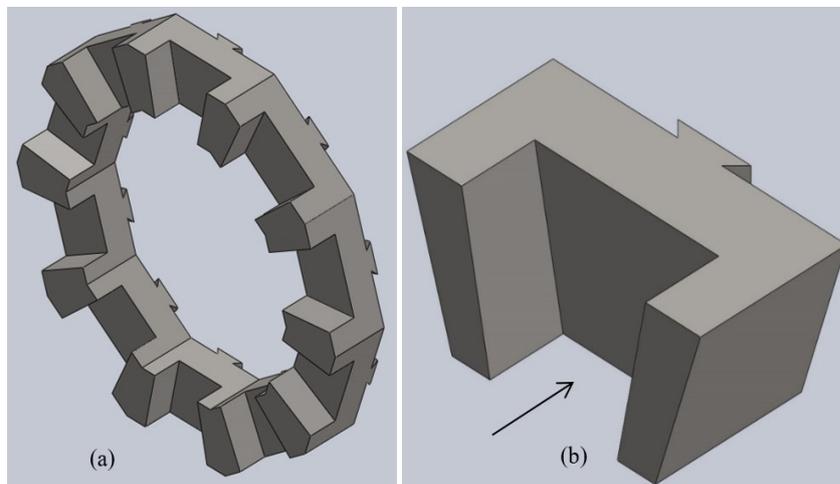
- | | |
|---|--|
| ■ Fase A (enrolamento no sentido horário) | ■ CC - Campo (enrolamento no sentido horário) |
| ■ Fase B (enrolamento no sentido horário) | ■ CC - Campo (enrolamento no sentido anti-horário) |
| ■ Fase C (enrolamento no sentido horário) | |

Fonte: o autor.

No que concerne à construção do protótipo, analisando o comprimento axial da máquina nos modelos de elementos finitos, o modelo trapezoidal traz melhor densidade de conjugado. Considerando encobrimento do estator de 48% do passo polar mediano, o comprimento do estator se reduz em 30%, o que implica, para esta máquina, com diâmetro externo de 300 mm e interno de 200 mm, uma redução 2 kg de massa de aço silício no estator da máquina em relação ao estator setorial. Outra vantagem de se trabalhar com modelo trapezoidal é a possibilidade de utilizar rotores setoriais ou trapezoidal de inclinação angular do polo diferente da utilizada no estator para redução de ondulação de conjugado.

A Figura 64 apresenta a concepção inicial dos segmentos que compõem os rotores da máquina. Diferente das máquinas síncronas de ímãs permanentes, o rotor deve ser segmentado com laminação no sentido axial. Para que seja possível realizar o corte de um pacote de chapas retilíneo é necessário a concepção de vários módulos conectados em uma culatra de suporte mecânico somente.

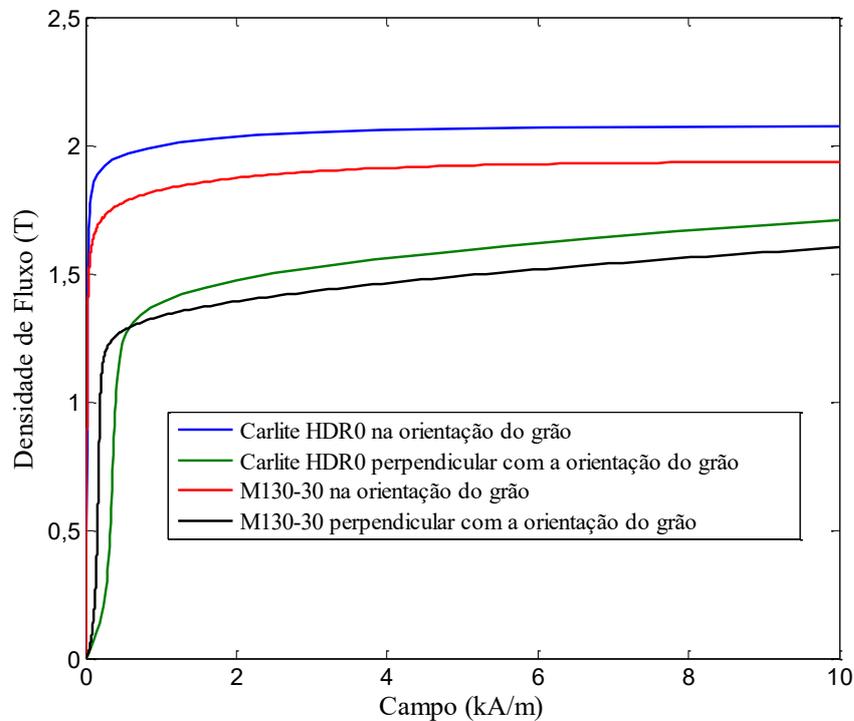
Figura 64 – (a) Vista em perspectiva do rotor direito completo com os 10 módulos; (b) Um segmento do rotor com seta indicando a laminação.



Fonte: o autor.

O aço utilizado para as simulações é o Carlite HDR0 de GO, um aço silício laminado da AK Steel usado no estator, e no rotor, o aço M130-30 laminado da Amperam, ambos materiais com orientação de grão no sentido axial do modelo. Foi realizada a caracterização experimental no sentido da orientação do grão e 90 graus deste sentido. A Figura 65 apresenta a curva BH experimental do material utilizado para as simulações a 0° e 90° da orientação do grão.

Figura 65 – Curva de magnetização obtida experimentalmente para o material Carlite HDR0 0,23 mm da AK Steel.



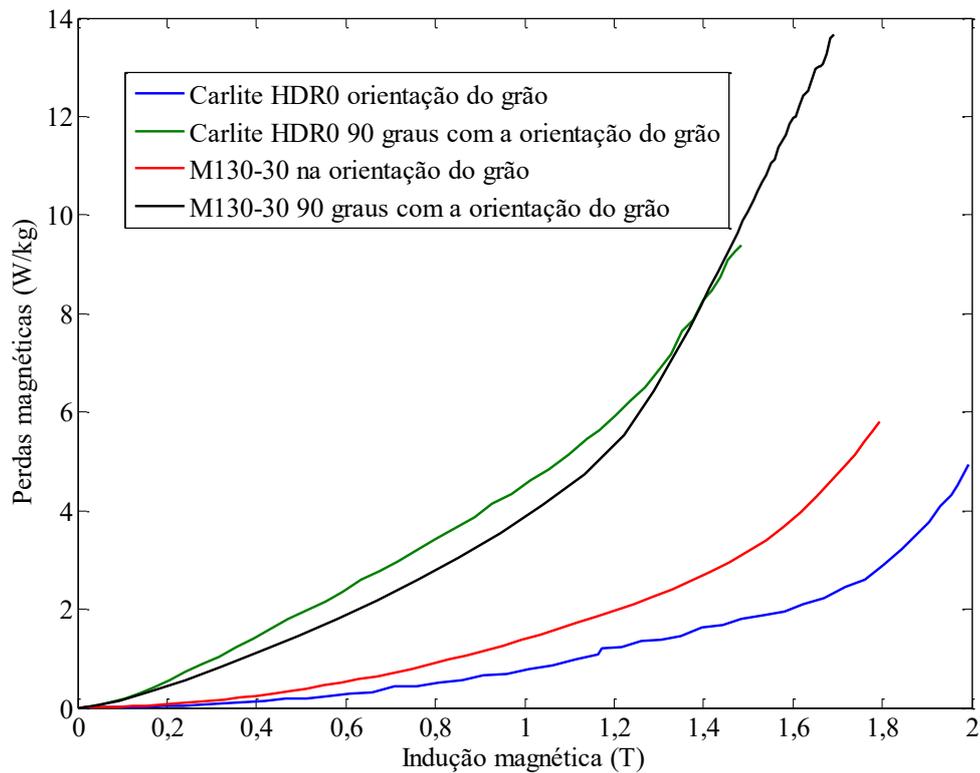
Fonte: o autor.

A circulação de fluxo magnético nos polos do estator e do rotor ocorre na orientação do grão enquanto que a saturação ocorre próxima à densidade de fluxo magnético de 2 T. As culatras possuem fluxo magnético principalmente na direção tangencial e operam com menor desempenho com ponto de saturação entorno de 1,4 T, devido à operação fora da orientação principal do grão que é na direção axial. Isto implica utilizar o material com anisotropia nas simulações.

A Figura 66 apresenta as perdas para ambos materiais de grão orientado a 100 Hz que é a frequência da fundamental da máquina, caracterizados experimentalmente. Para o rotor foi utilizado o M130-30 devido ao menor custo e maior espessura da chapa que facilita a montagem e casamento entre os módulos do rotor. O Carlite HDR0 apresenta maior anisotropia do grão,

o que implica em níveis maiores de saturação e menores perdas na orientação do grão. Já na orientação perpendicular do grão, apresenta menor desempenho que o M130-30, o que justifica a utilização deste aço nos rotores.

Figura 66 – Curvas de perdas a 100 Hz obtida experimentalmente para o material Carlite HDR0 0,23 mm da AK Steel e o material M130-30 de 0,3 mm da Amperam.



Fonte: o autor.

A análise dos materiais foi essencial para elaboração do modelo final do projeto. O uso de materiais de grão orientado não se restringe somente a transformadores, pois o material também pode ser aplicado em máquinas axiais, devido à direção da densidade de fluxo magnético, a orientação do fluxo magnético se dá na direção axial. As caracterizações experimentais realizadas nos materiais e seus dados nominais estão no apêndice deste trabalho.

4.1 DEFINIÇÃO DAS DIMENSÕES FINAIS DE PROJETO

Nesta etapa, há a determinação final das principais dimensões da máquina obtidos no dimensionamento preliminar que são aplicados ao modelo em elementos finitos onde são parametrizados os arcos polares, altura dos polos e espessura das culatras considerando a operação não linear do material ferromagnético macio e também a anisotropia do material de grão orientado com a culatra do rotor operando em direção diferente da orientação de grão. O modelo elaborado nesta tese é totalmente ajustável. São parametrizadas as variáveis dimensionais com o objetivo de atingir o maior conjugado específico possível e, em seguida, analisar os limites de desempenho e validar os resultados com a modelagem semi-analítica.

4.2 DEFINIÇÃO DOS ARCOS POLARES DO ESTATOR E DOS ROTORES

Esta subseção trata de uma importante questão a ser avaliada em uma máquina de relutância síncrona: os arcos polares, pois deles dependem o perfil de indutância e o desempenho do protótipo. Os polos do estator assumem grande importância devido ao espaço na ranhura para alojar os enrolamentos; encobrimentos polares menores do estator promovem maior espaço para alojar a mesma quantidade de cobre e, conseqüentemente, reduzem o comprimento axial do estator. O arco polar do rotor influencia diretamente a espessura da culatra que deve prover a metade do fluxo magnético para cada segmento do rotor.

Para os resultados numéricos terem qualidade e também convergirem mais rapidamente, foi necessário refinar a malha da simulação magnetoestática. As dimensões máximas usadas nos triângulos das malhas de elementos finitos foram de 3 mm na face polo estator rotor, 8 mm na parte interna dos polos do rotor e estator, 15 mm nas bobinas e 20 mm nas culatras do rotor. Foi utilizado o material Carlite HDR0 com anisotropia.

Foram utilizadas as seguintes premissas no modelo numérico: polos do rotor e do estator centralizados; ângulo elétrico estático através da Fase A em valor máximo com alimentação também no enrolamento CC. A Tabela 7 apresenta as dimensões fixas utilizadas na simulação.

Tabela 7 – Parâmetros fixados na simulação par obtenção dos arcos polares do estator e rotor.

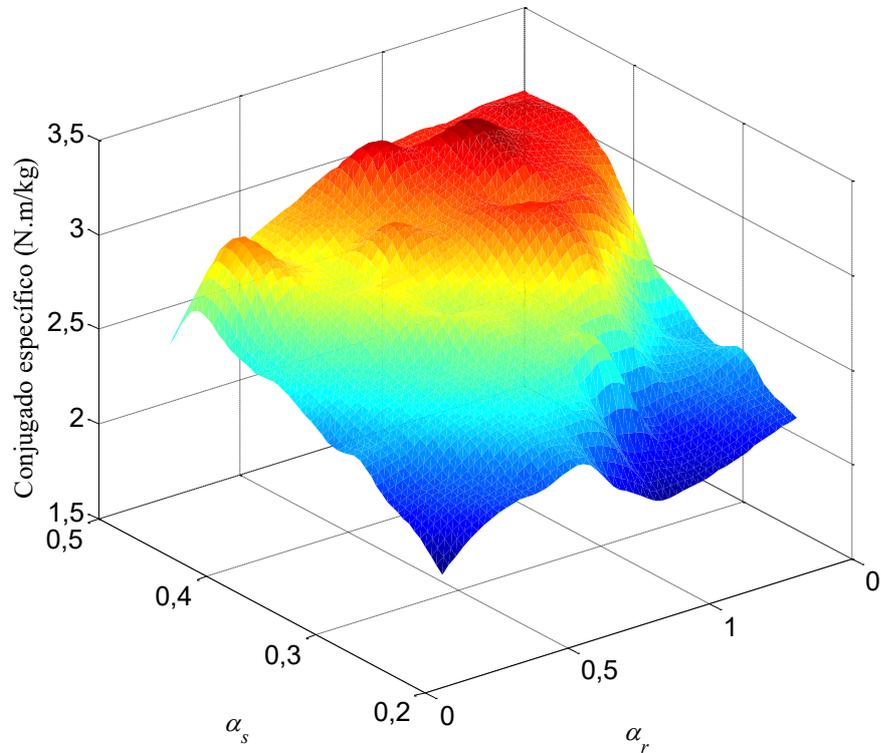
Carregamento elétrico	65 kA/m
Densidade de corrente CA	6 A/mm²
Densidade de corrente CC	6 A/mm²
Entreferro	0,5 mm
Diâmetro externo	300 mm
Diâmetro interno	200 mm
Espessura polo do rotor	15 mm
Espessura da culatra do rotor	15 mm

O objetivo principal desta simulação é buscar o máximo conjugado estático específico. São analisados os conjugados nos rotores e densidade de fluxo magnético ao longo da direção axial em todas as partes da máquina. Foram parametrizadas as seguintes variáveis:

- Encobrimento polar rotor variando de 0,25 a 0,5.
- Encobrimento polar estator variando de 0,25 a 0,5.

A Figura 67 apresenta a densidade de conjugado em função da variação dos arcos polares do rotor e estator, onde o valor máximo de 3,3 Nm/kg foi atingido para o conjugado específico com encobrimento polar do rotor de 0,425 e encobrimento polar do estator de 0,450 em relação ao passo polar mediano com espessura do polo do rotor e culatra do rotor de forma que não sature a máquina.

Figura 67 – Conjugado específico pelo encobrimento polar do estator (α_s) e do rotor (α_r).

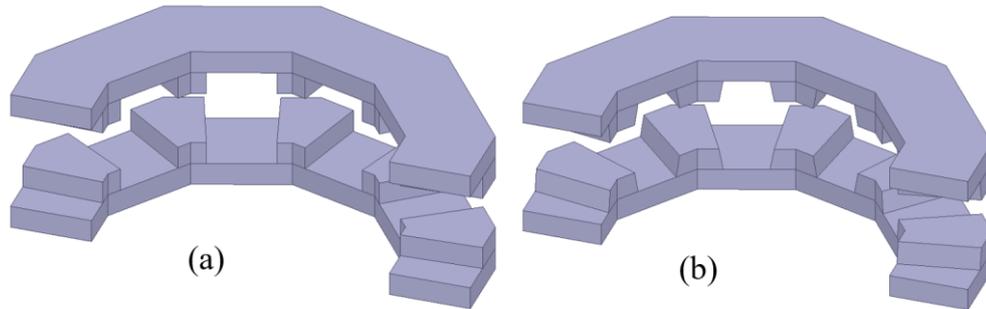


Fonte: o autor.

Os arcos polares afetam diretamente o conjugado específico, uma vez que, com maior encobrimento, ocorre maior necessidade de material. Outro fator positivo neste resultado foi que o conjugado também é máximo nestes encobrimentos definidos pela Figura 68.

O formato dos polos do rotor também é um caso à parte de estudo. Foram analisados os polos com inclinação da configuração setorial, ou seja, mesmo ângulo do raio interno até o raio externo do polo até trapezoidal em que o ângulo difere no raio interno com o do raio externo, o polo é mais aberto no raio interno e mais fechado no raio externo. Também foi analisado o alargamento da base do polo próxima à culatra para reduzir a queda de potencial magnético, Figura 68.

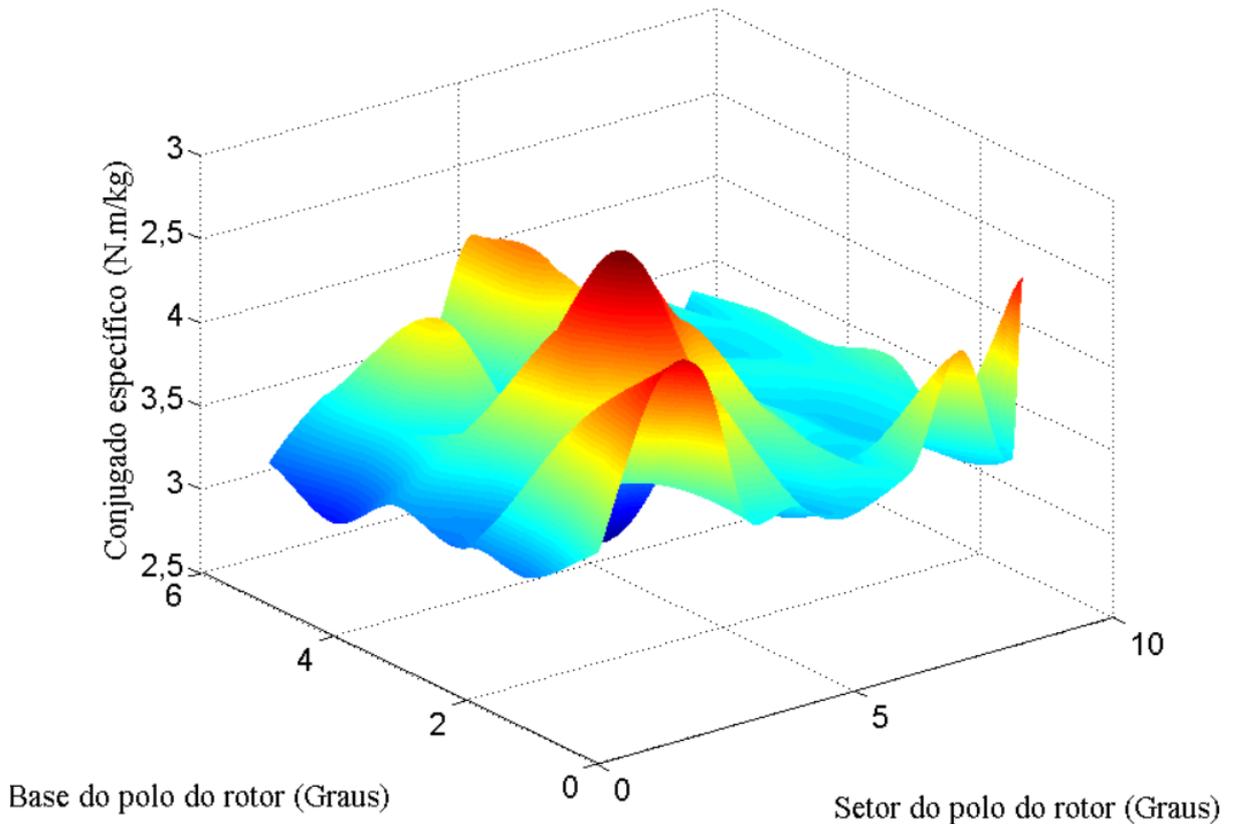
Figura 68 – (a) Rotor com polos trapezoidais (ângulo constante do polo); (b) Rotor com polos setoriais e base do polo junto à culatra mais alongada.



Fonte: o autor.

A setorização junto com o aumento da base dos polos reduz a ondulação de conjugado e também a saliência da máquina. Por ter dois rotores, a redução de ondulação pode ocorrer simplesmente pelo defasamento entre esses rotores da máquina. A Figura 69 apresenta os resultados parametrizados para o formato dos polos do rotor, mantendo os arcos polares do rotor e estator definidos pela Figura 68 para o maior conjugado específico e agora considera ângulo constante para 0° de inclinação, no raio médio do polo, até $8,2125^\circ$ para a configuração trapezoidal já não é constante o ângulo do arco polar do raio interno até o raio externo. Já a base do polo junto à culatra pode variar de 0° para o polo reto até 6° com polo mais largo na base próxima à culatra que na face do polo direcionada para o entreferro.

Figura 69 – Conjugado específico pela largura da base do polo do rotor e pela setorização polo do rotor.



Fonte: o autor.

O maior conjugado específico dependente do formato dos polos do rotor descrito pela Figura 69 ocorreu com setorização de 3° e inclinação da base do polo de 2° atingindo 4 Nm/kg com espessura do polo do rotor e culatra do rotor de forma que não sature a máquina.

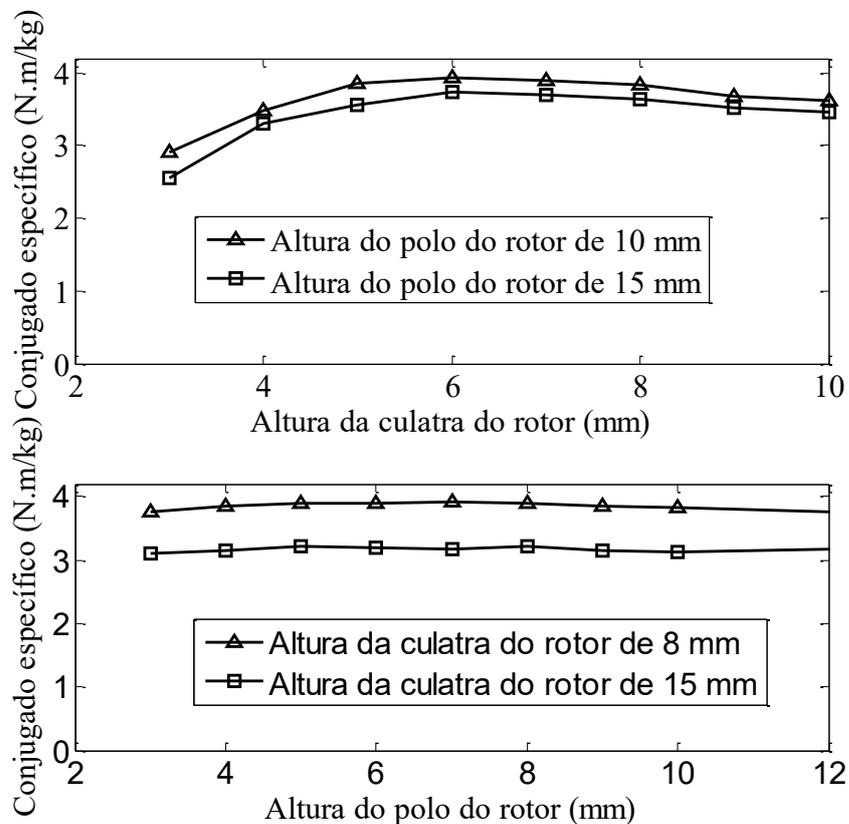
4.3 DEFINIÇÃO DA ALTURA DOS POLOS E CULATRA DOS ROTORES

A redução de massa dos rotores, além de trazer maior economia de materiais, reduz o momento de inércia e o comprimento axial da máquina. A altura dos polos do rotor promove aumento da saliência e, conseqüentemente, do conjugado. A culatra do rotor fornece o caminho de retorno ao fluxo magnético e precisa ser analisada, pois nela é que ocorre a passagem do

fluxo magnético pela orientação menos favorável do aço elétrico GO. Foram realizadas parametrizações em busca do máximo conjugado específico com altura da culatra do rotor de 3 mm a 10 mm e altura do polo do rotor de 3 mm a 12 mm.

As dimensões atribuídas para arcos polares e formato dos polos do rotor que oferecem o maior conjugado específico foram mantidas. A Figura 70 apresenta o conjugado específico para a altura da culatra do rotor (c_r) e altura do polo do rotor (h_r), que são comprimentos na direção axial da máquina. Na etapa de projeto, o objetivo é reduzir a massa dos rotores para menor inércia e menor consumo de materiais, tendo em vista manter a maior saliência possível a fim de maximizar o conjugado específico da máquina.

Figura 70 – Conjugado específico pela altura da culatra do rotor (c_r) e altura do polo do rotor (h_r).



Fonte: o autor.

Os resultados para as dimensões obtidos, pela Figura 70, foram 8 mm para altura da culatra do rotor e 10 mm para altura do polo do rotor, com menor massa e consumo de materiais para os rotores e, ainda, maximiza o conjugado específico e sem comprometer o conjugado estático, pois, quando se reduz a altura das culatras (c_r) e a altura dos polos do rotor (h_r) ocorre redução na produção de conjugado. Nas culatras se estabelecem cerca de 45% do fluxo magnético oriundo dos polos, contudo, devido à operação fora da região de orientação de grão, é necessária uma maior quantidade de material nas culatras.

4.4 DETERMINAÇÃO DO ENTREFERRO.

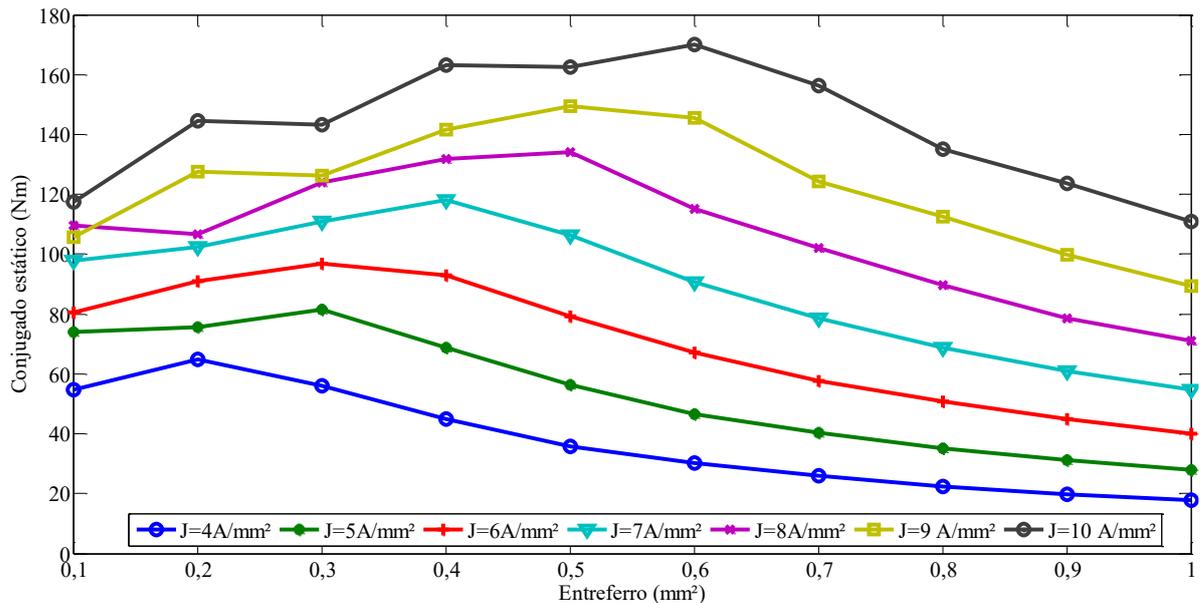
O desempenho é influenciado pelo comprimento do entreferro e pelo carregamento elétrico da máquina. O entreferro é o principal requisito que delimita o desempenho do protótipo e é fortemente afetado pelas tolerâncias dos rolamentos e das usinagens dos elementos mecânicos da máquina. Com o diâmetro externo de 300 mm e diâmetro externo dos rolamentos de 72mm (modelo de rolamento utilizado: 61811-2RZ), quaisquer desalinhamentos ou folgas são amplificados, de maneira aproximada, 4,16 vezes no diâmetro externo, pois é a relação entre o raio externo da máquina pelo raio externo do rolamento. Nesta etapa, não foi utilizado rolamento de grande diâmetro (130 mm) devido ao preço restritivo e maior atrito nas carreiras de esferas que duplicariam as perdas por atrito.

Considerando a folga mínima dos rolamentos de uma carreira de esfera, o entreferro mínimo fica limitado a 0,3 mm. Assim, foi definido um entreferro nominal de 0,5mm.

Foram realizadas simulações de conjugado estático com entreferro de 0,1 mm até 1 mm e com densidades de corrente de 5 A/mm² até 10 A/mm² para avaliar a operação e garantir que, após a construção do protótipo, seja possível atender ao requisito de 100 Nm de conjugado com menor consumo de materiais, mantendo a densidade de conjugado e o conjugado específico elevados. A Figura 71 considera a saturação magnética e a anisotropia do aço utilizado e

apresenta o conjugado estático em função do entreferro para valores de densidade de conjugado utilizados em máquinas refrigeradas a ar.

Figura 71 – Conjugado estático pela variação do entreferro e da densidade de corrente.



Fonte: o autor.

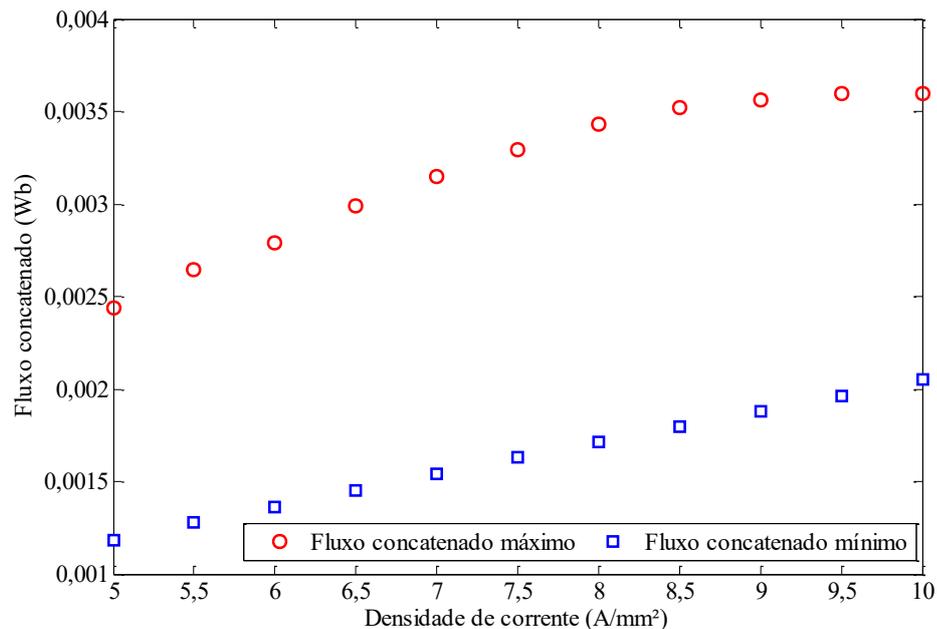
Para a densidade de corrente nominal, a máquina atingiu 96 Nm de conjugado para o entreferro de 0,3 mm (entreferro mínimo). Com densidade de corrente de 7 A/mm² resultou em 106 Nm com 0,5 mm de entreferro que atende os requisitos de projeto. Por fim, o maior valor obtido para o conjugado foi de 169 Nm para 10 A/mm² e 0,6 mm de entreferro e também 110 Nm para 1 mm. A partir dos resultados apresentados conclui-se que o projeto atende aos requisitos de projeto e de construção do protótipo.

