

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

**EVANDRO CLAITON GOLTZ**

**ESTUDO DE MÁQUINA ELÉTRICA DE FLUXO AXIAL  
APLICADA A SISTEMA DE TRACÇÃO AUTOMOTIVA  
COM ACOPLAMENTO DIRETO E FRENAGEM  
REGENERATIVA**

Porto Alegre

2012



**EVANDRO CLAITON GOLTZ**

**ESTUDO DE MÁQUINA ELÉTRICA DE FLUXO AXIAL  
APLICADA A SISTEMA DE TRAÇÃO AUTOMOTIVA  
COM ACOPLAMENTO DIRETO E FRENAGEM  
REGENERATIVA**

Dissertação de mestrado 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 Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Energia -  
Dispositivos Eletromagnéticos

ORIENTADOR: Dr. Ály Ferreira Flores Filho

Porto Alegre

2012





EVANDRO CLAITON GOLTZ

**ESTUDO DE MÁQUINA ELÉTRICA DE FLUXO AXIAL  
APLICADA A SISTEMA DE TRACÇÃO AUTOMOTIVA  
COM ACOPLAMENTO DIRETO E FRENAGEM  
REGENERATIVA**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre 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 Cardiff University – Cardiff, País de Gales, GB.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Felix Alberto Farret, UFSM

Doutor pela Universidade de Londres – Londres, Inglaterra

Prof. Dr. Roberto Petry Homrich, UFRGS

Doutor pela UNICAMP – Campinas, Brasil

Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro, UFRGS

Doutor pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Coordenador do PPGEE: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Júnior

Porto Alegre, novembro de 2012.



## **DEDICATÓRIA**

Dedico este trabalho à minha família, ao meu Pai “in memoriam” e à Gisele pela compreensão e carinho.



## **AGRADECIMENTOS**

À Universidade Federal de Santa Maria – UFSM, Centro de Tecnologia – CT, Departamento de Eletromecânica e Sistemas de Potência – DESP e ao Projeto Pro+E, em especial na figura dos professores Geomar Machado Martins, Cesar Ramos Rodrigues e Luiz Carlos de Souza Marques, pelo incentivo e a concessão do afastamento, necessários à realização deste trabalho.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE - UFRGS, pela oportunidade de qualificação na área de dispositivos eletromagnéticos.

Ao Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia – LMEAE, pela acolhida. Ao colega e amigo Paulo Roberto Eckert, que está sempre disposto a discutir ideias, buscar soluções e se aperfeiçoar. Também, aos colegas Carlos Nascimento e Velington de Aquino Neumann que se tornaram grandes amigos, além de participarem ativamente nas infindáveis discussões sobre o conhecimento em dispositivos eletromagnéticos na sala 109. Aos colegas Nolvi Francisco Baggio Filho, Martin Geier e Evandro Paese pelo apoio nas mais diversas situações. Aos professores Roberto Petry Homrich e Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro, pelas conversas no histórico corredor do laboratório. Ao técnico e colega Júlio Moreira pela paciência e profissionalismo no desenvolvimento da máquina protótipo e da bancada experimental. Ao graduando e bolsista Maurício M. Faccin, pela dedicação e a qualidade do trabalho de projeto e execução do acionamento da máquina protótipo.



Agradecimento especial ao professor Ály Ferreira Flores Filho que orientou com sabedoria, paciência e profissionalismo este trabalho.

À FAPERGS que financiou o projeto de pesquisa.

À CAPES pela provisão parcial da bolsa de mestrado.

À empresa CNS Cores pelo fornecimento das amostras do núcleo toroidal laminado.

À empresa Magmattec, em especial ao Engenheiro Hérlon de Oliveira Morsch, pelo suporte em questões relacionadas ao núcleo e enrolamentos toroidais.

À empresa AEPI do Brasil, pelo fornecimento de amostras do material MATEX.

À empresa Favorit Aços Especiais, pelo fornecimento das amostras dos aços empregados no protótipo da máquina, em especial à Clarice que prestou um atendimento sem igual, inclusive, transportando pessoalmente o material até a tornearia.

À tornearia J. Paulo pela paciência e qualidade do serviço de usinagem das peças do protótipo.





## RESUMO

Este trabalho descreve o desenvolvimento e caracterização de uma máquina elétrica para aplicação em sistemas de tração automotiva. Compreende o estudo e a análise do perfil de carga e das grandezas eletromagnéticas e eletromecânicas através da construção de modelos analíticos, numéricos e experimentais. Através destes, são propostos critérios para o dimensionamento geométrico e para a escolha dos materiais. A topologia da máquina elétrica possui fluxo axial no entreferro, duplo rotor com ímãs permanentes setoriais, núcleo estator toroidal sem ranhuras e enrolamentos setoriais. Os modelos analíticos tridimensionais para a geometria e o volume dos enrolamentos são uma contribuição relevante em termos científicos. Experimentalmente, a máquina é acionada como gerador síncrono, com um rendimento interno de até 91,75%. Como gerador em regime de frenagem regenerativa obteve-se um rendimento interno de 78,61% no barramento CC. Ao final, utilizando o modelo automotivo de perdas, é feita uma análise em regime permanente do sistema acoplado, visando à caracterização da eficiência energética global do sistema. Os resultados obtidos permitem uma avaliação adequada da máquina no modo de operação proposto.

**Palavras-chave:** Máquinas elétricas, fluxo axial, ímãs permanentes, estator toroidal, enrolamentos setoriais, veículos elétricos, tração automotiva, frenagem regenerativa, eficiência energética.



## ABSTRACT

This work describes the development and characterization of an electrical machine for application in automotive drive systems. The study and analysis of load profile and the electromagnetic and electromechanical behavior of the machine is carried out through analytical, numerical and experimental models. Based on these, criteria were established for geometric dimensioning and choice of materials. The topology of the electrical machine has axial flux in the air gap, double rotor with sector-shaped permanent magnets, slotless toroidal stator core and sector-shaped coils. The 3D analytical models for the geometry and volume of the windings are a relevant contribution in scientific terms. Experimentally, the machine is driven as a synchronous generator with an efficiency of up to 91.75%. As generator under regenerative braking operation, an experimental efficiency of 78.61% on the DC bus was obtained. Finally, using the model of automotive losses an analysis of the coupled system is made to characterize the overall energy efficiency of the system. The obtained results allow one to evaluate properly the machine under the operating mode as proposed.

**Keywords:** Electrical machines, axial flux, permanent magnets, toroidal stator, sector-shaped coils, electric vehicles, regenerative braking, energy efficiency.



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>31</b>
<b>1.1</b>	<b>OBJETIVO DO TRABALHO</b> .....	<b>33</b>
<b>1.2</b>	<b>TOPOLOGIA PROPOSTA PARA A MÁQUINA ELÉTRICA</b> .....	<b>34</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO DE LITERATURA E ESTADO DA ARTE</b> .....	<b>37</b>
<b>2.1</b>	<b>MODELO PLANAR DE UM AUTOMÓVEL</b> .....	<b>37</b>
<b>2.2</b>	<b>PNEU ELÁSTICO</b> .....	<b>40</b>
<b>2.3</b>	<b>MÁQUINAS ELÉTRICAS DE FLUXO AXIAL</b> .....	<b>42</b>
<b>2.4</b>	<b>MATERIAL FERROMAGNÉTICO PARA O NÚCLEO TOROIDAL</b> .....	<b>52</b>
<b>2.4.1</b>	<b>Compósito Magnético Macio de Grão Isolado</b> .....	<b>53</b>
<b>2.4.2</b>	<b>Metal Amorfo</b> .....	<b>54</b>
<b>2.4.3</b>	<b>Aço Elétrico Laminado a Frio</b> .....	<b>56</b>
<b>3</b>	<b>CARACTERIZAÇÃO DO PERFIL DE CARGA AUTOMOTIVA</b> .....	<b>59</b>
<b>3.1</b>	<b>ARRASTO POR ROLAGEM PNEU-SOLO</b> .....	<b>59</b>
<b>3.2</b>	<b>ARRASTO AERODINÂMICO</b> .....	<b>61</b>
<b>3.3</b>	<b>ARRASTO TOTAL</b> .....	<b>63</b>
<b>3.4</b>	<b>EFICIÊNCIA VEICULAR</b> .....	<b>67</b>
<b>4</b>	<b>MATERIAIS</b> .....	<b>71</b>
<b>4.1</b>	<b>ÍMÃS PERMANENTES SETORIAIS</b> .....	<b>71</b>
<b>4.2</b>	<b>MATERIAL FERROMAGNÉTICO MACIO DOS ROTORES</b> .....	<b>75</b>
<b>4.3</b>	<b>NÚCLEO TOROIDAL LAMINADO PARA O PROTÓTIPO</b> .....	<b>76</b>
<b>4.3.1</b>	<b>Medida Experimental da Condutividade</b> .....	<b>78</b>
<b>4.3.2</b>	<b>Escolha da Amostra Aplicada ao Protótipo</b> .....	<b>79</b>
<b>4.3.3</b>	<b>Modelo 3D do Núcleo Toroidal Laminado</b> .....	<b>83</b>
<b>4.4</b>	<b>MATERIAL CONDUTOR ELÉTRICO PARA OS ENROLAMENTOS</b> .....	<b>86</b>
<b>5</b>	<b>PERDAS</b> .....	<b>87</b>
<b>5.1</b>	<b>PERDAS MAGNÉTICAS NO NÚCLEO LAMINADO</b> .....	<b>87</b>
<b>5.1.1</b>	<b>Correntes Parasitas Induzidas</b> .....	<b>87</b>
<b>5.1.2</b>	<b>Histerese da Curva B(H)</b> .....	<b>89</b>
<b>5.1.3</b>	<b>Modelo de Steinmetz</b> .....	<b>89</b>
<b>5.2</b>	<b>PERDA JOULE NOS CONDUTORES ELÉTRICOS</b> .....	<b>95</b>
<b>6</b>	<b>MODELOS ANALÍTICOS TRIDIMENSIONAIS</b> .....	<b>97</b>
<b>6.1</b>	<b>DISTRIBUIÇÃO ESPACIAL DE <math>B_z</math> NO ENTREFERRO</b> .....	<b>97</b>
<b>6.2</b>	<b>FORÇA ELETROMOTRIZ INDUZIDA</b> .....	<b>103</b>
<b>6.3</b>	<b>MODELO 3D DA GEOMETRIA DOS ENROLAMENTOS</b> .....	<b>104</b>
<b>6.3.1</b>	<b>Modelo Analítico 3D para a Geometria dos Enrolamentos Setoriais</b> .....	<b>106</b>
<b>6.3.2</b>	<b>Modelo Analítico para o Volume dos Enrolamentos Setoriais</b> .....	<b>112</b>
<b>6.3.3</b>	<b>Modelo Experimental dos Enrolamentos Setoriais</b> .....	<b>117</b>



<b>7</b>	<b>MODELO NUMÉRICO TRIDIMENSIONAL .....</b>	<b>121</b>
<b>7.1</b>	<b>CIRCUITO MAGNÉTICO DA MÁQUINA TORUS .....</b>	<b>123</b>
<b>7.2</b>	<b>DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO .....</b>	<b>126</b>
<b>7.3</b>	<b>DETERMINAÇÃO DO ENTREFERRO MAGNÉTICO .....</b>	<b>129</b>
<b>7.4</b>	<b>FORÇA ELETROMOTRIZ INDUZIDA .....</b>	<b>132</b>
<b>7.5</b>	<b>CURVA DE CONJUGADO ESTÁTICO.....</b>	<b>133</b>
<b>7.6</b>	<b>PERDAS MAGNÉTICAS NO NÚCLEO .....</b>	<b>135</b>
<b>8</b>	<b>PARÂMETROS ELÉTRICOS .....</b>	<b>137</b>
<b>8.1</b>	<b>CÁLCULO DA RESISTÊNCIA.....</b>	<b>137</b>
<b>8.2</b>	<b>CÁLCULO DA INDUTÂNCIA .....</b>	<b>139</b>
<b>8.3</b>	<b>CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA.....</b>	<b>140</b>
<b>8.4</b>	<b>FORÇA ELETROMOTRIZ INDUZIDA .....</b>	<b>141</b>
<b>8.5</b>	<b>FORÇA MAGNETOMOTRIZ PRODUZIDA PELOS ENROLAMENTOS.....</b>	<b>142</b>
<b>9</b>	<b>RENDIMENTO .....</b>	<b>145</b>
<b>9.1</b>	<b>RENDIMENTO INTERNO.....</b>	<b>146</b>
<b>9.2</b>	<b>RENDIMENTO MAGNÉTICO.....</b>	<b>147</b>
<b>9.3</b>	<b>RENDIMENTO JOULE.....</b>	<b>147</b>
<b>9.4</b>	<b>EFICIÊNCIA VEICULAR DO SISTEMA ACOPLADO.....</b>	<b>152</b>
<b>10</b>	<b>PROJETO DA MÁQUINA PROTÓTIPO .....</b>	<b>157</b>
<b>10.1</b>	<b>PROJETO ELETROMAGNÉTICO .....</b>	<b>157</b>
<b>10.2</b>	<b>PROJETO MECÂNICO .....</b>	<b>159</b>
<b>11</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>171</b>
<b>11.1</b>	<b>PERDAS .....</b>	<b>174</b>
<b>11.1.1</b>	<b>Perdas Mecânicas .....</b>	<b>174</b>
<b>11.1.2</b>	<b>Perdas Fixas.....</b>	<b>176</b>
<b>11.1.3</b>	<b>Perdas no Núcleo .....</b>	<b>177</b>
<b>11.2</b>	<b>CONJUGADO ESTÁTICO VERSUS POSIÇÃO ANGULAR .....</b>	<b>178</b>
<b>11.3</b>	<b>FORMA DE ONDA DA FORÇA ELETROMOTRIZ .....</b>	<b>184</b>
<b>11.4</b>	<b>FORÇA ELETROMOTRIZ VERSUS VELOCIDADE ANGULAR .....</b>	<b>185</b>
<b>11.5</b>	<b>A TORUS COMO GERADOR SÍNCRONO COM CARGA RESISTIVA .....</b>	<b>187</b>
<b>11.6</b>	<b>ACIONAMENTO COMO MOTOR COM COMUTAÇÃO ELETRÔNICA.....</b>	<b>190</b>
<b>11.7</b>	<b>FRENAGEM REGENERATIVA EM REGIME DE COMUTAÇÃO ELETRÔNICA ....</b>	<b>193</b>
<b>12</b>	<b>COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS .....</b>	<b>199</b>
	<b>CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES.....</b>	<b>203</b>
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>207</b>
	<b>ANEXOS.....</b>	<b>211</b>
	<b>CERTIFICADO DE QUALIDADE DO NÚCLEO TOROIDAL.....</b>	<b>211</b>
	<b>CERTIFICADO DE QUALIDADE DO AÇO DOS ROTORES .....</b>	<b>212</b>
	<b>DESENHOS TÉCNICOS PARA O PROJETO MECÂNICO .....</b>	<b>213</b>





## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 Formas alternativas de diferencial eletrônico: (a) motores no veículo, (b) motores nas rodas (GIERAS, 2008). .....	32
Figura 2 Curvas características de conjugado e rendimento para uma máquina elétrica CC sem escovas (HUSAIN, 2003). .....	32
Figura 3 Topologia Torus: 1- Núcleo estator, 2- Enrolamento estator, 3- Rotor, 4- Ímãs permanentes, 5- Resina, 6- Carcaça, 7- Eixo (GIERAS, 2008).....	35
Figura 4 Modelo no plano $x$ - $z$ de um automóvel (POPP, 2010).....	39
Figura 5 Condições do pneu para a região de contato de rolagem elástico com deflexão estática $\rho$ , e raio efetivo de rolagem $r_e$ (POPP, 2010).....	40
Figura 6 Coeficiente de atrito em função do escorregamento (POPP, 2010).....	42
Figura 7 Disco de Faraday (GIERAS, 2008).....	43
Figura 8 Armadura em anel de Gramme (HAWKINS, 1917).....	43
Figura 9 (a) Rotor simples e estator ranhurado, (b) Duplo rotor externo e estator interno sem ranhuras, (c) Rotor interno e duplo estator ranhurado, (d) Duplo rotor externo e estator interno sem núcleo ferromagnético. 1 — Núcleo estator, 2 — Enrolamento estator, 3 — rotor, 4 —Ímãs permanentes, 5 — Carcaça, 6 — Mancal de rolamento, 7 — Eixo.....	45
Figura 10 Máquina Torus: (a) Rotor interno, (b) Rotor externo. 1 — Núcleo estator, 2 — Enrolamento estator, 3 — Rotor, 4 — Ímãs permanentes, 5 — Resina, 6 — Carcaça, 7 — Eixo, (GIERAS, 2008).....	46
Figura 11 Forma linearizada a máquina Torus: 1 — Enrolamentos, 2 — Ímãs permanentes, 3 — Núcleo estator, 4 — Disco rotor. (GIERAS, 2008).....	47
Figura 12 Estator toroidal trifásico, 6 pólos, 18 bobinas, (GIERAS, 2008).....	48
Figura 13 Máquina Torus com estator ranhurado, 1 — Núcleo estator com ranhuras, 2 — Ímãs permanentes, 3 — Peça polar ferromagnética, 4 — Disco rotor não-ferromagnético, (GIERAS, 2008).....	48
Figura 14 Aplicação Veicular pela GM: (a) Secção axial do motor, (b) Motor completo, (c) Motor montado em um utilitário GM S-10 (GIERAS, 2008). .....	49
Figura 15 Cancelamento da circulação do fluxo magnético pelo arranjo diametralmente oposto dos enrolamentos (SPOONER, 1992).....	50
Figura 16 Topologia para uma máquina elétrica de armadura segmentada (VANSOMPEL et al., 2012). .....	51
Figura 17 Mapa de rendimento de uma máquina elétrica superposta aos pontos de operação para um ciclo de velocidade típico (JACOBS et al., 2009).....	52
Figura 18 Curvas $B(H)$ para o Somaloy 500 sob diferentes pressões de compactação (HOGANAS). .....	54
Figura 19 Curvas de perdas magnéticas específicas versus indução magnética em várias frequências para o material Metglas 2605TCA (AUSTRIN, 2008). .....	55
Figura 20 Curva $B(H)$ para uma laminação de Ferro-Silício com 0,35 mm de espessura (LACHEISSERIE, 2005).....	57

Figura 21 Força e potência de rolagem longitudinal em função da velocidade, para $m=1.000$ kg e $c_{PS}=0,01$ . .....	60
Figura 22 Força e potência de arrasto aerodinâmico longitudinal em função da velocidade relativa entre o fluido e o veículo. ....	62
Figura 23 Força e potência resistente longitudinal total em função da velocidade, para um veículo padrão em pista plana, $m=1.000$ kg, $A_f=2$ m <sup>2</sup> e $C_d=0,3$ . ....	64
Figura 24 Conjugado resistente total em função da velocidade angular, equivalente à força da Figura 23, com raio efetivo de rolagem igual a 0,3 m. ....	64
Figura 25 Força resistente longitudinal em função da velocidade e ângulo de inclinação longitudinal da pista. ....	66
Figura 26 Potência resistente longitudinal em função da velocidade e do ângulo de inclinação longitudinal da pista. ....	66
Figura 27 Eficiência veicular teórica em função da velocidade do veículo em pista plana. ....	69
Figura 28 Vista em 3D modelada em CAD para um ímã permanente setorial. ....	73
Figura 29 Caracterização geométrica e dimensional dos ímãs permanentes setoriais. ...	73
Figura 30 Localização do centro geométrico na face polar do ímã permanente. ....	74
Figura 31 Caracterização da curva $B(H)$ para o aço 1010. ....	75
Figura 32 Curva $B(H)$ para o aço elétrico Aperam E230 a 50 Hz. ....	77
Figura 33 Amostra da fita de aço ao silício retirada do núcleo de número 3. ....	78
Figura 34 Metodologia para a medida experimental da resistência entre pontas do núcleo toroidal. ....	80
Figura 35 Modelo 3D do núcleo toroidal laminado. ....	84
Figura 36 Curvas $P(B)$ em W/kg, incluindo as regressões a 50 e 60 Hz para o aço elétrico Aperam E230. ....	92
Figura 37 Densidade de perdas magnéticas dissipadas no material ferromagnético laminado em função da frequência elétrica, para $B_{m\acute{a}x} = 1,5$ Tesla. ....	93
Figura 38 - Densidade de perdas magnéticas dissipadas no núcleo toroidal, de acordo com o modelo de Steinmetz. ....	94
Figura 39 Distribuição espacial da componente axial do vetor densidade de fluxo pelos ímãs permanentes no entreferro $B_{zGap}$ , no plano localizado a 1 mm da face polar. ....	99
Figura 40 Vista superior para a Figura anterior. ....	99
Figura 41 Distribuição para $B_{zGap}$ em uma linha na direção radial no centro dos ímãs permanentes a 1 mm da face polar. ....	100
Figura 42 Distribuição para $B_{zGap}$ em uma linha circunferencial no raio médio $r=62,5$ mm, a 1 mm da face polar dos ímãs permanentes versus o passo polar normalizado. ....	100
Figura 43 Distribuição espacial da componente axial do vetor densidade de fluxo pelos ímãs permanentes no entreferro $B_{zGap}$ , no plano localizado a 1 mm da face do núcleo toroidal. ....	101
Figura 44 Vista superior para a Figura anterior. ....	101
Figura 45 Distribuição para $B_{zGap}$ em uma linha na direção radial, centralizada com os ímãs permanentes, a 1 mm da face do núcleo toroidal. ....	102
Figura 46 Distribuição para $B_{zGap}$ em uma linha circunferencial no raio médio para os ímãs permanentes, $r=62,5$ mm, a 1 mm da face do núcleo toroidal versus o passo polar normalizado. ....	102

Figura 47 Amplitude da FEM induzida por espira versus velocidade angular. ....	103
Figura 48 Forma de onda pelo modelo analítico da FEM por espira a 1.000 rpm. ....	104
Figura 49 Modelo 3D publicado em (AYDIN, 2006): (a) modelo completo; (b) visualização da malha para o método dos elementos finitos. ....	105
Figura 50 Secção axial do núcleo toroidal de perfil retangular, caminho de corrente <i>ABCDEFGH</i> e planos de secção ortogonais. ....	107
Figura 51 Modelo tridimensional para a geometria dos enrolamentos setoriais. ....	108
Figura 52 Identificação dos parâmetros da geometria. ....	109
Figura 53 Volume geométrico para o caminho AB e EF. ....	112
Figura 54 Volumes geométricos para os caminhos curvos. ....	113
Figura 55 Volumes geométricos para os caminhos CD e GH. ....	115
Figura 56 Resultados para os volumes do enrolamento em função da área de condução. ....	116
Figura 57 Modelo dos enrolamentos para uma máquina trifásica com 6 pólos, $A_{cond} = 80 \text{ mm}^2$ ....	117
Figura 58 Modelo experimental das bobinas de fase de um polo. ....	118
Figura 59 Modelo 3D da máquina para simulação pelo método dos elementos finitos. ....	122
Figura 60 Modelo de um polo utilizando simetrias. ....	122
Figura 61 Circuito magnético equivalente entre polos adjacentes: FMM pelos ímãs permanentes e relutâncias associadas aos caminhos de fluxo magnético no entreferro. ....	124
Figura 62 Simulação paramétrica para a magnitude da densidade de fluxo magnético em uma linha circunferencial no entreferro médio, $r=62,5 \text{ mm}$ . ....	126
Figura 63 Distribuição da magnitude de $B$ na face axial do núcleo estator toroidal para um entreferro de 10 mm. ....	127
Figura 64 Distribuição da magnitude de $B$ no plano médio do núcleo estator toroidal para um entreferro de 10 mm. ....	127
Figura 65 Distribuição para o vetor $B$ no volume do núcleo toroidal, para um entreferro de 10 mm. ....	128
Figura 66 Distribuição para o vetor $B$ nos volumes ferromagnéticos, para um entreferro de 10 mm. ....	128
Figura 67 Resultado de simulação paramétrica para a energia no volume do ímã permanente em função do entreferro magnético. ....	130
Figura 68 Energia aplicada no volume dos enrolamentos em função do entreferro magnético. ....	132
Figura 69 Resultado de simulação para a força eletromotriz induzida por espira para um entreferro de 10 mm a 1.000 rpm. ....	133
Figura 70 Curva de conjugado estático versus posição angular da onda de FMM. ....	134
Figura 71 Tipos de conexões para $N_{Bobinas\_série}$ : (a) 1, (b) 2, (c) 3 e (d) 6. ....	139
Figura 72 Rendimento interno em função da velocidade angular e densidade de corrente eficaz. ....	148
Figura 73 Densidade de corrente para o máximo rendimento interno: $A_{cond}=72,71 \text{ mm}^2$ . ....	149
Figura 74 Densidade de corrente eficaz em função da velocidade para o máximo rendimento interno e do sistema veicular acoplado. ....	150
Figura 75 Mapa de rendimento do sistema veicular acoplado em função da velocidade e densidade de corrente eficaz. ....	151