4.5 ANÁLISE DE CO-ENERGIA

No desenvolvimento de máquinas de relutância variável, o quesito fundamental para verificar se o projeto da máquina é bem elaborado é analisar a co-energia através de simulação

com rotor alinhado e desalinhado com armadura com corrente de pico naquele segmento. O projeto deve maximizar a conversão de energia maximizando o laço de co-energia, ou seja, operando em saturação quando polo do rotor estiver alinhado com o respectivo polo da armadura no valor de pico de fluxo magnético. A Figura 72 apresenta o fluxo magnético máximo e mínimo da máquina simulada com entreferro de 0,5 mm e com densidade de corrente na armadura CA e CC com valores de 5 a 10 A/mm².

Figura 72 – Fluxo concatenado por densidade de corrente de excitação com polo alinhado (fluxo magnético máximo) e desalinhado (fluxo magnético mínimo).



Fonte: o autor.

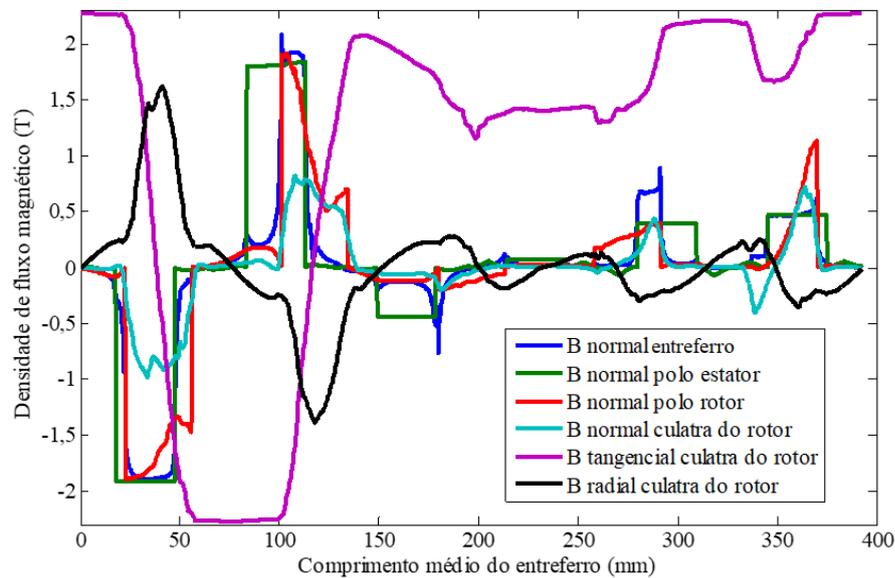
A operação do dispositivo apresenta a maior área do laço de co-energia possível na região de operação, até o início da saturação, que é até a densidade de corrente eficaz de 10 A/mm², valor comum em máquinas de refrigeração forçada a ar. A maximização do laço de conversão

de energia está relacionada com a saliência da máquina que, regido pelo entreferro e arcos dos polos do rotor e estator, foram criteriosamente escolhidos nesta tese.

4.6 ANÁLISE DA INDUÇÃO MAGNÉTICA NA MÁQUINA

A densidade de fluxo magnético em todas as partes condutoras de fluxo da máquina é de suma importância para verificar se atende aos valores de indução de fluxo magnético definido inicialmente do projeto. O valor de pico da indução magnética do entreferro atingiu 2 T para entreferro de 0,3 mm que seria o mínimo teórico possível para esta máquina. Cabe ressaltar que a Figura 73 apresenta a posição do rotor com corrente da armadura em quadratura, ou seja, condição de máximo conjugado.

Figura 73 – Densidade de fluxo magnético com a máquina estática com acionamento em quadratura e entreferro de 0,3 mm.



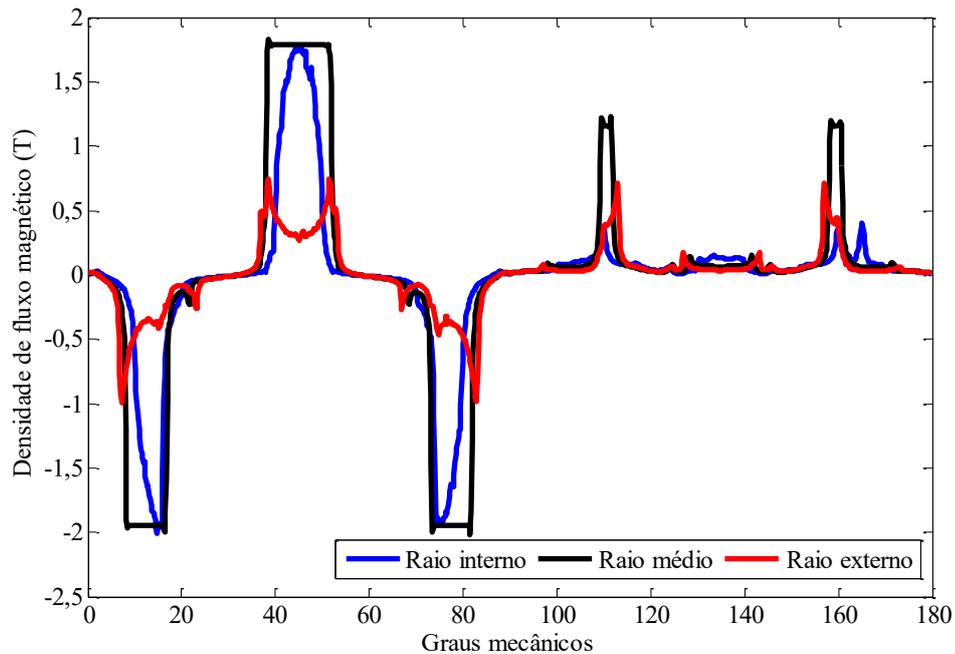
Fonte: o autor.

A culatra dos rotores apresentou maior saturação e condição de anisotropia do fluxo magnético com condução nos sentidos tangenciais, normal e radial. O aço elétrico opera com

maior saturação no sentido perpendicular ao grão, mas, mesmo assim, ele tem maior desempenho do que se fosse utilizado aço de grão não orientado nos rotores.

A Figura 74 apresenta a densidade de fluxo magnético no centro do entreferro, em três locais, no raio interno, médio e externo. As três curvas percorrem simetria de meia máquina com ângulo de zero a 180 graus. Os resultados apresentam valores diferentes que ocorrem nas máquinas de fluxo axial devido aos polos terem aumentado o arco em direção ao raio externo.

Figura 74 – Densidade de fluxo com a máquina estática com acionamento em quadratura.



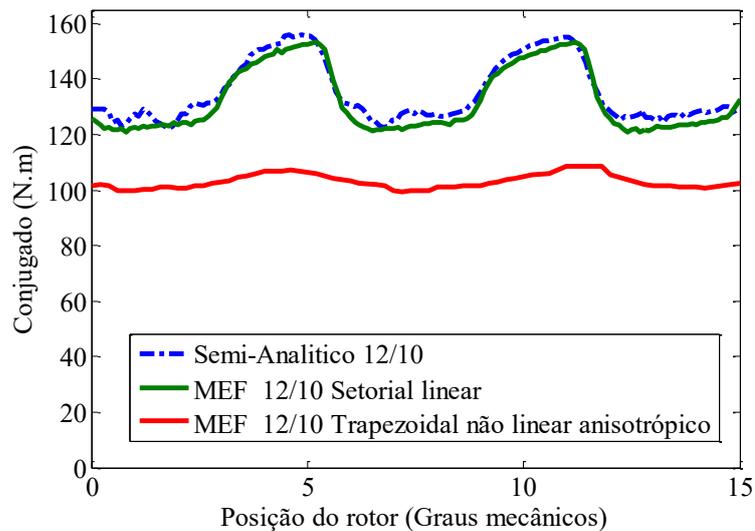
Fonte: o autor.

As máquinas de fluxo axial variam a distribuição da densidade de fluxo magnético de acordo com o raio, e assim, reduzem a ondulação de conjugado e ruído audível que são o contraponto das máquinas de relutância variável. Outra vantagem é que a dupla alimentação CA e CC, que produz fluxo concatenado senoidal, também reduz o ruído audível e a ondulação de conjugado.

4.7 COMPARAÇÃO DO MODELO NUMÉRICO COM O SEMI-ANALÍTICO.

Nesta seção são comparados os resultados semi-analíticos de permeabilidade fixa com o modelo real de estator e rotor segmentados e, ainda, considera a utilização de laminação e anisotropia que triplica o tempo de simulação. A Figura 75 apresenta os valores validados de conjugado do modelo semi-analítico com o modelo numérico da topologia segmentada, laminada e anisotrópica. A ondulação de conjugado reduziu-se significativamente e atendeu aos requisitos de projeto de 100 Nm para a máquina.

Figura 75 – Conjugado dinâmico pela posição mecânica do rotor com as correntes de armadura em quadratura.



Fonte: o autor.

A partir das simulações executadas obtém-se as dimensões finais do protótipo. A Tabela 8 apresenta as dimensões e valores de densidade de conjugado, conjugado específico e densidade de corrente na armadura.

Tabela 8 – Dimensões finais de projeto.

Carregamento elétrico	76 kA/m
Densidade de corrente CA	7 A/mm²
Densidade de corrente CC	7 A/mm²
Numero de espiras CA	68
Numero de espiras CC	68
Entreferro	0,5 mm
Encobrimento polar do rotor	0,425
Encobrimento polar do estator	0,45
Diâmetro externo	300 mm
Diâmetro interno	200 mm
Comprimento axial	73 mm
Altura polo do rotor	10 mm
Altura do polo do estator	36 mm
Espessura da culatra do rotor	8 mm
Massa da máquina inteira	22kg
Massa de cobre	4,5 kg
Conjugado específico máximo	8 Nm/kg
Densidade de conjugado	30,6 kNm/m³

A densidade de conjugado da máquina proposta é de 30,6 kNm/m³ e o conjugado específico máximo é 8 Nm/kg com densidade de corrente de 7 A/mm², que é um valor elevado para máquinas sem ímãs e com refrigeração a ar. Este valor está próximo ao que se observa em máquina de ímãs permanentes que equipa o veículo híbrido Prius, como apresentado pela Tabela 9. Um valor interessante de atingir seria 50 kNm/m³, que se aproxima das máquinas axiais de ímãs permanentes, mas neste caso seria necessário aumentar a densidade de corrente e elaborar um modelo de refrigeração líquida direta nas bobinas. O *Smart for TWO*, utilizado como base de estudo desta tese, é equipado com máquina síncrona de ímãs permanentes de alimentação retangular (BLDC) de 85 Nm de conjugado contínuo e 120 Nm de conjugado máximo com peso seco de 65 kg do conjunto de tração (máquina elétrica e conversor) (ZYTEK, 2019).

Tabela 9 – Comparações da máquina proposta com as máquinas projetadas e com o motor do Prius.

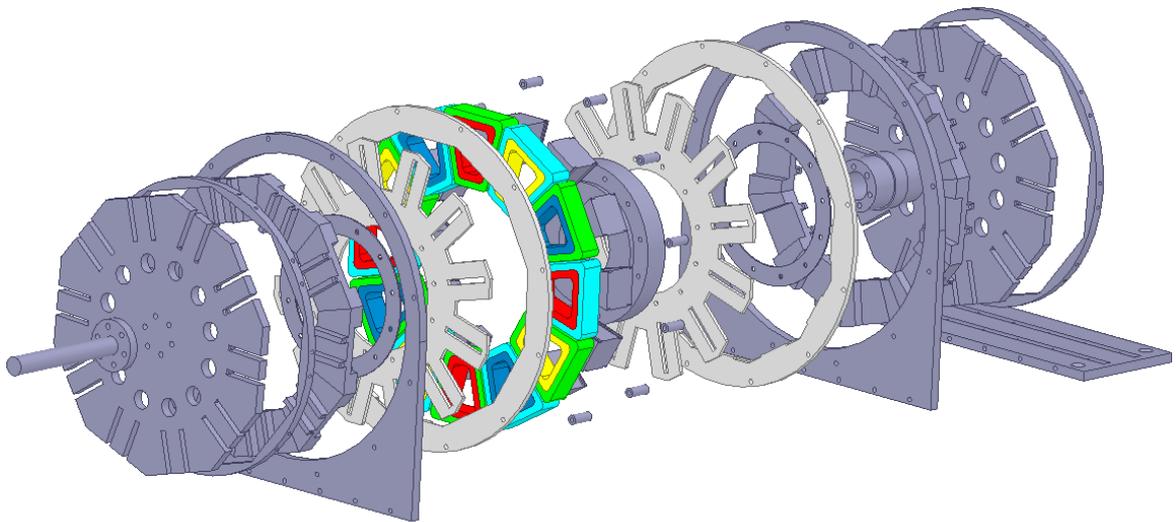
	Densidade de Conjugado (kNm/m³)	Conjugado Nominal (Nm)	Velocidade (rpm)
Prius (radial BLAC)	38,17	150	1200
Axial (VFRM) Proposta	30,6	99,85	521 *base
Smart For Two (BLDC)	-	85	4300

A máquina desenvolvida nesta tese, mesmo que opere com baixa velocidade acoplada diretamente à roda, atinge o conjugado requerido para operação do veículo com a densidade de conjugado próxima àquela das máquinas de maior rotação utilizadas em tração elétrica. Máquinas de relutância variável sempre utilizam o menor entreferro possível. O valor utilizado para projeto de 0,5 mm é baixo e carece de um estudo do conjunto mecânico e tolerâncias de mecânica de precisão para ser reduzido ao máximo possível. Esta escolha produz aumento de conjugado e também de vibrações mecânicas que devem ser estimadas, tanto as de origem de chaveamento, magnéticas e mecânicas, mas sempre será um desafio, pois, reduzindo os esforços axiais, reduz-se o conjugado. A escolha do número de polos no estator e rotor deverá ser feita para a menor resultante de esforços axiais na máquina.

5 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

Nesta etapa são apresentados o projeto mecânico e a construção da máquina a partir do modelo numérico final que define as dimensões de todos elementos eletromagnéticos da máquina. A sustentação dos módulos dos rotores e do estator é composta de diversas peças para suporte e fixação, onde são levadas em conta a refrigeração a ar da máquina, o tamanho da bancada de testes e o estabelecimento de fluxo magnético do estator para os dois rotores de forma a minimizar correntes parasitas nos materiais metálicos. A Figura 76 apresenta a vista de todos as peças do projeto mecânico que serão detalhadas a seguir.

Figura 76 – Vista explodida do projeto mecânico da MRSFV proposta.



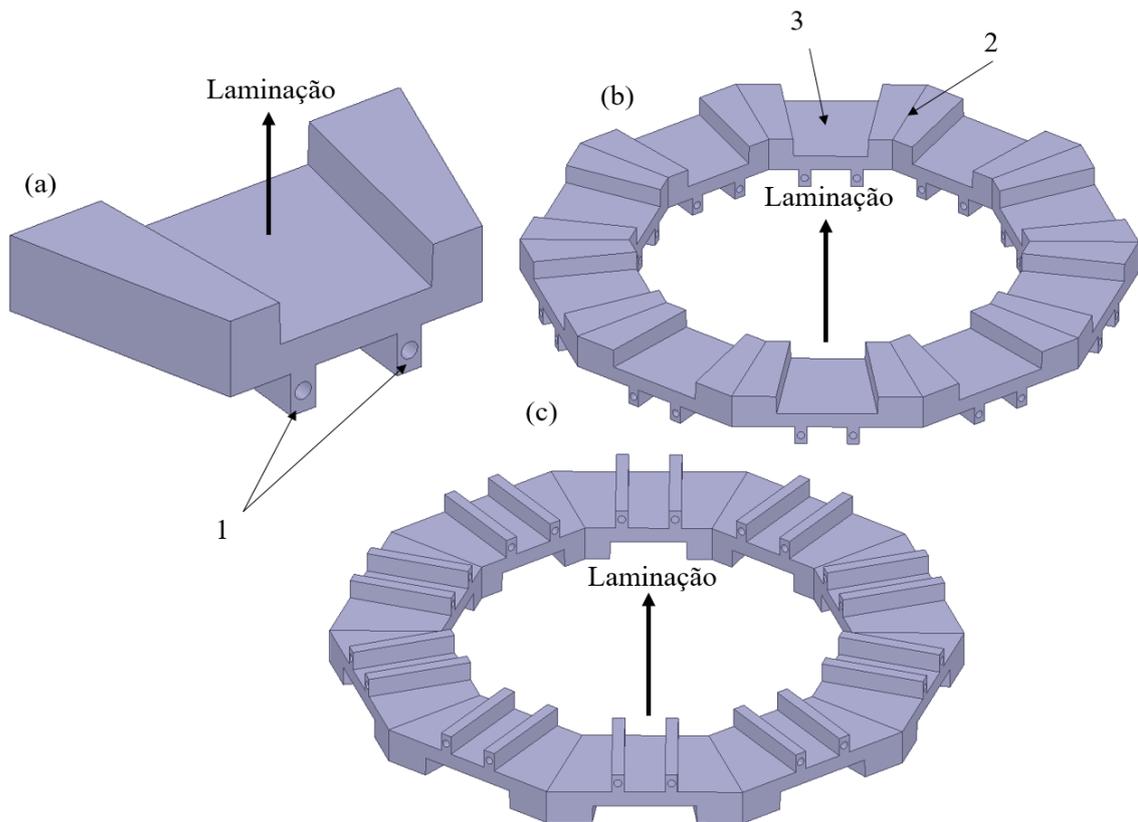
Fonte: o autor.

5.1 MÓDULOS DO ROTOR

A MRSFV proposta é de fluxo magnético axial com dois rotores externos, onde cada rotor é composto de dez módulos laminados com a orientação do grão na direção principal da

densidade de fluxo magnético no entreferro que é a direção axial na máquina. Após a análise e estudo da máquina, conclui-se, em função daquela direção, que o melhor ponto para junção dos módulos é no centro do polo do rotor. A fixação em uma culatra simplesmente mecânica é idealizada através de dois parafusos M5. A Figura 77 apresenta o módulo e as vistas superiores e inferiores da parte ferromagnética dos rotores.

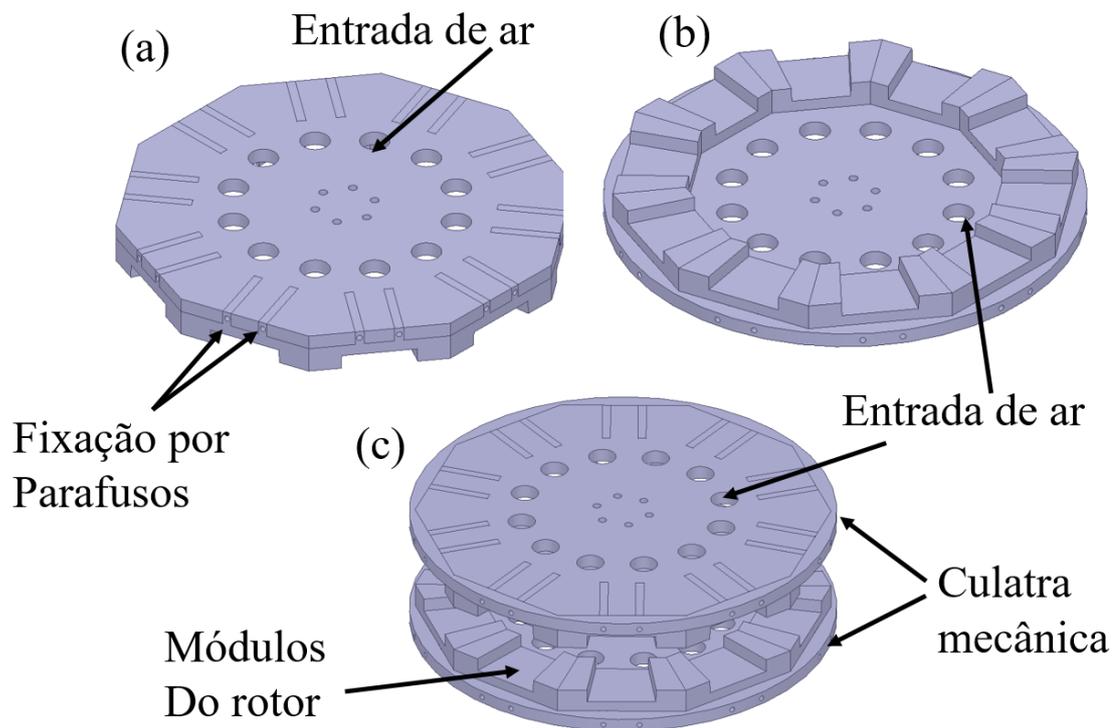
Figura 77 – Módulos laminados do rotor da máquina proposta: (a) Módulo do polo do estator; (b) Vista interna do rotor; (c) Vista externa do rotor; 1 – Pontos de fixação por parafusos na culatra mecânica; 2 – Polo saliente do rotor; 3- caminho de fluxo tangencial do rotor.



Fonte: o autor.

A construção dos módulos do rotor será através do corte de pacote de chapas com mais lâminas que o módulo necessita a fim de cobrir qualquer tolerância da usinagem e obter o encaixe adequado entre os módulos e assim, garantir a união perfeita no centro do polo.

Figura 78 – Rotor da máquina proposta: (a) Polos do rotor com culatra mecânica; (b) Vista inferior do rotor completo; (c) Vista dos dois rotores da máquina.



Fonte: o autor.

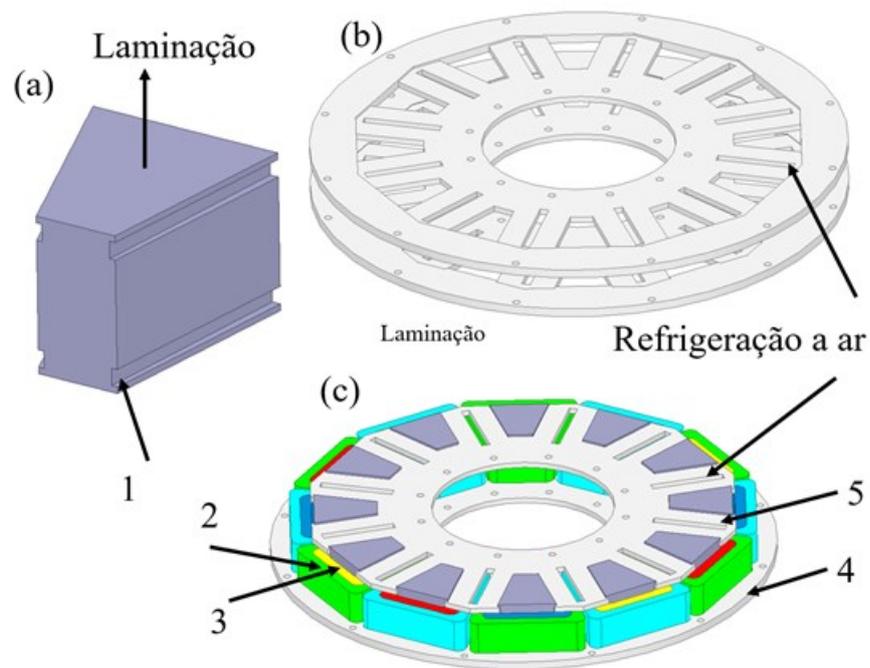
Os módulos do rotor serão fixados em uma culatra de alumínio onde não haverá fluxo magnético, que se estabelecerá somente entre os módulos.

5.2 MÓDULOS DO ESTATOR

A construção dos módulos do estator será crucial, e a montagem será através do corte de pacote de lâminas com encaixe em um material não condutor e não ferromagnético composto de fibra de vidro com resina modificada chamado DMK 65. Foram incluídas nesta parte

aberturas para a passagem de ar nos enrolamentos. A Figura 79 apresenta o módulo do estator em (a), as partes no material DMK 65 em (b) que não interfere com o fluxo magnético e nem produz correntes parasitas e em (c) a montagem parcial do estator.

Figura 79 – Módulos do estator da máquina proposta (a) Polo do estator; (b) Suporte do estator em DMK 65; (c) Estator sem os anéis de fechamento; 1 – Encaixe do polo do rotor no suporte do estator; 2 – Bobina CC; 3 – Bobina CA; 4 – Fixador do estator; 5 – Suporte do estator.



Fonte: o autor.

A Tabela 10 apresenta o material DMK 65 fabricado com resina epóxi modificada, reforçado com mantas de fibra de vidro que opera na classe térmica 180(H) e apresenta resistência mecânica de 20 kgf/mm².

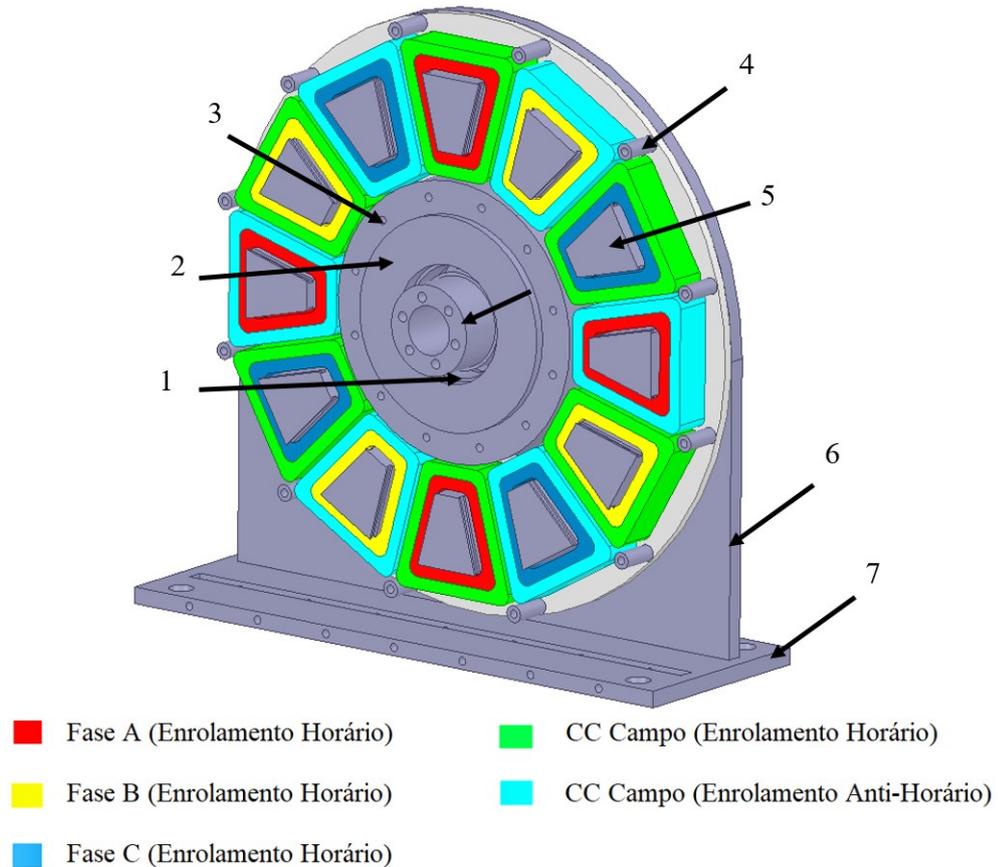
Tabela 10 – Dados técnicos do DMK 65 composto por fibra de vidro com resina modificada.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS			
PROPRIEDADES	UNIDADES	NORMA	ESPECIFICAÇÃO
Cor	--	--	Ocre
Densidade	g/cm ³	ISO 1183	1.9 ± 0.2
Absorção de Água	%	ISO 62	Máx. 0.15
Flamabilidade	--	VDE 0304 (FH)	Anti-Chama (FH1)
Resistência à Flexão			
- Temperatura Ambiente	MPa	ISO 178	Mín. 340
Resistência à Tração	MPa	ISO 527	Mín. 220
Resistência à Compressão			
- Paralelo às Camadas	MPa	ISO 604	Mín. 450
- Perpendicular às Camadas	MPa		Mín. 200
Resistência ao Fendilhamento	N	DIN 53463	Mín. 3000
Resistência ao Impacto	kJ/m ²	ISO 180	Mín. 140
Tensão Aplicada – 90°C			
- Perpendicular 3 mm	kV	IEC-60243-1	40
- Paralelo 25 mm	kV		40

Fonte: Adaptado (Krempel, 2021).

A concepção mecânica da fixação do protótipo é feita no estator que está fixo à base. Na parte interna haverá dois rolamentos e um eixo que serão fixados aos rotores e, desta forma, reduz-se, quase que na totalidade, os esforços axiais nos rolamentos 61821-2RZ especificados para este projeto, devido à anulação das duas forças axiais que o eixo recebe. A Figura 80 apresenta o estator parcial com o suporte, base, o eixo central e os enrolamentos.

Figura 80 – Estator parcial com suporte e base da máquina: 1 – Espaço para alojamento de rolamento; 2 – Cubo do estator em alumínio; 3 – Arruela e parafusos de fixação do suporte da armadura; 4 espaçadores da armadura; 5 – polo do estator; 6 – suporte da máquina; 7 – Base da máquina para prender na bancada.



Fonte: o autor.

5.3 ANÁLISE MECÂNICA E TÉRMICA DO DISPOSITIVO

Durante o projeto mecânico é necessário analisar a rigidez estrutural do dispositivo. Ainda que as forças axiais na armadura se anulem, ocorrem forças axiais nos rotores que estão engastados ao eixo e, desta forma, isto produz flexão dos rotores. A força axial que cada rotor

é submetido é de 5.650 N, onde foi obtido através de análise numérica 3D magnetoestática. A Figura 81 apresenta a malha utilizada para simulação de deformação mecânica no SolidWorks.