Figura 76 Superfície para o rendimento do sistema veicular acoplado em função da velocidade e densidade de corrente eficaz. ....	152
Figura 77 Densidade de corrente eficaz $J$ em função da velocidade angular para: o máximo rendimento do sistema acoplado, o máximo rendimento interno e para o sistema em regime permanente. ....	154
Figura 78 Eficiência veicular teórica em regime permanente, acrescentadas as perdas no núcleo toroidal e as perdas por condução nos enrolamentos. ....	155
Figura 79 Vista isométrica do projeto mecânico da máquina protótipo. ....	160
Figura 80 Vista em corte axial do projeto mecânico da máquina protótipo. ....	161
Figura 81 Carretel em espiral para os enrolamentos do núcleo toroidal laminado. ....	163
Figura 82 Carretel em espiral para os enrolamentos do núcleo toroidal. ....	163
Figura 83 Carretel inserido por interferência no centro do núcleo toroidal. ....	164
Figura 84 Estator sem os enrolamentos. ....	164
Figura 85 Estator protótipo com os enrolamentos. ....	165
Figura 86 Estator protótipo. ....	165
Figura 87 Recorte por eletroerosão a fio dos suportes em alumínio para os ímãs nos rotores. ....	166
Figura 88 Suporte em alumínio dos ímãs no rotor usinado por eletroerosão a fio. ....	166
Figura 89 Rotores para o protótipo, sem e com os ímãs permanentes. ....	167
Figura 90 Montagem para o ajuste do entreferro. ....	167
Figura 91 Estator com as conexões do circuito de armadura. ....	168
Figura 92 Estator visto pelo lado dos sensores. ....	168
Figura 93 Posicionamento dos sensores de efeito Hall. ....	169
Figura 94 Máquina protótipo montada na bancada experimental. ....	169
Figura 95 Bancada experimental. ....	172
Figura 96 Esquema para a bancada experimental. ....	173
Figura 97 Valores experimentais e regressão para a potência resistente mecânica versus velocidade angular. ....	175
Figura 98 Potência resistente de perdas fixas versus velocidade angular. ....	177
Figura 99 Perdas no núcleo versus velocidade angular. ....	178
Figura 100 Bancada experimental para a medida do conjugado estático. ....	179
Figura 101 Curva experimental de conjugado estático versus posição angular do rotor para três e duas fases ativas, com 3 e 2,6 A, respectivamente. ....	180
Figura 102 Circuito de excitação com corrente constante para o ensaio de conjugado estático. ....	180
Figura 103 Conjugado estático de comutação eletrônica em função da posição angular. ....	182
Figura 104 Forma de onda da força eletromotriz nas três fases e de linha a 160 rpm. ....	184
Figura 105 Resultados experimentais para a FEM pico-a-pico de fase versus velocidade angular. ....	185
Figura 106 Resultado experimental para a FEM eficaz de linha versus velocidade angular. ....	186
Figura 107 Esquema para o ensaio da máquina Torus como gerador síncrono. ....	187
Figura 108 Aquisição das formas-de-onda para a operação como gerador síncrono com carga resistiva equilibrada $R_L = 12 \Omega$ , conectada em estrela, a 300 rpm. ..	188
Figura 109 Rendimento experimental versus velocidade angular como gerador síncrono com carga resistiva equilibrada $R_L = 12 \Omega$ , conectada em estrela. ....	190
Figura 110 Esquema para o acionamento como motor com comutação eletrônica. ....	191
Figura 111 Curvas características de conjugado versus velocidade angular para o acionamento em modo motor com comutação eletrônica. ....	192

Figura 112 Circuito equivalente para o ensaio de frenagem regenerativa. ....	194
Figura 113 Banco de capacitores utilizado para o ensaio de frenagem regenerativa. ..	194
Figura 114 Formas de onda para a corrente e tensão de fase em frenagem regenerativa. .....	196
Figura 115 Rendimento em modo de frenagem regenerativa.....	197
Figura 116 Comparativo entre os resultados para o conjugado estático em função da posição angular polar. ....	200
Figura 117 Comparativo para a amplitude da FEM induzida pelos modelos analítico, numérico e experimental.....	201
Figura 118 Comparativo para as perdas no núcleo versus velocidade mecânica.....	202

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Coefficientes de atrito entre pneu e solo.....	42
Tabela 2	Especificações para a máquina Torus com ranhuras da Figura 14.....	49
Tabela 3	Caracterização para os ímãs permanentes. ....	72
Tabela 4	Parâmetros para o aço elétrico laminado.....	76
Tabela 5	Medidas experimentais das amostras para o núcleo toroidal laminado.....	79
Tabela 6	Valores calculados para o comprimento da fita.....	82
Tabela 7	Valores experimentais e teóricos para a resistência da fita. ....	82
Tabela 8	Parâmetros para o volume do núcleo toroidal laminado. ....	86
Tabela 9	Caracterização elétrica e física para o cobre recozido.....	86
Tabela 10	Constantes de perdas magnéticas.....	92
Tabela 11	Parâmetros para o modelo. ....	98
Tabela 12	Parâmetros para a Figura 56. ....	115
Tabela 13	Valores dos parâmetros geométricos para o modelo experimental. ....	118
Tabela 14	Valores de pico para a força eletromotriz por espira a 1.000 rpm.....	132
Tabela 15	Potência e conjugado de perdas magnéticas no núcleo a 1.000 rpm. ....	135
Tabela 16	Parâmetros para o veículo.....	151
Tabela 17	Parâmetros para a máquina protótipo. ....	157
Tabela 18	Materiais utilizados no projeto mecânico.....	160
Tabela 19	Parâmetros geométricos experimentais para o estator do protótipo. ....	171
Tabela 20	Valores experimentais para a resistência de fase nos terminais a 25°C. ....	172
Tabela 21	Valores experimentais para o conjugado e potência de perdas mecânicas..	175
Tabela 22	Valores experimentais médios para as perdas fixas. ....	176
Tabela 23	Valores experimentais médios para as perdas no núcleo.....	177
Tabela 24	Constante de conjugado estático máximo, para os valores da Figura 101. .	181
Tabela 25	Caracterização das constantes de conjugado sem perdas. ....	183
Tabela 26	Valores experimentais para a FEM pico-a-pico de fase. ....	185
Tabela 27	Valores experimentais para a FEM eficaz de linha. ....	186
Tabela 28	Resultados experimentais como gerador síncrono com carga resistiva.....	189
Tabela 29	Medidas experimentais de velocidade versus tensão no barramento CC....	192
Tabela 30	Resultados experimentais em frenagem regenerativa.....	196
Tabela 31	Comparativo para os valores médios da resistência de fase e de terminal. .	199

## LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

$AB_i$	Contorno interno para o enrolamento no caminho AB
$AB_o$	Contorno externo para o enrolamento no caminho AB
$A_{cond}$	Área da secção de condução (mm <sup>2</sup> )
$A_f$	Área frontal do veículo (m <sup>2</sup> )
$A_{fita}$	Área da secção transversal da fita (mm <sup>2</sup> )
$A_{PM}$	Área da face maior para o ímã permanente (mm <sup>2</sup> )
$A_{\emptyset}$	Área de secção transversal para o condutor (mm <sup>2</sup> )
$\vec{B}$	Vetor densidade de fluxo magnético (Tesla)
$BC_o$	Contorno externo para o enrolamento no caminho BC
$BH_{máx}$	Densidade de energia máxima (Joule/m <sup>3</sup> )
$B_{máx}$	Amplitude da fundamental de $B$ (Tesla)
$B_r$	Densidade de fluxo remanente (Tesla)
$B_{sat}$	Densidade de fluxo de saturação (Tesla)
$B_{zGap}$	Densidade de fluxo magnético axial no entreferro (Tesla)
$B(H)$	Curva de caracterização magnética
$c_d$	Coefficiente de arrasto aerodinâmico
$CD_i$	Contorno interno para o enrolamento no caminho AB
$CD_o$	Contorno externo para o enrolamento no caminho CD
$c_{PS}$	Coefficiente para a força de rolagem pneu-solo
$C_1$	Posição do centro de massa do veículo (x,z)
$\vec{D}$	Vetor densidade de fluxo elétrico (C/m <sup>2</sup> )

$\vec{E}$	Vetor intensidade de campo elétrico (V/m)
$E_{esp}$	FEM por espira (V)
$E_B$	FEM por bobina (V)
$E_{fase}$	FEM por fase (V)
$e_H$	Deslocamento representando a resistência à rolagem no eixo traseiro (m)
$E_{laminacao}$	Espessura para a laminação (m)
$e_V$	Deslocamento representando a resistência à rolagem no eixo dianteiro (m)
$E_{veicular}$	Eficiência veicular (m/Joule)
$F_{aero}$	Força de arrasto aerodinâmico (N)
$f_e$	Frequência elétrica (Hz)
$F_{empilhamento}$	Fator de empilhamento
$FEM$	Força eletromotriz induzida (V)
$F_f$	Fator de ocupação para o condutor dos enrolamentos
$F_{inercial}$	Força inercial (N)
$F_L$	Força de arrasto aerodinâmico na direção z (N)
$FMM$	Força magnetomotriz (A)
$F_{veicular}$	Força no veículo (N)
$F_{xV}$	Força de reação na direção x atuante no eixo dianteiro (N)
$F_{zV}$	Força de reação na direção z atuante no eixo dianteiro (N)
$F_{xH}$	Força de reação na direção x atuante no eixo traseiro (N)
$F_{zH}$	Força de reação na direção z atuante no eixo traseiro (N)
$F_{xPS}$	Força de rolagem pneu-solo (N)
$GH_i$	Contorno interno para o enrolamento no caminho GH
$GH_o$	Contorno externo para o enrolamento no caminho GH
$HA_o$	Contorno externo para o enrolamento no caminho HA



$H_c$	Campo coercitivo (A/m)
$H_{ins}$	Espessura do isolamento galvânico (mm)
$H_{zAB}$	Comprimento axial para o enrolamento no caminho AB (mm)
$H_{zCore}$	Comprimento axial para o núcleo toroidal (mm)
$H_{zGap}$	Comprimento axial do entreferro (m)
$H_{zPM}$	Comprimento axial para os ímãs permanentes (mm)
$I_H$	Momento de inércia para as rodas traseiras (kgm <sup>2</sup> )
$I_V$	Momento de inércia para as rodas dianteiras (kgm <sup>2</sup> )
$\vec{J}$	Vetor densidade de corrente (A/m <sup>2</sup> )
$J_{acel=0}$	Densidade de corrente para o veículo em regime permanente (A/mm <sup>2</sup> )
$J_{\eta\_Máx}$	Densidade de corrente para o máximo rendimento do sistema veicular (A/mm <sup>2</sup> )
$J_{\eta_e\_Máx}$	Densidade de corrente para o máximo rendimento interno (A/mm <sup>2</sup> )
$k_c$	Coefficiente de perdas por correntes parasitas
$k_e$	Coefficiente de perdas anômalas
$k_h$	Coefficiente de perdas por histerese
$k_{FEM}^{/espira}$	Constante de força eletromotriz por espira (V/rpm)
$k_{Te}$	Constante de conjugado eletromagnético (Nm/A/mm <sup>2</sup> )
$k_{Te}^{2\_fases}$	Constante de conjugado estático para 2 fases ativas (Nm/A)
$k_{Te}^{3\_fases}$	Constante de conjugado estático para 3 fases ativas (Nm/A)
$k_{Te}^{Sincrono}$	Constante de conjugado estático síncrono (Nm/A)
$L_B$	Indutância própria de uma bobina (H)
$l_{fita}$	Comprimento da fita (m)
$\bar{l}_{fita}$	Comprimento médio da fita (m)
$L_{i=j}^{/espira}$	Indutância própria por espira (H)

$m$	Massa do veículo (kg)
$m_H$	Massa para a roda traseira (kg)
$m_V$	Massa para a roda dianteira (kg)
$M_H$	Momento no eixo traseiro (Nm)
$M_L$	Momento no corpo do veículo (Nm)
$M_V$	Momento no eixo dianteiro (Nm)
$M_0$	Magnetização para os ímãs permanentes (A/m)
$n_f$	Número de fases
$N_{esp}^{núcleo}$	Número de espiras para a fita do núcleo toroidal
$N_V$	Força Normal na pista pelo eixo dianteiro (N)
$N_H$	Força Normal na pista pelo eixo traseiro (N)
$n_{rpm}$	Velocidade angular (rpm)
$p$	Número de pares de polos da máquina
$\vec{P}$	Vetor pressão dinâmica (N/m <sup>2</sup> )
$P_{aero}$	Potência de arrasto aerodinâmico (W)
$P_c$	Densidade de perdas por correntes induzidas (W/m <sup>3</sup> )
$P_e$	Densidade de perdas anômalas (W/m <sup>3</sup> )
$P_{eletromagnética}$	Potência eletromagnética (W)
$P_f$	Densidade de perdas por correntes de Foucault (W/m <sup>3</sup> )
$P_{Fe}^{PM}$	Perdas no núcleo ferromagnético devido ao campo dos ímãs permanentes (W)
$P_h$	Densidade de perdas por histerese (W/m <sup>3</sup> )
$P_{Joule}$	Perda Joule (W)
$P_v$	Densidade de perdas magnéticas (W/m <sup>3</sup> )
$P_{resistente}$	Potência resistente ao movimento (W)

$P_{veicular}$	Potência no veículo (W)
$R_A$	Raio para o ponto A (mm)
$R_B$	Raio para o ponto B (mm)
$R_{DS(on)}$	Resistência dreno-fonte para MOSFET em condução (ohm)
$r_e$	Raio efetivo com deformação estática (m)
$r_0, r$	Raios não deformado e com deformação estática do pneu (m)
$R_{iCore}$	Raio interno para o núcleo toroidal (mm)
$R_{iEspiral}$	Raio inicial da espiral de Archimedes (m)
$R_{iPM}$	Raio interno para os ímãs permanentes setoriais (mm)
$R_{mPM}$	Raio mediano para os ímãs permanentes setoriais (mm)
$R_{oC}$	Raio maior para o ponto C (mm)
$R_{oCore}$	Raio externo para o núcleo toroidal (mm)
$R_{oPM}$	Raio externo para os ímãs permanentes setoriais (mm)
$\bar{R}_{exp}$	Resistência experimental média ( $\Omega$ )
$R_{fita}^{Teórica}$	Resistência teórica para a fita (ohm)
$s$	Escorregamento
$T_e$	Conjugado eletromagnético (Nm)
$T_H$	Força tangencial nas rodas traseiras (N)
$T_V$	Força tangencial nas rodas dianteiras (N)
$V_{AB}$	Volume de condução para o caminho AB (m <sup>3</sup> )
$v_C$	Velocidade longitudinal (m/s)
$V_{Cond}$	Volume de material condutor (m <sup>3</sup> )
$V_{fL}$	Tensão experimental de fase na carga (V)
$V_{PM}$	Volume para o ímã permanente (mm <sup>3</sup> )

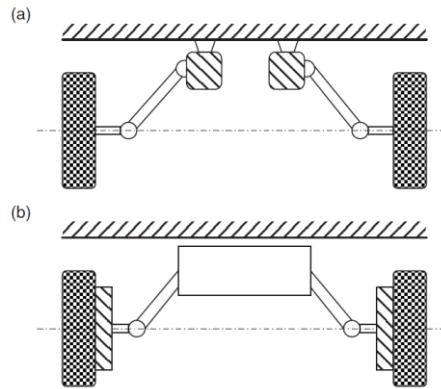
$V_{nM} - V_{nL}$	Tensão experimental entre neutros (V)
$W_L$	Força aerodinâmica na direção x (N)
$Z_B$	Impedância para uma bobina (ohm)
$\alpha$	Ângulo de inclinação da pista (rad)
$\alpha_{cobre}$	Coefficiente de temperatura para a resistividade do cobre (1/°C)
$\delta$	Ângulo entre faces adjacentes para o núcleo toroidal (rad)
$\Delta d$	Varição de distância percorrida (m)
$\Delta W$	Varição de energia (Joule)
$\varphi_V, \varphi_H$	Posição rotacional no sentido horário para as rodas dianteiras e traseiras (rad)
$\phi$	Intensidade de fluxo magnético (Weber)
$\eta$	Rendimento
$\mu_r$	Permeabilidade relativa
$\mu_0$	Permeabilidade do espaço livre (H/m)
$\rho$	Deformação estática (m)
$\rho_e$	Densidade volumétrica de carga elétrica (C/m <sup>3</sup> )
$\rho_{ar}$	Densidade do ar (kg/m <sup>3</sup> )
$\sigma$	Condutividade (S/m)
$\mathfrak{R}$	Relutância magnética (A/Weber)
$\tau_P$	Passo polar para a máquina elétrica (rad)
$\tau_{PM}$	Ângulo do setor para os ímãs permanentes (°)
$\tau_{sector}$	Ângulo do setor (rad)
$\omega$	Frequência angular (rad/s)
*	
$\omega$	Velocidade angular com raio efetivo $r_e$ (rad/s)
$\omega_e$	Velocidade angular elétrica (rad/s)
$\omega_m$	Velocidade angular mecânica (rad/s)

## 1 INTRODUÇÃO

Este trabalho concentra-se no estudo de máquinas elétricas para aplicação em sistemas de tração automotiva. Especificamente, com o foco em máquinas de fluxo axial que possam ser aplicadas na indústria veicular, podendo também ser utilizadas em outras aplicações como, por exemplo, em sistemas de geração eólica.

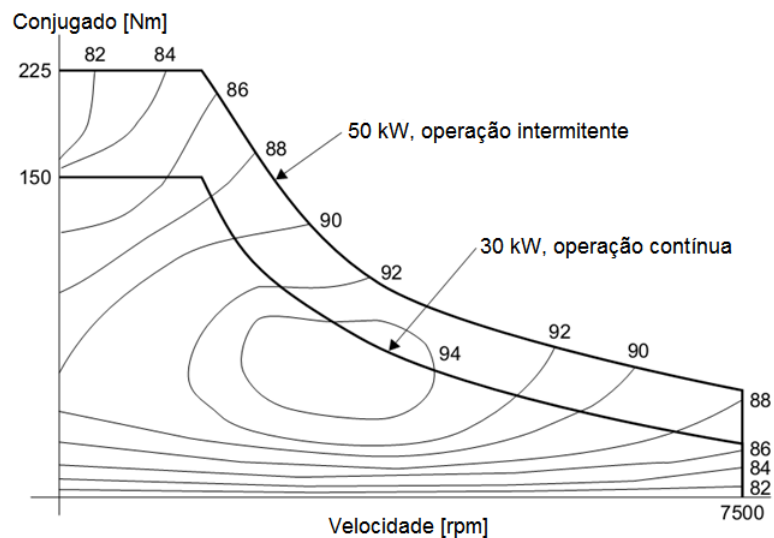
Atualmente os veículos elétricos são uma tendência mercadológica global, motivada principalmente pela necessidade de sustentabilidade dos recursos naturais. Existem diversas topologias veiculares utilizando máquinas elétricas no sistema de tração. Como grande vantagem em relação aos tradicionais sistemas à combustão, os híbridos e elétricos, quando em frenagem, permitem a regeneração de parte considerável da energia cinética do veículo, melhorando significativamente o rendimento global do sistema automotivo, principalmente em trânsito urbano (LARMINIE, 2003) e (HUSAIN, 2003).

A máquina elétrica deve ser capaz de operar em dois modos, ou seja, motor e gerador, além de possuir elevados rendimento e densidade de conjugado. A atuação direta, com uma máquina elétrica em cada roda, elimina mecanismos diferenciais e redutores de velocidade, colaborando para melhor dirigibilidade, segurança e tolerância a falhas, aliados a uma maior eficiência energética do sistema. A Figura 1 ilustra as duas possibilidades quanto ao posicionamento das máquinas elétricas para atuação direta e através de diferencial eletrônico (GIERAS, 2008).



**Figura 1 Formas alternativas de diferencial eletrônico: (a) motores no veículo, (b) motores nas rodas (GIERAS, 2008).**

Quanto à caracterização eletromecânica, na Figura 2 é ilustrado um exemplo de curva característica de conjugado e as linhas de rendimento constante versus rotação para uma máquina elétrica CC sem escovas, utilizada em tração automotiva (HUSAIN, 2003).



**Figura 2 Curvas características de conjugado e rendimento para uma máquina elétrica CC sem escovas (HUSAIN, 2003).**

Neste momento, a análise da Figura 2 deve ser meramente qualitativa, podendo-se concluir que é importante a extensão horizontal, na direção do eixo da velocidade angular, das zonas de elevado rendimento. Desta forma, a máquina colabora para um maior rendimento global do sistema veicular, independentemente da condição de carga imposta pelo ciclo de velocidade.

## **1.1 OBJETIVO DO TRABALHO**

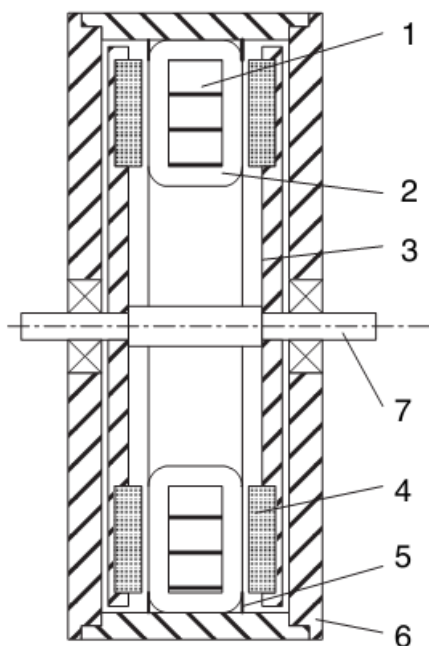
O objetivo do trabalho é desenvolver modelos que possibilitem o estudo, o projeto eletromagnético e físico de uma máquina elétrica a ímãs permanentes e com enrolamento toroidal, de forma a possibilitar a comparação entre os resultados dos diferentes modelos e, ao final, analisar o desempenho teórico de tal máquina com o foco na aplicação automotiva e seu perfil de carga, em termos de tração e de frenagem regenerativa. Inicialmente é estudada a topologia proposta para a máquina elétrica, de forma a identificar as particularidades eletromagnéticas e a adequada compreensão do problema a ser modelado. Verificou-se que um modelo que descreva a geometria tridimensional dos enrolamentos é fundamental na prospecção de resultados com a conformidade, em relação ao experimental, esperada atualmente, dadas as ferramentas computacionais para a solução de problemas tridimensionais analíticos, semi-analíticos ou numéricos. As expressões dos contornos da geometria dos enrolamentos proporcionam a solução semi-analítica para o volume de material condutor, ao qual a perda Joule é intrínseca, permitindo uma estimativa e análise precisa da inter-relação entre esta perda e as variáveis de projeto.