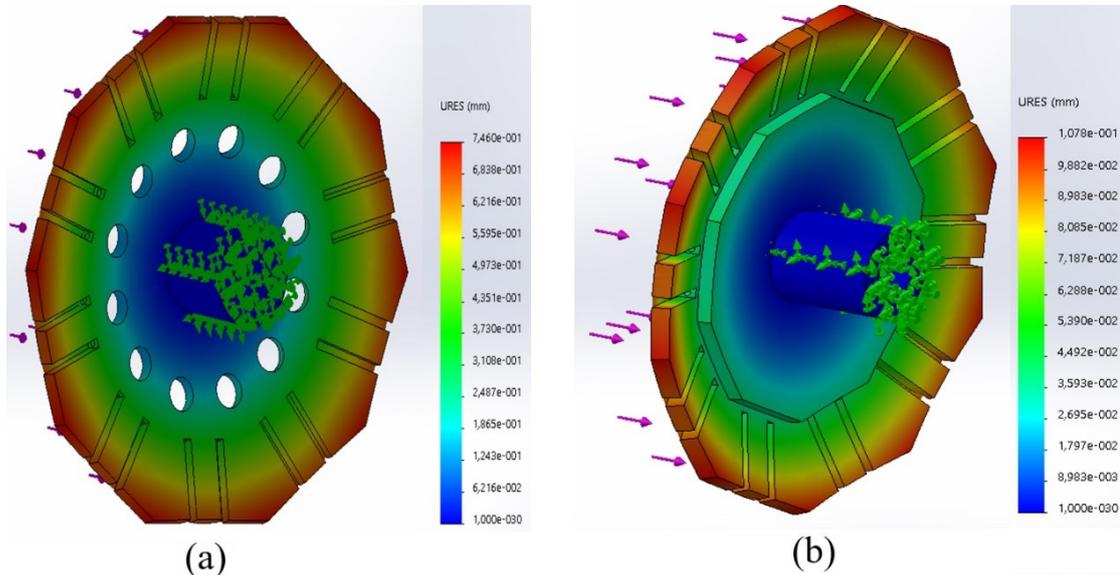
Figura 81 – Rotores e eixos engastados com malha para análise numérica de deformação.



Fonte: o autor.

Foram realizadas duas simulações com 5.650 N de força axial, a primeira contendo somente a culatra mecânica de alumínio e a segunda com culatra de alumínio 5052 e reforço interno de 10 mm. A Figura 82 apresenta resultados que apontam uma deformação máxima de 0,746 mm para culatra apenas de alumínio e deformação de 0,108 mm para culatra de alumínio reforçada com 10 mm de aço 1010 que reduziu a deformação a valor tolerável uma vez que o entreferro de projeto é de 0,5 mm.

Figura 82 – Deformação mecânica com culatra de alumínio (a), culatra de alumínio 5052 com reforço de aço 1020 em (b).

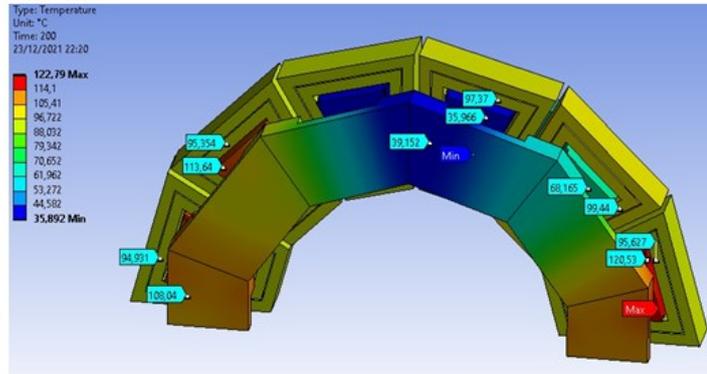


Fonte: o autor.

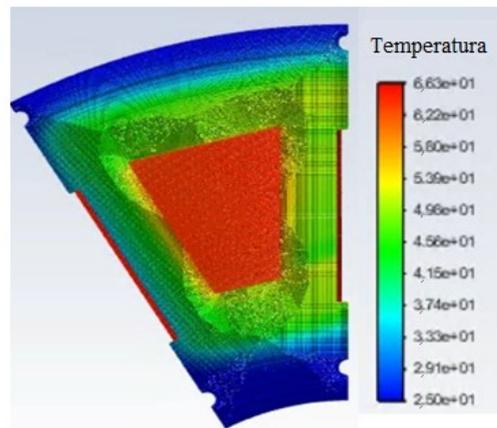
A análise térmica é importante para verificar se o projeto mecânico consegue promover a retirada do calor produzido pelas perdas da máquina, e, a partir da densidade de corrente na armadura, é possível obter o limite de operação desta máquina refrigerada a ar. Foram utilizados os softwares Ansys Maxwell e Ansys Fluent para simulação estática, para validação dos modelos desta tese e simulação dinâmica com velocidade dos rotores de 600 rpm e velocidade do ar no raio externo de 7,5 m/s. A Figura 83, na simulação estática em (a), resultou em temperatura máxima de 122,79 °C o que está abaixo do limite do esmalte do condutor de 200 °C, do isolante classe H (180 °C) e do elemento de suporte dos módulos do estator de DMK 65 (170 °C).

O desempenho dinâmico, apresentado pela Figura 83 em operação nominal resultou em 66,3 °C com densidade de corrente de 6 A/mm² em (b) e 163 °C com densidade de corrente de 12 A/mm² o que define a operação nominal adequada com $J = 6 \text{ A/mm}^2$ e limite de desempenho em regime permanente com $J < 12 \text{ A/mm}^2$ atingindo praticamente o limite de temperatura de operação em condição de pico.

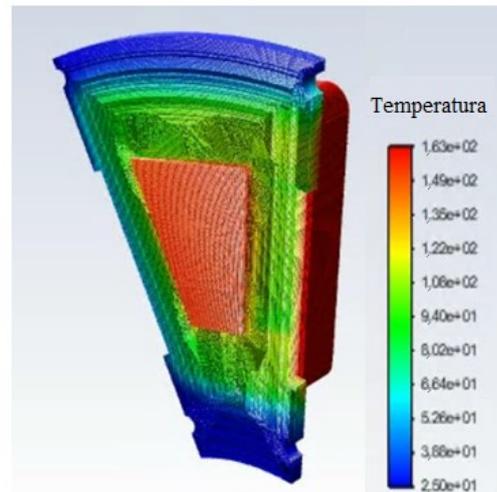
Figura 83 - Simulação térmica estática com densidade de corrente de 6 A/mm^2 (a), simulação dinâmica a 600 rpm com densidade de corrente de 6 A/mm^2 e (c) simulação dinâmica a 600 rpm com densidade de corrente de 12 A/mm^2 .



(a)



(b)



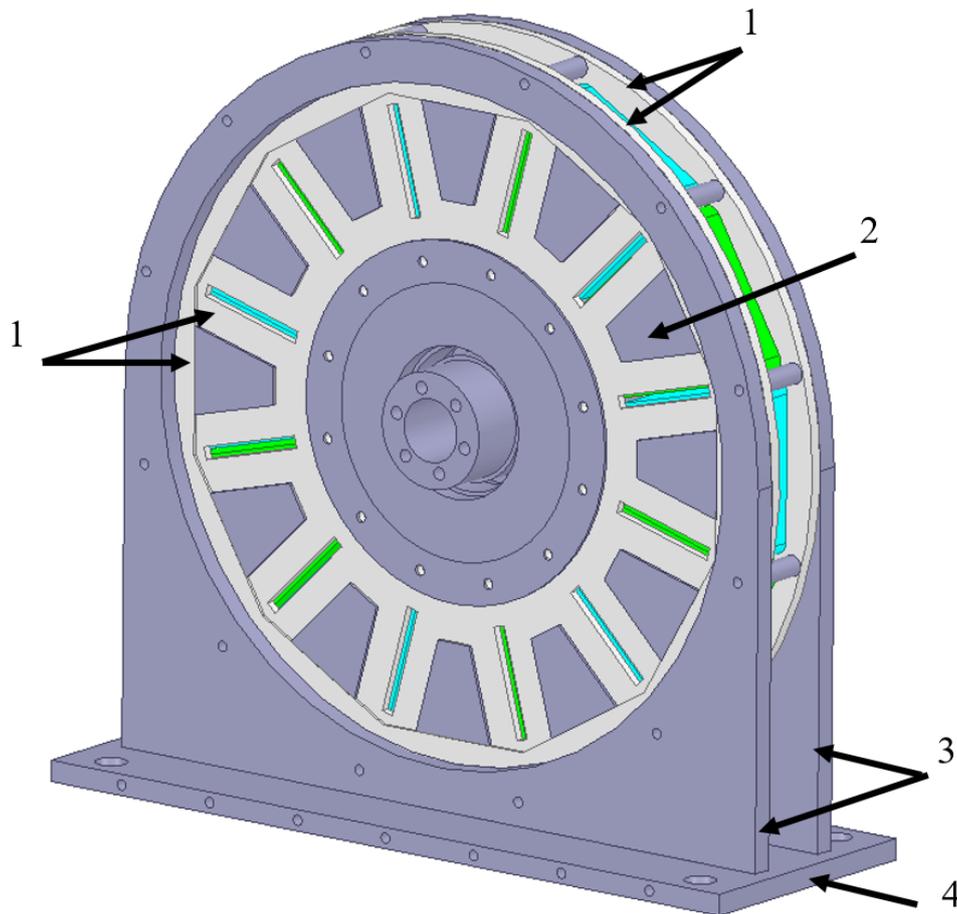
(c)

Fonte: o autor.

5.4 VISTA COMPLETA DA MÁQUINA

A Figura 84 apresenta o estator completo com a fixação e a base que será utilizada para montar a máquina na bancada. A cabeceira das bobinas e as ligações são executadas junto ao diâmetro externo da máquina e seguem para um painel de bornes preso na lateral do estator.

Figura 84 – Estator completo com suporte e base da máquina: 1 – suporte do estator (DMK 65); 2 – polo do estator; 3 – suporte da máquina; 4 – base da máquina para fixação à bancada.

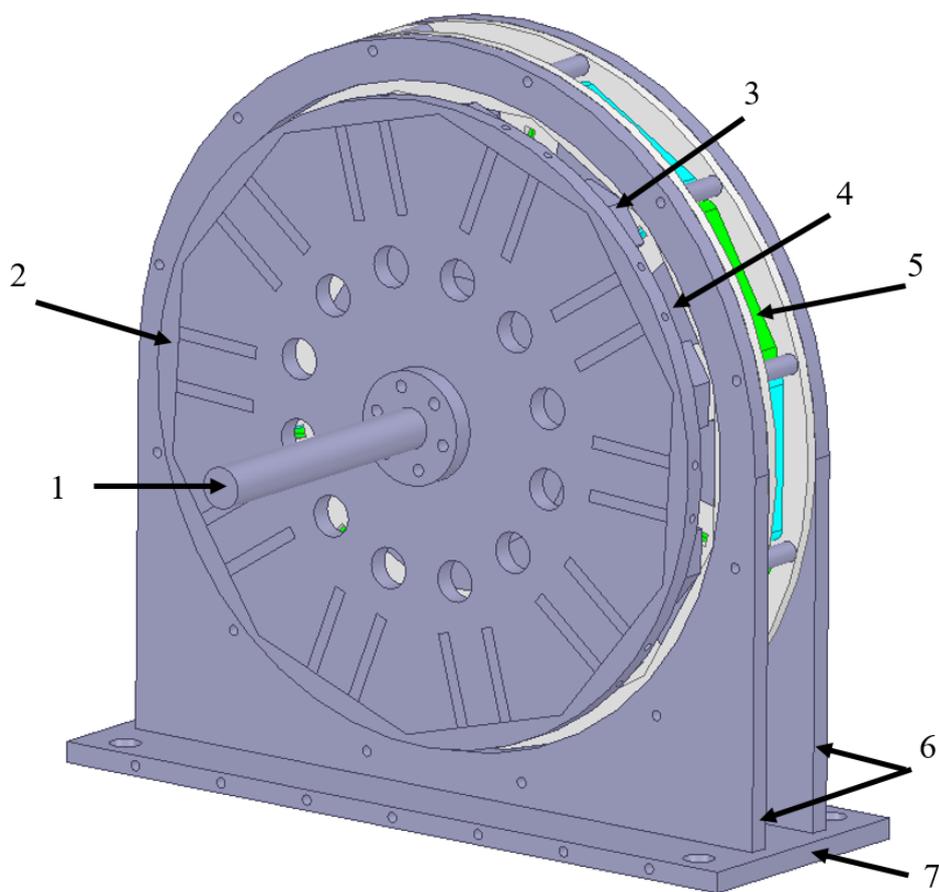


Fonte: o autor.

A versão completa da máquina é apresentada pela Figura 85, onde a refrigeração ocorre pela rugosidade do rotor que força a entrada de ar pelas aberturas na culatra dos rotores com o

ar circulando no estator e seguindo pela cabeceira das bobinas. O conjunto de peças foi usinado a partir de chapas de alumínio e de tarugos de aço 1010 e de alumínio 5052.

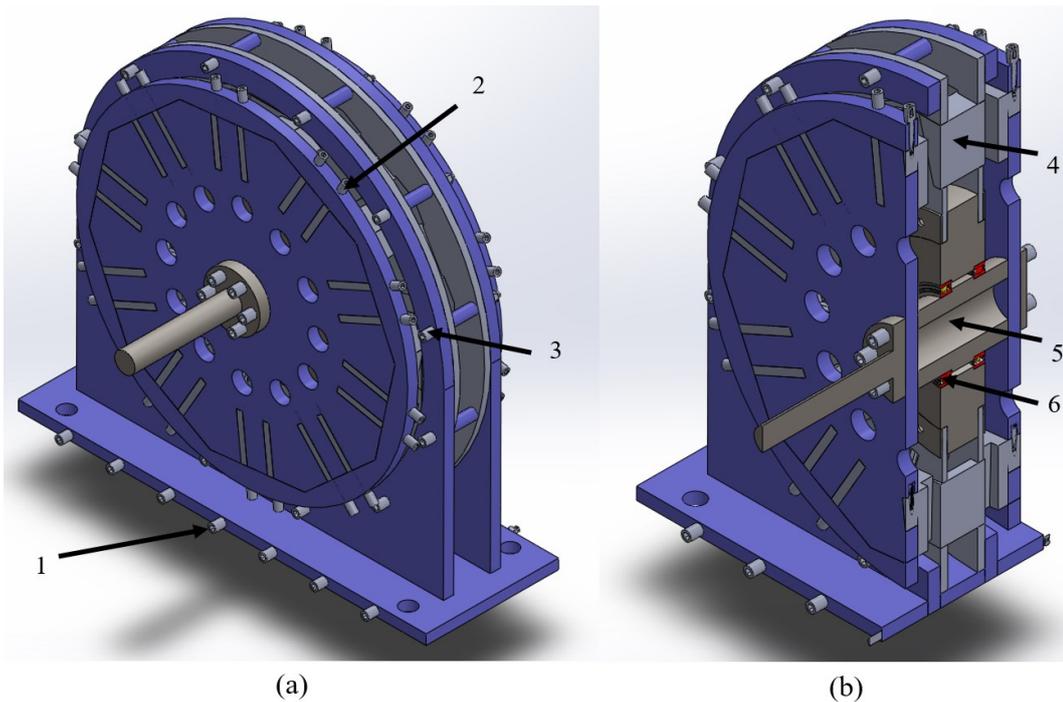
Figura 85 – Montagem da MRSFV proposta com todas as peças: 1 – Eixo da máquina; 2 – anel de fixação dos módulos no rotor; 3 – polo do rotor; 4 – polo do estator; 5 – Enrolamentos de campo e de armadura; 6 – Suporte da máquina; 7 - base da máquina para prender na bancada.



Fonte: o autor.

A Figura 86 apresenta a vista em perspectiva e em corte do modelo final do protótipo contendo todos os elementos de fixação que serão necessários durante a montagem do dispositivo.

Figura 86 – Montagem da MRSFV proposta com parafusos, (a) perspectiva, (b) corte lateral: 1 – Parafuso fixação da base; 2 – Parafuso fixação do segmento do rotor; 3 – Parafuso fixação da armadura; 4 – segmento do estator; 5 – Eixo de suporte dos rotores; 6 – Rolamento.



Fonte: o autor.

A construção do protótipo será realizada em partes. Primeiramente, será feita a bobinagem dos módulos do estator, montagem da armadura e dos elementos de sustentação e, por fim, do conjunto dos rotores.

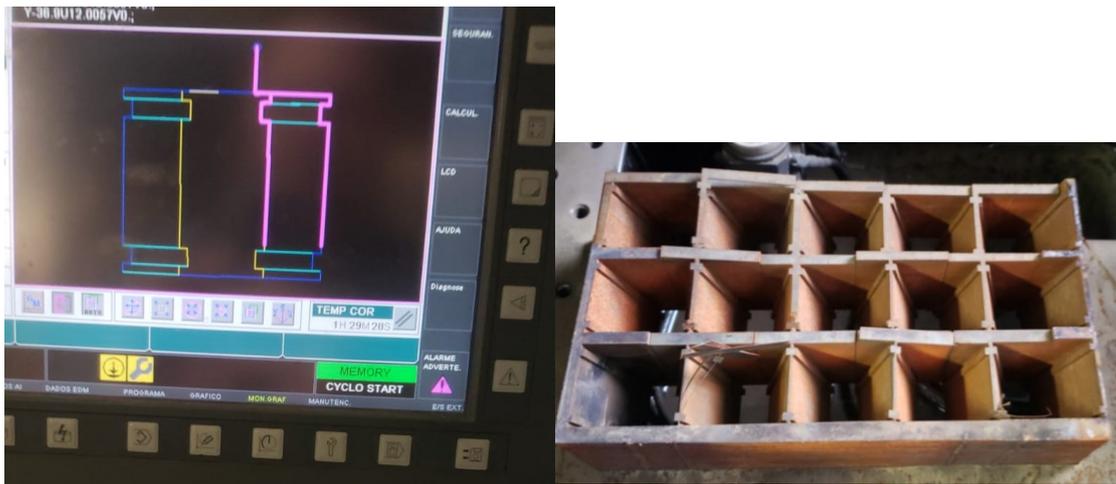
5.5 CORTE DOS MÓDULOS DO ROTOR E DO ESTATOR

O processo de corte do aço laminado que compõe a parte ativa do protótipo é de suma importância para o processo de fabricação, onde são definidas as tolerâncias do corte a fim de que os segmentos do rotor e do estator se encaixem perfeitamente durante a montagem. Esta máquina é composta por 12 módulos do estator que abrigam os enrolamentos e 20 módulos que

são empregados na construção dos dois rotores. Esta etapa foi crucial para o projeto e cabe ressaltar que, em máquinas axiais, as lâminas são de diferentes tamanhos que se alteram ao longo do raio da máquina. Para processo de produção em massa, é possível definir grupos de lâminas com o mesmo tamanho, entretanto, devido aos recursos disponíveis, foi possível apenas executar o corte inclinado do pacote de lâminas.

A Figura 87 apresenta o processo de corte dos módulos do estator com lâminas AK Steel de 0,23 mm de grão orientado.

Figura 87 – Processo de corte dos módulos do estator: (a) é a tela do programa de corte; (b) é o pacote de chapas GO Carlite HDR0; e (c) os módulos do estator finalizados.



(a)

(b)

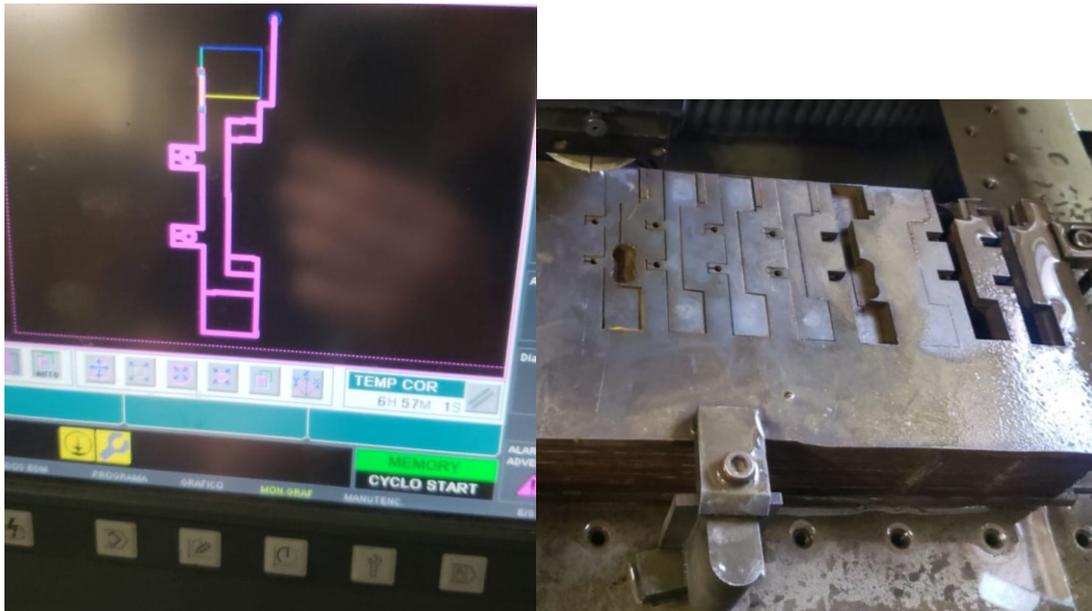


(c)

Fonte: o autor.

A Figura 88 apresenta o processo de corte dos módulos do rotor com lâminas Amperam de 0,3 mm de grão orientado que formam os 20 módulos dos rotores.

Figura 88 – Processo de corte dos módulos do rotor: (a) é tela do programa de corte; (b) é o pacote de chapas GO Amperam MI130-30; (c) módulo do rotor finalizado.



(a)

(b)



(c)

Fonte: o autor.

O processo de corte para produção em série pode ser simplificado através de estampagem ou de corte a laser de um grupo de lâminas ou através de lâminas de tamanho individual.

5.6 CONSTRUÇÃO E FIXAÇÃO DO SUPORTE DOS MÓDULOS DO ESTATOR

A Figura 89 apresenta o material DMK-65 (Fibra de vidro com resina modificada) com usinagem concluída e ajuste das tolerâncias finalizadas para montagem. Esta peça é essencial para o protótipo, pois provê a fixação da armadura, que é crítica em máquinas de fluxo axial e torna necessário o emprego de material não condutor e não ferromagnético para que o fluxo magnético possa-se estabelecer no entreferro axial da máquina sem produzir correntes parasitas adicionais ou interferir no caminho deste fluxo magnético.

Figura 89 – Material DMK65 finalizado para construção do estator (material não condutor e não ferromagnético).



Fonte: o autor.

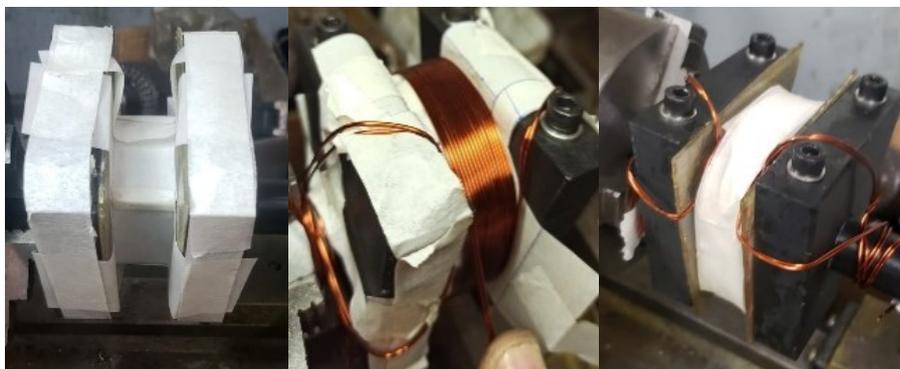
Nestas partes, a base de fibra de vidro e de compactação normalmente são usinadas nos formatos e estruturas a partir de blocos ou chapas, mas também podem ser construídas em matriz com o formato que permita a produção em série.

5.7 BOBINAGEM DOS ENROLAMENTOS DE ARMADURA E DE CAMPO

A execução dos enrolamentos de armadura é a parte mais importante da construção do estator. Nesta etapa, foi realizada a bobinagem de cada módulo através de um gabarito construído em 3D para fixação das lâminas, do isolante Nomex classe H e dos condutores de cobre Coral Term 200 ° C. Este estator é constituído por doze módulos e 24 bobinas com 68 espiras cada que são formadas por dois fios esmaltados AWG19 em paralelo, para facilitar a curvatura dos condutores e preencher melhor a ranhura, onde, primeiramente, é bobinado o enrolamento CA e depois o enrolamento CC com isolante entre eles.

A Figura 90 apresenta o processo de bobinagem com gabarito que fixa o pacote de lâminas do módulo do estator e também o isolante Nomex (Classe H).

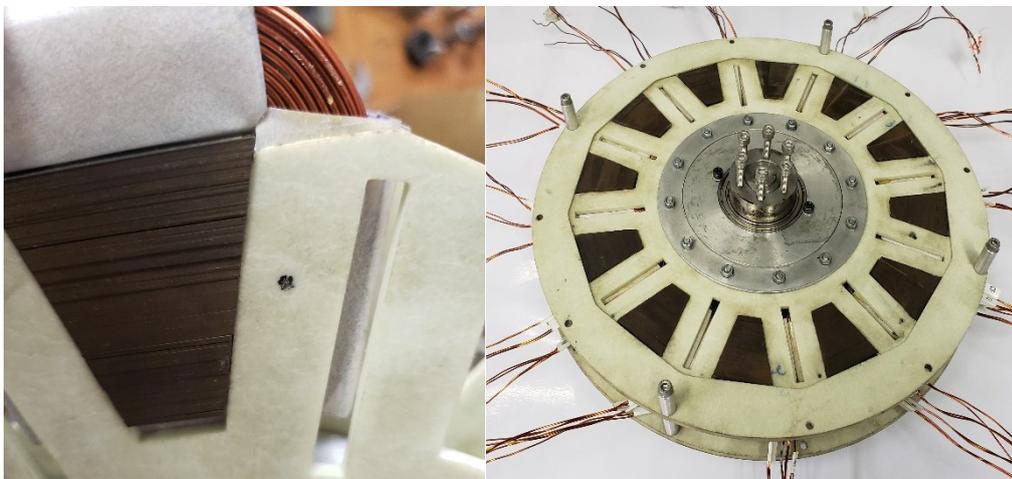
Figura 90 – Processo de bobinagem de um polo do estator com suporte.



Fonte: o autor.

Após a bobinagem de todos os módulos, é feito o procedimento de encaixe no suporte do estator e fechado cada suporte com anel que encaixa nas barras de suporte e mantém os módulos fixados. A Figura 91 apresenta a armadura completa, onde as ligações das bobinas são executadas e abrigadas entre os anéis externos.

Figura 91 – Peças em DMK65 finalizadas para construção do estator.



Fonte: o autor.

A construção modular do estator com enrolamento concentrado possibilitou reduzir as cabeceiras das bobinas e aumentar o fator de enchimento. Isto permitiu a utilização de dois condutores em paralelo de seção circular bobinados sem cruzamento de condutores. Os condutores esmaltados retangulares podem ser empregados em uma linha de produção para elevar ainda mais o fator de enchimento, pois a sua aquisição só é possível em grandes quantidades por encomenda, pois os condutores retangulares são fabricados somente sob encomenda.

5.8 MONTAGEM DA MÁQUINA

A partir das dimensões finais e do projeto mecânico, foi executada a etapa de usinagem de todas as peças de fixação do protótipo. A Figura 92 apresenta os resultados da usinagem de aço

1020 para os eixos de suporte e acoplamento, alumínio para fixação do estator e dos rotores e fibra de vidro com resina modificada (DMK-65) para suporte dos módulos do estator.

Figura 92 – Peças que foram usinadas para o suporte dos módulos e estrutura mecânica do protótipo.



Fonte: o autor.

A Figura 93 apresenta o gabarito de bobinagem, a parte estrutural dos rotores montadas à esquerda e à direita apresenta o suporte que fixa o estator na bancada. O eixo entre os rotores é de aço 1020 e os elementos de suporte e fixação são de alumínio liga 5052.

Figura 93 – Peças que foram usinadas para o suporte dos módulos e estrutura mecânica do protótipo.



Fonte: o autor.

A Figura 94 apresenta ao centro os rolamentos, os parafusos para fixação do estator no suporte com espaçadores entre os anéis de fechamento que suportam as bobinas e os parafusos de montagem dos módulos dos rotores na culatra mecânica de cada rotor.

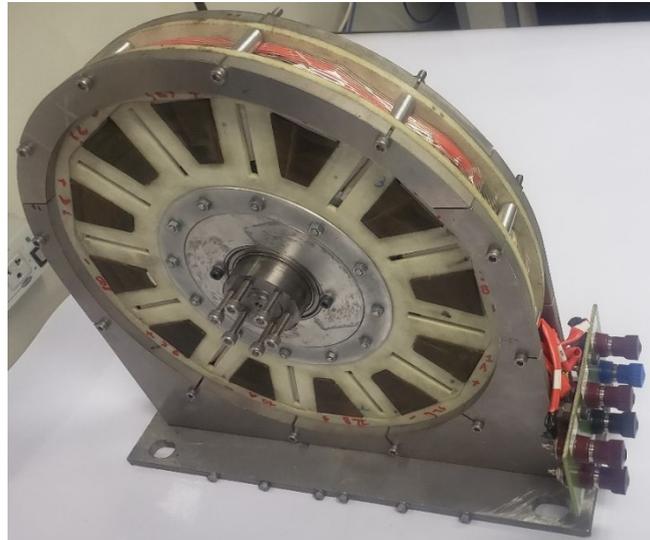
Figura 94 – Peças que foram usinadas para o suporte dos módulos e estrutura mecânica do protótipo.



Fonte: o autor.

Após os ajustes e montagens de todas as partes da máquina, a Figura 95 apresenta o estator completo com eixo, suporte e terminais com bornes para as fases A, B, C, Neutro, Campo (+) e Campo (-).

Figura 95 – Estator completo com suporte e terminais.



Fonte: o autor.

A Figura 96 apresenta o rotor com os polos salientes laminados que são fixados na culatra por parafusos e suporte superior em alumínio que estão fora do caminho de fluxo da máquina, atuando somente de maneira estrutural.