## 1.2 TOPOLOGIA PROPOSTA PARA A MÁQUINA ELÉTRICA

No Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia (LMEAE), dois trabalhos de pós-graduação tiveram como tema uma topologia específica de máquina elétrica de fluxo axial no entreferro (LOUREIRO, 2008) e (OSÓRIO, 2011), denominada Torus. Loureiro estuda a topologia, constrói modelos numéricos e propõe modelos analíticos utilizando simetrias de Lie para a distribuição espacial das grandezas eletromagnéticas e constrói um dispositivo para a obtenção de resultados experimentais e a sua comparação. Osório propõe a substituição dos ímãs permanentes de formato retangular pelos de formato setorial, propõe um novo modelo analítico para a distribuição espacial da densidade de fluxo magnético no entreferro utilizando a transformação conforme, constrói modelos numéricos e estuda o conceito de frenagem eletrodinâmica, utilizando o protótipo anteriormente desenvolvido. Devido a esta experiência e à necessidade de complementação na avaliação do dispositivo no tocante à aplicação automotiva, considerando um reprojeto da máquina, seu acionamento e a eficiência da frenagem regenerativa, considera-se a topologia Torus como a solução de interesse a ser investigada neste trabalho.

De acordo com (SPOONER, 1992), a topologia Torus sem ranhuras é definida como uma máquina elétrica síncrona de fluxo axial no entreferro, duplo rotor com ímãs permanentes, estator e enrolamentos toroidais. A Figura 3 ilustra a configuração em corte axial (GIERAS, 2008).





**Figura 3 Topologia Torus: 1- Núcleo estator, 2- Enrolamento estator, 3- Rotor, 4- Ímãs permanentes, 5- Resina, 6- Carcaça, 7- Eixo (GIERAS, 2008).**

De acordo com as referências, além do formato com comprimento axial menor que o seu diâmetro, a topologia Torus possui alguns méritos: elevados rendimento e densidades de conjugado e potência; conjugado de relutância nulo e de baixa ondulação (AYDIN, 2001; SURONG, 2001; BUMBY, 2004; AYDIN, 2006), características importantes na maioria das aplicações, principalmente aquelas de atuação direta, como, por exemplo, veículos elétricos e geração eólica.



## 2 REVISÃO DE LITERATURA E ESTADO DA ARTE

Nesta parte do trabalho são apresentados os conceitos mais relevantes e que fazem parte do estudo de engenharia, para a apropriada compreensão dos problemas por ele tratados.

### 2.1 MODELO PLANAR DE UM AUTOMÓVEL

De acordo com (POPP, 2010), um veículo possui três tipos distintos de movimento, classificados em: longitudinal, lateral e vertical. Estes movimentos são desacoplados, podendo ser tratados separadamente. Neste trabalho, é abordado apenas o movimento longitudinal, que compreende, além de velocidade em regime permanente, a aceleração e a frenagem. Os movimentos lateral e vertical serão considerados nulos, definindo, desta forma, uma trajetória retilínea ao longo da direção longitudinal, com suspensão e pneus de compliância (capacidade de deformação) nula.

De acordo com (POPP, 2010), as equações do movimento na direção longitudinal são geradas por uma representação do veículo no plano  $r$ - $z$ , conforme ilustrado na Figura 4. De acordo com o princípio do corpo livre, o veículo é representado por três objetos: o corpo rígido e as rodas dianteiras e traseiras. O modelo do veículo possui três graus de liberdade, se as compliâncias das suspensões dianteira e traseira são negligenciadas. O sistema generalizado de coordenadas escolhido é para o movimento longitudinal à frente na direção  $x$  e os movimentos rotacionais  $\varphi_V$  e  $\varphi_H$  no sentido horário para as rodas dianteiras e traseiras respectivamente. Nos mancais

dianteiro e traseiro quatro forças de reação são atuantes, denominadas  $F_{xV}$ ,  $F_{zV}$ ,  $F_{xH}$  e  $F_{zH}$ . A pista é carregada pelas forças normais  $N_V$  e  $N_H$ , devido a rodas radialmente rígidas. As forças aplicadas no centro de massa  $C_1$  são atuantes como forças aerodinâmicas  $W_L$ ,  $F_L$  e o momento  $M_L$  no corpo do veículo, além de momentos de aceleração e frenagem  $M_V$  e  $M_H$ , respectivamente, entre o corpo do veículo e os eixos, além de forças tangenciais  $T_V$  e  $T_H$  nas rodas, devido a pneus tangencialmente elásticos. A força de resistência à rolagem é representada por um deslocamento  $e_V$  e  $e_H$  do ponto de atuação das forças normais  $N_V$  e  $N_H$ . A força gravitacional é dependente do ângulo  $\alpha$  de inclinação da pista. A massa do corpo do veículo é denotada por  $m$ , a massa de ambas as rodas em cada eixo são  $m_V$ ,  $m_H$  e os correspondentes momentos de inércia  $I_V$  e  $I_H$ . São obtidas nove equações para as nove variáveis desconhecidas do modelo. Portanto, a dinâmica longitudinal do veículo é completamente determinada.

Utilizando as definições geométricas da Figura 4, as equações de Newton e Euler para o plano do movimento são resumidas da seguinte forma:

Para o corpo do veículo,

$$m\ddot{x} = -mg \sin \alpha - W_L - F_{xV} - F_{xH} \quad (1)$$

$$0 = mg \cos \alpha - F_L - F_{zV} - F_{zH} \quad (2)$$

$$0 = -M_L + M_V + M_H - (h-r)(F_{xV} + F_{xH}) + l_V F_{zV} - l_H F_{zH} \quad (3)$$

Para o eixo dianteiro,

$$m_V \ddot{x} = -m_V g \sin \alpha + F_{xV} + T_V \quad (4)$$

$$0 = F_{zV} - N_V \quad (5)$$

$$I_V \ddot{\phi}_V = M_V - rT_V - e_V N_V \quad (6)$$

Para o eixo traseiro,

$$m_H \ddot{x} = -m_H g \sin \alpha + F_{xH} + T_H \quad (7)$$

$$0 = F_{zH} - N_H \quad (8)$$

$$I_H \ddot{\phi}_H = M_H - rT_H - e_H N_H \quad (9)$$

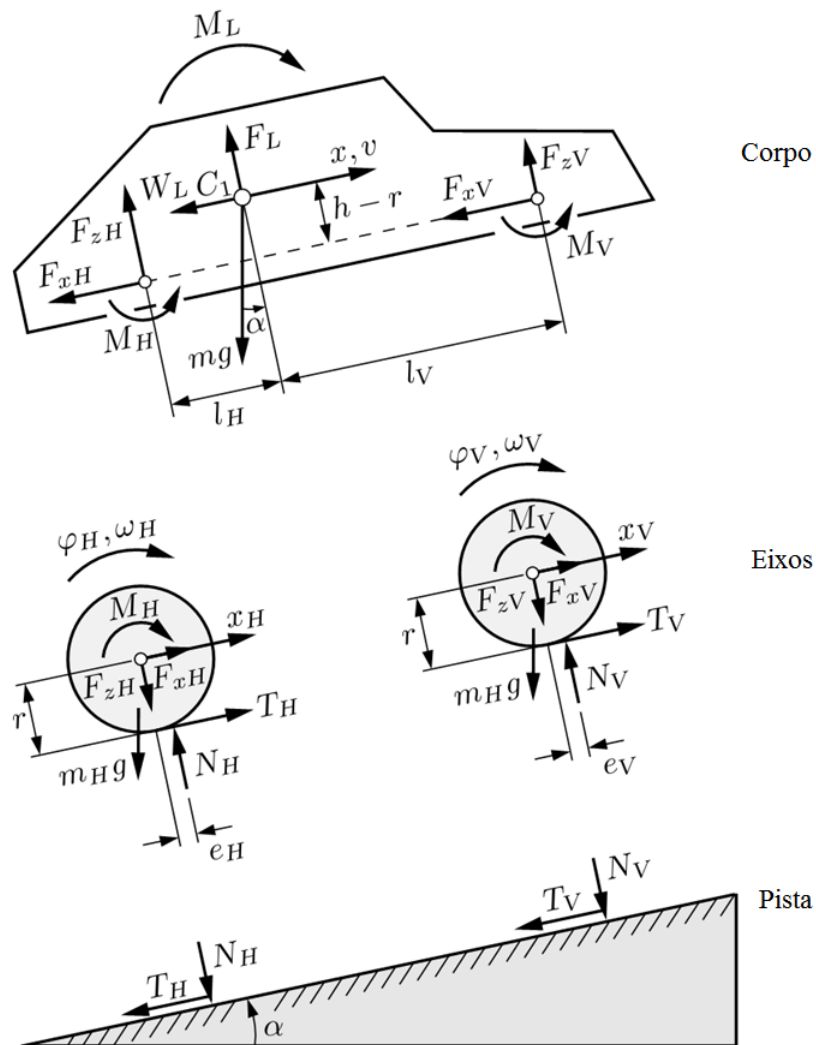


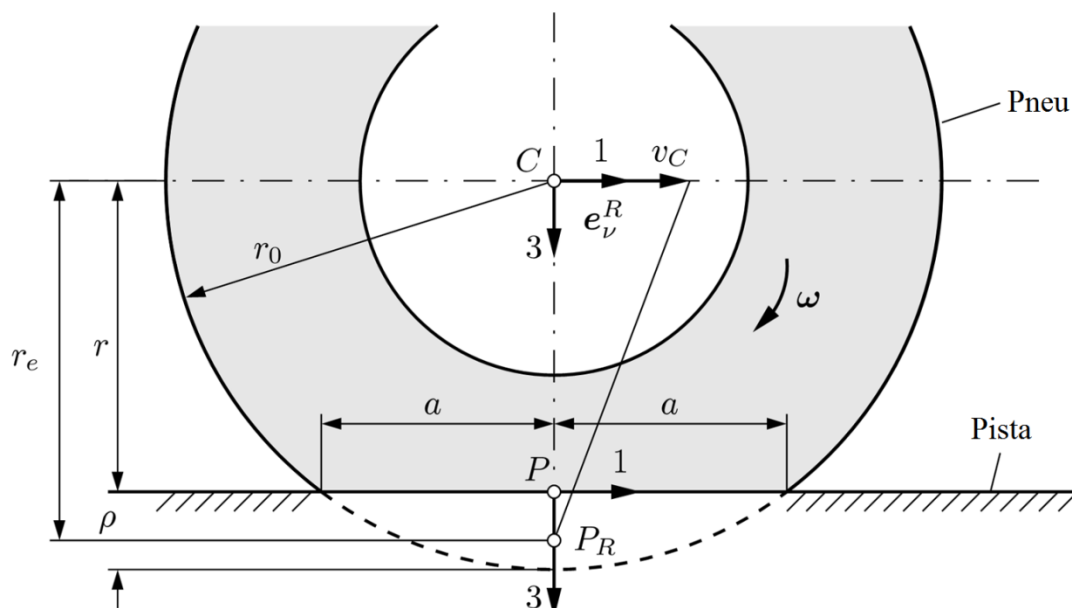
Figura 4 Modelo no plano  $x$ - $z$  de um automóvel (POPP, 2010).

## 2.2 PNEU ELÁSTICO

Os pneus são dispositivos, em geral pneumáticos, constituídos basicamente por uma estrutura, em geral radial, que define o formato geométrico, e borracha vulcanizada, tornando o pneu hermético e proporcionando uma superfície de rolagem adequada. De acordo com (POPP, 2010), em relação ao pneu visco-elástico, forças não podem ser transmitidas sem escorregamento, isto é, o escorregamento é devido à dinâmica da deformação estática  $\rho$  do pneu, definida por:

$$\rho = r_0 - r \quad (10)$$

onde  $r_0$  e  $r$  são os raios não deformado e com deformação estática do pneu, respectivamente, de acordo com a Figura 5.



**Figura 5** Condições do pneu para a região de contato de rolagem elástica com deflexão estática  $\rho$ , e raio efetivo de rolagem  $r_e$  (POPP, 2010).

A velocidade longitudinal  $v_c$  é definida em função da velocidade angular  $\omega$  com raio efetivo  $r_e$ , ambos em condição de deformação estática  $\rho$ . O raio efetivo  $r_e$  é obtido por uma aproximação entre o raio não deformado e a deformação estática, pela equação (12).

$$v_c = \omega r_e \quad (11)$$

$$r_e \approx r_0 - \frac{\rho}{3} \quad (12)$$

De acordo com (POPP, 2010), para haver a transferência de força pneu-solo há um escorregamento  $s$  não nulo entre as superfícies em contato, definido diferentemente para os regimes de aceleração e frenagem, por (MITSCHKE e WALLENTOWITZ, 2004):

$$s = \left\{ \begin{array}{l} \frac{r_e \omega - v_c}{r_e \omega}, \text{aceleração} \\ \frac{v_c - r_e \omega}{v_c}, \text{frenagem} \end{array} \right\} \quad (13)$$

Condições padrão de deslocamento veicular são caracterizadas por um escorregamento entre 3% e 10%, induzindo um coeficiente e atrito dinâmico menor do que o do caso estático. A Tabela 1 sumariza alguns valores característicos para os coeficientes de atrito estático  $\mu_0$  e dinâmico  $\mu$  em função do tipo e condições da pista.

De acordo com (POPP, 2010), existe um ponto de máxima força de tração em relação ao escorregamento, geralmente para valores entre 3% e 10%, dependendo das condições das superfícies, que alteram o coeficiente de atrito, conforme ilustrado na Figura 6, obtida através dos modelos disponíveis na literatura.

**Tabela 1 Coeficientes de atrito entre pneu e solo**

Tipo e condição da pista	Coefficiente de atrito estático	Coefficiente de atrito dinâmico
Asfalto e concreto (secos)	0,8 – 1,0	0,75
Asfalto molhado	0,5 – 0,7	0,45 – 0,6
Concreto molhado	0,8	0,7
Terra	0,6	0,55
Neve	0,2	0,15
Gelo	0,1	0,07

Fonte: POPP, 2010.

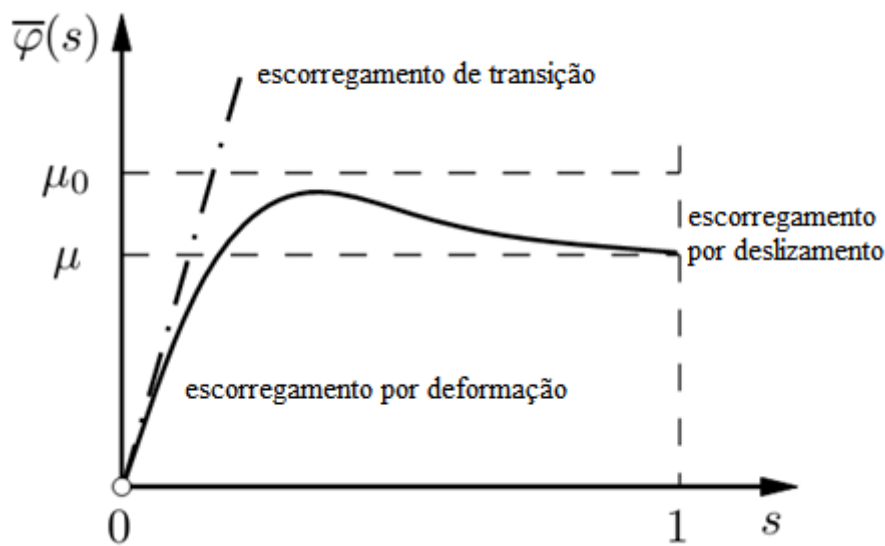
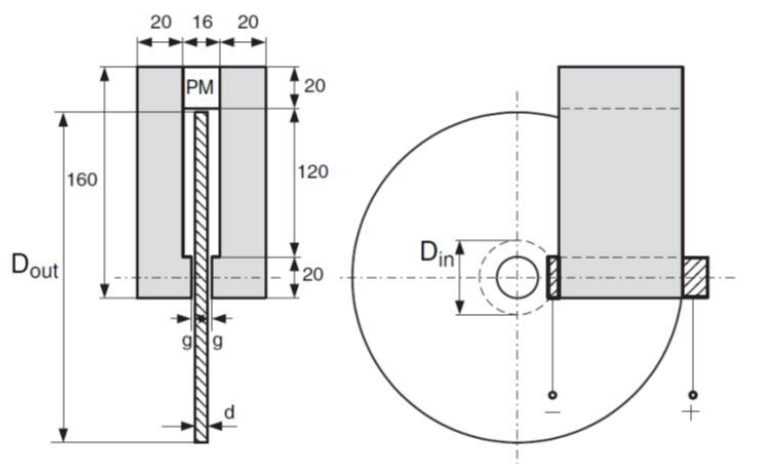


Figura 6 Coeficiente de atrito em função do escorregamento (POPP, 2010).

### 2.3 MÁQUINAS ELÉTRICAS DE FLUXO AXIAL

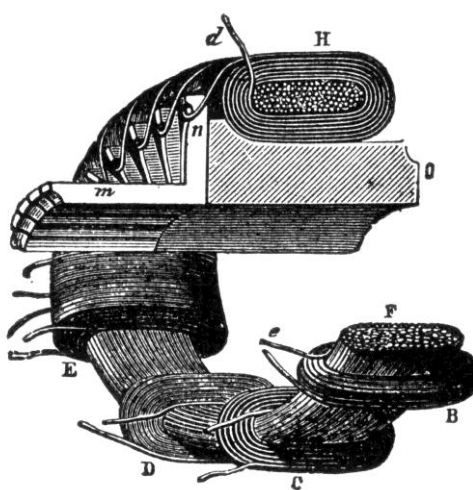
As primeiras máquinas elétricas rotativas caracterizam-se pelo fluxo magnético axial no entreferro (Michael Faraday, 1831; Inventor anônimo, P. M., 1832; W. Ritchie, 1833; B. Jacobi, 1834). A Figura 7 exemplifica o disco de Faraday, uma máquina elétrica rotativa acíclica, com fluxo magnético axial e corrente elétrica radial, aplicada por escovas.





**Figura 7 Disco de Faraday (GIERAS, 2008).**

De acordo com (HAWKINS, 1917), a armadura em anel de Gramme, ilustrada na Figura 8, foi o primeiro tipo de armadura para máquinas de corrente contínua de fluxo radial a utilizar um núcleo ferromagnético toroidal e enrolamentos toroidais. Porém, devido ao fato de utilizar efetivamente apenas a parte externa do enrolamento para a geração de conjugado eletromagnético, possui baixo rendimento. Devido às dificuldades construtivas de inserção de polos internos no circuito magnético de campo e a invenção da armadura em forma de tambor (largamente utilizada até a atualidade), a topologia em anel foi abandonada.



**Figura 8 Armadura em anel de Gramme (HAWKINS, 1917).**

Em 1837 T. Davenport registrou a primeira patente de máquina de fluxo radial, tornando preferida, amplamente aceita e utilizada esta configuração (GIERAS, 2008). A principal razão para este fato é a necessidade de laminação dos núcleos ferromagnéticos do estator e do rotor, de forma a aumentar a resistividade do material, reduzindo as perdas por condução de correntes parasitas induzidas. Na máquina de fluxo radial as peças ferromagnéticas completas são obtidas pelo empilhamento de lâminas no sentido axial.

As principais razões para o abandono da topologia de fluxo axial são a elevada força axial de atração entre rotor e estator, o elevado custo e dificuldades de fabricação do núcleo ferromagnético laminado com ranhuras, dificuldades de montagem e uniformidade do entreferro.

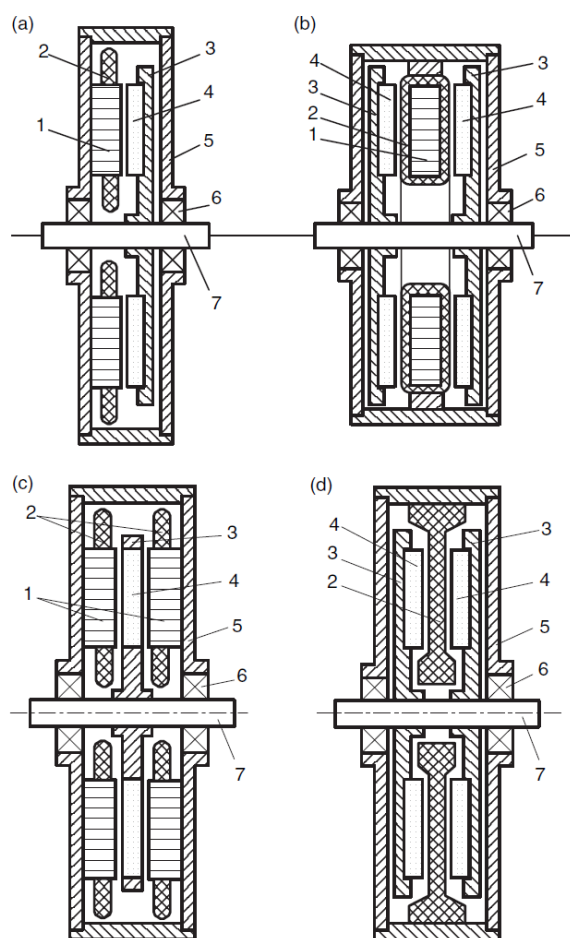
As primeiras máquinas elétricas utilizavam ímãs permanentes de baixo produto energético, por consequência, baixa densidade de fluxo no entreferro e baixo rendimento. Naturalmente, aplicaram-se enrolamentos de campo com grande melhoria no desempenho.

Praticamente um século depois da invenção da primeira máquina elétrica rotativa, por Michael Faraday, a pesquisa de ligas metálicas produziu em 1931 o Alnico, material com produto energético bastante superior aos ímãs permanentes tradicionais à época. Em 1950 surgiu o Ferrite de Bário, um material de baixo custo que é amplamente utilizado até a atualidade. Em 1983 os elementos do grupo Terras Raras, em especial o Neodímio, produziram ligas como Neodímio-Ferro-Boro –  $NdFeB$ , com excelentes características magnéticas, revolucionando de forma ímpar o campo de aplicações dos ímãs permanentes na excitação de máquinas elétricas. Exploraram-se, então, diferentes topologias, como as máquinas de fluxo axial, devido ao fato de estes ímãs serem

produzidos principalmente em formas planas, de pequena espessura, com faces cilíndricas, quadradas, retangulares, setoriais, entre outras.

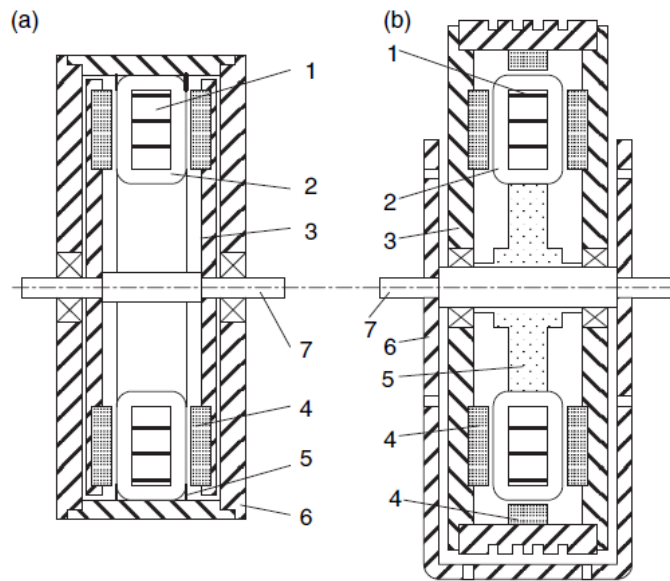
As máquinas com ímãs permanentes, sem escovas, possuem os enrolamentos no estator e seu acionamento é feito por um circuito eletrônico.

As topologias básicas são ilustradas na Figura 9.



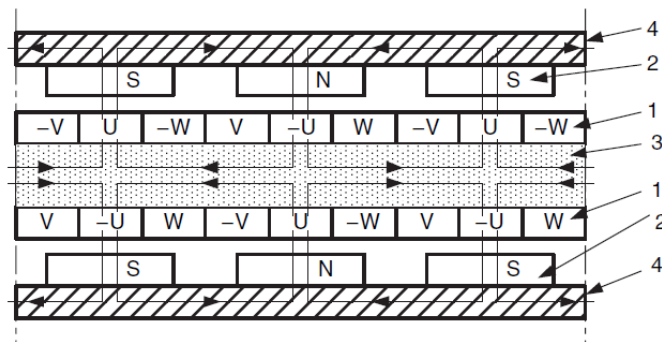
**Figura 9 (a) Rotor simples e estator ranhurado, (b) Duplo rotor externo e estator interno sem ranhuras, (c) Rotor interno e duplo estator ranhurado, (d) Duplo rotor externo e estator interno sem núcleo ferromagnético. 1 — Núcleo estator, 2 — Enrolamento estator, 3 — rotor, 4 — Ímãs permanentes, 5 — Carcaça, 6 — Mancal de rolamento, 7 — Eixo.**

A máquina Torus, ilustrada na Figura 10, é uma máquina elétrica rotativa, que possui duplo rotor externo com ímãs permanentes, fluxo magnético axial no entreferro, estator interno com núcleo ferromagnético toroidal e enrolamentos toroidais. A denominação Torus foi inicialmente proposta por (SPOONER, 1992). A Figura 10b mostra uma alternativa de uso como alternador veicular, acionado por correia assíncrona.



**Figura 10 Máquina Torus: (a) Rotor interno, (b) Rotor externo. 1 — Núcleo estator, 2 — Enrolamento estator, 3 — Rotor, 4 — Ímãs permanentes, 5 — Resina, 6 — Carcaça, 7 — Eixo, (GIERAS, 2008).**

A Figura 11 ilustra de forma linearizada a máquina Torus. Devido ao arranjo face a face (NN, SS) dos ímãs permanentes dos discos rotores, o caminho do fluxo magnético no núcleo toroidal é circunferencial, concatenando o passo polar.



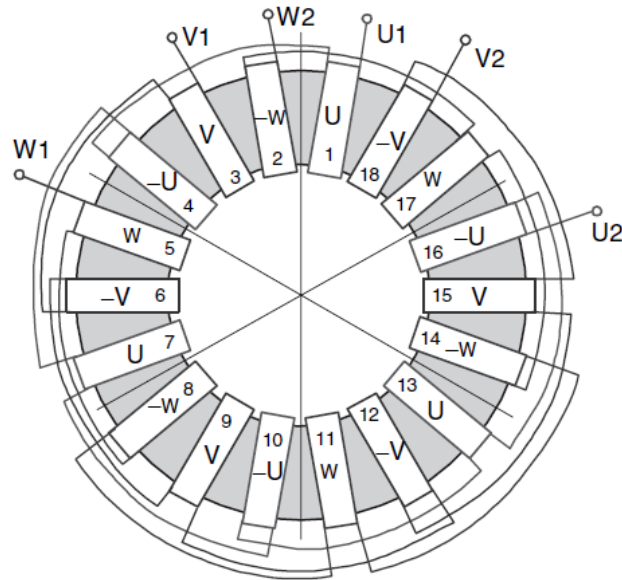
**Figura 11** Forma linearizada a máquina Torus: 1 — Enrolamentos, 2 — Ímãs permanentes, 3 — Núcleo estator, 4 — Disco rotor. (GIERAS, 2008).

A Figura 12 ilustra um estator toroidal trifásico com 6 polos e seus enrolamentos U, V e W, caracterizando-se por um núcleo ferromagnético em forma de anel (toróide) com os enrolamentos toroidais distribuídos no sentido circunferencial, conectados em oposição de fase em relação aos seus pares adjacentes. Desta forma, são induzidos polos magnéticos nas faces axiais do toróide, gerados pela força magnetomotriz produzida pela corrente nos enrolamentos.

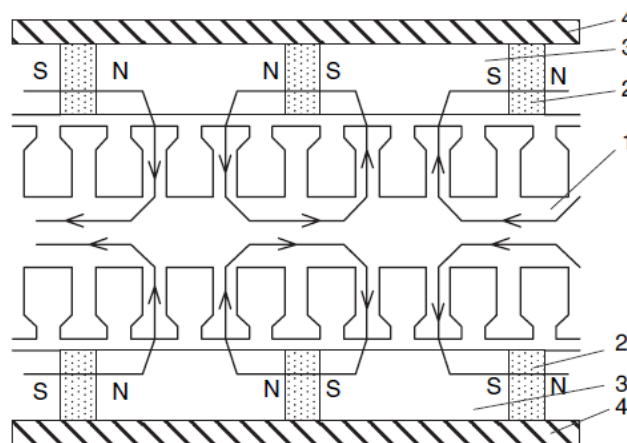
De acordo com a literatura, as vantagens do estator toroidal sem ranhuras incluem o projeto simples de qualquer número de fases; o pequeno comprimento axial do enrolamento (cabeça de bobina), gerando menores perdas por condução; núcleo estator ferromagnético simples, enrolado em fita metálica ou compósito magnético macio de grão isolado.

Devido ao grande entreferro, a máquina Torus sem ranhuras tende a possuir baixa densidade de fluxo no entreferro. A alternativa tradicional é a construção de um núcleo estator com ranhuras como ilustrado na Figura 13. Consegue-se reduzir o entreferro para valores em torno de 1 mm, em contrapartida o conjugado de relutância se torna relevante, gerando ondulações na curva característica de conjugado versus posição angular. A solução tradicional para minimizar o conjugado de relutância é

denominada “*Skewed slots*” (ranhuras torcidas), no sentido radial-circunferencial para máquinas de fluxo axial.



**Figura 12 Estator toroidal trifásico, 6 pólos, 18 bobinas, (GIERAS, 2008).**

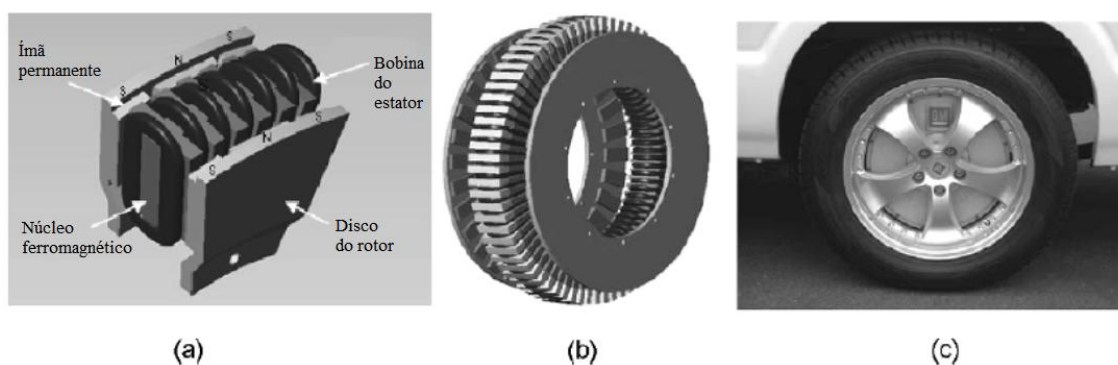


**Figura 13 Máquina Torus com estator ranhurado, 1 — Núcleo estator com ranhuras, 2 — Ímãs permanentes, 3 — Peça polar ferromagnética, 4 — Disco rotor não-ferromagnético, (GIERAS, 2008).**

Uma das aplicações mais interessantes da máquina Torus é em veículos elétricos, onde há a possibilidade de ocupação do volume interno à roda, reduzindo o espaço ocupado no interior do veículo e melhorando a distribuição de massa. Porém, em

geral, esta solução pode implicar no aumento da massa associada à roda, afetando as características de conforto e de contato pneu-solo pelo sistema de suspensão do veículo. Outra vantagem caracterizada pelo controle independente de cada roda motorizada é a possibilidade de diferencial eletrônico, eliminando o mecanismo diferencial mecânico com vantagens inclusive de controle e dirigibilidade do veículo.

A General Motors Norte-Americana desenvolveu um protótipo de máquina Torus com ranhuras, ilustrada na Figura 14. As especificações da máquina são fornecidas pela Tabela 2.



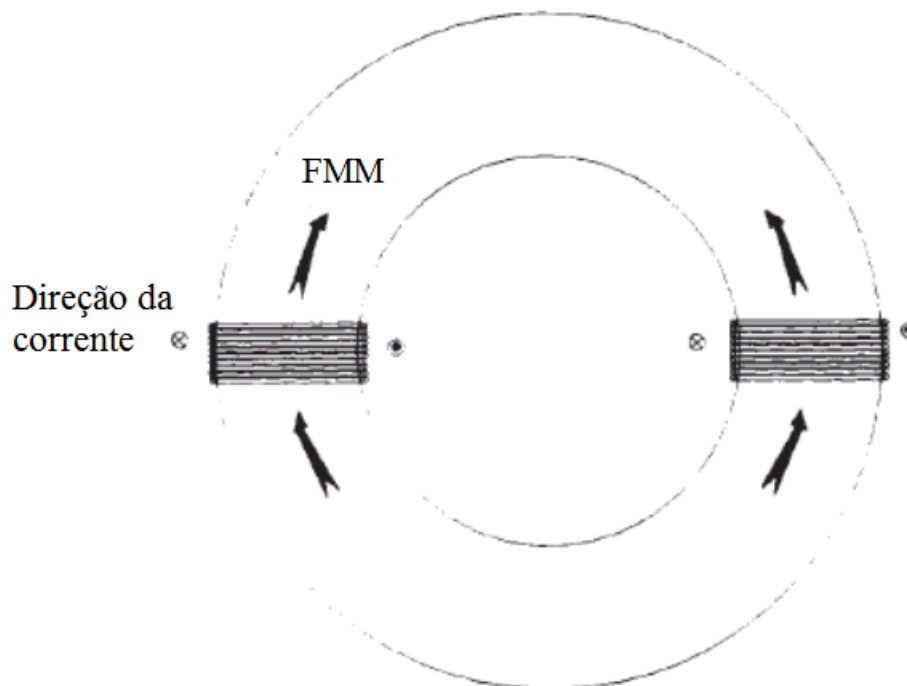
**Figura 14** Aplicação Veicular pela GM: (a) Secção axial do motor, (b) Motor completo, (c) Motor montado em um utilitário GM S-10 (GIERAS, 2008).

**Tabela 2** Especificações para a máquina Torus com ranhuras da Figura 14.

Especificação	Quantidade
Número de fases	3 fases
Número de polos	24 polos
Conjugado máximo	500 Nm
Diâmetro externo do estator	340 mm
Comprimento axial máximo	75 mm
Potência de pico	25 kW
Tensão nominal do barramento	280 V
Corrente de pico	150 A
Rotação máxima	1200 rpm

## Número de Polos para a Topologia Torus

Algumas referências citam como única possibilidade de evitar a circulação do fluxo no núcleo toroidal, a disposição diametralmente oposta dos enrolamentos, considerando a restrição em um número ímpar de pares de polos (SPOONER, 1992; GIERAS, 2008), conforme ilustra a Figura 15, com 1 par de polos.

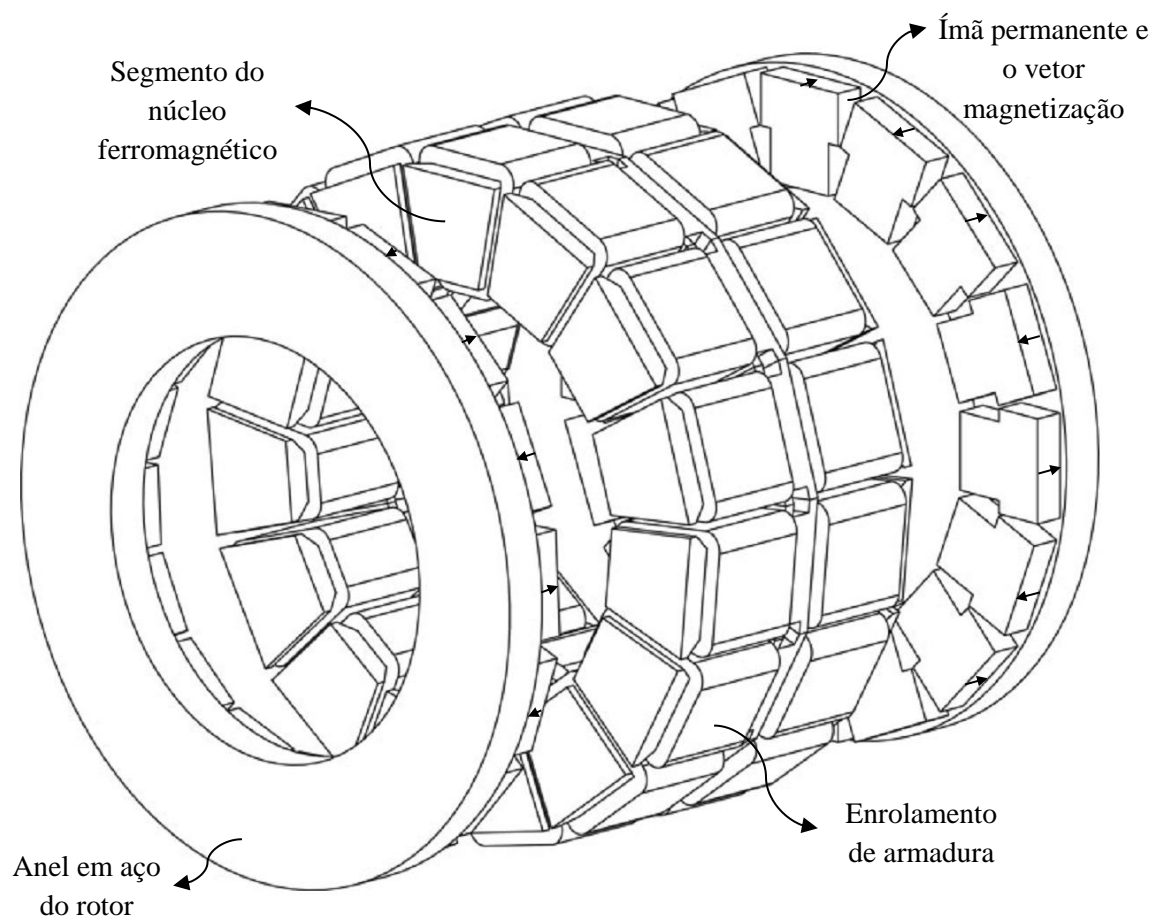


**Figura 15 Cancelamento da circulação do fluxo magnético pelo arranjo diametralmente oposto dos enrolamentos (SPOONER, 1992).**

Esta afirmação pode ser considerada controversa, uma vez que para evitar a circulação do fluxo basta que o número de polos gerados pelos enrolamentos seja par, o que é uma premissa válida. Desta forma, para cada par de polos, cria-se no ponto médio da face polar um plano axial de fronteira magnética (simetria) entre polos adjacentes – local onde o fluxo magnético circunferencial é nulo, analogamente às linhas neutras na armadura de máquinas em corrente contínua com comutação mecânica. Na verdade,



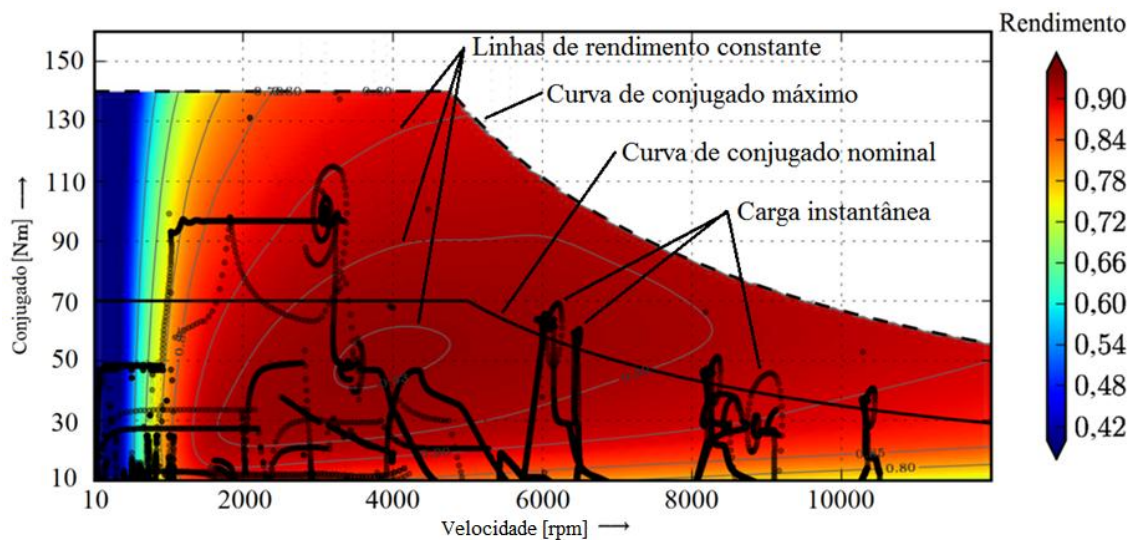
toda máquina elétrica cíclica possui esta característica e, sistematicamente, as acíclicas ou homopolares são distintas. O caso de máquinas com número de polos ímpares na armadura, por exemplo, em máquinas com número fracionário de polos entre armadura/campo, como 5/16, cria-se uma parcela de fluxo circunferencial que diminui o conjugado de relutância, porém, é uma solução geralmente aplicada em armaduras segmentadas, topologia ilustrada na Figura 16, onde não há um caminho ferromagnético para o fluxo circunferencial (VANSOMPEL et al., 2012).



**Figura 16** Topologia para uma máquina elétrica de armadura segmentada (VANSOMPEL et al., 2012).

## Mapa de Rendimento de uma Máquina Elétrica

De posse da equação que resume o perfil de carga automotivo, é possível calcular o conjugado e a velocidade angular da máquina para cada condição pontual de um ciclo de velocidade veicular padrão, definindo, desta forma, um mapa com a superposição dos pontos de operação instantânea obtidos para a máquina elétrica. Este tipo conceitual de análise é ilustrado na Figura 17 (JACOBS et al., 2009), onde se observa as curvas de conjugado versus rotação, nominal e máximo, as linhas de rendimento constante e a trajetória do carregamento em modo motor para a máquina elétrica em estudo.



**Figura 17** Mapa de rendimento de uma máquina elétrica superposta aos pontos de operação para um ciclo de velocidade típico (JACOBS et al., 2009).

## 2.4 MATERIAL FERROMAGNÉTICO PARA O NÚCLEO TOROIDAL

Quanto à caracterização magnética, o material do núcleo estator toroidal deve possuir elevadas permeabilidade relativa  $\mu_r$  e densidade de fluxo de saturação  $B_{sat}$ , além de um baixo campo coercitivo  $H_c$ . Este tipo de material é classificado como

ferromagnético macio, termo originado devido à facilidade com que a indução magnética é obtida através da aplicação de um campo magnético externo.

De modo geral, os materiais para esta aplicação possuem condutividade elevada, tornando a aplicação em dispositivos eletromagnéticos com variação temporal de fluxo magnético bastante sensível quanto às perdas por correntes parasitas induzidas.

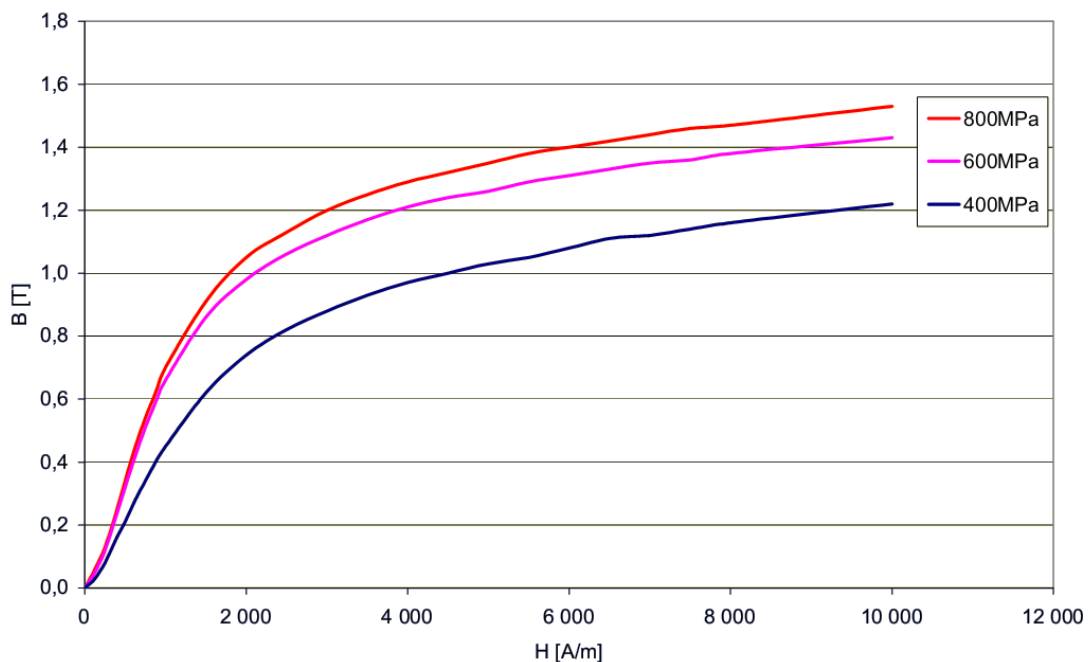
Atualmente, existem algumas alternativas quanto à escolha do tipo de material a ser empregado na produção do núcleo da máquina. A seguir são citados e discutidos os pontos relevantes para alguns materiais considerados neste trabalho.

#### **2.4.1 Compósito Magnético Macio de Grão Isolado**

Material obtido a partir da tecnologia do pó de ferro e aglutinantes. De tecnologia relativamente recente, em comparação com os materiais laminados, possui a possibilidade de distribuição de densidade de fluxo magnético tridimensional, pois é um material homogêneo de grão isolado, possuindo característica isotrópica de permeabilidade magnética e de condutividade elétrica, favorecendo a aplicação em máquinas de fluxo axial, devido à curvatura circunferencial. Um dos principais fabricantes é a empresa HÖGANÄS. A caracterização magnética da curva  $B(H)$  para o material Somaloy 500 pode ser analisada através da Figura 18, disponível no endereço eletrônico nas referências deste trabalho (HÖGANÄS). As diferentes pressões de compactação do particulado influenciam diretamente as propriedades magnéticas, pois quanto maior a pressão, menores são os espaços com permeabilidade  $\mu_0$  entre as partículas, aumentando a permeabilidade média. A permeabilidade relativa diferencial máxima deste tipo de material possui ordem de grandeza entre 300 e 850. A

resistividade assume valores entre 70 e 12000  $\mu\Omega m$ . A potência específica de perdas ferromagnéticas, a 100 Hz com amplitude da densidade de fluxo magnético em 1 Tesla, varia entre 6 e 12 W/kg.

A indisponibilidade do material nas dimensões do protótipo e o elevado custo de produção do ferramental para a sua produção inviabilizou a utilização deste tipo de material neste trabalho.