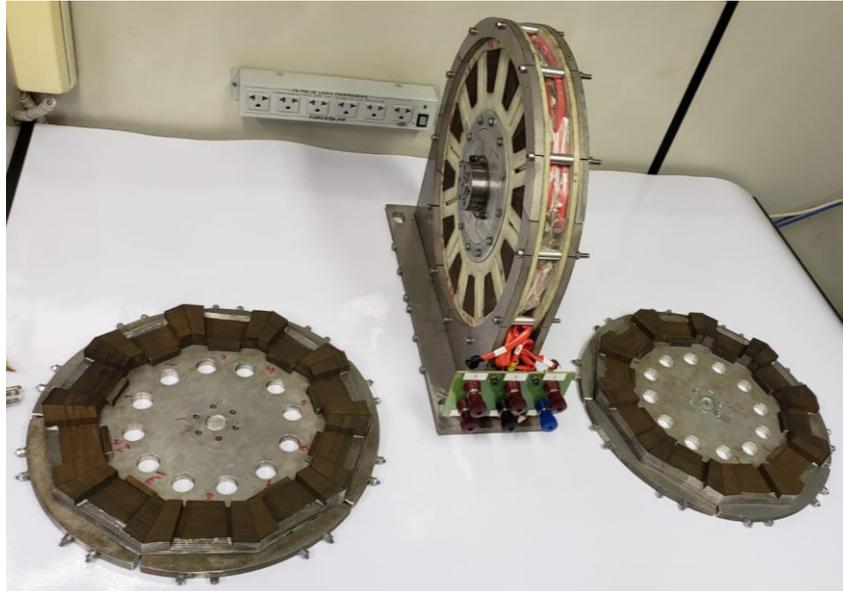
Figura 96 – Polos do rotor montados na culatra mecânica de alumínio liga 5052.



Fonte: o autor.

A Figura 97 apresenta o estator completo com os dois rotores antes da montagem, os rotores são alinhados e depois é ajustado o entreferro com o calibre de lâminas.

Figura 97 – Protótipo com estator antes da montagem dos rotores.



Fonte: o autor.

O entreferro é o elemento mais importante em uma máquina duplamente saliente e define a máxima saliência possível de ser atingida mecanicamente e o conjugado de pico da máquina. As máquinas axiais têm a vantagem de se poder ajustar o entreferro de maneira fácil a fim de atingir o menor valor possível permitido pelas tolerâncias de usinagem dos elementos e suporte e dos polos do rotor e estator. A Figura 98 apresenta peças para ajuste do entreferro que são montadas entre o eixo e a culatra de cada rotor e também uma ferramenta para ajuste dos pinos centralizados dos rotores no eixo.

Figura 98 – Arruelas de ajuste e ferramenta de ajuste dos pinos centralizadores dos rotores.

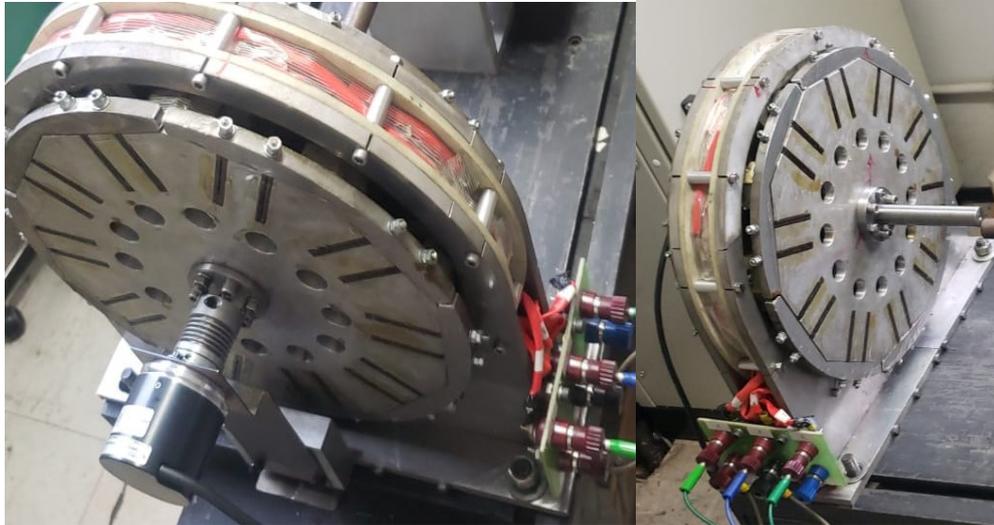


Fonte: o autor.

Foram realizados os cortes das chapas de tamanhos diferentes para obter dimensões de 0,23 mm, 0,3 mm, 0,5 mm e 2,7 mm e assim realizar o melhor ajuste possível. Foi utilizado entreferro mecânico de 1,125 mm para validar os modelos e realizar os primeiros ensaios com segurança.

A Figura 99 apresenta a máquina finalizada na bancada. Os rotores são unidos por um eixo interno e a posição e velocidade são obtidas através de *encoder* conectado ao rotor por flange curto. A flange longa de maior diâmetro é conectada ao outro rotor e acoplada a um torquímetro para realização dos ensaios experimentais.

Figura 99 – Protótipo finalizado com *encoder* conectado em (a) e flange para acoplamento no torquímetro em (b).



(a)

(b)

Fonte: o autor.

Este capítulo aborda a construção de uma nova máquina de fluxo axial livre de ímãs com excitação no lado do estator duplamente alimentado e utiliza concepção modular e laminação com grão orientado no estator e no rotor que a torna uma máquina nova. A concepção final convergiu para maximizar o conjugado empregando estator sem coroa que reduz o caminho do fluxo magnético e, conseqüentemente, a queda de potencial magnético.

O conceito de fluxo magnético variável aumenta a densidade de conjugado para baixas rotações além de facilitar o acionamento e reduzir o ruído audível em comparação com as máquinas de relutância chaveada. A etapa seguinte desta tese abordará a validação dos resultados numéricos, analíticos e experimentais.

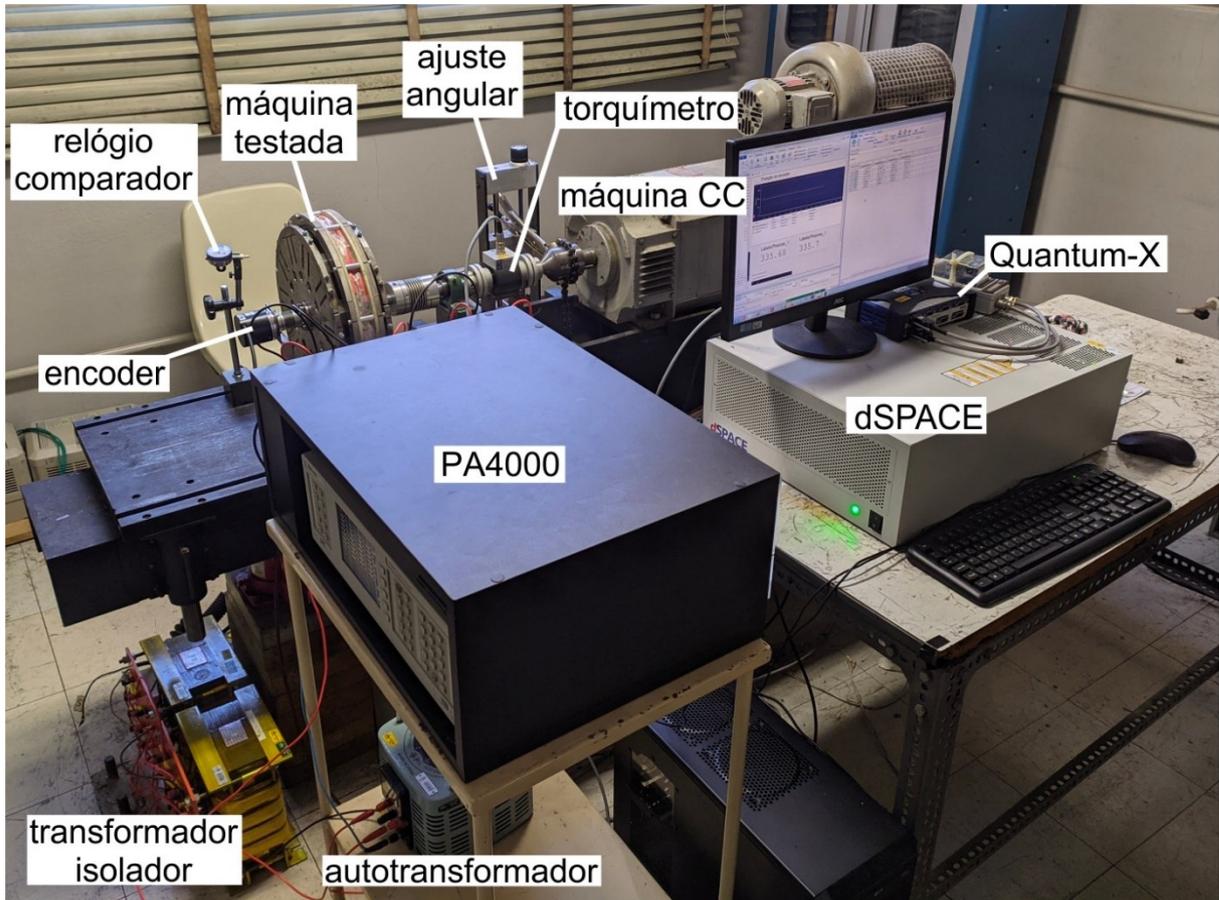
6 ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A etapa de validação experimental, após a construção do protótipo, é importante para confrontar os modelos desenvolvidos ao longo desta tese. São avaliadas as características dos enrolamentos como resistência e indutância além de analisados o conjugado estático e tensão induzida nos enrolamentos. Os modelos analíticos e semi-analíticos são confrontados com os resultados numéricos e experimentais onde são considerados as mesmas tensões, correntes e entreferro dos ensaios experimentais.

6.1 BANCADA PROPOSTA PARA VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

A bancada de testes, apresentada pela Figura 100, é composta pela máquina de corrente contínua que será utilizada como máquina primária nos ensaios de tensão induzida. Ela é da marca WEG, 10 kW, conjugado máximo de 106 Nm e com velocidade de 0-3600 rpm. Foi utilizado acoplamento direto com torquímetro de 100 Nm de valor máximo além de analisador de energia PA4000 da Tektronix. Foi utilizado um sistema de aquisição de dados dSpace para leitura do *encoder* absoluto de posição e de velocidade. A máquina foi alimentada, no ensaio de conjugado estático, por fontes de corrente contínua e nos ensaios para obtenção das indutâncias da matriz de indutância foi usado transformador variável com tensões CA. O ajuste da posição utilizou um fuso ajustável para alterar a posição angular dos rotores.

Figura 100 – Bancada utilizada para os ensaios experimentais.



Fonte: o autor.

O relógio comparador foi importante para visualizar o comportamento das culatras dos rotores quando é magnetizada a máquina pela excitação do enrolamento de campo.

6.2 MEDIÇÃO DA RESISTÊNCIA DOS ENROLAMENTOS DE CAMPO E DE ARMADURA

Para determinar a resistência de armadura foi utilizado um miliohmímetro. Este instrumento realiza a leitura através do método dos quatro fios. Com o enrolamento de armadura conectado em estrela e neutro comum, a resistência de fase é medida. O enrolamento de campo é composto por doze bobinas em série e sua resistência foi medida entre seus terminais (+) e (-). De acordo com (IEEE, 2014), foram realizadas cinco repetições das medições da resistência,

na armadura entre as fases da armadura A, B, C e do campo nos terminais do enrolamento CC da máquina. A Tabela 11 apresenta os valores assim mensurados. A resistência por fase medida para a armadura foi de 0,78 Ω e de campo 2,527 Ω , ambas medidas na temperatura de 21,4 °C.

A escala do instrumento utilizado para mensurar a resistência entre duas fases foi de 4 Ω , e apresenta o diferença de $\pm 5\%$ em relação à leitura e $\pm 5\%$ em relação ao fundo de escala. Para uma medida de 0,78 Ω , obtida pela Equação (86), a diferença será de 0,31% em relação à leitura.

$$Erro(\%) = 0,05 + \frac{0,05}{\frac{0,78\Omega}{4\Omega}} = 0,31\% \quad (86)$$

Tabela 11 – Medidas de resistência de armadura e de campo.

Medições para cada fase:	A (Ω)	B (Ω)	C (Ω)	CC (Ω)
1	0,7898	0,7863	0,7836	2,529
2	0,7849	0,7861	0,7833	2,528
3	0,7847	0,7861	0,7831	2,527
4	0,7845	0,7861	0,7829	2,526
5	0,7841	0,786	0,7825	2,525
Média (Ω):	0,7856	0,78612	0,78308	2,527
Medições entre fases:	AB (Ω)	AC (Ω)	BC (Ω)	
1	1,402	1,405	1,404	
2	1,402	1,403	1,402	
3	1,402	1,402	1,402	
4	1,402	1,403	1,401	
5	1,402	1,403	1,401	
Média (Ω):	1,402	1,4032	1,402	

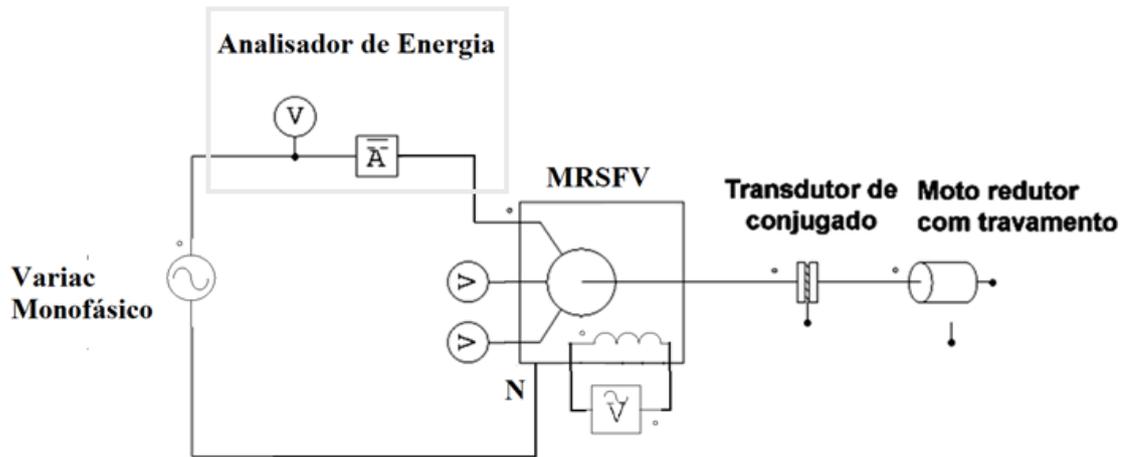
As medidas realizadas para os enrolamentos apresentaram bons resultados frente aos valores calculados através do caminho médio das bobinas CA e CC que resultou em 0,7335 (Ω) para cada fase da armadura e 2,323 (Ω) para o enrolamento de campo com diferença percentual de 0,31% das medidas para a temperatura de medição de 21,4 °C.

6.3 MEDIÇÃO DAS INDUTÂNCIAS PRÓPRIAS E MÚTUAS DOS ENROLAMENTOS DE CAMPO E DE ARMADURA

O princípio de funcionamento das máquinas de relutância variável é regido pela variação da indutância com a posição, o que foi abordado na metodologia de projeto. As indutâncias próprias interferem na ondulação de conjugado. No caso de máquinas com enrolamento de campo fixo na armadura, as indutâncias mútuas entre o enrolamento de campo e de armadura produzem a maior parcela de conjugado nesta máquina devido à maior variação entre a posição de maior e menor relutância da máquina. As indutâncias mútuas entre cada fase da armadura apresentam baixos valores devido aos fluxos magnéticos dispersos entre os enrolamentos concentrados.

Este ensaio utilizou a bancada proposta pela Figura 101, onde foram alimentados individualmente as fases A, B, C e enrolamento CC. A posição foi adquirida através de *encoder* absoluto AK58M.

Figura 101 – Diagrama para medição das indutâncias próprias e mútuas.

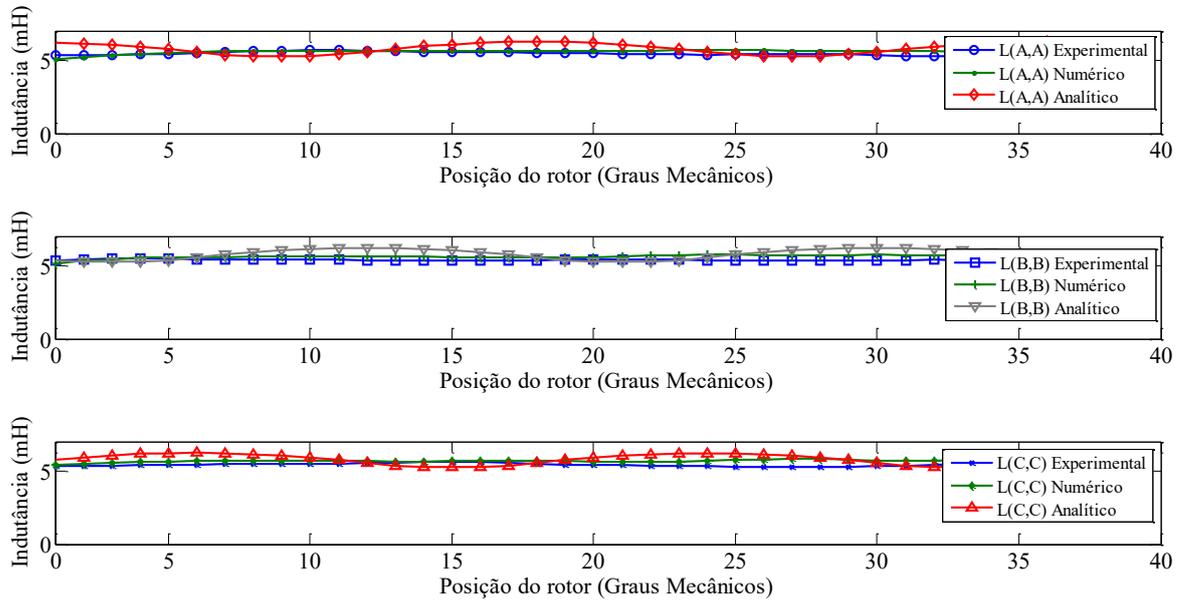


Fonte: o autor.

Cada enrolamento, tanto da armadura como de campo, foi alimentado individualmente com 2,5 A e corrente nula nos outros enrolamentos. Desta forma, analisada a reatância indutiva para obter a sua indutância própria e a tensões induzidas nos outros enrolamentos divididos pela corrente de excitação e por $2\pi f$, resultaram nas indutâncias mútuas, e assim, validam-se os modelos numéricos e analíticos.

A Figura 102 apresenta as indutâncias próprias da armadura em função da posição do rotor com valores próximos a 5 mH, sendo que o modelo analítico considerou apenas a queda de potencial magnético no entreferro e o formato setorial dos polos. Este fato explica os maiores valores de indutância própria da armadura observados nos resultados. O modelo numérico que considera anisotropia, polos setoriais e construção modular dos rotores e estator apresentou diferença de 1,56 % em relação aos resultados experimentais, já o modelo analítico apresentou diferença de 5,74 % em relação aos valores medidos.

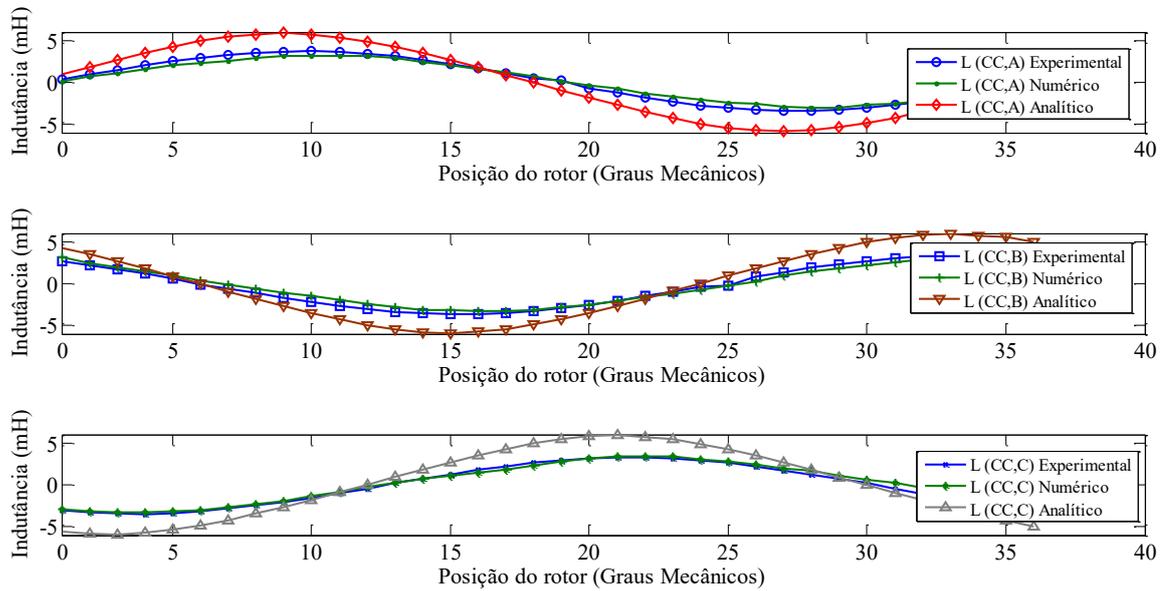
Figura 102 – Indutâncias própria da armadura, enrolamento de fases A, B e C.



Fonte: o autor.

A Figura 103 apresenta as indutâncias mútuas entre a armadura e o campo em função da posição. Os valores obtidos foram próximos a ± 5 mH, tendo o modelo analítico considerado apenas a queda de potencial magnético no entreferro e formato setorial dos polos. Desta forma, a maior saliência tornou os valores de pico maiores com valor de ± 5 mH e ± 3 mH para os resultados numéricos e analíticos apresentaram diferença de 4,35 % em relação aos resultados experimentais.

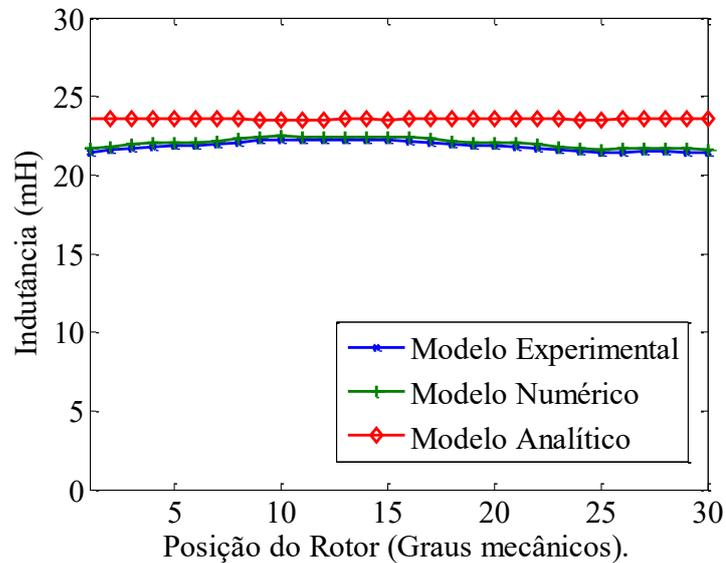
Figura 103 – Indutâncias mútuas entre a armadura e o campo.



Fonte: o autor.

A Figura 104 apresenta a indutância própria do enrolamento de campo em função da posição com valores próximos a 24 mH, pois há 816 espiras formadas por doze bobinas em série com 68 espiras em cada. O modelo analítico considerou apenas a queda de potencial magnético no entreferro e o formato setorial dos polos e apresentou indutância própria do campo observados com valor de 24 mH e a 22 mH para os resultados numéricos e experimentais.

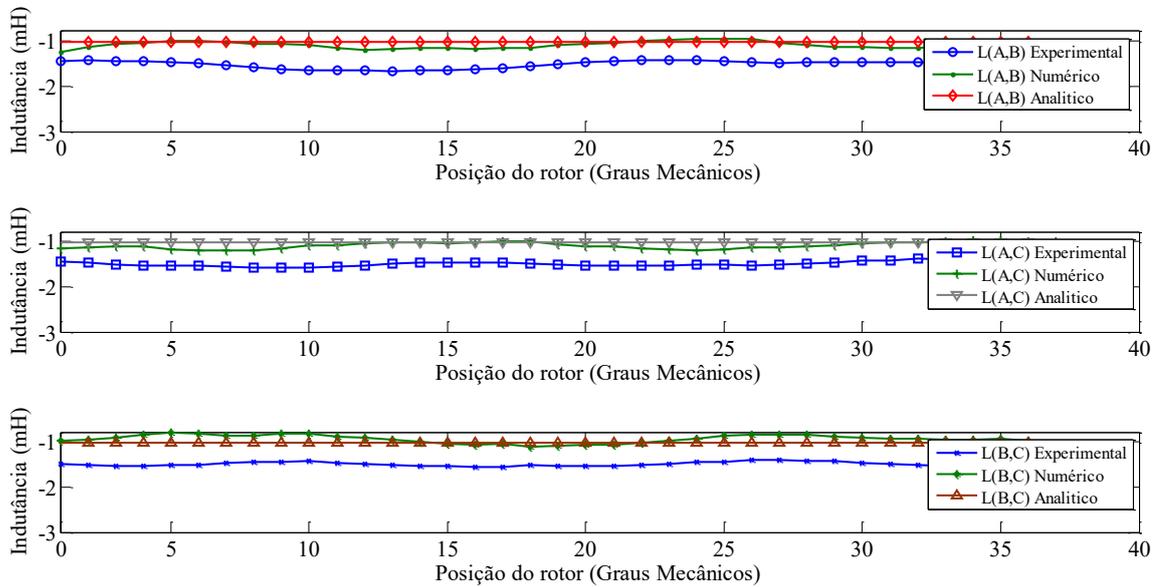
Figura 104 – Indutância própria do enrolamento de campo (CC).



Fonte: o autor.

A Figura 105 apresenta as indutâncias mútuas da armadura em função da posição com valores próximos a -1 mH, onde o modelo analítico não contempla a dispersão de fluxo por isso não há variação do valor de -1 mH. Já os resultados numéricos apresentaram pequena variação com os resultados experimentais, contudo o modelo real do protótipo construído apresentou mais dispersão que o modelo numérico e corrobora para a maior indutância mútua entre as fases da armadura. Por fim, considera-se baixas as indutâncias mútuas entre fases da armadura e, quando há corrente em todos os enrolamentos, acaba por se cancelar os fluxos magnéticos e isto produz influência praticamente nula no conjugado da máquina.

Figura 105 – Indutâncias mútuas entre as fases da armadura.



Fonte: o autor.

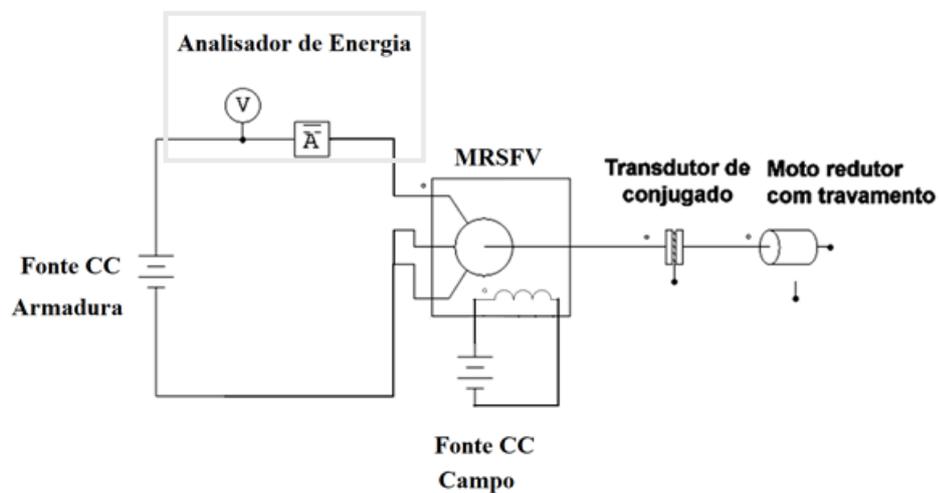
Esta seção foi importante para validar a curva de indutância versus posição desta MRSFV axial e, desta forma, concluir pela coerência nos modelos implementados neste trabalho. Com isso, foram observadas diferenças causadas pela construção modular do protótipo como os entreferros que ocorrem entre o encaixe de cada módulo do rotor para formar um polo.

6.4 MEDIÇÃO DE CONJUGADO ESTÁTICO EM FUNÇÃO DA POSIÇÃO DOS ROTORES

A medição do conjugado estático é importante para validar os modelos em condições controladas de operação sem a necessidade de conversor de acionamento que neste tipo de máquina, demanda de controle vetorial e controle de corrente CC no enrolamento de campo.

Foi utilizado o torquímetro T20/100NM da HBM para medir o conjugado estático em função da posição angular do rotor. Foi utilizado um fuso que é composto por rosca sem fim com o qual é possível travar a máquina e a leitura da posição é realizada através de *encoder* absoluto AK58M acoplado em um dos rotores. Essa bancada é mostrada na Figura 106.

Figura 106 – Diagrama para determinação do máximo conjugado estático.



Fonte: o autor.

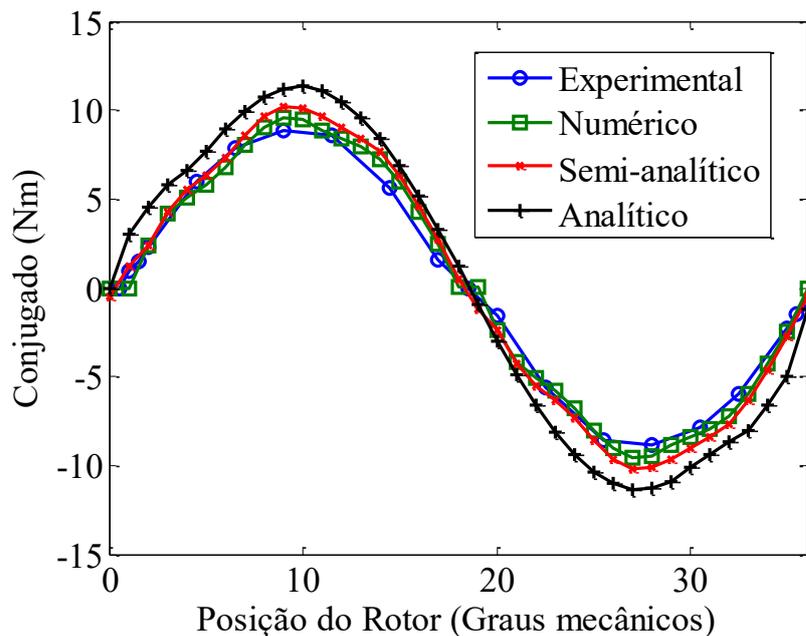
O ensaio de conjugado estático utilizou fonte CC de 100V e 30A para alimentar a armadura com polos entre a fase A e as fases B e C juntas. Todos enrolamentos de armadura são conectados ao neutro fechando o circuito.