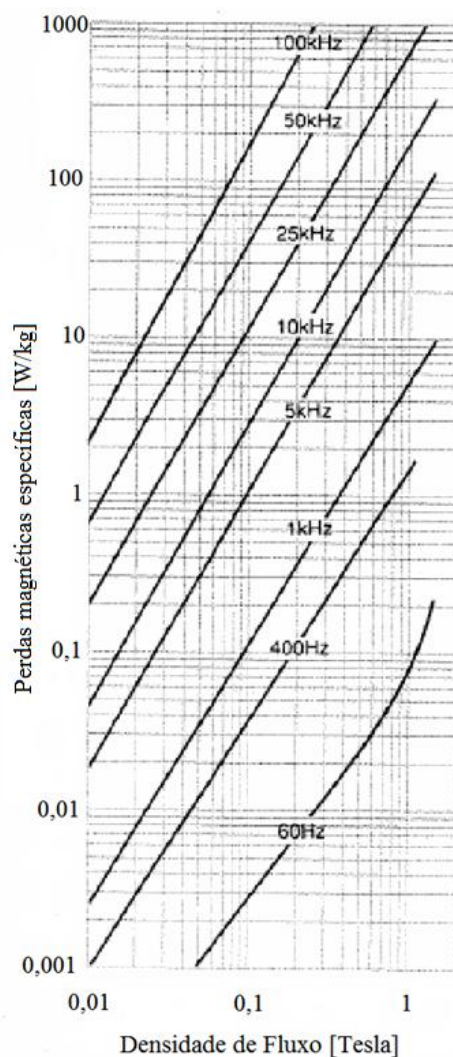


**Figura 18** Curvas  $B(H)$  para o Somaloy 500 sob diferentes pressões de compactação (HOGANAS).

#### 2.4.2 Metal Amorfo

É um material metálico, porém com estrutura não cristalina, obtido pelo rápido resfriamento e solidificação da liga em estado líquido. A estrutura amorfa torna o material bastante duro mecanicamente, com dureza Vicker em torno de 900. O produto em sua forma final é obtido como uma fita com espessura na ordem de 20  $\mu m$  e largura entre 5 e 200 mm, com um fator de empilhamento superior a 84%. Uma das principais

marcas é a METGLAS, com diversas ligas, sendo o 2605TCA um material para aplicação em máquinas elétricas, com amostras disponíveis no LMEAE. Para este material, a densidade de fluxo de saturação é caracterizada em torno de 1,56 Tesla. A permeabilidade relativa máxima chega a 600.000 após o tratamento térmico para o alívio de tensões em sua forma final, como, por exemplo, um núcleo toroidal. A resistividade situa-se em  $13.000 \mu\Omega m$ . A Figura 19 ilustra a caracterização das perdas no ferro para o material (AUSTRIN, 2008). De forma geral, o fabricante informa comparativamente que as perdas no ferro possuem a ordem de grandeza de 40% das obtidas pelo aço elétrico de grau M3.



**Figura 19** Curvas de perdas magnéticas específicas versus indução magnética em várias frequências para o material Metglas 2605TCA (AUSTRIN, 2008).

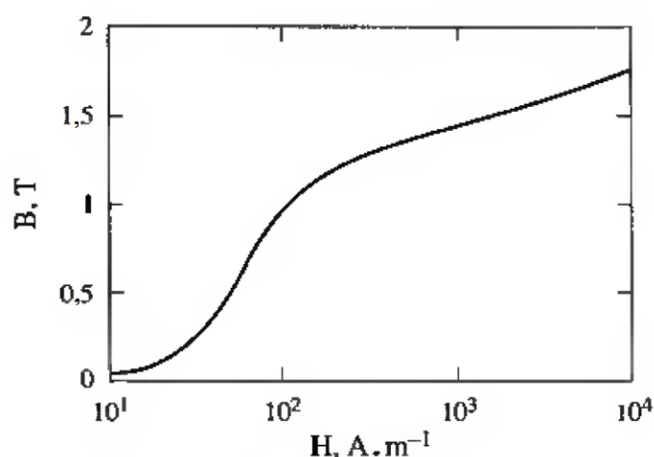
Devido à dificuldade prática de recortar o material disponível na largura correta para o protótipo, dada a sua elevada dureza, a utilização deste foi descartada neste trabalho. Outra característica que compromete a utilização do material é a sua fragilidade de característica quebradiça após o tratamento térmico, necessitando o apropriado encapsulamento do núcleo toroidal para suportar as forças mecânicas e vibrações encontradas na aplicação veicular, e isto pode acrescentar uma maior dimensão ao entreferro.

### **2.4.3 Aço Elétrico Laminado a Frio**

É o material comumente empregado na indústria para aplicações em baixa-frequência. Possui excelentes propriedades magnéticas e mecânicas para a aplicação na topologia Torus. De acordo com (BOZORTH, 2003) a composição química da liga metálica é formada predominantemente pelos elementos ferro e silício, este último em até 6%, sendo a densidade do material diminuída à medida que se aumenta o teor de silício. Para a obtenção do material na forma final é aplicado o processo de laminação a frio. Existem dois tipos básicos de produção do material laminado: o de grão orientado (anisotrópico) e o de grão não orientado (isotrópico). A orientação do grão é obtida através de um recozimento, de tal forma que o material é recristalizado com uma orientação favorável e purificado ao mesmo tempo. A característica de anisotropia magnética, apesar das vantagens, pode oferecer certa dificuldade em termos de permeabilidade e perdas magnéticas, já que a orientação dos grãos seria no sentido circunferencial do núcleo toroidal, considerando a orientação da laminação. Tendo a densidade de fluxo magnético de excitação produzida pelos ímãs permanentes uma direção axial no entreferro, e, portanto, normal àquela da orientação dos grãos, a região

de incidência no núcleo daquela densidade de fluxo magnético mais próxima do entreferro terá menor permeabilidade e mais perdas magnéticas. Portanto, opta-se pelo material do tipo grão não orientado, considerado isotrópico no plano de laminação, pois as propriedades magnéticas e elétricas são as mesmas em toda a direção paralela àquele plano.

Para o material de grão não orientado, a permeabilidade relativa diferencial máxima possui ordem de grandeza entre 5.000 e 13.000. A resistividade assume valores entre 0,14 e 0,59  $\mu\Omega\text{m}$ . As perdas magnéticas específicas, a 50 Hz, com amplitude da densidade de fluxo magnético em 1,5 Tesla, variam entre 2,26 e 8,1 W/kg. De acordo com (LACHEISSERIE, 2005) o campo coercitivo varia entre 25 e 80 A/m, sendo a densidade de fluxo magnético a 2.500, 5.000 e 10.000 A/m próximas de 1,5, 1,6 e 1,7 Tesla, respectivamente, conforme a curva  $B(H)$  na Figura 20. As curvas específicas de caracterização magnética e das perdas magnéticas para o material utilizado no protótipo são apresentadas no capítulo denominado Materiais.



**Figura 20** Curva  $B(H)$  para uma laminação de Ferro-Silício com 0,35 mm de espessura (LACHEISSERIE, 2005).





### 3 CARACTERIZAÇÃO DO PERFIL DE CARGA AUTOMOTIVA

Para a caracterização das necessidades de conjugado e potência para a aplicação automotiva é necessário um estudo do perfil de carga, de forma a identificar as necessidades críticas do projeto automotivo. Neste trabalho, o interesse é pela representação do movimento longitudinal do veículo através de modelos que descrevam o comportamento dissipativo do veículo em função da velocidade longitudinal. Para avaliar o comportamento das grandezas de interesse são apresentados gráficos originados por códigos escritos em linguagem própria do software MATLAB<sup>®</sup>, utilizando as relações matemáticas ora apresentadas.

A análise do comportamento das grandezas de interesse é qualitativa, porém se pode especificar um modelo veicular padrão, de forma a obter-se uma ordem de grandeza sob uma ótica quantitativa. Portanto, define-se um veículo urbano padrão com as seguintes características: massa  $m = 1.000$  kg, coeficiente de arrasto aerodinâmico  $c_d = 0,3$  e área da projeção frontal  $A_f = 2$  m<sup>2</sup>; que é uma caracterização média dos veículos para até 5 passageiros produzidos atualmente.

#### 3.1 ARRASTO POR ROLAGEM PNEU-SOLO

A força necessária para a rolagem de pneus no solo é oriunda de um mecanismo dissipativo, em função da histerese na deformação mecânica do pneu com o carregamento da massa do veículo pela ação gravitacional e pelo escorregamento imposto entre as superfícies pneu-solo. De acordo com (POPP, 2010), a expressão para

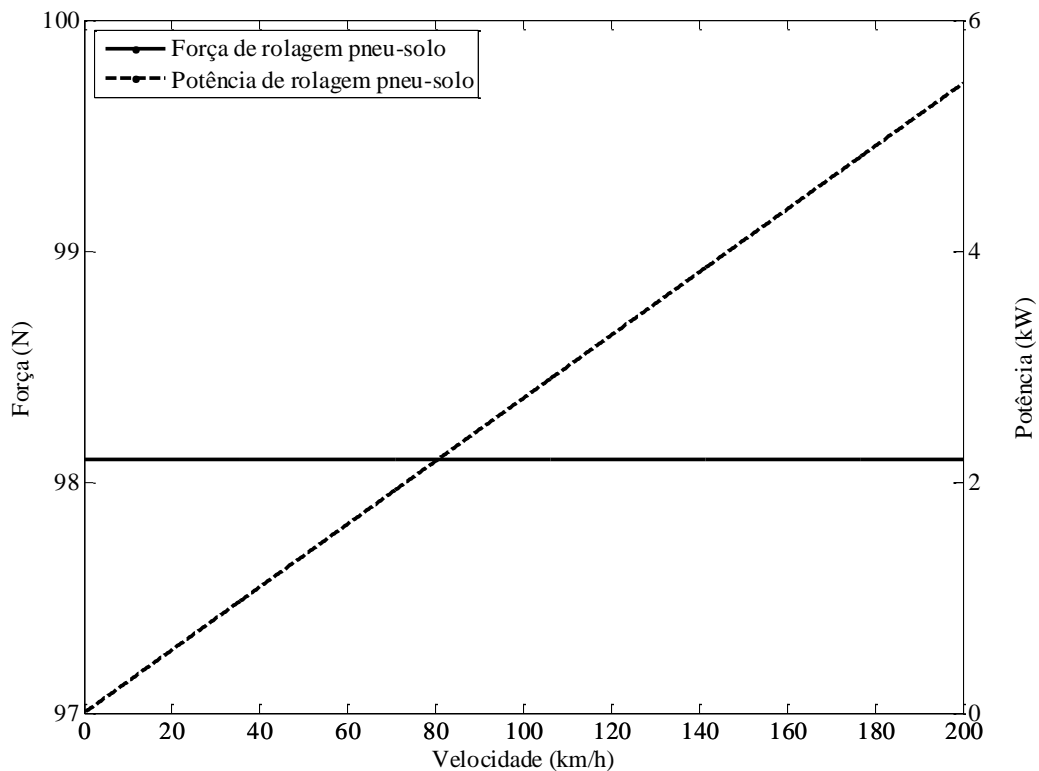
a força de rolagem longitudinal pneu-solo  $F_{xPS}$  depende do coeficiente  $c_{PS}$  e da força normal entre as superfícies:

$$F_{xPS} = c_{PS} mg \cos \alpha \quad (14)$$

onde  $\alpha$  é o ângulo de inclinação longitudinal da pista. A potência de rolagem longitudinal pneu-solo é dependente da velocidade, de acordo com:

$$P_{xPS}(v) = F_{xPS} v \quad (15)$$

Para o veículo padrão anteriormente definido, a Figura 21 ilustra a ordem de grandeza para a força e potência de rolagem pneu-solo, de acordo com (14) e (15).



**Figura 21 Força e potência de rolagem longitudinal em função da velocidade, para  $m=1.000$  kg e  $c_{PS}=0,01$ .**

Os pneus são dispositivos pneumáticos, portanto variando-se a pressão manométrica também variam as características de perdas e escorregamento por

deformação. Este comportamento é de difícil modelagem, necessitando, de forma geral, de valores experimentais para a sua correta determinação.

### 3.2 ARRASTO AERODINÂMICO

Devido ao mecanismo de atrito viscoso, do corpo sólido do veículo com o ar atmosférico, existe uma força resistente ao movimento, comumente denominada força de arrasto aerodinâmico. A força resistente ao movimento, que atua sobre um corpo sólido imerso num fluido viscoso, com velocidade relativa não nula, é um problema tridimensional da pressão dinâmica que atua no corpo e pode ser obtida pela integração do vetor pressão  $\vec{P}$  na superfície externa do sólido, (16)

$$F_{aero} = \int_S \vec{P} \cdot \vec{n} ds \quad (16)$$

onde  $\vec{n}$  denota o vetor unitário normal à superfície do elemento diferencial de área  $ds$ .

A força de arrasto aerodinâmico calculada através da equação (16) pode ser decomposta vetorialmente, gerando a parcela  $F_{x\_aero}$  que se opõe ao movimento longitudinal, determinando o comportamento dissipativo do mecanismo. Neste trabalho não serão tratados problemas tridimensionais da fluidodinâmica, porém são apresentadas expressões unidimensionais que sumarizam o problema de forma efetiva e que são suficientes ao estudo. A expressão comumente utilizada para a força  $F_{x\_aero}$  de arrasto aerodinâmico longitudinal, é dada em função de parâmetros da geometria do corpo sólido, da densidade do fluido e da velocidade relativa:

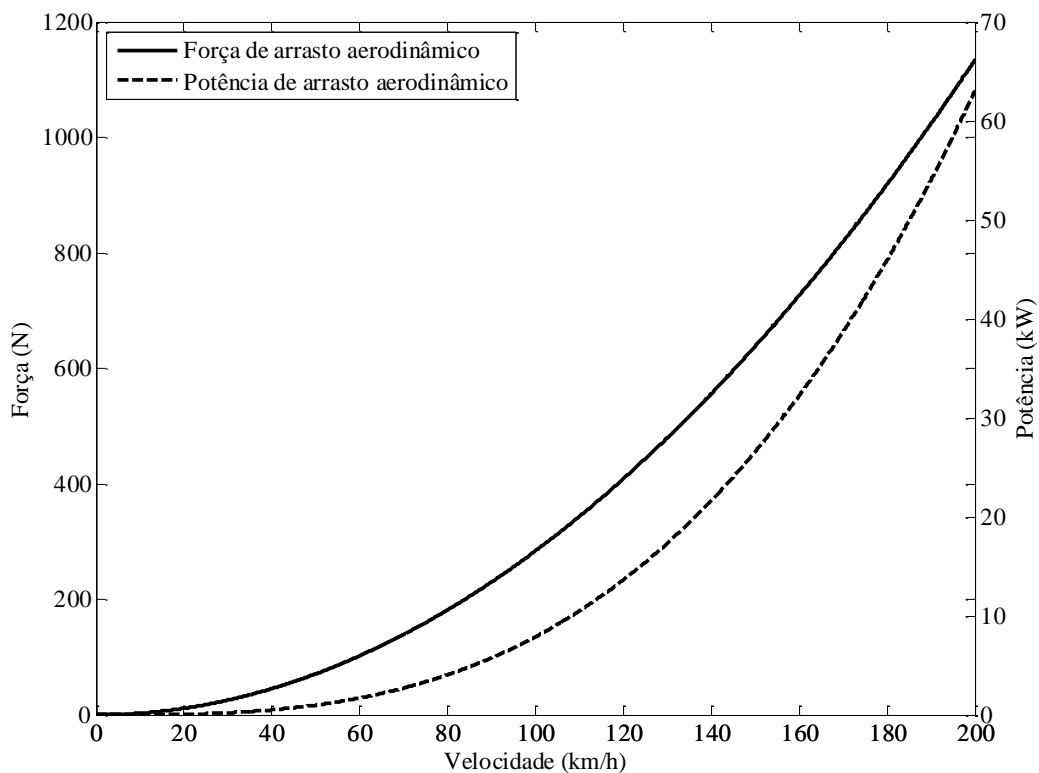
$$F_{x\_aero} = \frac{1}{2} \rho_{ar} A_f C_d v^2 \quad (17)$$

Sendo a potência de arrasto aerodinâmico longitudinal,  $P_{x\_aero}$ , definida por:

$$\begin{aligned} P_{x\_aero} &= F_{x\_aero} v \\ &= \frac{1}{2} \rho_{ar} A_f c_d v^3 \end{aligned} \quad (18)$$

onde:  $\rho_{ar}$  é a densidade do ar em  $\text{kg/m}^3$ ;  $A_f$  é a área da projeção frontal do veículo em  $\text{m}^2$ ;  $c_d$  é o coeficiente de arrasto aerodinâmico, adimensional;  $v$  é a velocidade relativa entre o veículo e o fluido em  $\text{m/s}$ .

Na Figura 22 é ilustrado o comportamento das grandezas em função da velocidade relativa, para os parâmetros  $\rho_{ar} = 1,225 \text{ kg/m}^3$ ,  $A_f = 2 \text{ m}^2$  e  $c_d = 0,3$ .



**Figura 22 Força e potência de arrasto aerodinâmico longitudinal em função da velocidade relativa entre o fluido e o veículo.**

Em veículos terrestres há o chamado efeito solo, dado em função da velocidade de escoamento do fluido, induzindo uma baixa pressão na região entre a parte inferior do veículo e o solo, que resulta em uma força normal descendente em relação ao plano de deslocamento, sendo dependente do formato da parte inferior do veículo. Esta parcela atua aumentando a força normal pneu-solo e, por consequência, as perdas por rolagem, porém, geralmente é benéfica à estabilidade do movimento em função da velocidade, principalmente em trajetórias curvilíneas. Em velocidades de trânsito urbano pode-se desconsiderar o arrasto induzido por este efeito.

### 3.3 ARRASTO TOTAL

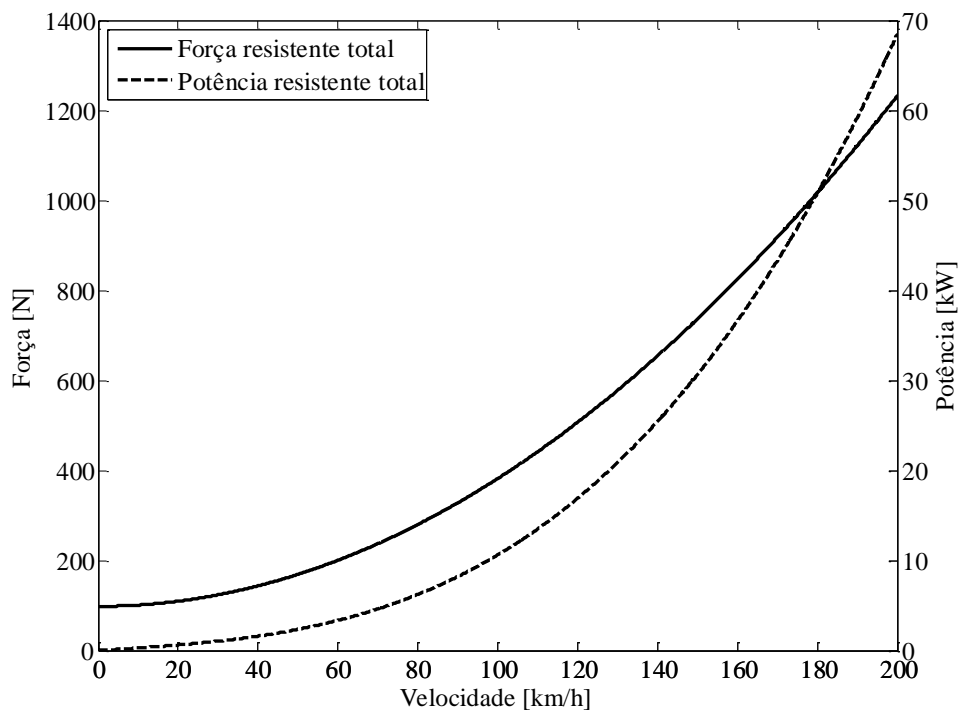
O somatório das parcelas para os mecanismos dissipativos, de rolagem pneu-solo e arrasto aerodinâmico, resulta na força e potência resistentes ao movimento longitudinal do veículo, dados por:

$$F_{resistente}(v) = c_{PS}mg \cos(\alpha) + \frac{1}{2} \rho_{ar} c_d A_f v^2 \quad (19)$$

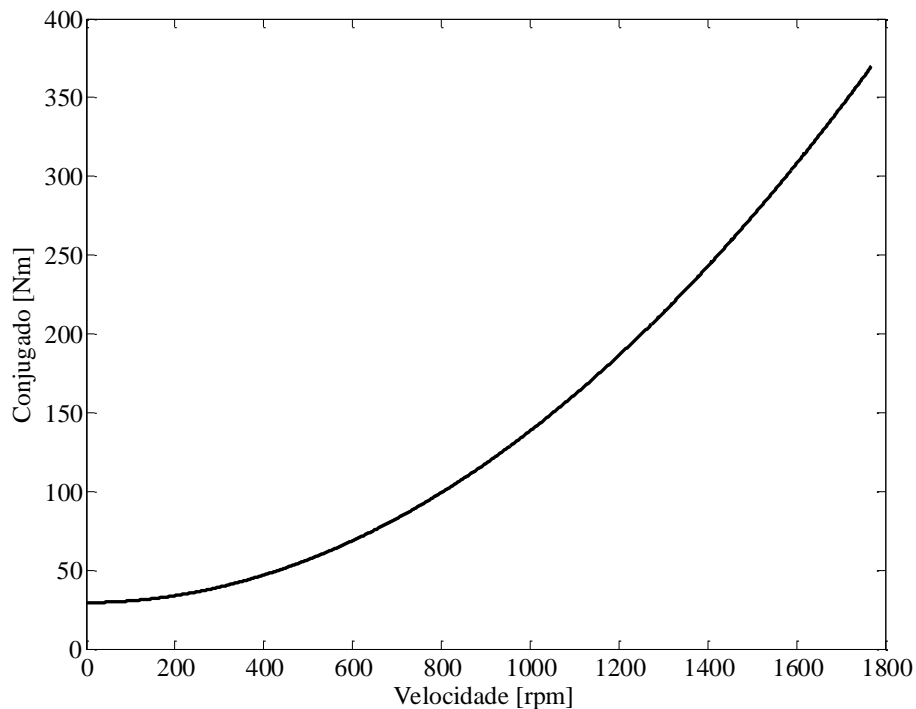
$$P_{resistente}(v) = c_{PS}mg \cos(\alpha)v + \frac{1}{2} \rho_{ar} c_d A_f v^3 \quad (20)$$

A Figura 23 ilustra o comportamento da força e potência de arrasto total, em função da velocidade longitudinal, para um veículo padrão em pista plana.

A estimativa do raio efetivo de rolagem  $r_e$ , calculada por (12), permite a conversão da força motriz em conjugado motriz em função da velocidade angular da roda, como ilustrado na Figura 24 para pista plana, equivalente à força da Figura 23.



**Figura 23** Força e potência resistente longitudinal total em função da velocidade, para um veículo padrão em pista plana,  $m=1.000$  kg,  $A_f=2$  m<sup>2</sup> e  $C_d=0,3$ .



**Figura 24** Conjugado resistente total em função da velocidade angular, equivalente à força da Figura 23, com raio efetivo de rolagem igual a 0,3 m.

A Figura 25 e a Figura 26 ilustram a variação da força e potência em função do ângulo  $\alpha$  de inclinação longitudinal da pista, de acordo com (19) e (20). A análise gráfica resulta em grandes variações das grandezas motrizes com a inclinação, podendo-se afirmar que um critério mínimo de capacidade de subida deve ser atendido.