O conjugado atingido neste ensaio foi de 8,86 Nm com 16,6V e 14,95 A na armadura e 29,2V e 10,8 A no enrolamento de campo mantendo entreferro constante, ou seja, sem a flexão das culatras dos rotores, devido ao entreferro maior de 1,125 mm. Valores maiores de conjugado podem ser atingidos, entretanto, o entreferro não se manteve constante para as posições angulares mensuradas devido a flexão dos rotores que reduz o comprimento do entreferro.

De maneira a validar os resultados experimentais, foi realizada uma simulação magnetoestática 3D com rotor variando a posição de 0 a 36 graus mecânicos e correntes de 14,95 A na armadura e 10,8 A no campo.

A Figura 107 apresenta os resultados para o ensaio de conjugado estático, onde contempla posição de 0 ° a 36 ° mecânicos, representando um ciclo completo. Nesta etapa foi utilizado o modelo semi-analítico que contempla saturação e anisotropia, que se mostrou bem próximo aos resultados numéricos e experimentais. O resultado analítico apresentou valor maior em função do modelo trabalhar com polos setoriais e rotor sem modularização. Também o modelo não utiliza anisotropia nem queda de potencial magnético.

Figura 107 – Ensaio de conjugado estático.



Fonte: o autor.

A Tabela 12 apresenta o maior valor de conjugado obtido. O entreferro utilizado foi de 1,125 mm a fim de evitar a flexão dos rotores e manter o entreferro constante. A temperatura

da armadura, com a máquina estática, foi mensurada com termômetro infravermelho, sendo seu valor máximo atingido na parte externa das bobinas, ou seja, 49 °C.

Tabela 12 – Valor de máximo conjugado estático atingido.

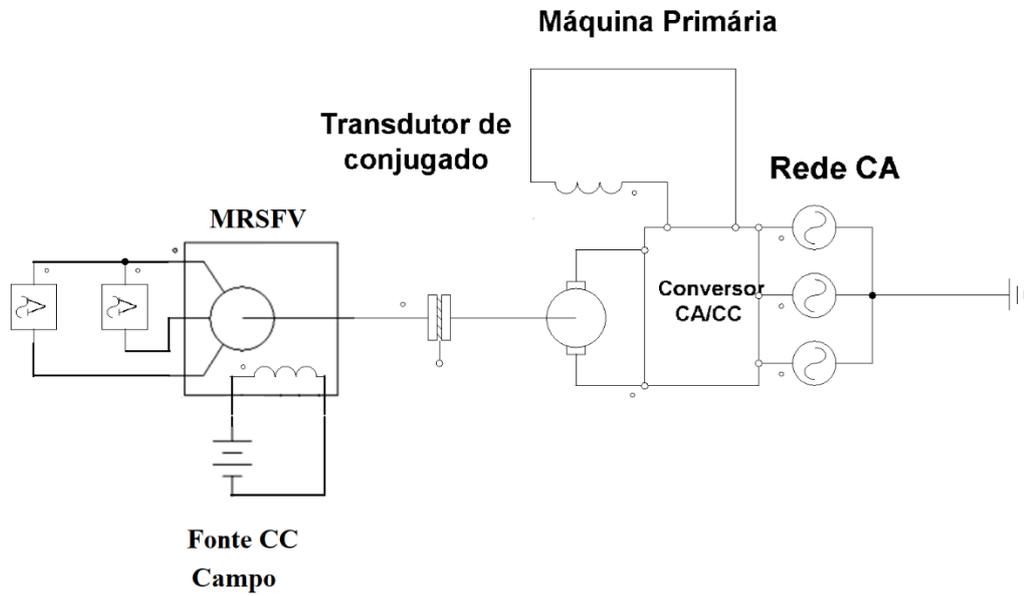
Máximo conjugado estático (Nm)	42,74
Entreferro de 1,125 mm	
Máximo conjugado estático (Nm)	99,48
Entreferro extrapolado de 0,5 mm	
Tensão CC armadura (V)	31,43
Corrente CC armadura (A)	25,14
Tensão CC campo (V)	65,8
Corrente CC campo (A)	22,2

O valor de conjugado atingido foi de 42,7 Nm. Cabe ressaltar que a máquina com entreferro de 0,5 mm em simulações numéricas, apresentadas no capítulo 4 atinge 100 Nm de projeto. Após analisar os resultados, conclui-se que o ensaio de conjugado estático validou os modelos desenvolvidos neste trabalho e mostra a importância de ter um modelo semi-analítico para descrever operação com núcleo saturado e modular.

6.5 MEDIÇÃO DE TENSÃO INDUZIDA NOS ENROLAMENTOS DE CAMPO E DE ARMADURA

Neste ensaio, a máquina foi operada como gerador a 600 rpm com os terminais nos quais se deseja medir a tensão induzida em aberto. Esta máquina possui dois enrolamentos. Foram realizados dois ensaios: tensão induzida na armadura e tensão induzida no enrolamento de campo. A máquina primária é um motor CC de 10 kW. A tensão do gerador é adquirida em arquivo CSV por osciloscópio Tektronix DPO2014B. O diagrama de montagem da bancada é mostrado na Figura 108, onde o enrolamento de campo é alimentado por fonte CC e é adquirida a tensão induzida na armadura.

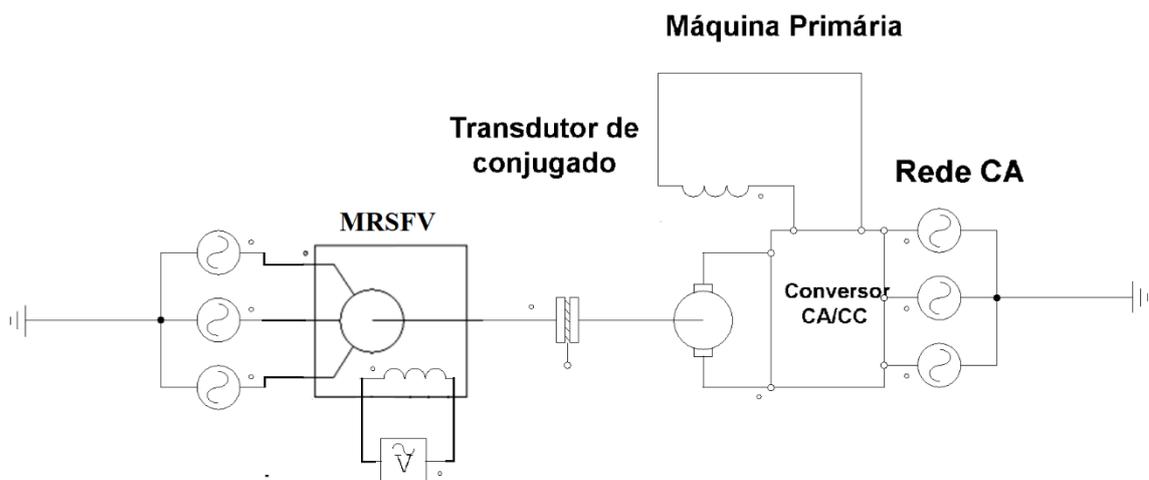
Figura 108 – Diagrama para medição da tensão induzida na armadura.



Fonte: o autor.

A Figura 109 apresenta o diagrama utilizado para o ensaio de tensão induzida no enrolamento de campo. Este ensaio utilizou fonte CA trifásica com transformador variável, na frequência de 60 Hz.

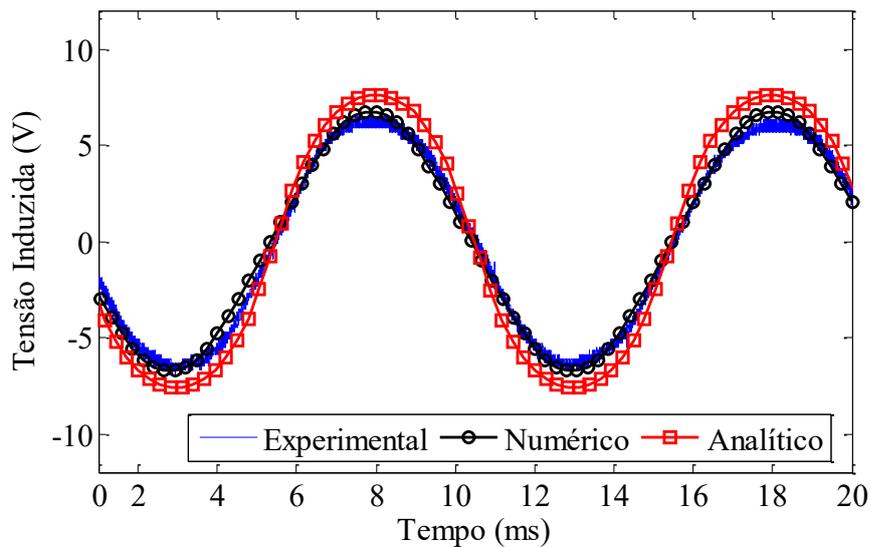
Figura 109 – Diagrama para medição da tensão induzida no enrolamento de campo.



Fonte: o autor.

As formas de onda da tensão induzida na fase A, pois na armadura é efetuada a ligação estrela com neutro, com velocidade de 600 rpm, são apresentadas pela Figura 110. A frequência das tensões geradas é de 100 Hz com entreferro mecânico de 1,125 mm e correntes de campo de 2,5 A de valor médio. As formas de onda da tensão induzida obtidas experimentalmente são fíéis às formas de onda oriundas da simulação numérica. A tensão induzida do modelo analítico apresentou valor de pico maior devido a menor queda de potencial do modelo que considera permeabilidade infinita do aço nos polos do rotor e estator.

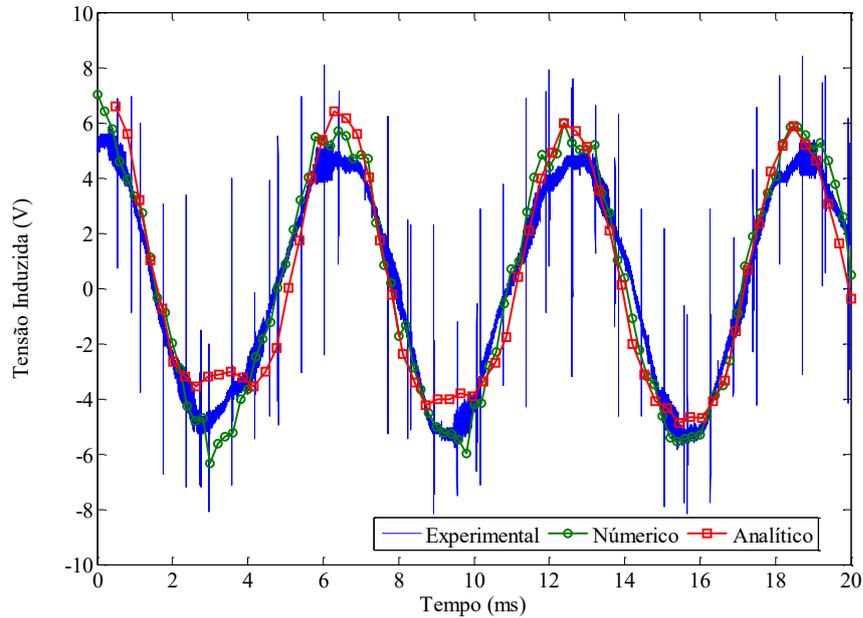
Figura 110 – Tensão induzida na fase A.



Fonte: o autor.

Na Figura 111, são apresentadas as formas de onda de tensão induzida no campo da máquina também a 600 rpm e correntes eficaz de armadura de 2,5 A e entreferro de 1,125 mm. A tensão induzida no campo valida os resultados numérico e experimentais com valor de pico maior no modelo analítico em função do modelo contemplar queda de potencial magnético no entreferro.

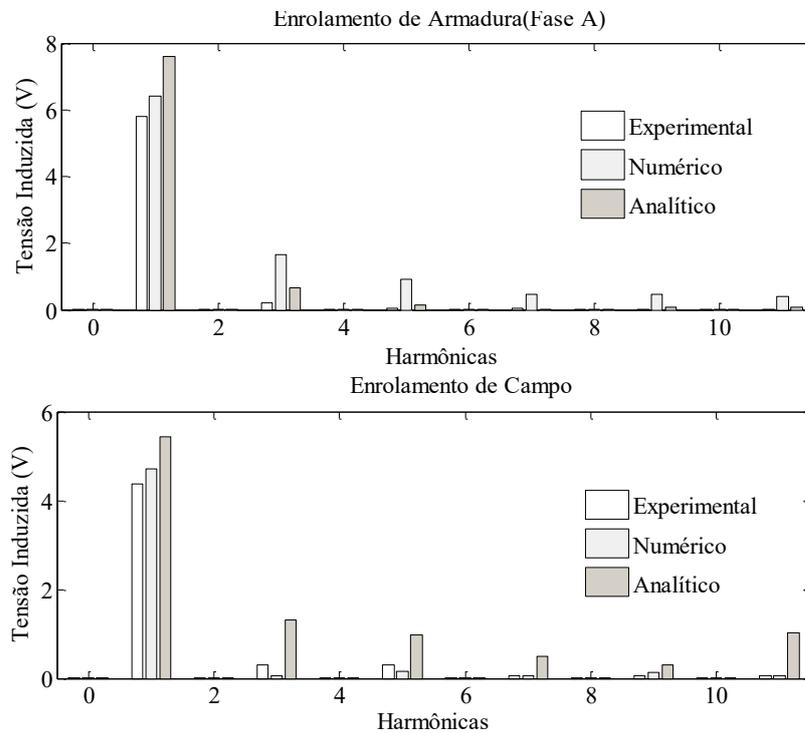
Figura 111 – Tensão induzida no enrolamento de campo.



Fonte: o autor.

Na Figura 112, são apresentados os valores das tensões do enrolamento de armadura e de campo para até a décima primeira harmônica. É notada uma pequena diferença entre os valores causados pela bobinagem na qual sempre na construção impossibilita um enrolamento exatamente igual entre todas as bobinas, ou cabeceiras de bobinas de tamanho exato o que difere do formato e de fluxo disperso frente ao modelo numérico. É importante ressaltar que os valores induzidos no campo e na armadura apresentaram menor distorção total harmônica, o que, no caso da máquina operando em condição nominal com corrente na armadura e campo, não acontece, pois há modulação entre o campo e estator através dos números de polos diferentes do estator e rotor presente nas máquinas de fluxo variável.

Figura 112 – Espectro Harmônico das tensões de fase da armadura e do enrolamento de campo.



Fonte: o autor.

Os valores de tensão de fase da armadura apresentaram distorção harmônica total de 5,9 %, distorção da terceira de 3,6 % e valor eficaz de 6,43 V. Os valores de tensão no enrolamento de campo apresentaram valor de 4,38 Vrms e distorção de terceira ordem de 6,84 %.

Cabe ressaltar que os enrolamentos foram alimentados com baixas correntes (2,5 A) e entreferro de 1,125 mm em vez dos valores nominais de (22 A) e entreferro de 0,5 mm a fim de evitar a operação em região de saturação e flexão dos rotores. Desta forma foram comparados os modelos numéricos, analíticos e experimentais e apresentaram valores de tensão induzida menores que os nominais da máquina.

O capítulo de análise dos resultados experimentais serviu para confirmar os resultados dos modelos analíticos, semi-analíticos e numéricos com os resultados experimentais na máquina construída. É importante comentar, mesmo que, os ensaios que foram estáticos, corroboraram

para a verificação dos modelos desenvolvidos durante esta tese. Em condições nominais, mesmo com a inclusão perdas Joule oriunda do enrolamento de campo a máquina apresenta rendimento teórico de 85%, o que é bem elevado tendo em vista a utilização de material de grão orientado laminado que reduz as perdas magnéticas.

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho proporcionou grande experiência no que concerne o dimensionamento de máquina elétrica livre de ímãs permanentes e de fluxo magnético axial para veículos elétricos e para o projeto e construção de uma máquina elétrica, e endossa todas as contribuições científicas esperadas. O dimensionamento adequado da máquina necessária para equipar um determinado veículo necessita de um modelo preciso do veículo com coeficientes obtidos experimentalmente com a maior precisão possível e de ciclo de condução adequado ao uso do veículo.

O projeto da máquina elétrica de fluxo magnético axial e de relutância variável é complexo devido à construção modular dos rotores que são laminados e encaixados para formar polo com formato não convencional e também devido à saturação e anisotropia do fluxo magnético nas partes ferromagnéticas da máquina. A utilização de duplo rotor é imprescindível para a utilização de atuação direta e inserido dentro da roda do veículo. Esta configuração no quesito de projeto aumenta o nível de complexidade uma vez que deve operar com alto conjugado e volume reduzido. O espaço disponível para os enrolamentos de armadura e de campo no estator é mais preenchido devido à construção segmentada da armadura; em vista disso, foi possível utilizar aço silício de grão orientado, para reduzir as perdas e aumentar a área da ranhura, e conseqüentemente dispensar a culatra do rotor pois o fluxo segue direto de um rotor ao outro.

Em vista do esforço efetivo em aumentar ao máximo a área da ranhura, foi possível atingir o fator de enchimento de 62,91 % e rendimento teórico de 85 %. O protótipo com entreferro de 0,5 mm opera com 99,48 Nm de conjugado nominal na temperatura de 66,3 °C em regime permanente. A máquina com refrigeração a ar em caráter de pico atinge 169 Nm de conjugado. O limite de operação teórico da máquina ocorre na densidade de corrente de 12 A/mm² onde

opera com 163 °C em regime permanente. A densidade de conjugado atingida foi de 30,6 kNm/m³ que equivale às máquinas radiais de ímãs permanentes comumente utilizadas em veículos elétricos.

A construção mecânica foi complexa principalmente na segmentação dos rotores, uma vez que foi minimizado o entreferro mínimo entre os módulos que compõem os rotores e houve a flexão dos rotores quando foi magnetizada a máquina devida ao raio médio ser de 250 mm e o rolamento utilizado possuir 72 mm. Para o suporte dos módulos dos rotores, foi utilizada liga de alumínio de baixa flexão que ocasionou o fechamento dos rotores com correntes elevadas de magnetização, necessitando utilização desta culatra de aço de maior dureza como o 1045.

A operação estática da máquina apresentou resultados satisfatórios no que concerne ao conjugado e indutância esperados frente à validação dos modelos desenvolvidos por este trabalho. Após realizar os ensaios estáticos do protótipo, foi possível realizar ensaio como gerador e validar as tensões induzidas de campo e de armadura.

No que concerne a trabalhos futuros, seria interessante realizar análise térmica para obter o limite máximo de operação com refrigeração a ar e análise mecânica para obter velocidade máxima de rotação e flexão dos rotores e análise estrutural das vibrações mecânicas oriundas da variação de relutância desta máquina e realizar melhorias mecânicas nas culatras dos rotores para evitar a flexão dos rotores e atingir correntes nominais da máquina, além de ajustar os polos do rotor e efetuar montagem com entreferro mecânico de 0,5 mm em vez de 1,125 mm como foi utilizado nos ensaios experimentais. Executar o acionamento dinâmico como motor e como gerador como circuito *buck* com controle de corrente para manter a corrente contínua no enrolamento de armadura e utilizar controle vetorial para o acionamento como motor com injeção de harmônicas de corrente e desta forma obter experimentalmente as curvas de conjugado por velocidade e mapas de rendimento.

8 REFERÊNCIAS

ABB. **Os motores do futuro. Motores síncronos de relutância controlados por variadores de velocidade estão a trazer maior eficiência às aplicações industriais.** Disponível em: <[http://www02.abb.com/global/ptabb/ptabb181.nsf/0/fa818991a4622364c1257af4005d6c8a/\\$file/Artigo_Motores_do_Futuro.pdf](http://www02.abb.com/global/ptabb/ptabb181.nsf/0/fa818991a4622364c1257af4005d6c8a/$file/Artigo_Motores_do_Futuro.pdf)>. Acesso em: 17 jun. 2019.

AK STEEL. **TRAN-COR® H Grain Oriented Electrical Steels.** 2013. Disponível em: https://www.aksteel.eu/files/downloads/TRAN-COR_H_%20Grain_Oriented_Electrical_Steel.pdf. Acesso em: 30 mai. 2019.

AMPERAM. **Aços Elétricos de Grão Orientado de Grão Não-Orientado.** 2016. Disponível em: <https://brasil.aperam.com/wp-content/uploads/2015/08/A%C3%A7os-El%C3%A9tricos-GO-e-GNO.pdf>>. Acesso em: 20 mai. 2019.

ANDRADA, P. et al. Novel in-wheel axial-flux segmented switched reluctance motor. **19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)**, 2017, Warsaw, pp. P.1-P.8.

ARAÚJO, B. J. O. DE. **Desenvolvimento de um Modelo de Caracterização Energética de Ciclos de Condução.** 2015. 129 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Universidade do Minho, Braga. 2015.

BOLDEA, I.; TUTELEA, L. **Reluctance Electric Machines: Design and Control.** Boca Raton: CRC Press, 2018. 416 p.

CAMPBELL, P. Principles of a permanent-magnet axial-field d.c. machine. **Proceedings of the institution of electrical engineers**, 1974. v. 121, n. 12, p. 1489.

CANADA. **Electric Vehicle Technology Roadmap for Canada: Technical Report 2011.** Disponível em: <https://emc-mec.ca/wp-content/uploads/E-design_09_0581_electric_vehicle_e.pdf>. Acesso em: 09 jan. 2019.

CARRARO, E. et al. PM synchronous machine comparison for light electric vehicles. **IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)**, Florence, 2014, pp. 1-8.

CHAN, C. C. The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles. **Proceedings of the IEEE**, vol. 95, pp. 704-718, 2007.

CHRISTIAN, D. **Design of an axial flux machine for an in-wheel motor application.** 2011. 81 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2011.

DIESELNET. **Emission Test Cycles.** Disponível em: <<http://www.dieselnet.com/standards/cycles/>>. Acesso em: 16 jan. 2019.

EHSANI, M. et al. **Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles 3rd Edition.**

Boca Raton: CRC Press, 2018. 546p.

EVSPECIFICATIONS. **Electric vehicle specifications, electric car news, EV comparisons.** Disponível em: <<https://www.evspecifications.com>>. Acesso em: 16 jun. 2019.

FEI, W.; LUK, P. C. K.; JINUPUN, K. A new axial flux permanent magnet Segmented-Armature-Torus machine for in-wheel direct drive applications, **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, Rhodes, 2008, pp. 2197-2202.

FUKAMI, T. et al. A Multipole Synchronous Machine With Nonoverlapping Concentrated Armature and Field Windings on the Stator. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 59, no. 6, pp. 2583-2591, June 2012.

FURTADO, R. M. **Studio delle Prestazioni di un Veicolo Elettrico Leggero (LEV) con Motori In-Wheel.** 2016. 87 f. Politecnico di Torino. 2016.

GLOBAL EV OUTLOOK 2018. **IEA, International Energy Agency, EVI, Electric Vehicles Initiative.** Disponível em: <<https://www.connaissancedesenergies.org/sites/default/files/pdf-actualites/globalevoutlook2018.pdf>>. Acesso em: 01 abr. 2019.

GRUNDITZ, E. A. **Design and Assessment of Battery Electric Vehicle Powertrain, with Respect to Performance, Energy Consumption and Electric Motor Thermal Capability.** 2016. 229 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Division of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2016.

HUANG, L. R. et al. Fast design method of variable flux reluctance machines. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, vol. 2, no. 1, pp. 152-159, March 2018.

HUANG, S. ET AL. A comparison of power density for axial flux machines based on general purpose sizing equations. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, vol. 14, no. 2, pp. 185-192, June 1999. ICCT (2017). **The International Council of Clean Transportation (ICCT).** Disponível em: <https://www.theicct.org/sites/default/files/publications/ICCT_Pocketbook_2017_Web.pdf>. Acesso em 04 jan. 2019.

KAHOURZADE, S. et al. Sizing equation and Finite Element Analysis optimum design of axial-flux permanent-magnet motor for electric vehicle direct drive. **IEEE International Power Engineering and Optimization Conference Melaka, Malaysia**, Melaka, 2012, pp. 1-6.

KASTKO, J. K. Poly phase reaction synchronous motors. **Jornal Amer. Inst. Elect.**, vol. 42, pp. 1162-1168, 1923.

KIYOTA, K.; SUGIMOTO, H.; CHIBA, A. Comparing Electric Motors: An Analysis Using Four Standard Driving Schedules. **Industry Applications Magazine**, IEEE, vol. 20, pp. 12-20, 2014.

KREMPEL. Fabricante independente de produtos semi-acabados de alta qualidade e um fornecedor líder global de sistemas de materiais avançados. Disponível em: < <https://http://www.dmibr.com/krempe.html>>. Acesso em: 13 mar. 2021.

KRISHNAN, R. Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications. Boca Raton, FL: CRC Press, 2001. 432p.

LARMINIE, J.; LOWRY, J. Electric Vehicle Technology Explained. Londres: John Wiley & Sons, 2012. 344p.

LEE, C. H. T. E AL. A High-Torque Magnetless Axial-Flux Doubly Salient Machine for In-Wheel Direct Drive Applications. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 11, pp. 1-5, Nov. 2014, Art no. 8202405.

LIU, X. et al. Vibration and noise in novel variable flux reluctance machine with DC-field coil in stator. Proc. Int. Conf. Power Electron and Motion Control, Jun. 2012, pp.1100-1107

LIU, X.; ZHU, Z. Q. Electromagnetic Performance of Novel Variable Flux Reluctance Machines With DC-Field Coil in Stator. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no. 6, pp. 3020-3028, June 2013.

MA, J. et al. Optimal Design of an Axial-Flux Switched Reluctance Motor With Grain-Oriented Electrical Steel. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 6, pp. 5327-5337, Nov.-Dec. 2017.

MACIEL FILHO, F. F. Construção de ciclos de condução para estimativa de emissões veiculares para ônibus urbanos. 2013. 117 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. 2013.

MAGALHÃES, C. M. M. Híbridização de um Smart ForTwo Coupé: Projeto do método de Gestão dos modos de Funcionamento do Sistema Híbrido. 2014. 118 f. Universidade do Porto. 2014.

MAMEDE, A. C. F. Projeto Iterativo, Simulação, Análise e Otimização de Máquina a Relutância Variável Monofásica. 2016. 143f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia 2016.

MECROW, B. C. et al. Preliminary performance evaluation of switched reluctance motors with segmental rotors. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, no. 4, pp. 679-686, Dec. 2004.

MERWERTH, J. The Hybrid-Synchronous Machine of The New BMW i3 and i8. Disponível em: <http://hybridfordonscentrum.se/wp-content/uploads/2014/05/20140404_BMW.pdf>. Acesso em: 17 jan. 2019.

MI, C. Hybrid electric vehicles: principles and applications with practical perspectives. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2018.

MILLER, T.J.E. Switched reluctance motors and their control, Magna Physics Publishing

and Clarendon Press, 1993, 200 pp.

NIKAM, S. P.; RALLABANDI, V.; FERNANDES, B. G. A High-Torque-Density Permanent-Magnet Free Motor for in-Wheel Electric Vehicle Application. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 48, no. 6, pp. 2287-2295, Nov.-Dec. 2012.

PELLEGRINO, G. et al. **The rediscovery of synchronous reluctance and ferrite permanent magnet motors—tutorial course notes**. SpringerBriefs in electrical and computer engineering.

PETRUS, V. et al. Design and comparison of different Switched Reluctance Machine topologies for electric vehicle propulsion. **The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010**, Rome, 2010, pp. 1-6.

PYRHONEN, J.; HRABOVCOVA, V.; JOKINEN, T. **Design of Rotating Electrical Machines**. Nova Déli: John Wiley& Sons, 2014. 648 p.

REZA, R. M. **Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design**. 2007. 103 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Royal Institute of Technology, Stockholm. 2007.

ROSO, V. R. **Ciclos Reais de Condução Veicular em Santa Maria e seus Impactos em Consumo e Emissões**. 2016. 87 f. Dissertação de Mestrado - UFSM, Santa Maria. 2016.

SARLIOGLU, B. et al. Benchmarking of electric and hybrid vehicle electric machines, power electronics, and batteries. **Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP)**, Side, 2015, pp. 519-526.

SEYEDMORTEZA, T. **Design of Synchronous Reluctance Machines for Automotive Applications**. 2015. 125 f. Teses (Doutorado em Engenharia Elétrica). Concordia University Montreal, Quebec, Canadá. 2015.

SHIBAMOTO, T. et al. A design of axial-gap switched reluctance motor for in-wheel direct-drive EV. **20th International Conference on Electrical Machines, Osamu. (2012)**. ICEM 2012. 1160-1165.

SMART. **The new smart for two electric drive**. Disponível em: <<https://www.smart.com/en/en/index/smart-fortwo-electric-drive-453.html>>. Acesso em: 13 mar. 2019.

STAUDT, T. **Brushless Doubly-Fed Reluctance Machine Modeling, Design and Optimization**. 2015. 439f. Teses (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Feral de Santa Catarina, Florianópolis 2015

VANDANA, R.; NIKAM, S.; FERNANDES, B. G. Criteria for design of high performance switched reluctance motor. **XXth International Conference on Electrical Machines**, Marseille, 2012, pp. 129-135.

WESTBROOK, M. H. **The Electric Car: development and future of battery, hybrid and**

fuel-cell cars. The Institution of Engineering and Technology, Michael Faraday House, Six Hills Way, Stevenage SG1 2AY, UK: IET, 2001.

WILTUSCHNIG, I. P.; FLORES-FILHO, A. F.; DORRELL, D. G. A. Regenerative Braking System Using a Torus Machine. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, Buzios, 2015, pp.1435-1439.

WILTUSCHNIG, I. P.; ECKERT, P. R. ; FLORES FILHO, A. F. ; DORRELL, D. G. . Comparison of Traditional, quasi-Halbach Array and Interior Permanent Magnet Configurations for Outer Rotor Brushless AC Machines. **18th International Symposium on Electromagnetic Fields - ISEF 2017**, 2017, Lodz.

WILTUSCHNIG, I. P. **Uma Proposta de Sistema de Frenagem Regenerativa para uma Máquina sem Escovas de Fluxo Magnético Axial.** 2013. 78 p. Projeto de Diplomação (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2013.

WILTUSCHNIG, I. P. **Projeto e dimensionamento de um sistema de tração para veículos elétricos.** 2016, 202p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2016.

WILTUSCHNIG, I. P. et. al. Study of the Influence of Quasi-Halbach Arrays on a Torus Machine. In: JOINT MMM-INTERMAG CONFERENCE, 13., 2016, San Diego. Abstract Book of the 13th Joint MMM-Intermag Conference. San Diego: **IEEE Transactions on Magnetics**, 2016. p PP.

WILTUSCHNIG, I. P. et al. A Study of the Influence of Quasi-Halbach Arrays on a Torus Machine. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. PP, n. 99, p. 1-4, 2016.

WILTUSCHNIG, I.; ECKERT, P.; DORRELL, D.; FLORES FILHO, A. F. A Study of The Influence of Quasi-Halbach Arrays on a Torus Machine. **IEEE Transactions on Magnetics**, v.52, p.1 - 1, 2016.

WILTUSCHNIG, I. P.; ECKERT, P. R. ; FLORES FILHO, A. F. ; DORRELL, D. Comparison of traditional, quasi-Halbach array and interior permanent magnet configurations for outer rotor brushless AC machines. **International journal of applied electromagnetics and mechanics**, v. 57, p. 217-225, 2018.

XIAO, L. et al. Windings configurations for vernier reluctance dual-stator inner-rotor axial flux machines. **2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**, Pattaya, 2015, pp. 1797-1802.

ZENG, X.; XU, L.; ZHANG, C. Design and Optimization of a Less-Rare Earth Permanent Magnet Brushless Motor Considering Cost Effective. **21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**, Jeju, 2018, pp. 488-492.

ZYTEK AUTOMOTIVE LTD 2018. **Zytek IDT 120-55 Integrated 55kW Electric Engine.**

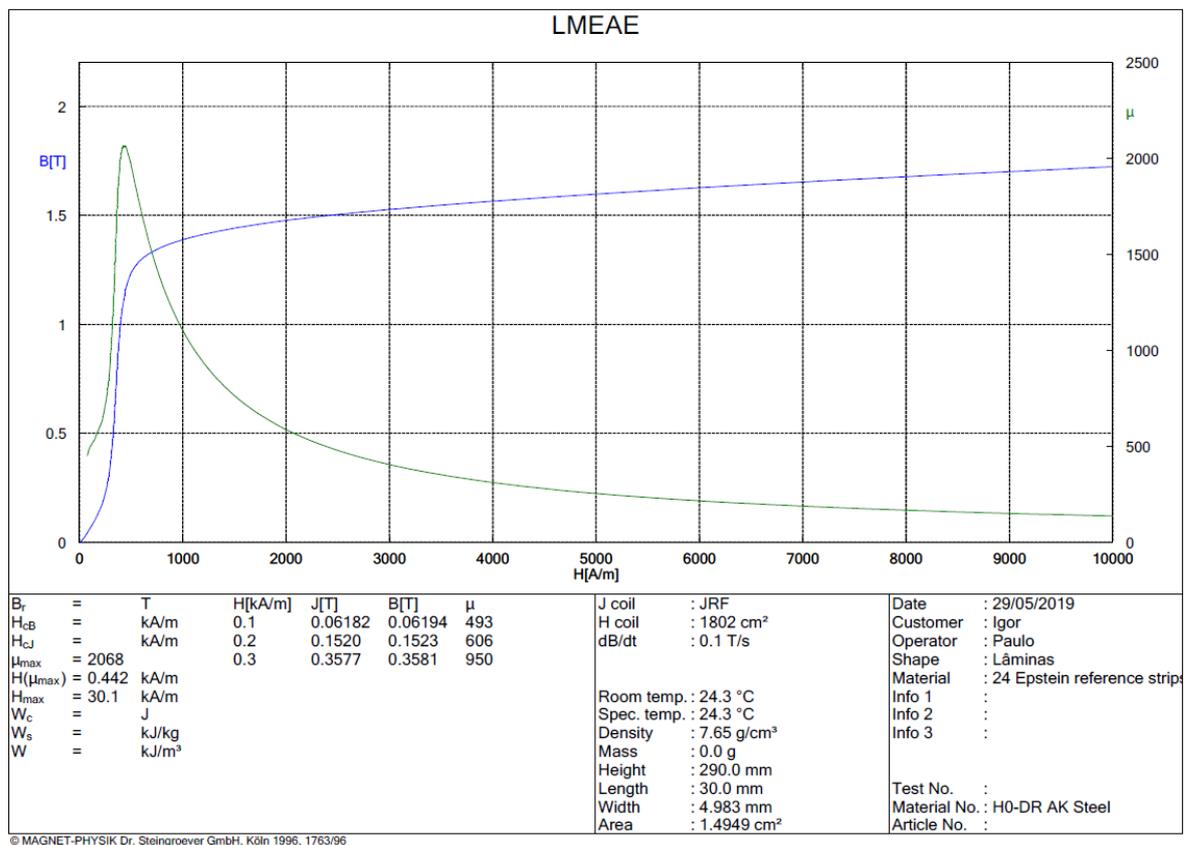
Disponível em:

<<http://www.zytekautomotive.co.uk/media/document-download/?id=144>>. Acesso em: 21 jun. 2019.

9 APÊNDICE

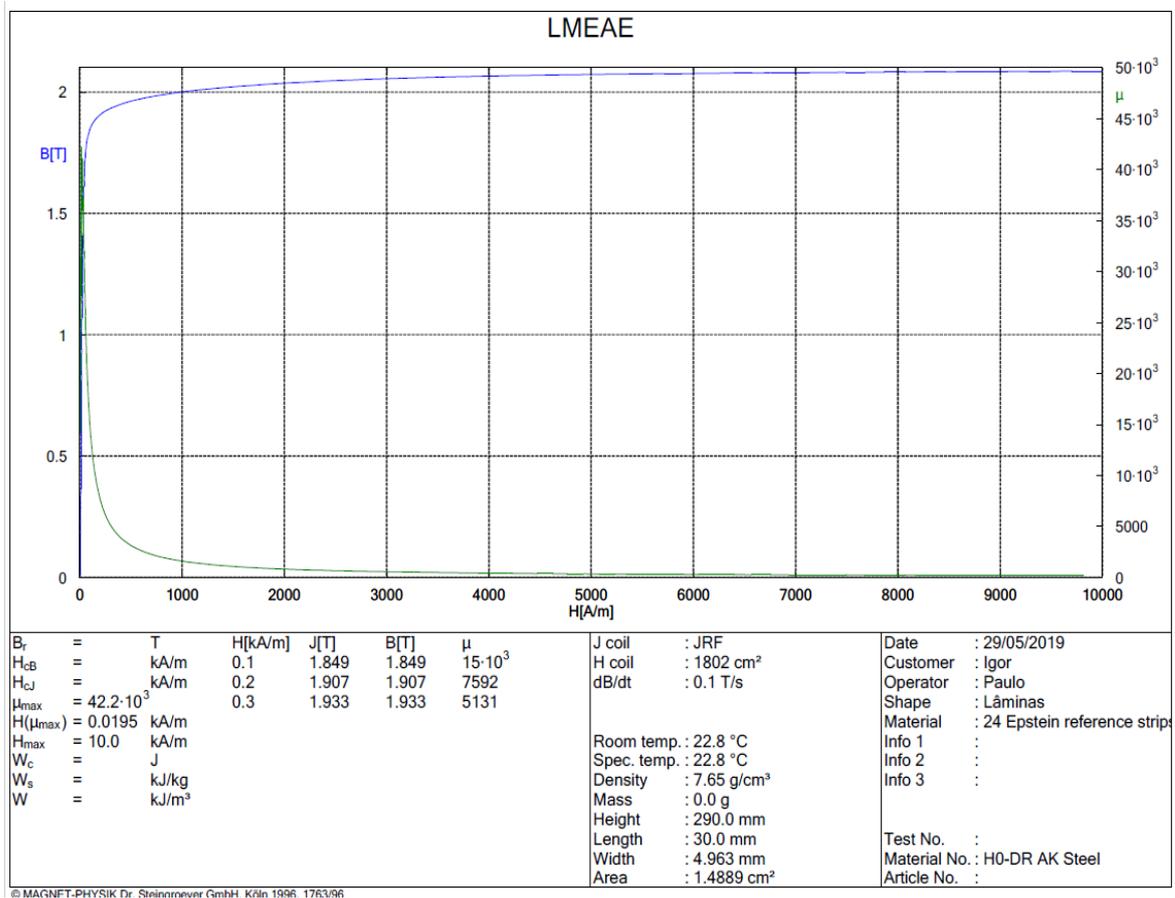
9.1 RESULTADOS DA CARACTERIZAÇÃO DAS CHAPAS CARLITE GO 0,23MM 90 GRAUS E 0 GRAUS

Figura 113 – Caracterização experimental da curva BH do Carlite HDR0 de 0,23 mm da Ak Steel orientação de 90 graus com a orientação do grão.



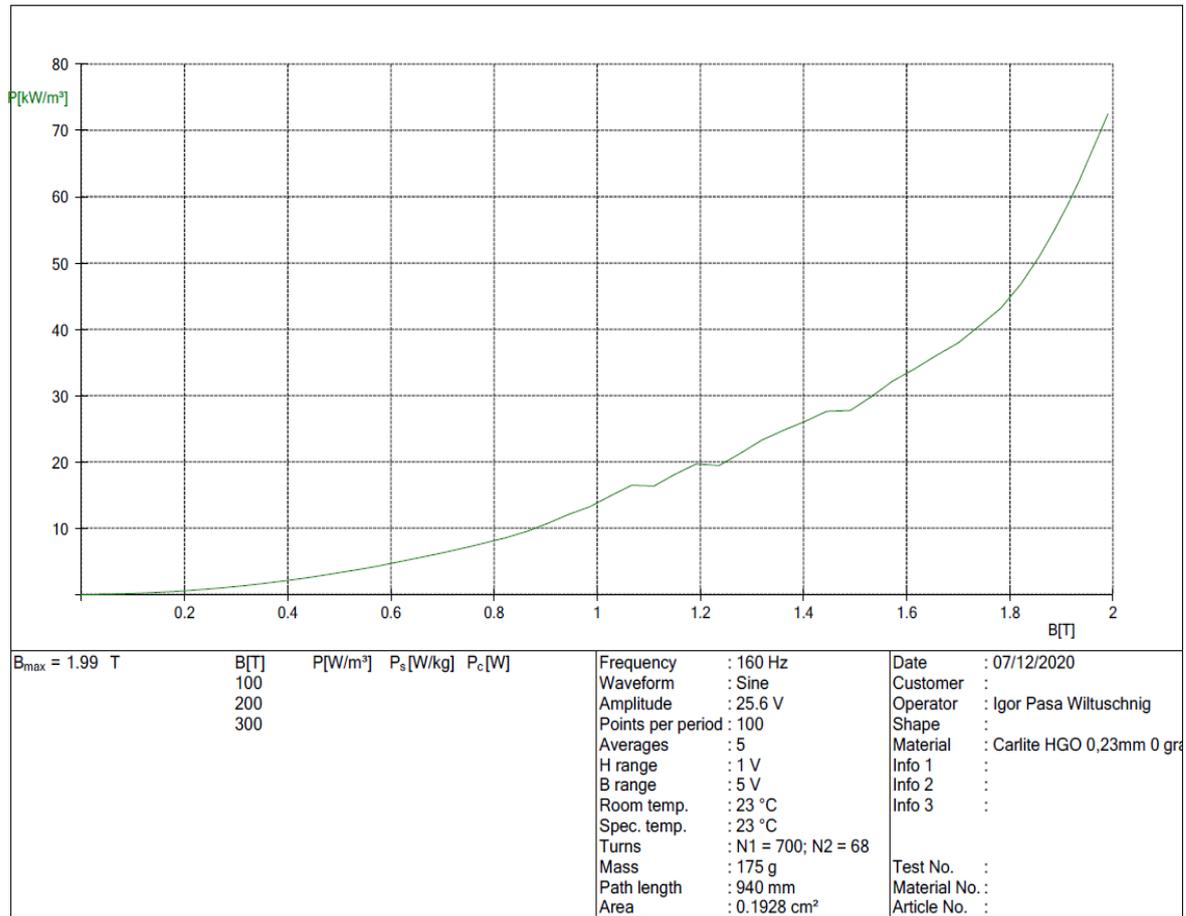
Fonte: o autor.

Figura 114 – Caracterização experimental da curva BH do Carlite HDR0 de 0,23 mm da Ak Steel na orientação do grão.



Fonte: o autor.

Figura 115 – Caracterização experimental das perdas do Carlite HDR0 da Ak Steel de 0,23 mm a 160 Hz que é a velocidade máxima de operação da MRSFV.

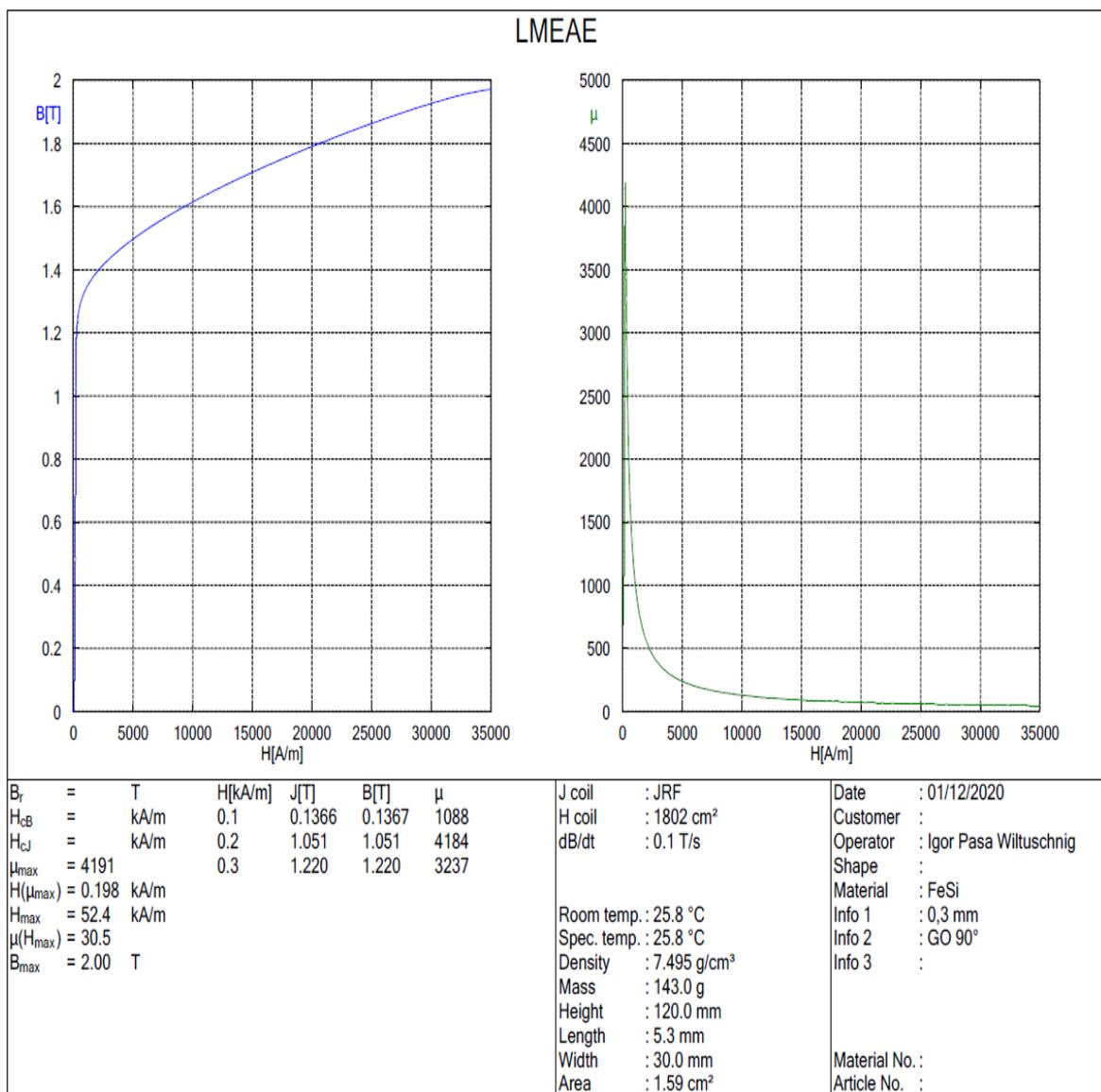


Fonte: o autor.

9.2 RESULTADOS DA CARACTERIZAÇÃO DAS CHAPAS CARLITE GO 0,3MM 90 GRAUS E 0

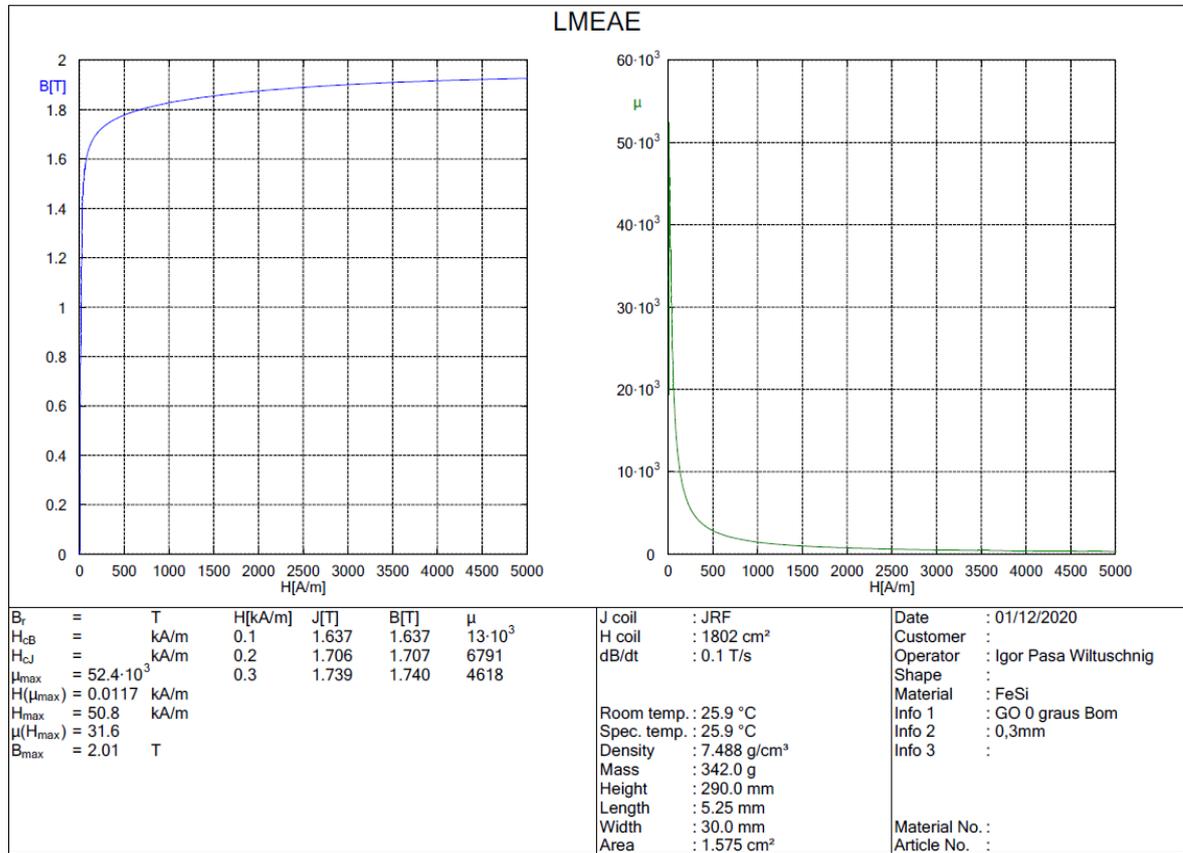
GRAUS

Figura 116 – Caracterização experimental da curva BH do MI130-30 de 0,3 mm da Amperam a 90 graus com a orientação do grão.



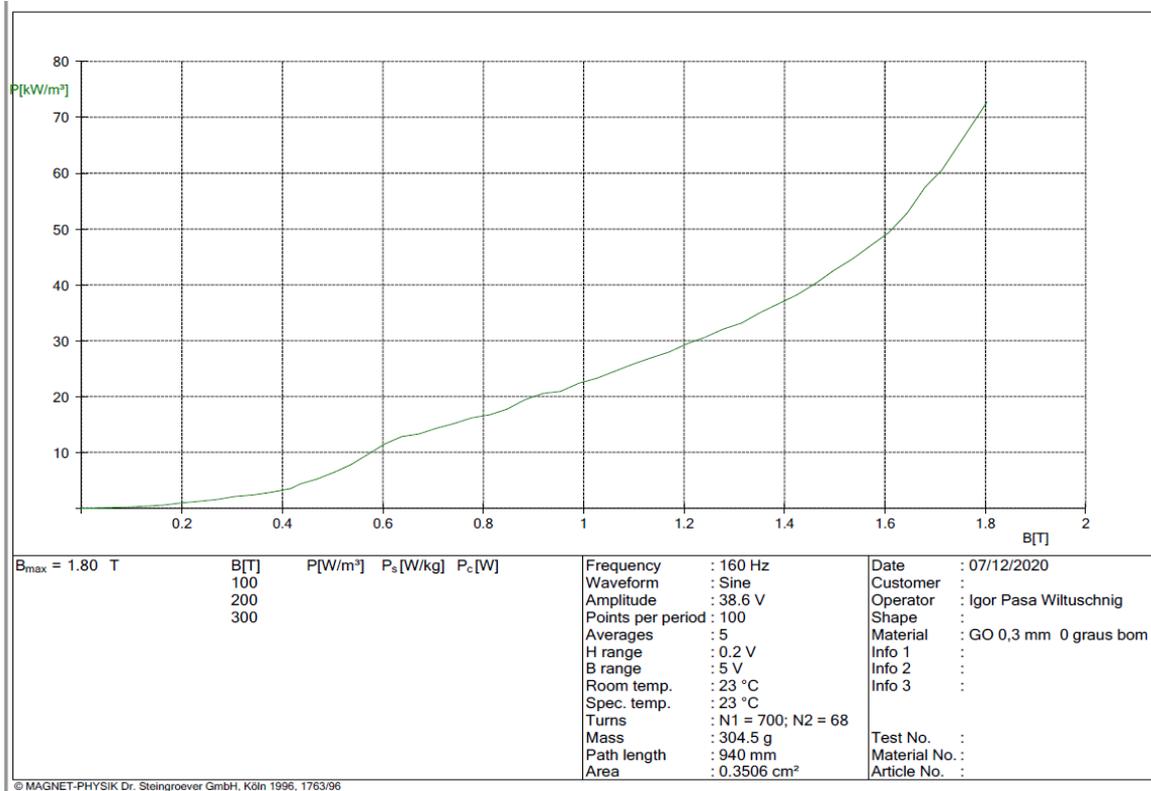
Fonte: o autor.

Figura 117 – Caracterização experimental da curva BH do MI130-30 de 0,3 mm da Amperam na orientação do grão.



Fonte: o autor.

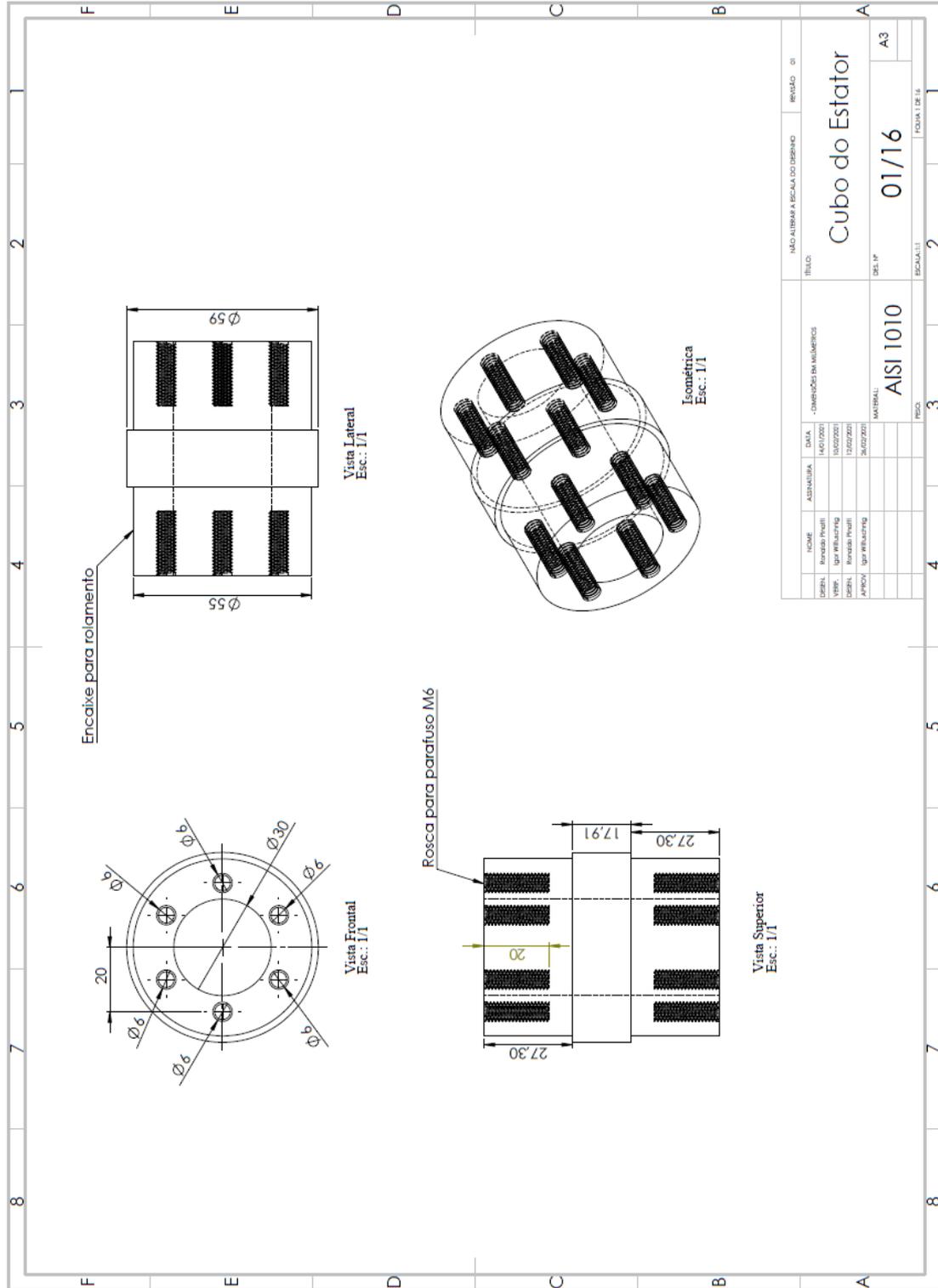
Figura 118 – Caracterização experimental das perdas do MI130-30 da Amperam de 0,3 mm a 160 Hz que é a velocidade máxima de operação da MRSFV.



Fonte: o autor.

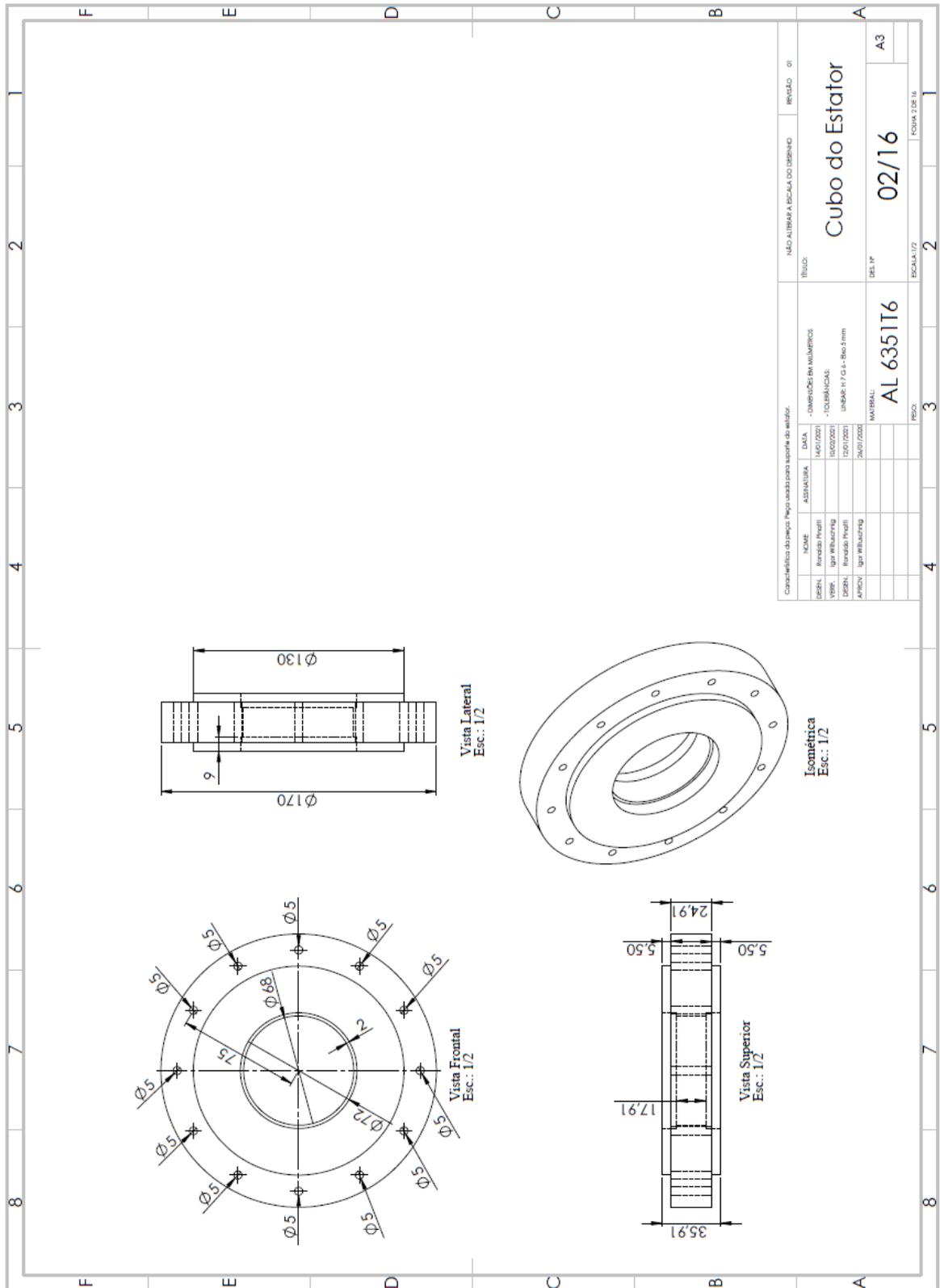
9.3 DESENHOS TÉCNICOS E VISTAS DO PROJETO MECÂNICO DO PROTÓTIPO

Figura 119 – Desenho técnico do eixo do rotor.