Os resultados anteriores correspondem ao mecanismo dissipativo da energia associada ao movimento do veículo. No caso da imposição de aceleração longitudinal não nula do veículo há a parcela para a força e potência motriz em função da inércia, dada pela segunda lei de Newton, considerando constante a massa  $m$  do veículo, pela expressão:

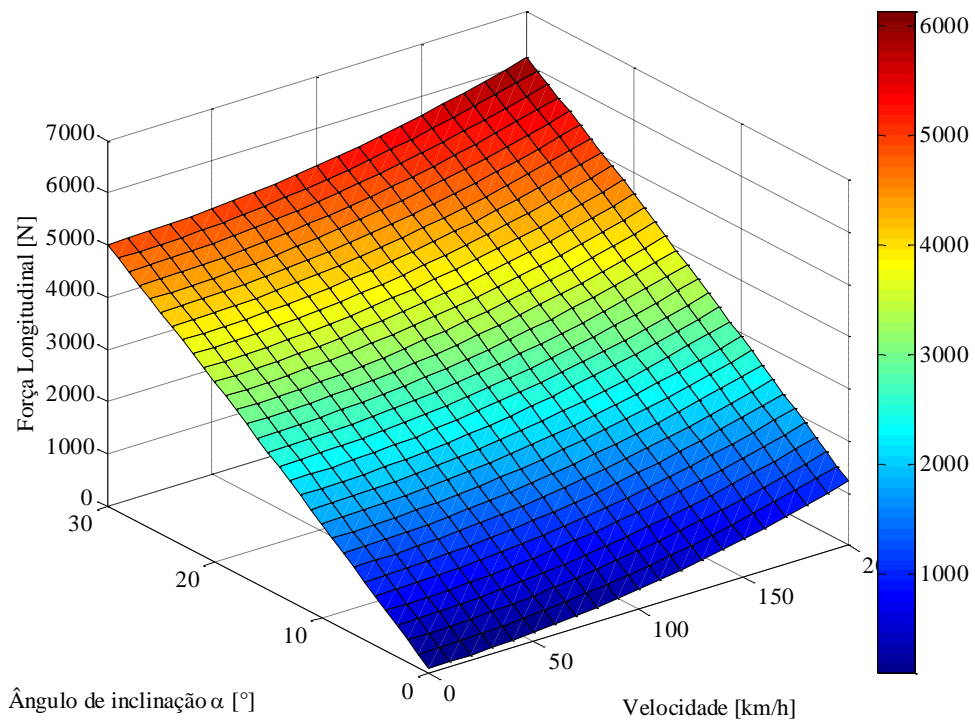
$$F_{inercial}(t) = ma = m \frac{dv(t)}{dt} \quad (21)$$

A força longitudinal instantânea  $F_{veicular}(t)$ , que deve ser aplicada ao veículo de forma a cumprir uma determinada posição da trajetória longitudinal no tempo, é obtida pela soma das parcelas dissipativa (19) e inercial (21), dada por:

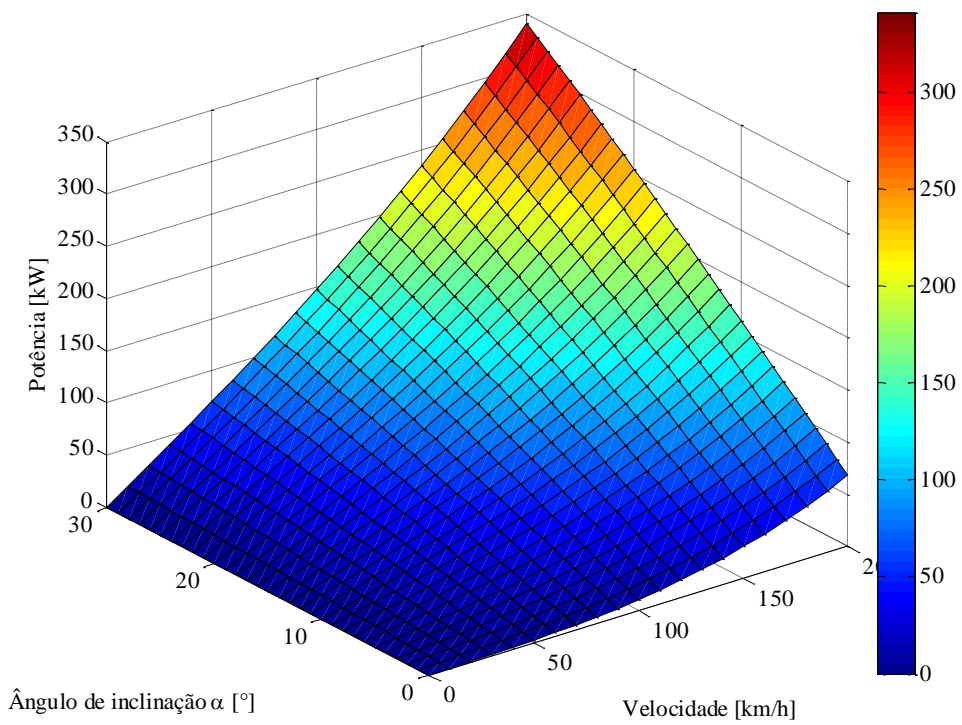
$$\begin{aligned} F_{veicular}(t) &= F_{resistente}(t) + F_{inercial}(t) \\ &= c_{PS}mg \cos(\alpha) + \frac{1}{2} \rho_{ar} c_d A_f v^2(t) + m \frac{dv(t)}{dt} \end{aligned} \quad (22)$$

Da mesma forma é obtida a potência longitudinal instantânea  $P_{veicular}(t)$ , dada por:

$$\begin{aligned} P_{veicular}(t) &= P_{resistente}(t) + P_{inercial}(t) \\ &= \left[ c_{PS}mg \cos(\alpha) + \frac{1}{2} \rho_{ar} c_d A_f v^2(t) + m \frac{dv(t)}{dt} \right] v(t) \end{aligned} \quad (23)$$



**Figura 25** Força resistente longitudinal em função da velocidade e ângulo de inclinação longitudinal da pista.



**Figura 26** Potência resistente longitudinal em função da velocidade e do ângulo de inclinação longitudinal da pista.



Através das expressões e é possível calcular o perfil de carga automotiva em regime transitório. Desta forma, a partir dos valores para  $v(t)$  estabelecidos de acordo um ciclo de velocidade padrão, é possível calcular o conjugado instantâneo total a ser aplicado nas rodas do veículo, conforme os pontos de operação para um ciclo de velocidade típico (JACOBS et al., 2009), ilustrados na Figura 17. Para sistemas de tração automotiva de acoplamento direto o conjugado a ser aplicado por cada máquina elétrica é dependente da lei de controle de conjugado, podendo ser diferente em módulo e sentido para cada máquina, vislumbrando requisitos de segurança, de capacidade de manobra e eficiência energética, entre eles: sistema regenerativo de frenagem com antiblocagem das rodas – ABS, controle de tração, diferencial eletrônico e modos de operação com a maximização do rendimento de conversão de energia.

### 3.4 EFICIÊNCIA VEICULAR

A eficiência veicular  $E_{veicular}$ , com unidades m/Joule, pode ser caracterizada pela razão entre a distância percorrida  $\Delta d$  e a energia aplicada  $\Delta W$  em um dado intervalo de tempo  $\Delta T = t_f - t_i$ , grandezas que podem ser obtidas pela integração temporal da velocidade instantânea e da potência veicular instantânea, de acordo com:

$$E_{veicular} = \frac{\Delta d}{\Delta W} = \frac{\int_{t_i}^{t_f} v(t) dt}{\int_{t_i}^{t_f} P_{veicular}(t) dt} \quad (24)$$

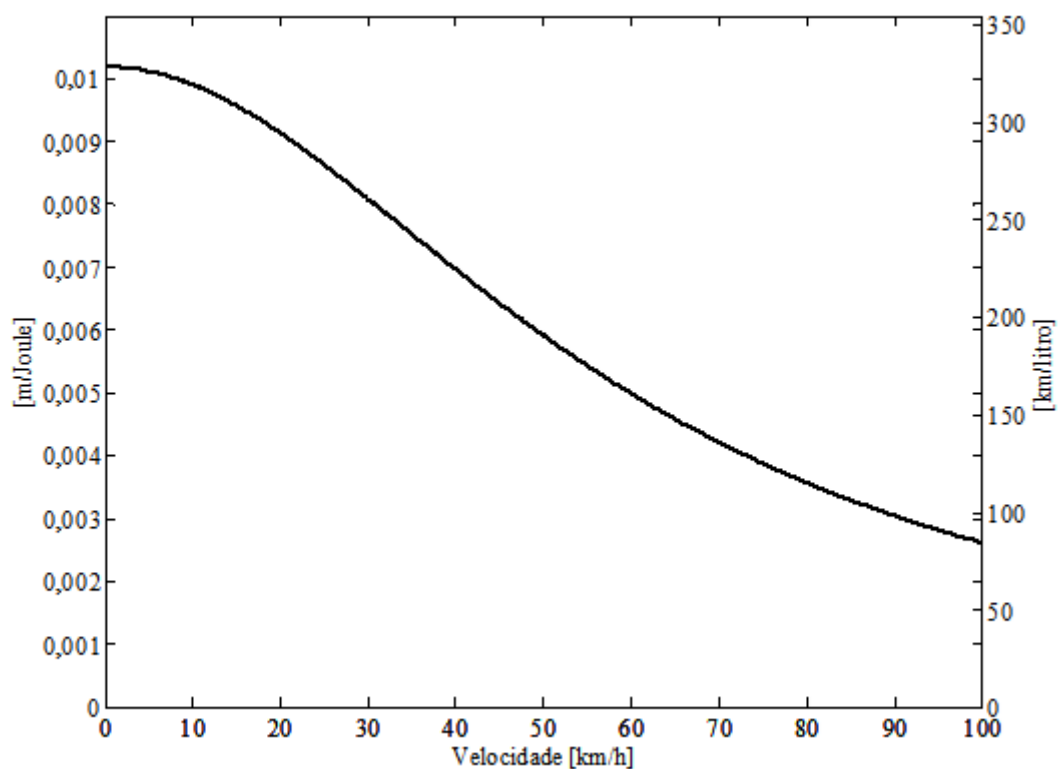
Para uma análise em regime permanente, a velocidade  $v$  e a potência  $P_{veicular}(t)$  são constantes no tempo, simplificando a expressão (24) em:

$$E_{veicular}^{acel=0}(v) = \frac{v}{P_{resistente}(v)} \quad (25)$$

O valor obtido por (25) é o limite teórico para a eficiência veicular, uma vez que não considera quaisquer outros mecanismos de perdas além dos intrínsecos ao movimento do veículo no meio atmosférico terrestre, descritos anteriormente. Considerando o modelo proposto para  $P_{resistente}(v)$  e um veículo urbano nos padrões atuais:  $m = 1.000 \text{ kg}$ ;  $c_{PS} = 0,01$ ;  $c_d = 0,3$ ;  $A_f = 2 \text{ m}^2$ , a eficiência veicular teórica em função da velocidade para regime permanente em pista plana, é ilustrada na Figura 27.

Conhecendo-se a densidade de energia para uma dada fonte, gasolina, por exemplo, pode-se fazer a conversão de unidades, gerando um resultado com a ordem de grandeza praticada nos veículos atuais. De acordo com (MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, 2012) a gasolina automotiva brasileira possui densidade de energia na ordem de  $32,22 \text{ GJoule/m}^3$ . O resultado da conversão pode ser analisado no eixo vertical direito da Figura 27, que mostra valores bastante superiores aos praticados pelos veículos atuais, uma vez que foi considerado unitário o rendimento de conversão de energia do sistema a combustão interna. Pode-se calcular o rendimento aproximado de conversão de energia de um veículo padrão a partir dos valores obtidos pelo modelo e os considerados práticos atualmente. Portanto, a uma velocidade constante  $v = 80 \text{ km/h}$ , obtém-se uma eficiência veicular teórica  $E_{veicular}^{acel=0}(80/3,6) = 115,2437 \text{ km/litro}$ , e considerando um valor experimental na ordem de  $20 \text{ km/litro}$ :

$$\eta_{convers\tilde{a}o\_energia} = \frac{20}{115,2437} = 0,1735 \quad (26)$$



**Figura 27** Eficiência veicular teórica em função da velocidade do veículo em pista plana.

O rendimento de conversão de energia encontrado, na ordem de 17%, é bastante pequeno sob a ótica da engenharia elétrica, porém é um valor que pode ser considerado como o limite superior do obtido pelos veículos a combustão interna, dado o baixo rendimento do ciclo termodinâmico – em torno de 30% – e a não consideração dos fatores adversos na dinâmica de um ciclo veicular, como: trajetórias curvas, pistas inclinadas, frenagens e acelerações.



## 4 MATERIAIS

Neste capítulo do trabalho são tratados os materiais que constituem as partes do circuito magnético da máquina elétrica, com vistas à caracterização de suas propriedades e parâmetros dimensionais.

### 4.1 ÍMÃS PERMANENTES SETORIAIS

Os ímãs permanentes setoriais utilizados neste trabalho são da mesma amostra fornecida ao trabalho desenvolvido por (OSÓRIO, 2011). O formato setorial é definido como um segmento de anel com o ângulo do setor  $\tau_{PM}$ , conforme ilustra a caracterização geométrica tridimensional na Figura 29, onde o raio interno e o raio externo são denominados  $R_{iPM}$  e  $R_{oPM}$ , respectivamente, e o comprimento axial é  $H_{zPM}$ . Na Figura 28 são apresentadas as dimensões em milímetros.

Os dados de caracterização nominais fornecidos pelo fabricante MAGNAWORKS são descritos na Tabela 3. O material em sua forma final é obtido pelo processo de sinterização do particulado metálico, formando a liga Neodímio-Ferro-Boro -  $NdFeB$ , com tratamento superficial em níquel, devido à facilidade de oxidação do material quando em contato com o oxigênio. Quanto à máxima temperatura de operação, nada foi mencionado por (OSÓRIO, 2011), sendo o menor máximo fornecido pelo fabricante igual a 80°C, portanto será utilizado este valor como limite de operação para o material. Devido à característica linear da curva de desmagnetização no segundo

quadrante da curva  $B(H)$ , a permeabilidade de retorno  $\mu_r$  pode ser calculada através da expressão:

$$\mu_r = \frac{B_r}{\mu_0 H_c} \quad (27)$$

que para o material fornecido resulta  $\mu_r = 1,11$ .

**Tabela 3 Caracterização para os ímãs permanentes.**

Grandeza	Valor
Produto energético máximo $BH_{máx}$	280±10% kJoule/m <sup>3</sup>
Força coercitiva mínima $H_c$	-860 kA/m
Indução remanente $B_r$	1,20±10% Tesla
Permeabilidade relativa $\mu_r$	1,11
Vetor magnetização	Normal à face maior
Condutividade	6,25×10 <sup>5</sup> Siemens/m
Densidade	7.400 kg/m <sup>3</sup>
Espessura $H_{zPM}$	8 mm
Raio interno $R_{iPM}$	50 mm
Raio externo $R_{oPM}$	75 mm
Ângulo do setor $\tau_{PM}$	25°
Volume $V_{PM}$	5.390 mm <sup>3</sup>
Área da face maior $A_{PM}$	673,75 mm <sup>2</sup>

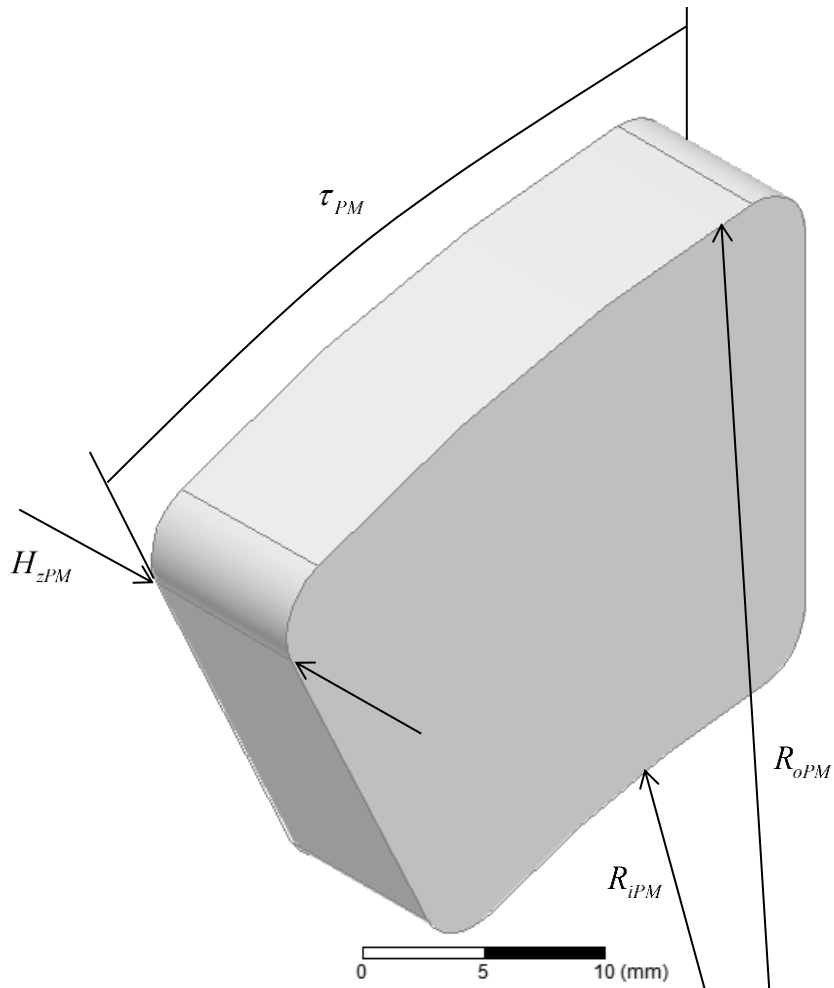


Figura 28 Vista em 3D modelada em CAD para um ímã permanente setorial.

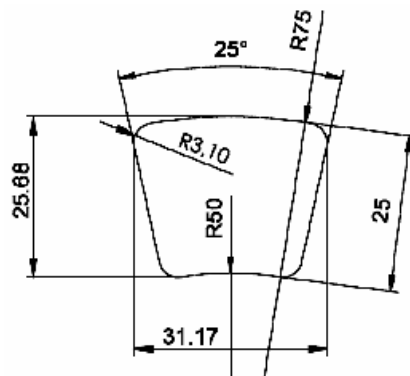


Figura 29 Caracterização geométrica e dimensional dos ímãs permanentes setoriais.

O volume do ímã permanente  $V_{PM}$  pode ser calculado analiticamente, em coordenadas cilíndricas, pelo método dos invólucros cilíndricos (LEITHOLD, 1994):

$$V_{PM} = \tau_{PM} \int_{R_{iPM}}^{R_{oPM}} r H_{zPM} dr \quad (28)$$

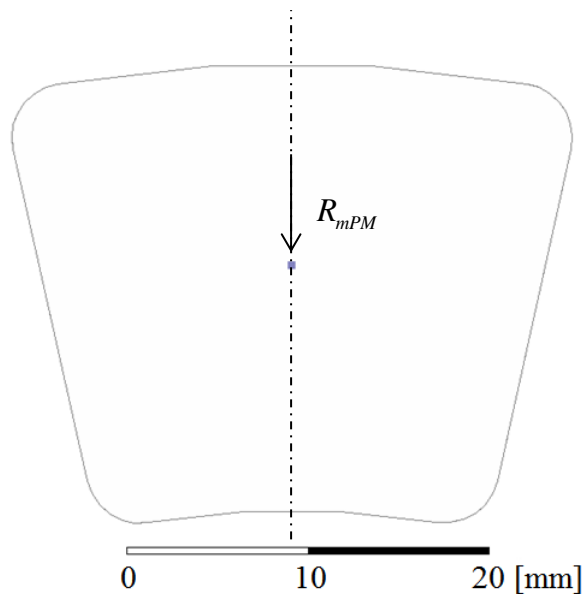
$$V_{PM} = \tau_{PM} H_{zPM} \frac{(R_{oPM}^2 - R_{iPM}^2)}{2} \quad (29)$$

As coordenadas do centro geométrico da face polar do ímã permanente podem ser determinadas pelo método da área mediana, sendo a coordenada radial em função dos parâmetros da geometria definida por:

$$R_{mPM} = \sqrt{\frac{R_{oPM}^2 + R_{iPM}^2}{2}} \quad (30)$$

Para os valores na Tabela 3 o raio mediano resulta  $R_{mPM} = 63,74 \text{ mm}$ .

Experimentalmente, as medidas da densidade de fluxo magnético no entreferro podem ser feitas paralelas ao eixo axial e colineares ao centro geométrico da face polar, gerando valores que podem ser utilizados no cálculo unidimensional de outras grandezas derivadas.



**Figura 30** Localização do centro geométrico na face polar do ímã permanente.



## 4.2 MATERIAL FERROMAGNÉTICO MACIO DOS ROTORES

O material utilizado na construção dos anéis do circuito magnético dos rotores corresponde ao aço VMec 134 AP, produzido como um tubo de aço sem costura extrudado a quente, pela empresa V&M do Brasil. O certificado de qualidade do lote fornecido encontra-se em anexo, onde consta a composição química do material, sendo o teor de carbono equivalente ao aço AISI 1020. Não foi encontrada na literatura a adequada caracterização magnética do aço 1020, porém, para efeitos de simulação, pode-se, desde que em condição não saturada, utilizar a curva  $B(H)$  do AISI 1010 fornecida pela biblioteca do *software* de simulação. A Figura 31 apresenta a curva  $B(H)$  para o aço 1010, utilizada nas simulações pelo método dos elementos finitos. A condutividade do material vale  $\sigma_{1010} = 2 \times 10^6$  Siemens/m e a densidade  $\rho_{1010} = 7.872$  kg/m<sup>3</sup>.

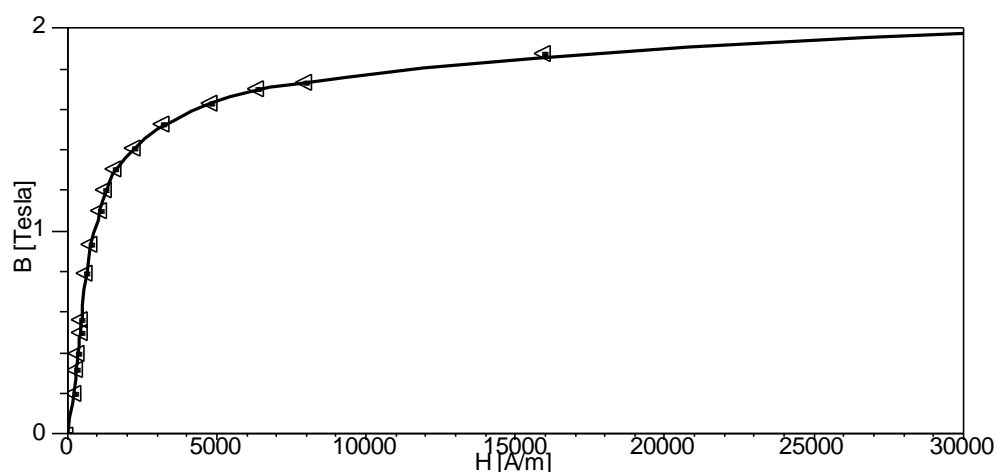


Figura 31 Caracterização da curva  $B(H)$  para o aço 1010.

### 4.3 NÚCLEO TOROIDAL LAMINADO PARA O PROTÓTIPO

O núcleo toroidal fornecido pela empresa CNS possui um certificado de qualidade incluído como anexo. O aço elétrico laminado, de grão não orientado, utilizado na construção do núcleo toroidal é fabricado pela empresa Aperam/Arcelormittal, denominado M470-50A/E185, tem 0,50 mm de espessura da lâmina e revestimento C4, com tipicamente  $0,6 \mu\text{m}$  de espessura por face. Do catálogo do produto: *“Revestimento inorgânico formado por um tratamento de fosfatização na superfície do aço. Este tipo de revestimento é usado em aplicações que requerem moderados níveis de isolamento elétrica superficial. Resiste ao recozimento para o alívio de tensões. Melhora a estampabilidade quando comparado ao material sem revestimento.”*

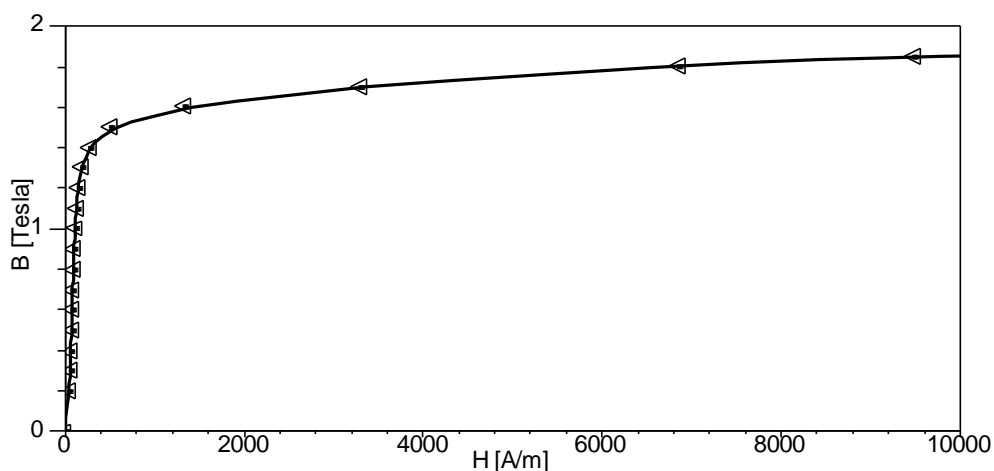
A Tabela 4 resume os valores dos parâmetros para o material laminado.