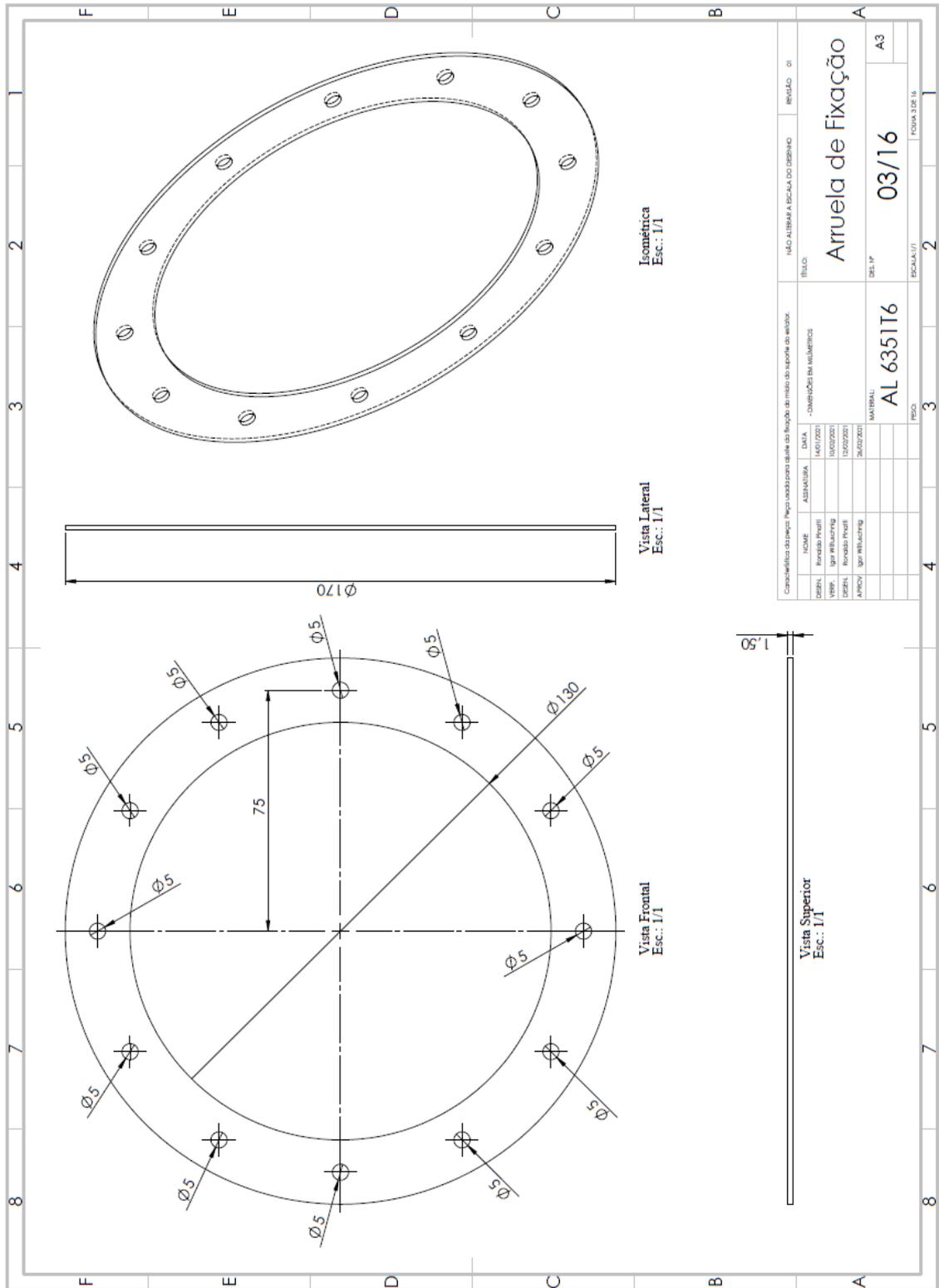
Fonte: o autor.

Figura 120 – Desenho técnico do cubo do estator.



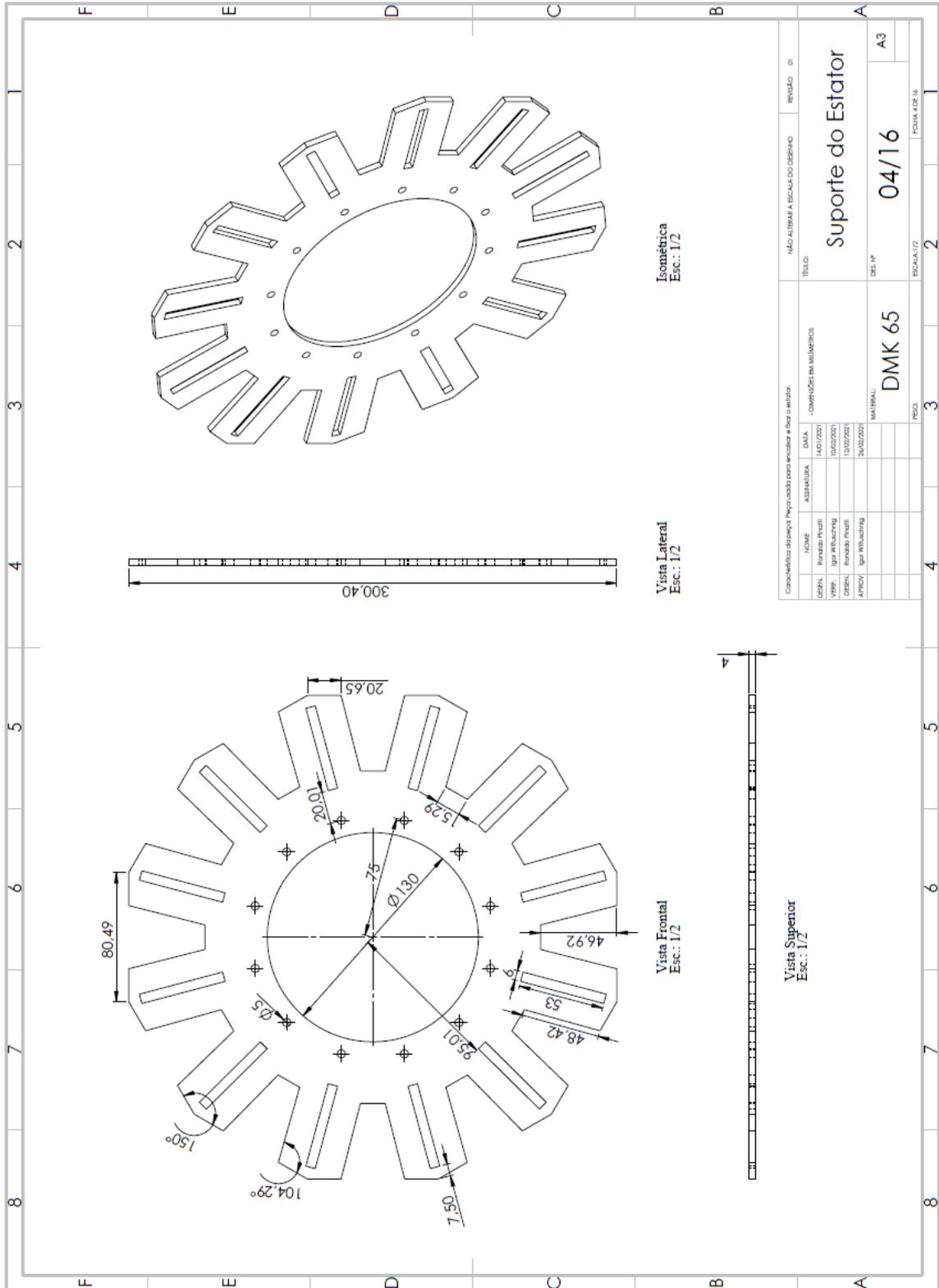
Fonte: o autor.

Figura 121 – Desenho técnico da arruela do estator.



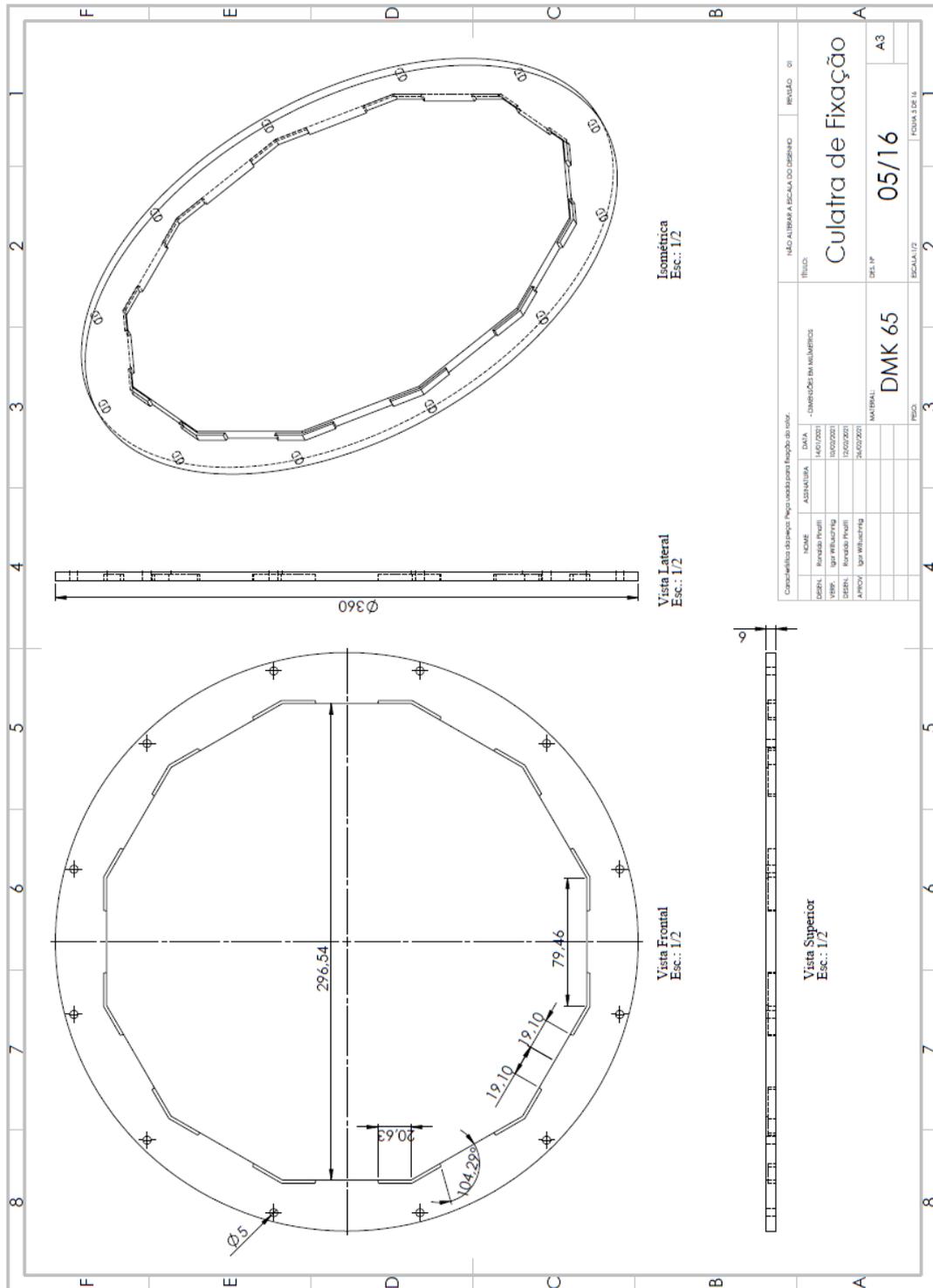
Fonte: o autor.

Figura 122 – Desenho técnico do suporte (DMK65) do estator.



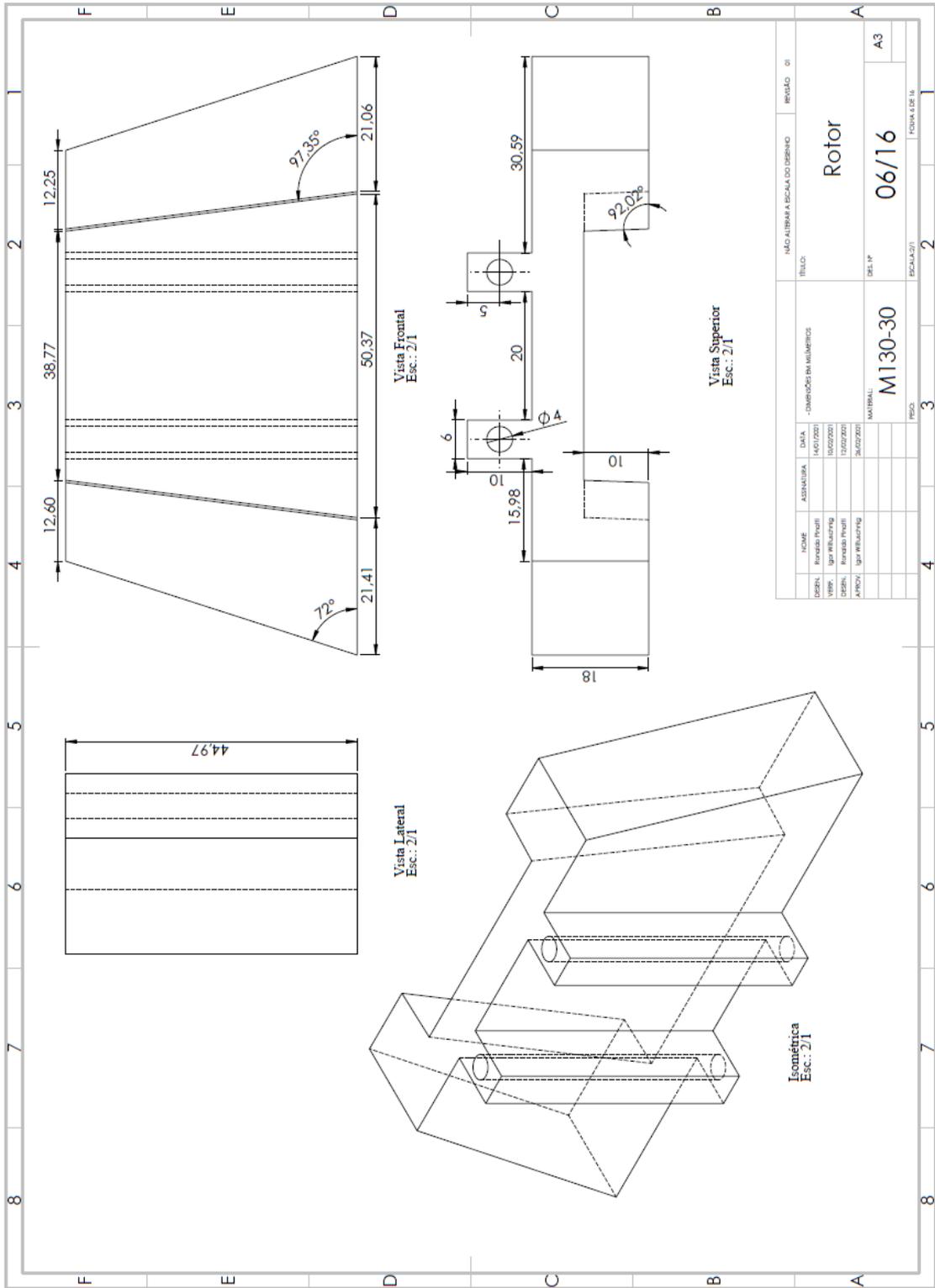
Fonte: o autor.

Figura 123 – Desenho técnico da culatra (DMK65) do estator.



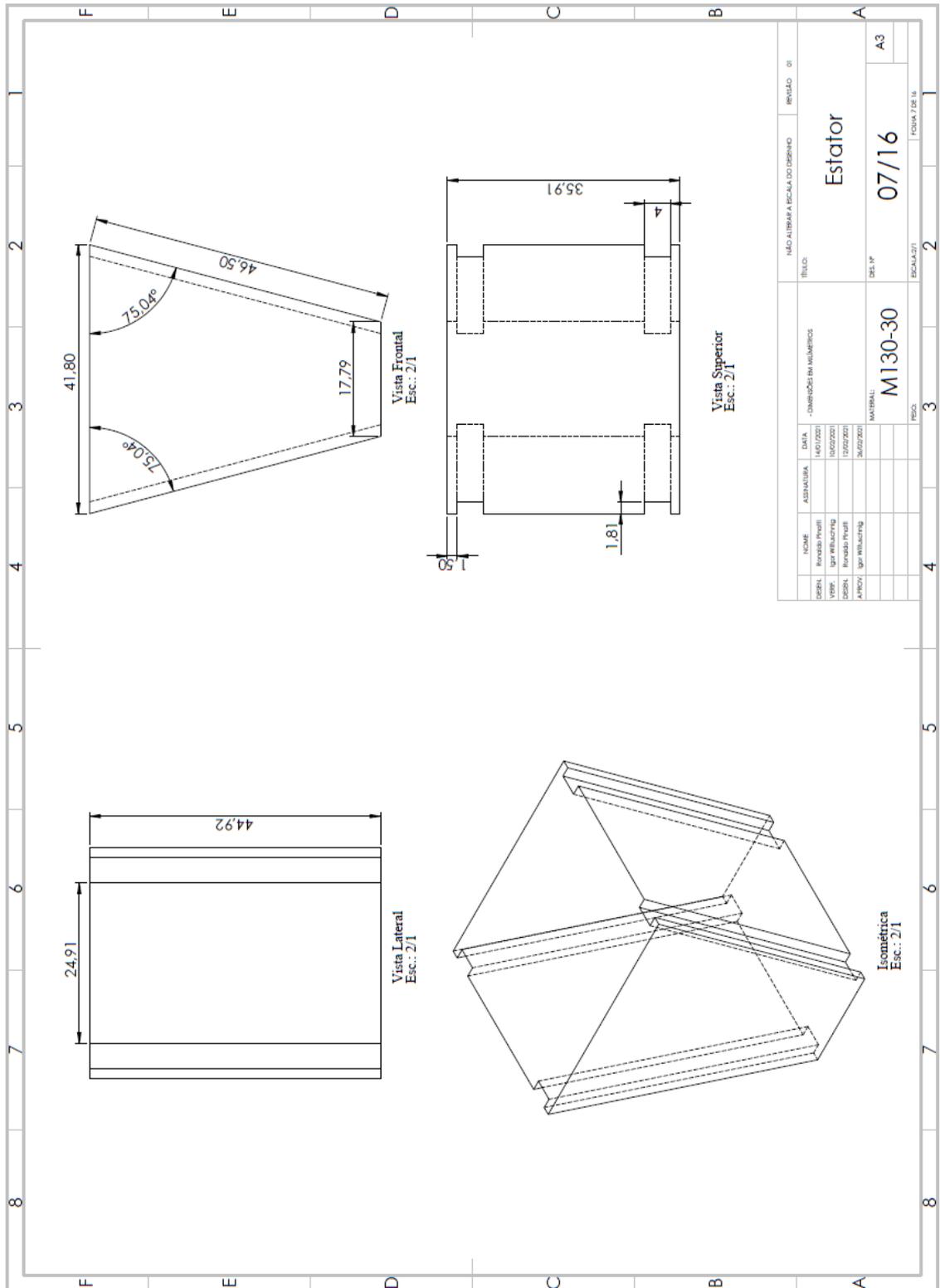
Fonte: o autor.

Figura 124 – Desenho técnico do módulo do rotor.



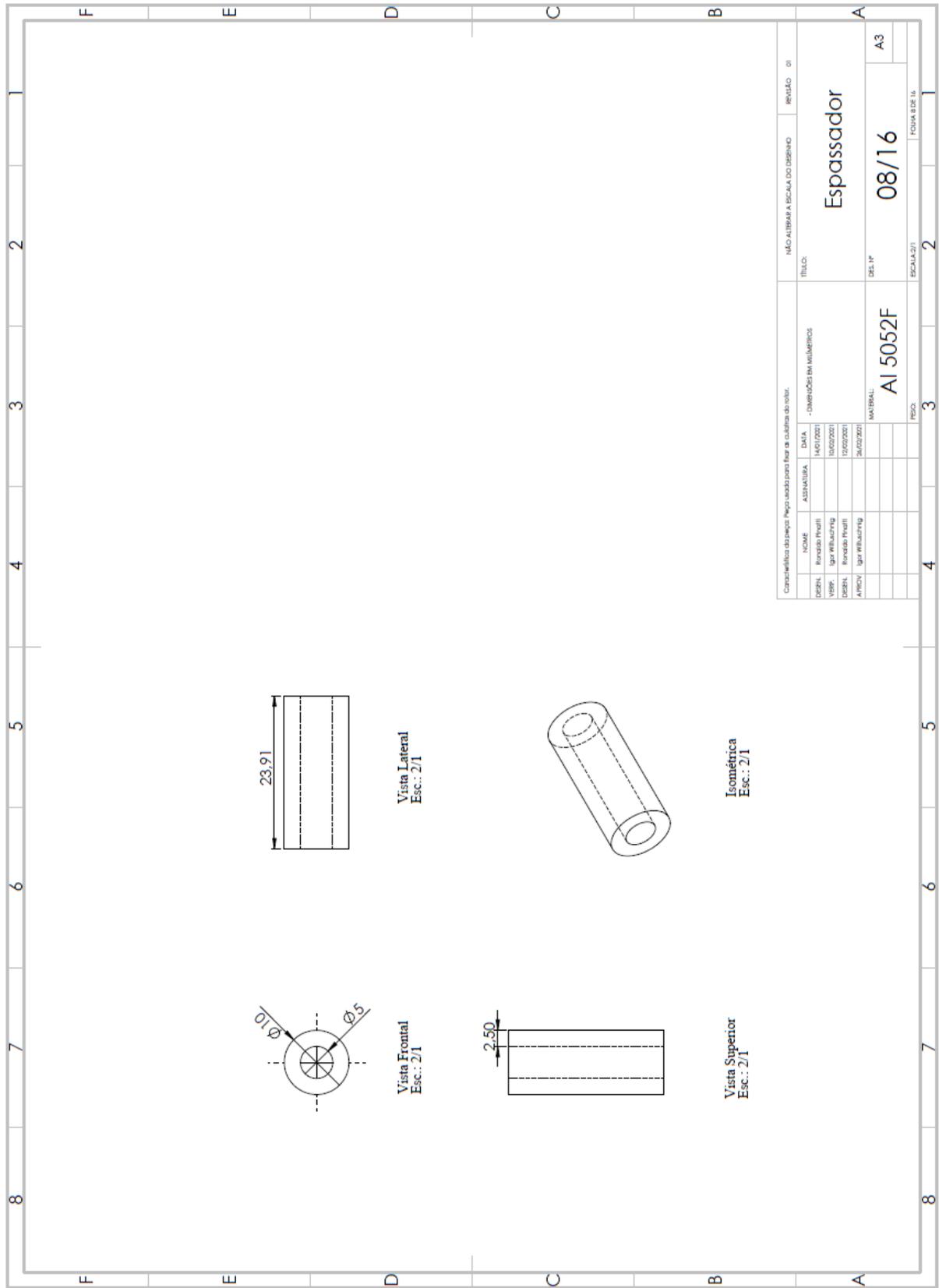
Fonte: o autor.

Figura 125 – Desenho técnico do módulo do estator.



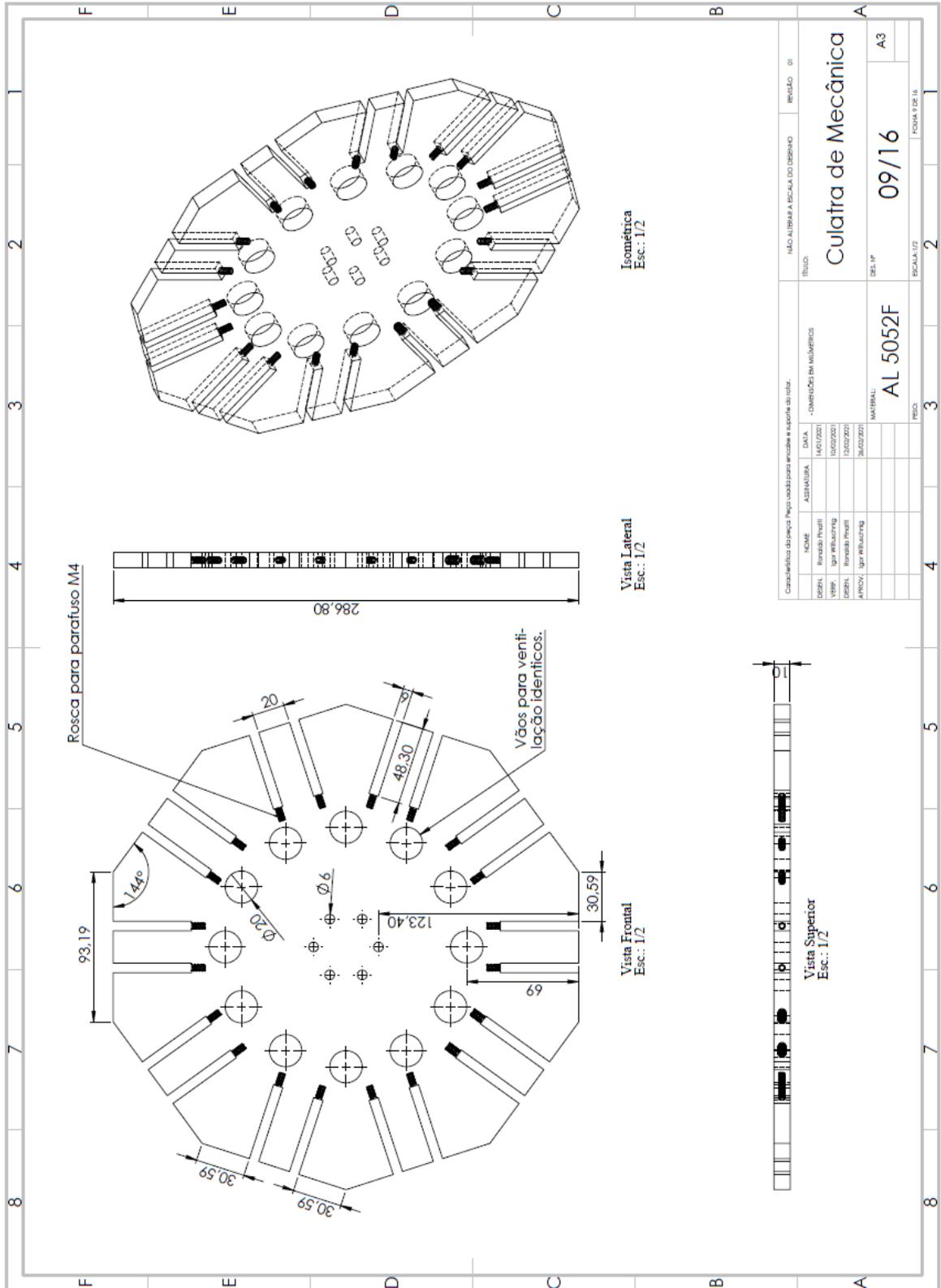
Fonte: o autor.

Figura 126 – Desenho técnico do espaçador do estator.



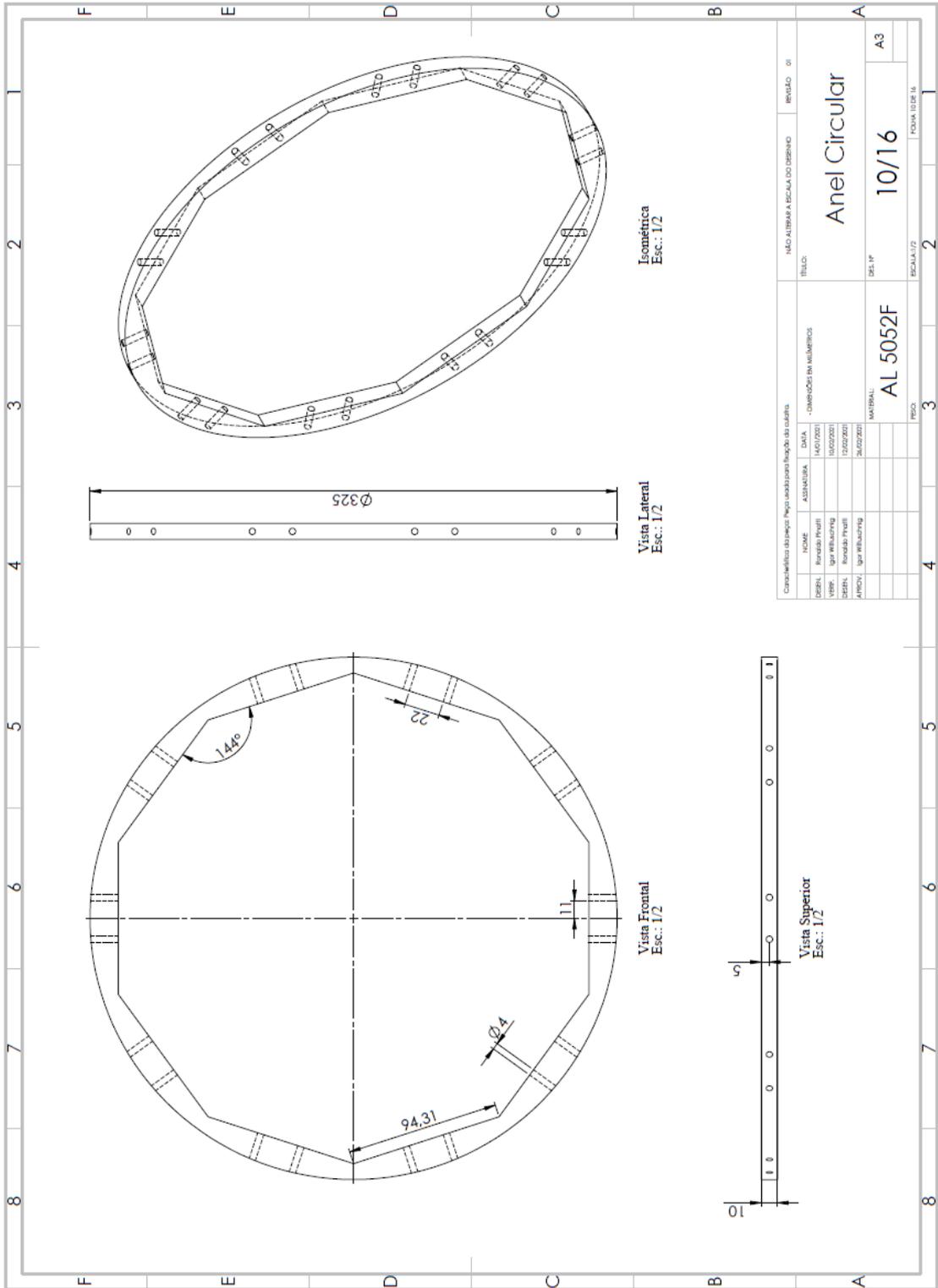
Fonte: o autor.