**Tabela 4 Parâmetros para o aço elétrico laminado.**

Parâmetro	Valor
Designação	M470-50A/E185
Densidade	7,75 g/cm <sup>3</sup>
Espessura	0,5±0,04 mm
Fator de empilhamento	0,98
Tipo de revestimento	C4

Fonte: Aperam.

A Figura 32 apresenta a curva  $B(H)$  para o aço elétrico Aperam E230 a 50 Hz.



**Figura 32 Curva  $B(H)$  para o aço elétrico Aperam E230 a 50 Hz.**

De acordo com documentos fornecidos pela empresa CNS, foi executado o processo de tratamento térmico de alívio de tensões mecânicas, conforme descrito a seguir:

- Atmosfera:  $N_2$  puro e seco;
- Temperatura:  $800^{\circ}C \pm 15^{\circ}C$ ;
- Tempo de aquecimento: 2 horas no mínimo;
- Tempo de encharque: 1 hora no mínimo;
- Tempo de resfriamento até  $25^{\circ}C$ : 5 horas no mínimo;
- Mantida a atmosfera de nitrogênio enquanto a temperatura estiver acima de  $300^{\circ}C$ .

De acordo com informações do fornecedor, a peça deve permanecer no mínimo por uma hora acima de  $790^{\circ}C$ ; a função do nitrogênio é evitar a oxidação superficial. O resfriamento deve ser lento para evitar tensões geradas pela diferença de temperatura no volume do material.

### 4.3.1 Medida Experimental da Condutividade

A condutividade do material não é fornecida pelos catálogos do fabricante Aperam, portanto é necessária a medida da condutividade experimentalmente. Três amostras do material foram utilizadas. Uma amostra do material laminado do núcleo de número 3, ilustrada na Figura 33, possuindo comprimento  $\bar{l}_{fita} = 2,37$  m, pelo método dos quatro condutores, apresentou resistência experimental média  $\bar{R}_{exp} = 90$  m $\Omega$ , à temperatura ambiente de 20°C. Sendo a área da secção transversal  $A_{fita} = 10,1$  mm<sup>2</sup>, a condutividade do material  $\sigma_{FeSi}^{E185}$  pode ser calculada por:

$$\begin{aligned} \sigma_{FeSi}^{E185}(20^{\circ}C) &= \frac{\bar{l}_{fita}}{\bar{R}_{exp} A_{fita}} = \frac{2,37}{0,09 \times 10,1 \times 10^{-6}} \\ &= 2,6073 \times 10^6 \text{ S/m} \end{aligned} \quad (31)$$



**Figura 33** Amostra da fita de aço ao silício retirada do núcleo de número 3.

### 4.3.2 Escolha da Amostra Aplicada ao Protótipo

Foram fornecidas três amostras, especificadas com  $R_{iCore} = 45$  mm,  $R_{oCore} = 80$  mm e  $H_{zCore} = 20$  mm. As medidas experimentais executadas nas amostras numeradas de 1 a 3 estão contidas na Tabela 5, sendo o fator de laminação (empilhamento) calculado a partir destes dados, resultando em 0,98 para as 3 amostras, idêntico ao informado pelo fabricante.

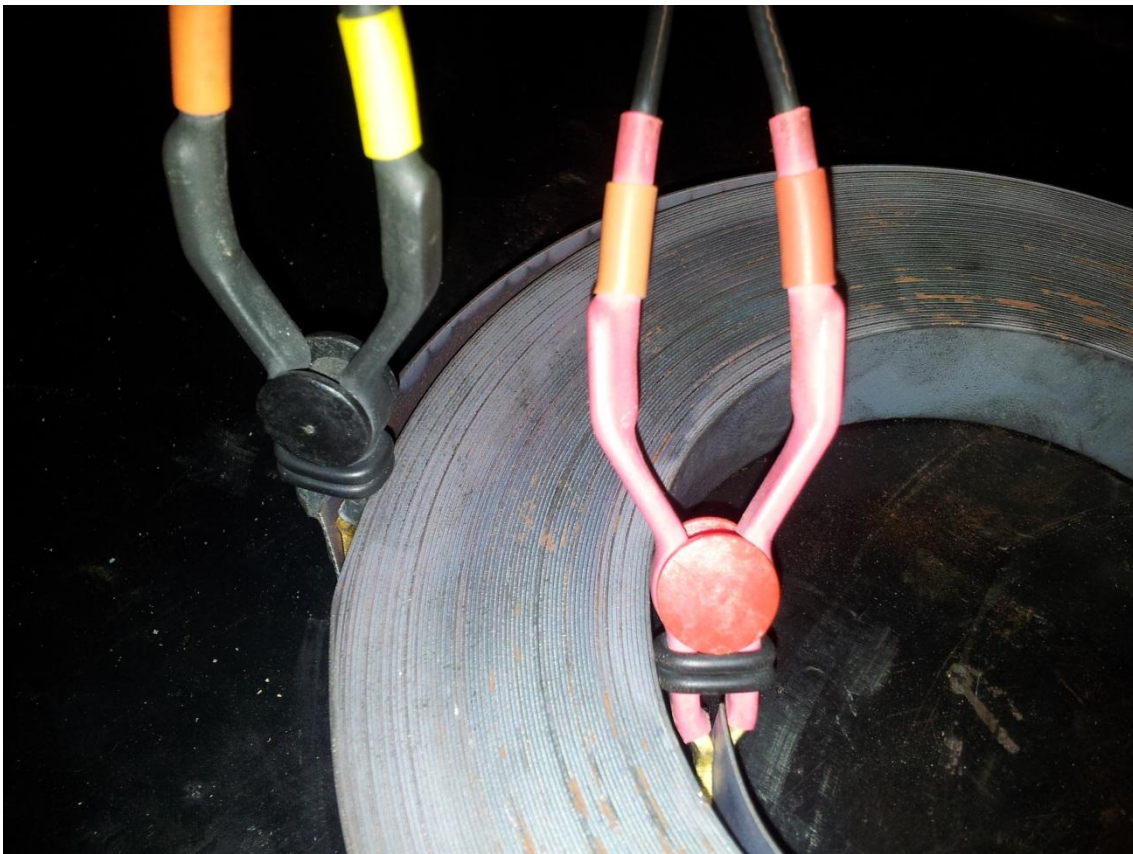
**Tabela 5 Medidas experimentais das amostras para o núcleo toroidal laminado.**

Núcleo toroidal laminado	1	2	3
Número de espiras	69	68	69
$D_i$ [mm $\pm 0,05$ mm]	90,5	90,5	90,4
$D_o$ [mm $\pm 0,05$ mm]	161	160	161
$R_o - R_i$ [mm $\pm 0,05$ mm]	35,3	34,7	35,2
$H_{zCore}$ [mm $\pm 0,05$ mm]	20,2	20,2	20,2
Massa [g $\pm 0,1$ g]	2.101,0	2.084,1	2.126,9
Resistência entre pontas [m $\Omega$ ]	480,6	840,1	460,3

A metodologia para a medida da resistência entre pontas do núcleo bobinado considerou a quebra da solda TIG que prende o início e o fim da fita de aço laminado, deixando as pontas isoladas galvanicamente. Utilizando o *Digital Ohmeter – DO5*, do fabricante *CROPICO*, pelo método dos quatro condutores ilustrado na Figura 34, o valor médio obtido pelo equipamento para a resistência entre pontas de cada núcleo é apresentado na Tabela 5. Nota-se que o valor encontrado para o núcleo de número 2 é bastante superior aos outros núcleos amostrados.

Como critério, na escolha da amostra de núcleo toroidal a ser utilizada no protótipo, a maior resistência entre pontas da fita parece ser a mais apropriada, pois define claramente o melhor isolamento galvânico entre camadas do núcleo toroidal.

Nota-se, pela análise da coloração das faces axiais dos núcleos, que o de número 2 possui as mesmas características em ambos os lados, pressupondo que os núcleos tiveram seu tratamento térmico executado em um arranjo empilhado, indicando que o de número 2 estava entre os de números 1 e 3. A partir desta análise e dos valores de resistência entre pontas pode-se concluir que o tratamento térmico comprometeu significativamente a integridade do revestimento tipo C4, fato não esperado, uma vez que esta classificação de revestimento suporta a temperatura indicada no processo de tratamento térmico.



**Figura 34 Metodologia para a medida experimental da resistência entre pontas do núcleo toroidal.**

Para a comparação e validação dos resultados, pode-se calcular a resistência entre pontas teórica  $R_{fita}^{Teórica}$  para a fita dos núcleos bobinados, no caso de o isolamento galvânico pelo revestimento não ter sido comprometido, dado pela expressão:

$$R_{fita}^{Teórica} = \frac{l_{fita}}{\sigma A_{fita}} \quad (32)$$

onde  $l_{fita}$  e  $A_{fita}$  são o comprimento e a área da secção transversal da fita, respectivamente, e  $\sigma$  é a condutividade do material.

Existem, pelo menos, dois métodos de calcular o comprimento da fita sem desmontar o núcleo. O primeiro deles considera a medida experimental da massa de cada núcleo, a densidade do material informada pelo fabricante e a área da secção transversal da fita:

$$l_{fita}^{V/A} = \frac{Volume}{Área} = \frac{Massa / Densidade}{A_{fita}} \quad (33)$$

Cabe salientar que esta metodologia inclui a massa do revestimento isolante, porém a densidade fornecida pelo fabricante é para o material bruto, fato que induz um erro; entretanto, dada a ordem de grandeza da espessura e a densidade do revestimento em comparação com as da laminação, espera-se que este erro seja bastante pequeno.

A área da secção transversal pode ser calculada com a espessura padrão da laminação e a largura experimental da fita, resultando em  $A_{fita} = 0,5 \times 20,2 = 10,1 \text{ mm}^2$ .

A outra metodologia para a obtenção do comprimento da fita  $l_{fita}$  é dada pelo raio médio experimental e o número  $N$  de espiras do núcleo, de acordo com:

$$l_{fita}^{\bar{R}} = 2\pi \frac{R_{oCore} + R_{iCore}}{2} N_{esp}^{núcleo} \quad (34)$$

Portanto, o comprimento calculado da fita para cada núcleo, de acordo com as equações (33) e (34), é apresentado na Tabela 6, incluindo a diferença percentual para o resultado entre os dois métodos.

**Tabela 6 Valores calculados para o comprimento da fita.**

Núcleo	$l_{fita}^{V/A}$ [m]	$l_{fita}^{\bar{R}}$ [m]	Diferença [%]
1	26,84	27,16	-1,17
2	26,62	26,74	-0,42
3	27,17	27,23	-0,22

Nota-se uma pequena diferença entre os dois métodos de cálculo, validando ambos para o cálculo da resistência teórica entre pontas dos núcleos, dada a ordem de grandeza das diferenças para a resistência entre pontas experimental.

De posse dos resultados para os parâmetros da geometria da fita pode-se calcular a resistência teórica. Considerando o resultado do comprimento da fita  $l_{fita}^{V/A}$  pelo método da razão entre volume e área de secção e, a condutividade  $\sigma = 2,6073 \times 10^6$  S/m, os resultados comparativos para a resistência teórica e experimental entre pontas da fita são apresentados na Tabela 7.

**Tabela 7 Valores experimentais e teóricos para a resistência da fita.**

Núcleo	$R_{fita}^{Exp}$ [m $\Omega$ ]	$R_{fita}^{Teórica}$ [m $\Omega$ ]	Diferença [%]
1	480,6	1019,3	-52,85
2	840,1	1011,1	-16,91
3	460,3	1031,8	-55,39



Nota-se a significativa diferença entre os resultados experimentais e os teóricos para os núcleos de números 1 e 3, fato que pode ser explicado pela degradação do isolamento galvânico pelo revestimento tipo C4 da laminação em função do tratamento térmico. Uma forma de avaliar o efeito do menor isolamento galvânico é a medida do conjugado de perdas magnéticas versus velocidade angular, para as três amostras.

Conclui-se que o núcleo de número 2 é a amostra com menor comprometimento do isolamento galvânico sendo, portanto, o escolhido para a aplicação na máquina protótipo.

### 4.3.3 Modelo 3D do Núcleo Toroidal Laminado

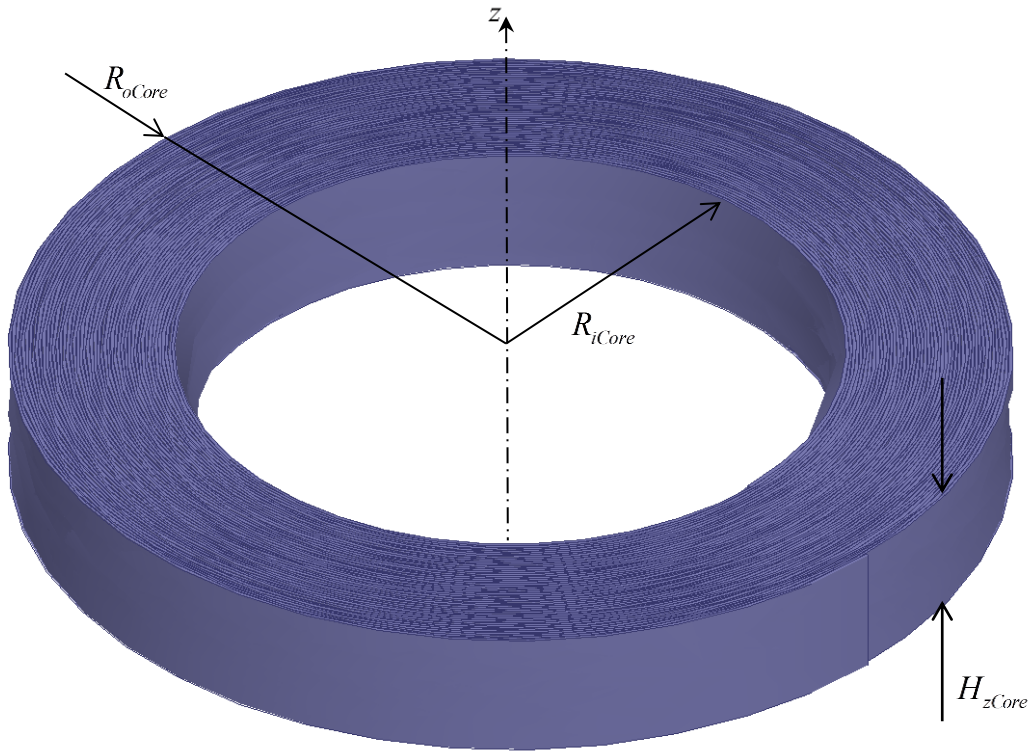
Este modelo serve como estudo para a determinação do número de espiras e de camadas para o núcleo toroidal bobinado, permitindo avaliar o comprimento da fita e o volume de material ferromagnético, necessário para a determinação das perdas no ferro pelo modelo analítico. Atualmente, este modelo 3D não é factível de simulação pelo método dos elementos finitos, devido ao pequeno espaçamento entre as lâminas, pois é gerado um número muito grande de elementos para a descrição da geometria, inviabilizando o tempo para a obtenção da solução.

Na Figura 35 é ilustrada a representação tridimensional em CAD, onde estão identificados os parâmetros geométricos, sendo:  $R_{iCore}$  o raio interno,  $R_{oCore}$  o raio externo e  $H_{zCore}$  o comprimento axial do núcleo toroidal.

A expressão para o cálculo do número de espiras  $N_{esp}^{Core}$  do núcleo é dada por

$$N_{esp}^{Core} = \frac{R_{oCore} - R_{iCore}}{E_{laminacao}} F_{empilhamento} \quad (35)$$

onde  $E_{laminacao}$  é a espessura padrão para a laminação e  $F_{empilhamento}$  é o fator de empilhamento das lâminas.



**Figura 35 Modelo 3D do núcleo toroidal laminado.**

O número de camadas é definido por:

$$N_{camadas}^{Core} = N_{esp}^{núcleo} + 1 \quad (36)$$

O núcleo toroidal laminado pode ser descrito por uma espiral de Arquimedes, cuja expressão para o raio  $r$  em coordenadas cilíndricas é:

$$r = R_{iEspirai} + \frac{dr}{d\theta} \theta \quad (37)$$

onde  $R_{iEspiral} = R_{iCore} + \frac{E_{laminação}}{2}$  é o raio inicial médio da espiral em metros;

$\frac{dr}{d\theta} = \frac{E_{laminação}}{2\pi F_{empilhamento}}$  é o passo da espiral de Archimedes em m/rad.

Diferentemente da expressão simplificada para o comprimento da fita dada por (34), este parâmetro pode ser calculado mais precisamente pela expressão para o comprimento de uma curva em coordenadas cilíndricas, dada por:

$$\begin{aligned}
 l_{fita} &= \int_{\theta_i}^{\theta_f} \sqrt{r^2 + \left(\frac{dr}{d\theta}\right)^2} d\theta \\
 &= \int_0^{2\pi N_{esp}^{Core}} \sqrt{\left(R_{iEspiral} + \frac{dr}{d\theta}\theta\right)^2 + \left(\frac{dr}{d\theta}\right)^2} d\theta \\
 &= \frac{1}{2\left(\frac{dr}{d\theta}\right)} \left[ \left(R_{iEspiral} + \frac{dr}{d\theta}\theta\right) \sqrt{\left(R_{iEspiral} + \frac{dr}{d\theta}\theta\right)^2 + \left(\frac{dr}{d\theta}\right)^2} + \left(\frac{dr}{d\theta}\right)^2 \ln \left| \left(R_{iEspiral} + \frac{dr}{d\theta}\theta\right) + \sqrt{\left(R_{iEspiral} + \frac{dr}{d\theta}\theta\right)^2 + \left(\frac{dr}{d\theta}\right)^2} \right| \right]_0^{2\pi N_{esp}^{Core}}
 \end{aligned}
 \tag{38}$$

O volume de material ferromagnético  $V_{Core}$  é calculado por:

$$V_{Core} = l_{fita} H_{zCore} E_{laminação} \tag{39}$$

A Tabela 8 resume os valores dos parâmetros para o modelo tridimensional em CAD, ilustrado na Figura 35, do qual também é obtido o valor para o volume da fita em material ferromagnético, resultado idêntico ao calculado por (39).

**Tabela 8 Parâmetros para o volume do núcleo toroidal laminado.**

Parâmetro	Valor
$R_{oCore}$	75 mm
$R_{iCore}$	50 mm
$H_{zCore}$	20 mm
$E_{laminacao}$	0,5 mm
$F_{empilhamento}$	0,98
$N_{esp}^{Core}$	49 espiras
$N_{camadas}^{Core}$	50 camadas
$l_{fita}$	19,32 m
$V_{Core}$	$1,932 \times 10^{-4} \text{ m}^3$

#### 4.4 MATERIAL CONDUTOR ELÉTRICO PARA OS ENROLAMENTOS

O material condutor normalmente utilizado para os enrolamentos de máquinas elétricas é o cobre recozido esmaltado. Magneticamente, é um material diamagnético, com permeabilidade relativa  $\mu_r = 0,999991$ . A norma IACS, de 1914, determina a metodologia de ensaios e define as propriedades físicas e elétricas do material, resumidas na Tabela 9.

**Tabela 9 Caracterização elétrica e física para o cobre recozido.**

Parâmetro	Valor
Condutividade	$\sigma_{cobre} = 5,8 \times 10^7 \text{ S/m}$
Coefficiente de temperatura para a resistividade	$\alpha_{20^\circ C} = 0,0393$
Densidade a 20°C	$\rho_{cobre} = 8,89 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$

## 5 PERDAS

O estudo dos mecanismos de perdas dissipativas nos materiais, associadas ao movimento angular e à condução de corrente, é apresentado a seguir.

### 5.1 PERDAS MAGNÉTICAS NO NÚCLEO LAMINADO

Para uma máquina com ímãs permanentes, acoplada diretamente à roda do veículo, sem mecanismos de desacoplamento, a perda magnética no material do núcleo estator toroidal é dependente da velocidade longitudinal do veículo e do raio efetivo de rolagem  $r_e$ , podendo ser considerada uma perda fixa, inclusive com potência elétrica nula, ou seja, com a armadura em circuito aberto.

De acordo com (BASTOS, 2008), os mecanismos de perdas no material ferromagnético do núcleo estator toroidal podem ser classificados em: perdas por correntes parasitas induzidas ou de Foucault, perdas por histerese da curva  $B(H)$  e perdas anômalas.

#### 5.1.1 Correntes Parasitas Induzidas

Em materiais condutores sujeitos à variação temporal da densidade de fluxo magnético, as correntes induzidas originam-se pela característica rotacional do campo elétrico induzido, através da variação temporal da densidade de fluxo magnético, de

acordo com a forma local da equação de Maxwell para o rotacional do campo elétrico (BASTOS, 2008), dada por:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (40)$$

De acordo com o mesmo autor, para materiais ferromagnéticos laminados, a densidade de perdas por correntes de Foucault  $P_c$ , em  $\text{W}/\text{m}^3$ , pode ser expressa por

$$P_c = \frac{1}{24} \sigma \omega^2 e^2 B_{m\acute{a}x}^2 \quad (41)$$

onde  $\omega$  é a frequência angular da fundamental de  $B$  em  $\text{rad}/\text{s}$ ,  $e$  é a espessura da laminação em *metros* e  $B_{m\acute{a}x}$  é a amplitude da fundamental de  $B$  em Tesla.

Para o caso de  $B$  possuir componentes harmônicas além da fundamental, deve-se calcular o somatório da equação para a densidade de potência Foucault  $P_c$  para cada componente considerada. Ainda, o cálculo analítico unidimensional de  $P_c$  é impreciso, pois a distribuição de  $B$  no volume do material é considerada uniforme. Para prever adequadamente o comportamento de  $B$  no volume necessita-se de modelos tridimensionais, analíticos ou por métodos numéricos.

Em laminações ferromagnéticas, especial cuidado deve ser tomado de forma a evitar a variação temporal do fluxo magnético no sentido do empilhamento das lâminas, pois, caso contrário, haverá grandes correntes induzidas no material. No caso da Torus, a direção a ser evitada é a radial, pois o núcleo laminado é construído pelo processo de bobinagem no sentido circunferencial. De acordo com (HEWITT, 2005), à medida que são estabelecidas correntes induzidas devido ao fluxo radial, há uma redução significativa nesta parcela de fluxo, podendo ser desprezada, porém as perdas Joule por condução de correntes parasitas são intrínsecas a este mecanismo. Ao final, a

possibilidade de desprezar a parcela de fluxo magnético radial é válida apenas para a construção de modelos bidimensionais para a análise transitória do problema eletromagnético, pois em regime magnetostático não há correntes parasitas induzidas.

### 5.1.2 Histerese da Curva $B(H)$

De acordo com (BASTOS, 2008), a área interna ao ciclo de histerese quasi-estático representa a densidade de energia, em Joule/m<sup>3</sup>, associada à orientação cíclica dos domínios de Weiss, sendo, de forma geral, proporcional à frequência imposta ao material.

### 5.1.3 Modelo de Steinmetz

O *software* de elementos finitos utiliza o modelo de Steinmetz para a avaliação das perdas em materiais ferromagnéticos laminados. Como dados de entrada, são fornecidos valores tabelados da curva de potência específica, em W/kg, versus o valor de pico no laço de histerese da densidade de fluxo magnético  $B_{máx}$ , para uma ou múltiplas frequências ensaiadas. Através de uma regressão, são calculados os coeficientes do modelo de perdas, convertidos para a densidade de potência W/m<sup>3</sup>, uma vez que o modelo é uma representação volumétrica.