Figura 127 – Desenho técnico da culatra do rotor.



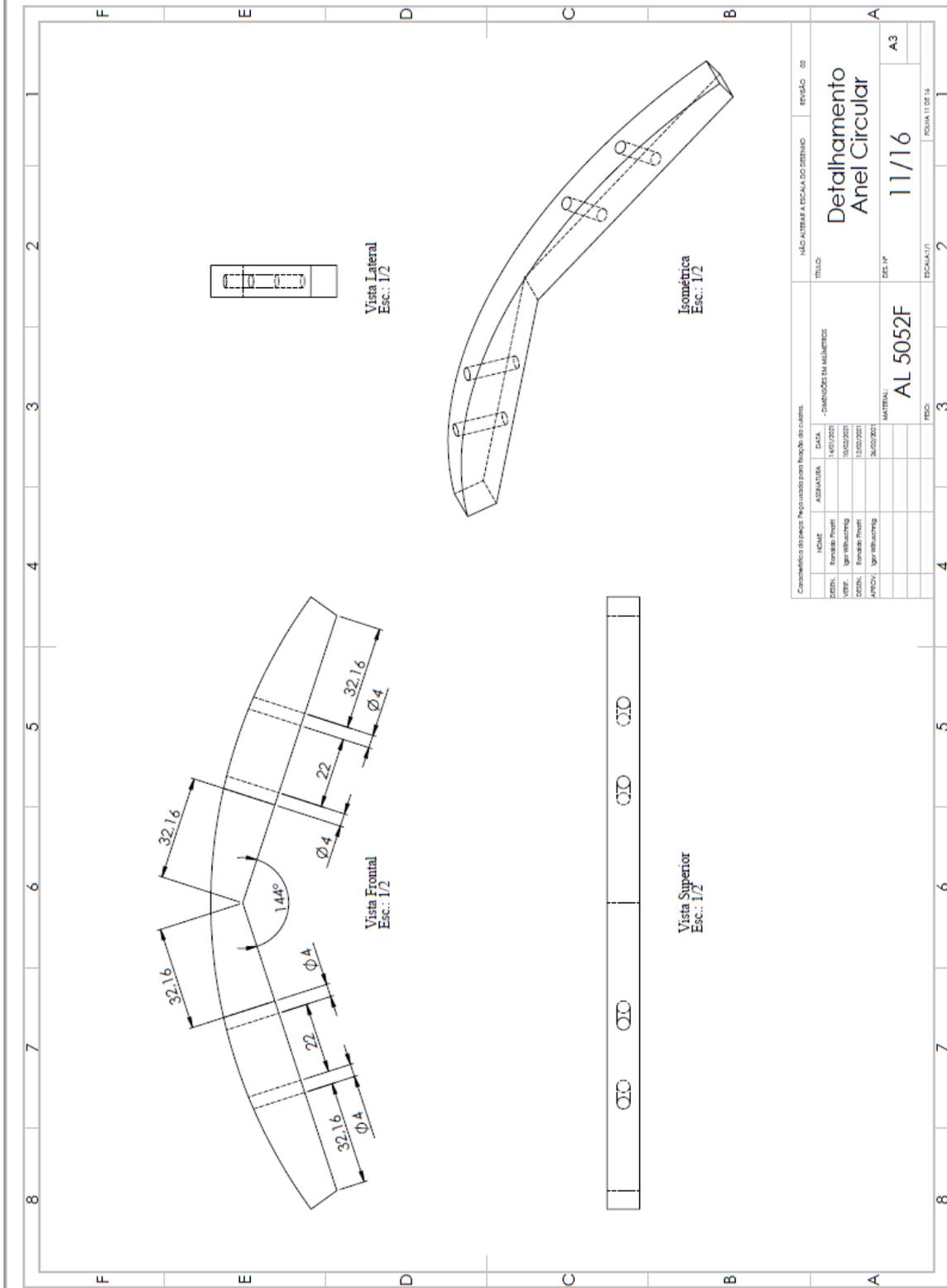
Fonte: o autor.

Figura 128 – Desenho técnico do anel fixador dos módulos do rotor.



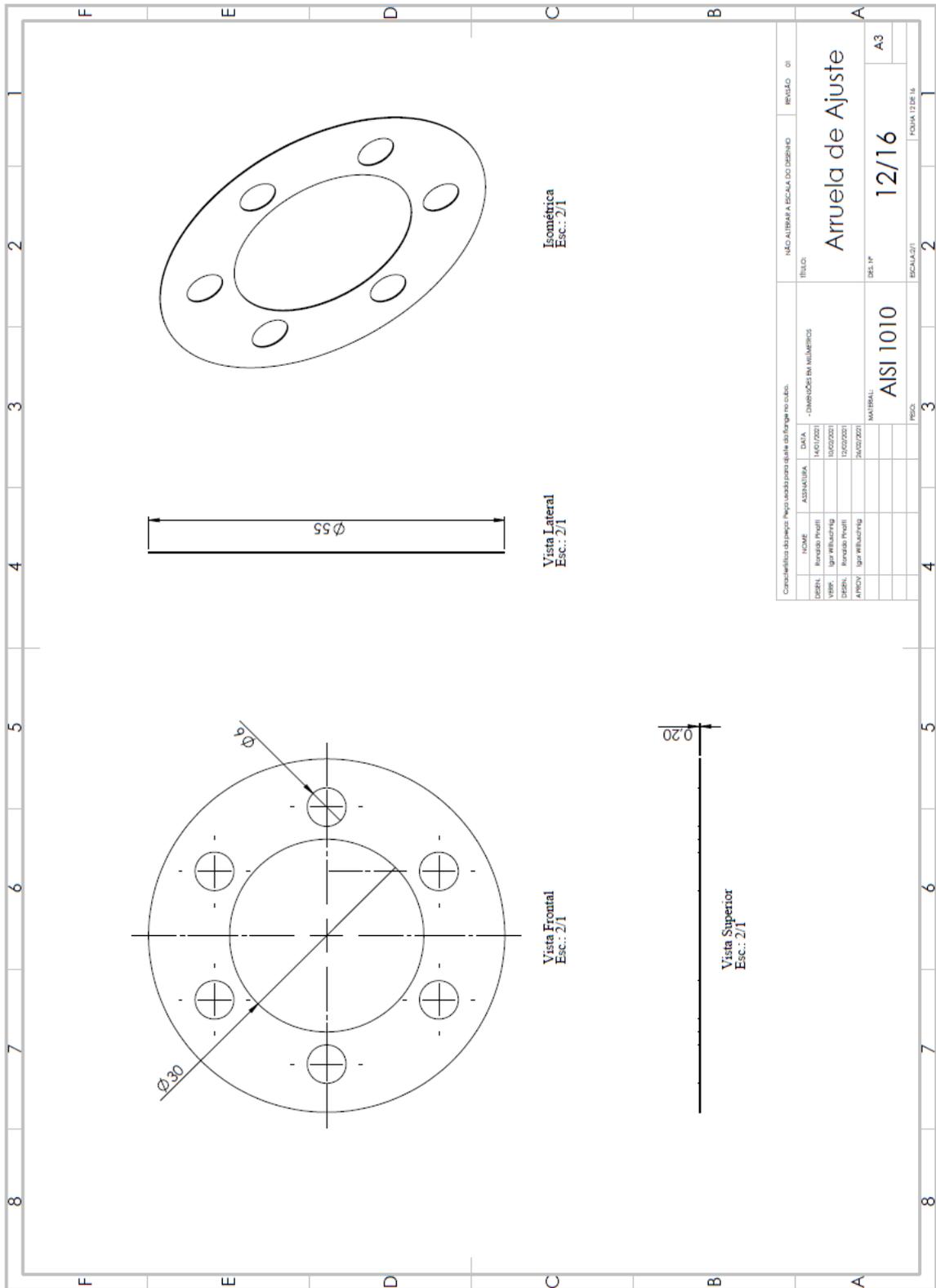
Fonte: o autor.

Figura 129 – Desenho técnico do anel modular que cobre os segmentos do rotor.



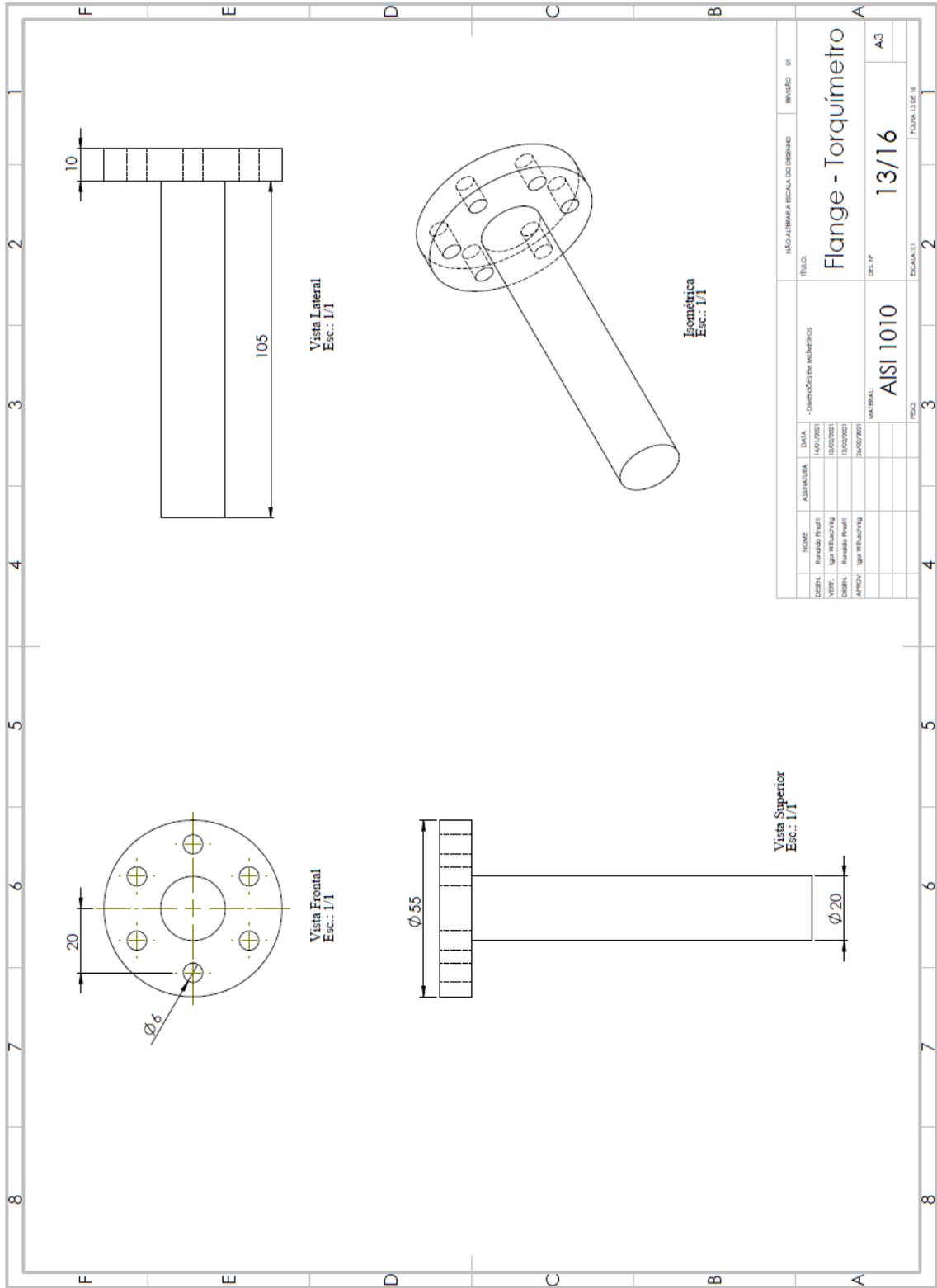
Fonte: o autor.

Figura 128 – Arruela de ajuste do entreferro.



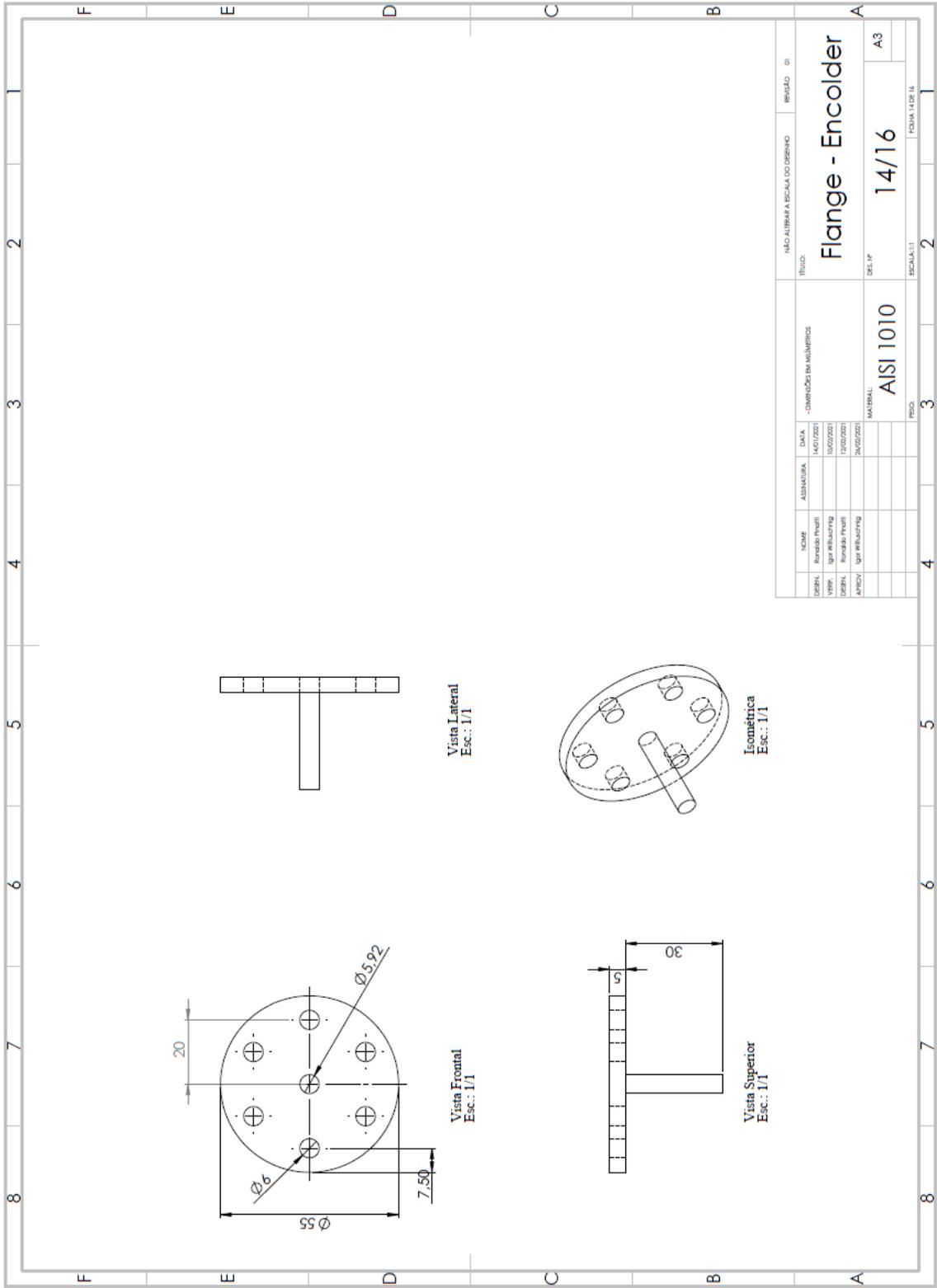
Fonte: o autor.

Figura 131 –Eixo do rotor para acoplamento no transdutor de conjugado.



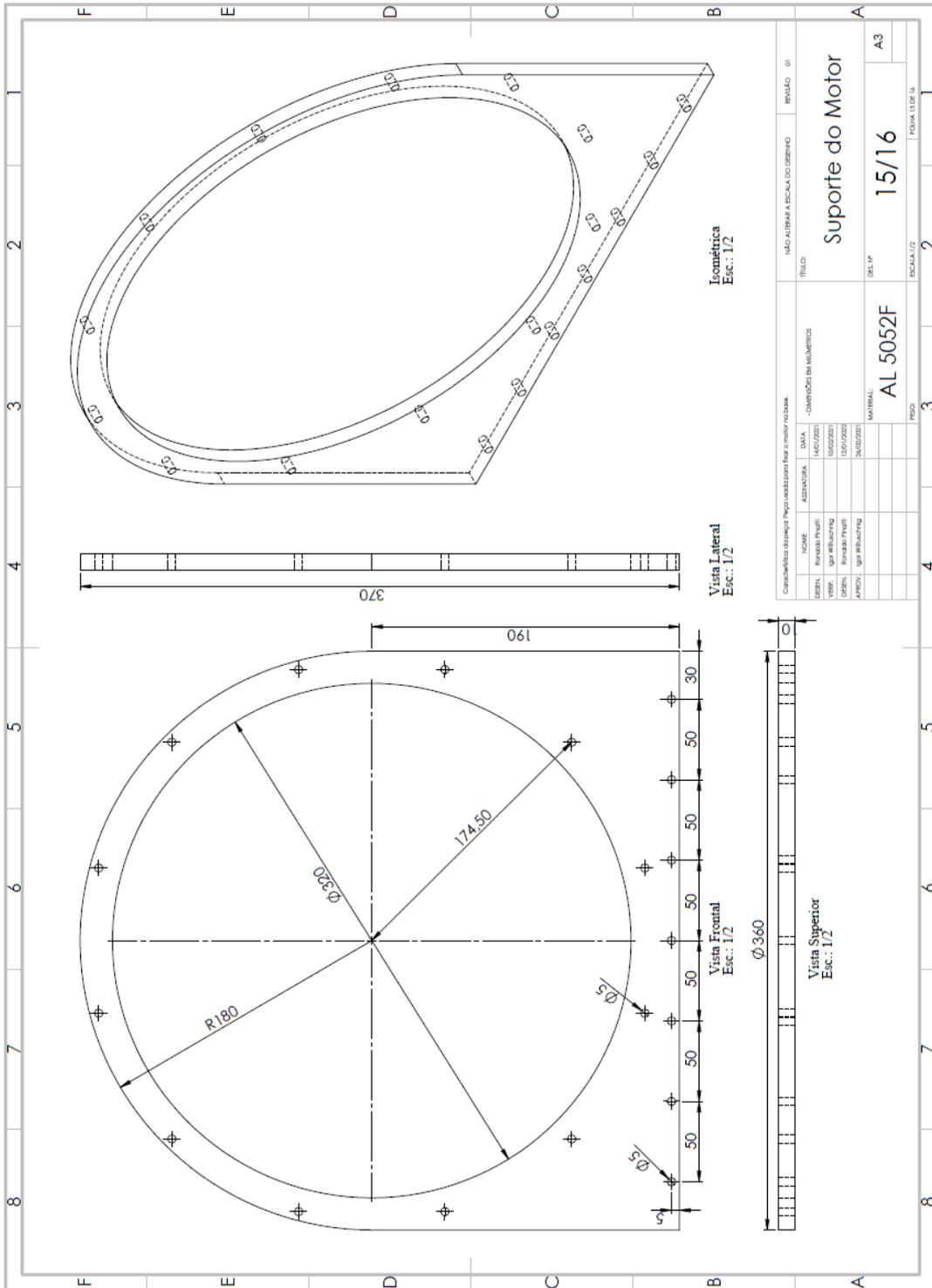
Fonte: o autor.

Figura 132 –Eixo do rotor para acoplamento no *encoder*.



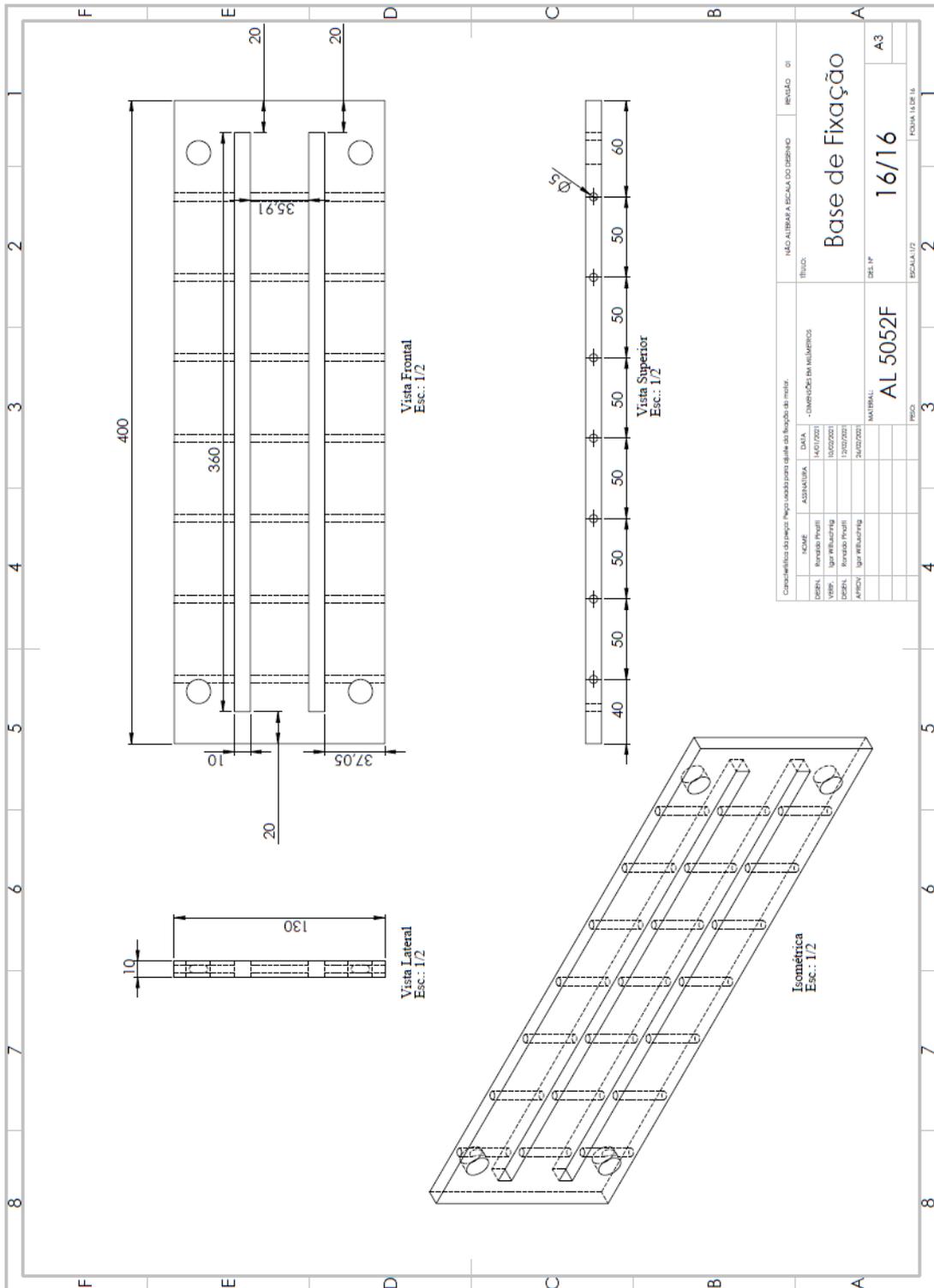
Fonte: o autor.

Figura 133 –Módulo para suporte do estator na bancada.



Fonte: o autor.

Figura 133 – Base para suporte do estator na bancada.



Fonte: o autor.

10 ANEXO

10.1 DADOS DO CATÁLOGO DO FABRICANTE DE CHAPAS GSO CARLITE HDR-0 0,23 MM

AK STEEL UTILIZADO NO ESTATOR.

Figura 135 –Dados técnicos do aço GSO Carlite HDR-0 0,23 mm.



TRAN-COR® H GRAIN ORIENTED ELECTRICAL STEELS

TABLE 1 – TYPICAL VALUES OF CORE LOSS AT 50 AND 60 HZ FOR TYPICAL SHEET SPECIMENS OF AK STEEL TRAN-COR H ELECTRICAL STEELS

Flux Density (T)	Core Loss (W/kg) – ASTM A804					
	0.23 mm H-0 CARLITE DR		0.27 mm H-1 CARLITE DR		0.30 mm H-2 CARLITE DR	
	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz
0.1	0.00289	0.00385	0.00328	0.00441	0.00361	0.00487
0.2	0.01082	0.01451	0.01246	0.01680	0.01382	0.01871
0.3	0.0236	0.0317	0.0274	0.0370	0.0305	0.0413
0.4	0.0413	0.0554	0.0479	0.0647	0.0533	0.0720
0.5	0.0635	0.0852	0.0738	0.0996	0.0818	0.1103
0.6	0.0903	0.1210	0.1050	0.1413	0.1159	0.1559
0.7	0.1218	0.1628	0.1415	0.1900	0.1556	0.209
0.8	0.1578	0.211	0.1837	0.246	0.201	0.269
0.9	0.1984	0.265	0.231	0.309	0.252	0.337
1.0	0.244	0.325	0.284	0.380	0.310	0.413
1.1	0.296	0.394	0.344	0.459	0.374	0.498
1.2	0.354	0.470	0.410	0.547	0.444	0.592
1.3	0.418	0.555	0.483	0.644	0.522	0.696
1.4	0.487	0.648	0.562	0.749	0.607	0.809
1.5	0.565	0.750	0.649	0.865	0.702	0.936
1.6	0.655	0.867	0.748	0.994	0.811	1.079
1.7	0.773	1.017	0.872	1.154	0.946	1.252
1.8	0.967	1.264	1.067	1.405	1.145	1.506
1.9	1.365	1.766	1.440	1.876	1.551	2.02

TYPICAL CORE LOSS AND LAMINATION FACTOR

Product	Approximate Equivalent International Grade	Nominal Thickness, mm (in.)	Assumed Density, gm/cm ³	Resistivity, Ω-m, x 10 ⁻⁸	Typical Core Loss W/Kg				Typical Core Loss W/lb.				Typical Induction at 800 A/m, T	Typical Lamination Factor, %
					50 Hz		60 Hz		50 Hz		60 Hz			
					1.5T	1.7T	1.5T	1.7T	1.5T	1.7T	1.5T	1.7T		
H-0 CARLITE DR	M080-23P5	0.23 (0.009)	7.65	50	0.56	0.77	0.75	1.01	0.257	0.350	0.339	0.460	1.916	96.6
H-1 CARLITE DR	M090-27P5	0.27 (0.011)			0.65	0.87	0.86	1.16	0.295	0.396	0.391	0.525	1.918	97.0
H-2 CARLITE DR	M100-30P5	0.30 (0.012)			0.70	0.95	0.93	1.26	0.320	0.431	0.423	0.570	1.917	97.3
H-0 CARLITE	M090-23P5	0.23 (0.009)			0.60	0.83	0.80	1.08	0.274	0.375	0.361	0.490	1.917	96.6
H-1 CARLITE	M100-27P5	0.27 (0.011)			0.70	0.95	0.92	1.25	0.316	0.431	0.419	0.567	1.918	97.0
H-2 CARLITE	M105-30P5	0.30 (0.012)			0.74	0.99	0.98	1.31	0.335	0.450	0.447	0.596	1.920	97.3

Fonte: Adaptado de (AK Steel, 2013).

10.2 DADOS DO CATÁLOGO DO FABRICANTE DE CHAPAS GO AMPERAM MI130-30

0,3MM UTILIZADO NOS ROTORES.

Figura 136 –Dados técnicos do aço GO Amperam MI130-30 0,3mm.

Normas internacionais									
APERAM		ASTM A876M		JIS 2553-2000		DIN EN 10107		IEC 60404-8-7	
Aço	W/kg	Aço	W/kg	Aço	W/kg	Aço	W/kg	Aço	W/kg
M108-23	1.08	23H070	1.17	23G110	1.10	M110-23S	1.10	M110-23S 5	1.10
M117-23	1.17	23H070	1.17	23G110	1.10	M120-23S	1.20	M120-23S 5	1.20
M112-27	1.12	27H074	1.24	27G120	1.20	M120-27S	1.20	M120-27S 5	1.20
M125-27	1.24	27H074	1.24	27G130	1.30	M130-27S	1.30	M130-27S 5	1.30
M130-30	1.30	30H083	1.39	30G130	1.30	M130-30S	1.30	M130-30S 5	1.30
M140-30	1.40	30H083	1.39	30G140	1.40	M140-30S	1.40	M140-30S 5	1.40
M150-35	1.50	35H094	1.57	35G155	1.55	M150-35S	1.50	M150-35S 5	1.50

Valores de perda magnética a 1,5T / 50Hz

Características Típicas									
Produto		Espessura (mm)	Perda Magnética a (W/kg)				Indução Magnética a (T)		
Referência	Aperam		1,5 T		1,7 T		800 A/m	2500 A/m	10000 A/m
			50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz			
M108-23	E003-9	0.224	0.70	0.91	1.01	1.31	1.87	1.93	1.98
M117-23	E003-9	0.224	0.72	0.94	1.07	1.38	1.85	1.93	1.97
M112-27	E004-7	0.263	0.77	1.01	1.09	1.42	1.86	1.93	1.97
M125-27	E004-7	0.263	0.79	1.04	1.14	1.47	1.85	1.93	1.97
M130-30	E005-4	0.293	0.83	1.10	1.17	1.54	1.86	1.93	1.97
M140-30	E005-4	0.293	0.86	1.14	1.23	1.61	1.84	1.93	1.97
M150-35	E006-2	0.342	0.94	1.25	1.30	1.73	1.85	1.93	1.97

Fonte: Fonte: Adaptado de (Amperam, 2016).