De acordo com a documentação do *software* de simulação eletromagnética pelo método dos elementos finitos, sob a condição de variação cíclica senoidal de fluxo

magnético, a densidade de perdas magnéticas  $P_v$  é computada no domínio da frequência, da seguinte forma:

$$\begin{aligned} P_v &= P_h + P_c + P_e \\ &= k_h f (B_{m\acute{a}x})^2 + k_c (f B_{m\acute{a}x})^2 + k_e (f B_{m\acute{a}x})^{1.5} \end{aligned} \quad (42)$$

$P_h$ ,  $P_c$  e  $P_e$  são as densidades de perdas para os mecanismos de histerese, correntes parasitas induzidas e anômalas, respectivamente. Da mesma forma para os coeficientes  $k_h$ ,  $k_c$  e  $k_e$ .

Desde que a curva de densidade de potência de perdas magnéticas tenha sido obtida sob a condição senoidal de fluxo, os coeficientes podem ser obtidos no domínio da frequência.

Considerando o laço de histerese centrado na origem, pode-se fazer a seguinte manipulação na expressão para  $P_v$ :

$$P_v = (k_h f + k_c f^2) B_{m\acute{a}x}^2 + (k_e f^{1.5}) B_{m\acute{a}x}^{1.5} \quad (43)$$

onde o coeficiente relacionado às correntes parasitas induzidas  $k_c$  pode ser obtido pela clássica expressão:

$$k_c = \frac{\pi^2 \sigma e^2}{6} \quad (44)$$

sendo  $e$  a espessura da laminação e  $\sigma$  a condutividade do material. Para melhor compreensão, faz-se a seguinte substituição:

$$K_1 = k_h f + k_c f^2 \quad (45)$$

$$K_2 = k_e f^{1.5} \quad (46)$$



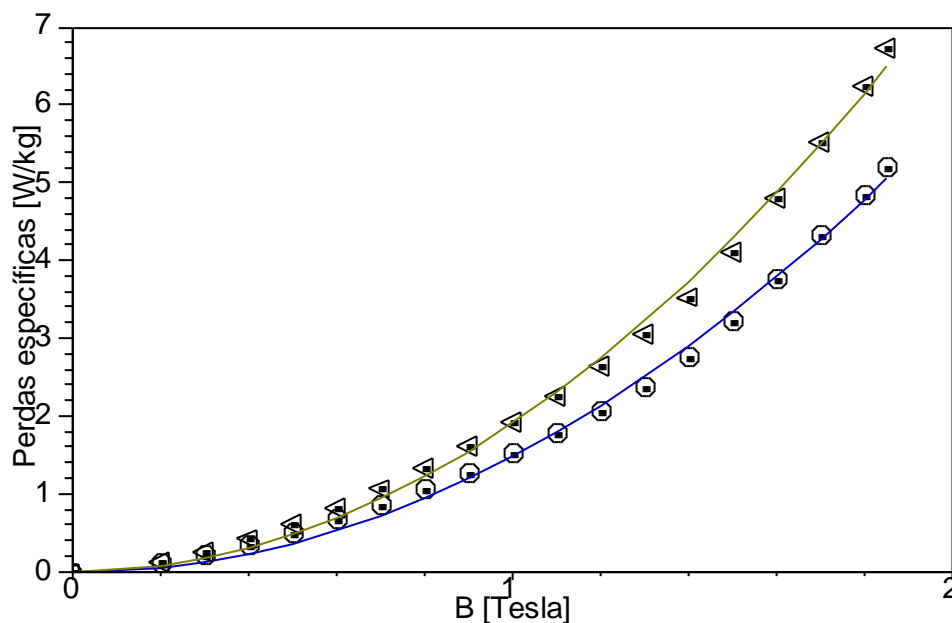
Para os  $i$ -ésimos valores ensaiados  $P_{v\_i}$  e  $B_{máx\_i}$ , aplicados ao método dos mínimos quadrados:

$$F(K_1, K_2) = \sum \left[ P_{v\_i} - \left( K_1 B_{máx\_i}^2 + K_2 B_{máx\_i}^{1,5} \right) \right]^2 \quad (47)$$

onde  $F(K_1, K_2)$  deve ser minimizada para a obtenção de  $K_1$  e  $K_2$ . Consequentemente, os coeficientes  $k_h$  e  $k_e$  podem ser obtidos pelas expressões (45) e (46).

De acordo com informação do fabricante Aperam, os materiais com classificação E185 e E230 são os mesmos, porém diferenciados quanto às perdas por uma classificação final do produto na linha de produção. Portanto, a curva  $B(H)$  é idêntica para ambos os materiais, porém as curvas  $P(B)$  são distintas. Em contato com o fabricante, foi sugerida a utilização da curva  $P(B)$  para o material E170, uma vez que não havia a caracterização para o E185, porém, dadas as diferentes condições aplicadas ao material na topologia Torus comparadas à metodologia dos ensaios em laboratório para a caracterização das perdas, preferiu-se utilizar os dados relativos ao E230, ilustrados na Figura 37, de forma a não subestimar a característica de perdas magnéticas para os modelos.

Na Tabela 10 estão resumidos os valores para as constantes do modelo de perdas magnéticas.



**Figura 36** Curvas  $P(B)$  em W/kg, incluindo as regressões a 50 e 60 Hz para o aço elétrico Aperam E230.

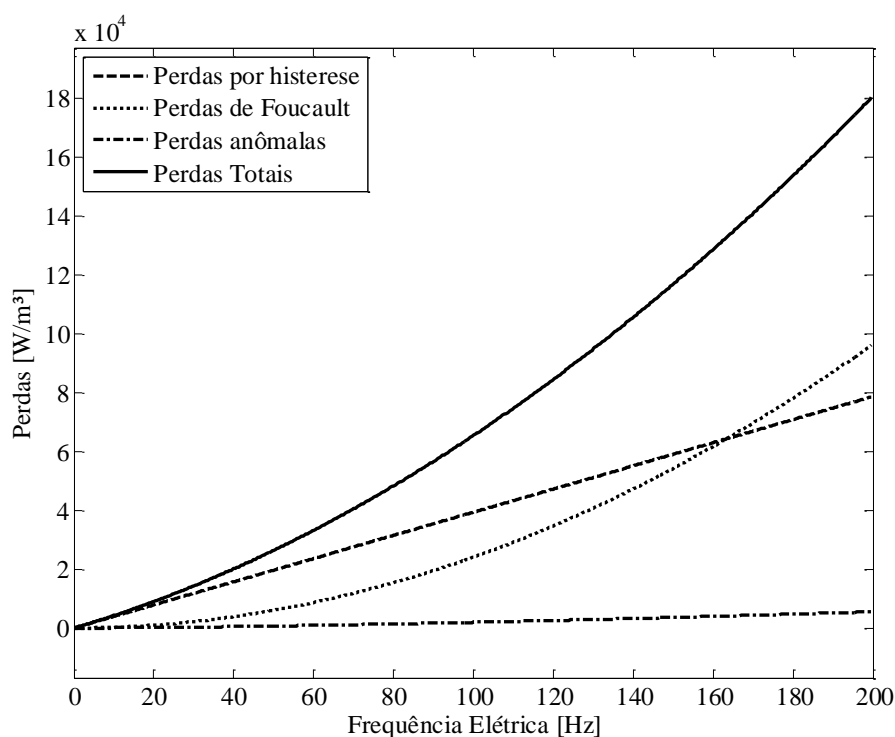
**Tabela 10** Constantes de perdas magnéticas.

Parâmetro [W/m <sup>3</sup> ]	50 [Hz]	60 [Hz]	Múltiplas Frequências
$k_h$	160,15	175,04	144,64
$k_c$	1,07	1,07	1,51
$k_e$	2,86	1,06	1,72

O parâmetro  $k_c$  para os casos em única frequência é calculado em função da espessura da laminação e da condutividade do material por (44), portanto igual para ambas as frequências. Nota-se que  $k_c$  é maior para o caso em múltiplas frequências, transparecendo um menor grau de isolamento galvânico superficial da laminação, fato esperado pela classificação do revestimento C4. O valor calculado considera ambas as curvas experimentais, porém o software não é transparente quanto ao método utilizado.

O parâmetro  $k_e$  para a frequência de 60 Hz é bastante menor que para o caso em 50 Hz. O significado da comparação gera a hipótese de que perdas por mecanismos anômalos – não totalmente explicáveis – são grandes em comparação ao caso de 60 Hz e, uma vez que o parâmetro  $k_e$  é obtido através de uma expressão invariante na frequência, quanto menor o valor obtido pela regressão para  $k_e$  melhor é a representação em função dos mecanismos dominantes – histerese e correntes parasitas – do modelo de perdas.

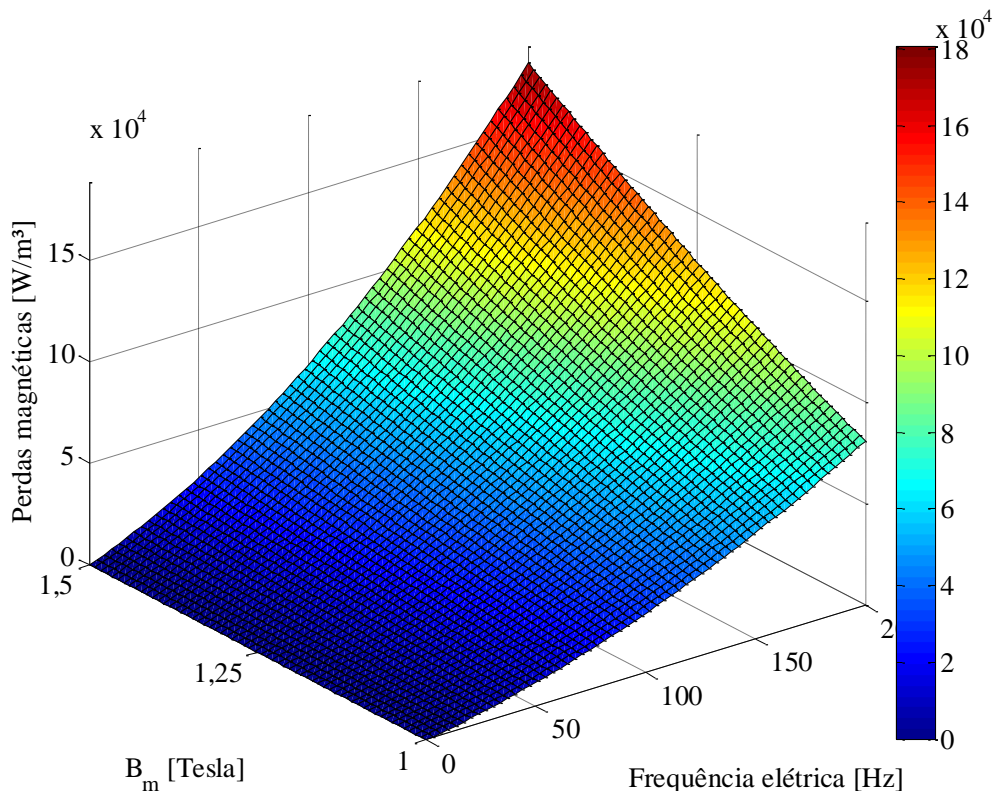
Portanto, escolhe-se por utilizar os valores das constantes gerados pela curva  $P(B)$  em 60 Hz. A Figura 37 ilustra o estudo da densidade de potência de perdas no ferro em função da frequência elétrica imposta ao material, de acordo com (42), para  $B_{máx} = 1,5$  Tesla.



**Figura 37 Densidade de perdas magnéticas dissipadas no material ferromagnético laminado em função da frequência elétrica, para  $B_{máx} = 1,5$  Tesla.**

A análise da Figura 37 demonstra que o mecanismo de histerese é dominante em frequências abaixo de aproximadamente 165 Hz. Acima desta frequência o efeito dependente da condutividade, dado pelo mecanismo de correntes parasitas, é o que prevalece. De modo geral, a densidade de perdas por mecanismos anômalos é pouco significativa, principalmente à medida que aumenta a frequência da densidade de fluxo magnético imposta ao material.

A Figura 38 ilustra o estudo da dependência não linear da amplitude da fundamental da densidade de fluxo magnético  $B_{m\acute{a}x}$ , de acordo como o modelo de Steinmetz. A análise sugere que grandes valores de  $B_{m\acute{a}x}$  produzem maiores variações da densidade de potência em função da frequência imposta ao material.



**Figura 38 - Densidade de perdas magnéticas dissipadas no núcleo toroidal, de acordo com o modelo de Steinmetz.**

As perdas magnéticas, em Watt, podem ser calculadas conhecendo-se o volume de material laminado  $V_{Core}$ , dado por (39) em metros cúbicos, de acordo com:

$$P_{Fe} = V_{Core} P_v \quad (48)$$

## 5.2 PERDA JOULE NOS CONDUTORES ELÉTRICOS

A perda Joule é geralmente a perda dominante no cálculo do rendimento de máquinas elétricas. De acordo com (BASTOS, 2008) a forma local da equação constitutiva para o vetor densidade de corrente  $\vec{J}$ , em função do vetor intensidade de campo elétrico  $\vec{E}$  e a condutividade  $\sigma$  do material, é dada por:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (49)$$

Sendo a condutividade finita e o divergente da densidade de fluxo elétrico  $\nabla \cdot \vec{D} = \rho_e$  não ser conservativo, o mecanismo dissipativo é determinado pelo efeito Joule, sendo a energia dissipada em calor. Para materiais condutores isotrópicos, a condutividade é a mesma em qualquer direção espacial, e a potência Joule é expressa pela integração da densidade de potência no volume do material:

$$\begin{aligned} P_{Joule} &= \int_v \sigma E^2 dv \\ &= \int_v \frac{J^2}{\sigma} dv \end{aligned} \quad (50)$$

que para o caso do condutor isotrópico resulta em um escalar:

$$P_{Joule} = \frac{J^2 V_{Cond}}{\sigma(T)} \quad (51)$$

onde  $J$  é a densidade de corrente em  $A/m^2$ ,  $V_{Cond}$  é o volume de material condutor em  $m^3$ ,  $\sigma(T)$  é a condutividade do material, em Siemens/m, em função da temperatura dada por:

$$\sigma(T) = \frac{\sigma(T_1)}{1 + \alpha_{cobre}(T - T_1)} \quad (52)$$

sendo  $\alpha_{cobre} = 0,0393 [^{\circ}C^{-1}]$  o coeficiente de temperatura para a resistividade do cobre recozido.

Para o cálculo da condutividade em função da temperatura é utilizada a metodologia padronizada em “*The International Annealed Copper Standard*”, disponível em (CIRCULAR OF THE BUREAU OF STANDARDS, 2012).

## 6 MODELOS ANALÍTICOS TRIDIMENSIONAIS

Os modelos analíticos, apresentados a seguir, promovem a possibilidade de estudo e previsão do comportamento das grandezas eletromagnéticas de interesse.

### 6.1 DISTRIBUIÇÃO ESPACIAL DE $B_z$ NO ENTREFERRO

De acordo com o modelo proposto por (OSÓRIO, 2011), utilizando transformações conformes, a distribuição espacial da componente axial do vetor densidade de fluxo pelos ímãs permanentes no entreferro  $B_{zGap}$  pode ser calculada por:

$$B_{zGap} = \frac{2\mu_0 M_0}{\pi^2} \sum_{n,m=1,3,\dots}^{\infty} \left( \frac{1}{nm} \left[ \cos\left(\frac{m\pi a_1}{a_0}\right) - \cos\left(\frac{m\pi a_2}{a_0}\right) \right] \left[ \cos\left(\frac{n\pi b_1}{b_0}\right) - \cos\left(\frac{n\pi b_2}{b_0}\right) \right] \right) \left( \frac{e^{\gamma(H_{zGap} + 2H_{zPM})} - e^{\gamma H_{zGap}}}{\left( e^{2\gamma(H_{zGap} + 2H_{zPM})} - 1 \right)} (e^{\gamma z} + e^{-\gamma z}) \right) \sin\left(\frac{n\pi b}{b_0}\right) \sin\left(\frac{m\pi a}{a_0}\right) \quad (53)$$

$$\text{Onde: } \gamma = \pi \sqrt{\left(\frac{n}{b_0}\right)^2 + \left(\frac{m}{a_0}\right)^2} \quad \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ [H/m]} \quad M_0 = \frac{B_r}{\mu_0} \text{ [A/m]}$$

$$a_1 = \ln R_{iPM} - \ln R_{iCore} \quad a_2 = \ln R_{oPM} - \ln R_{iPM} \quad a_0 = \ln R_{oCore} - \ln R_{iCore}$$

$$b_1 = \frac{\tau_p - \tau_{PM}}{2} \text{ [rad]} \quad b_2 = \frac{\tau_{PM} + \tau_p}{2} \text{ [rad]} \quad b_0 = \tau_p \text{ [rad]}$$

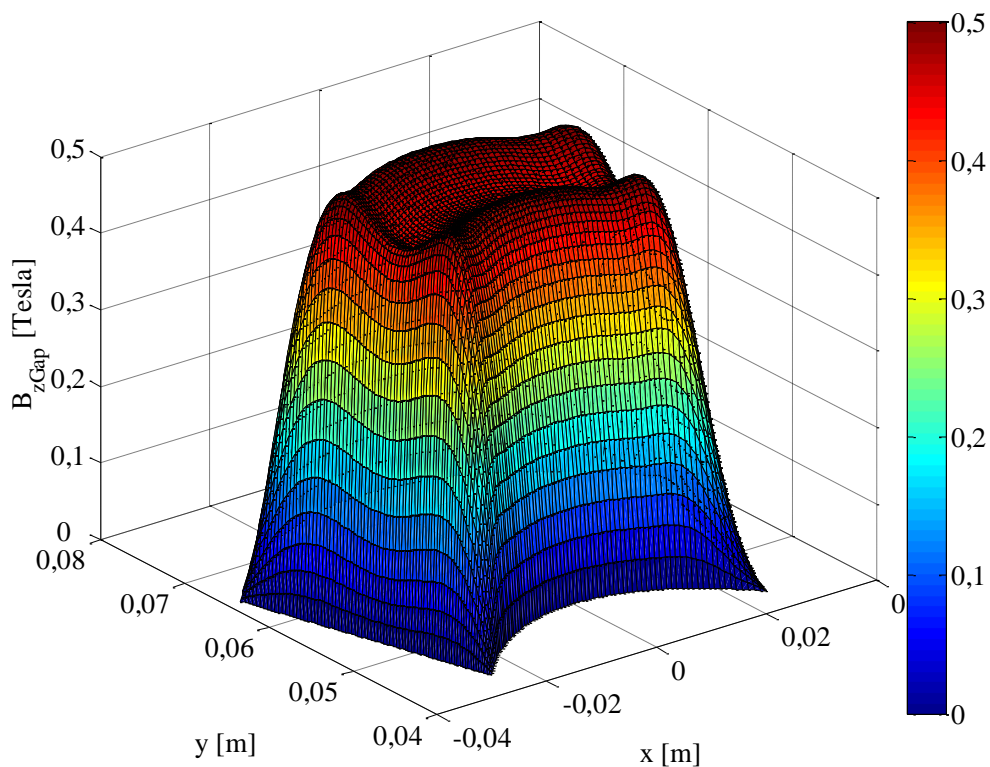
Para os valores dos parâmetros na Tabela 11, os resultados para  $B_{zGap}$  no plano localizado a 1 mm da face polar dos ímãs permanentes são ilustrados na Figura 39, Figura 40, Figura 41 e Figura 42.

**Tabela 11 Parâmetros para o modelo.**

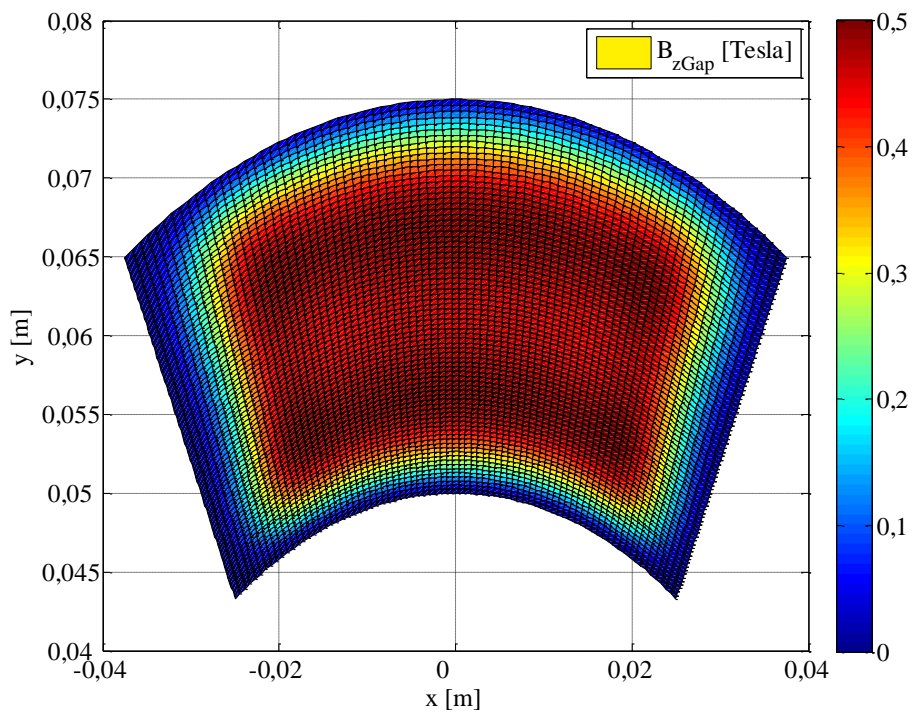
Parâmetro	Valor
$R_{iCore} = R_{iPM}$	0,05 m
$R_{oCore} = R_{oPM}$	0,075 m
$\tau_p$	$\pi / 3$ rad
$\tau_{PM}$	$5\pi / 18$ rad
$H_{zPM}$	0,008 m
$H_{zGap}$	0,01 m
$B_r$	1,2 Tesla

Os resultados para  $B_{zGap}$  no plano localizado a 1 mm da face axial do núcleo toroidal são ilustrados na Figura 43, Figura 44, Figura 45 e na Figura 46.

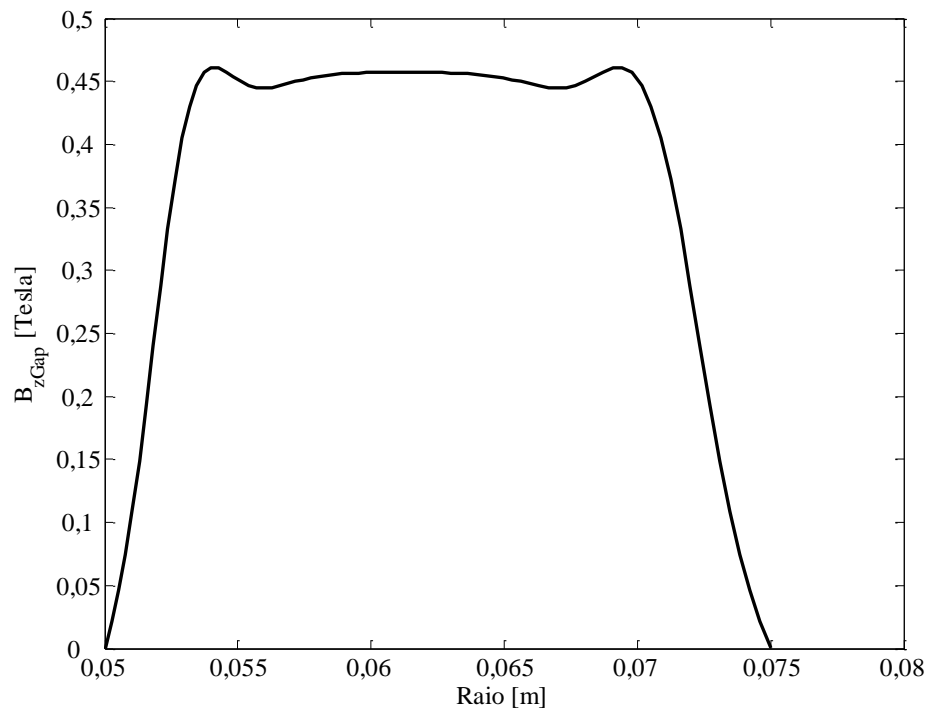




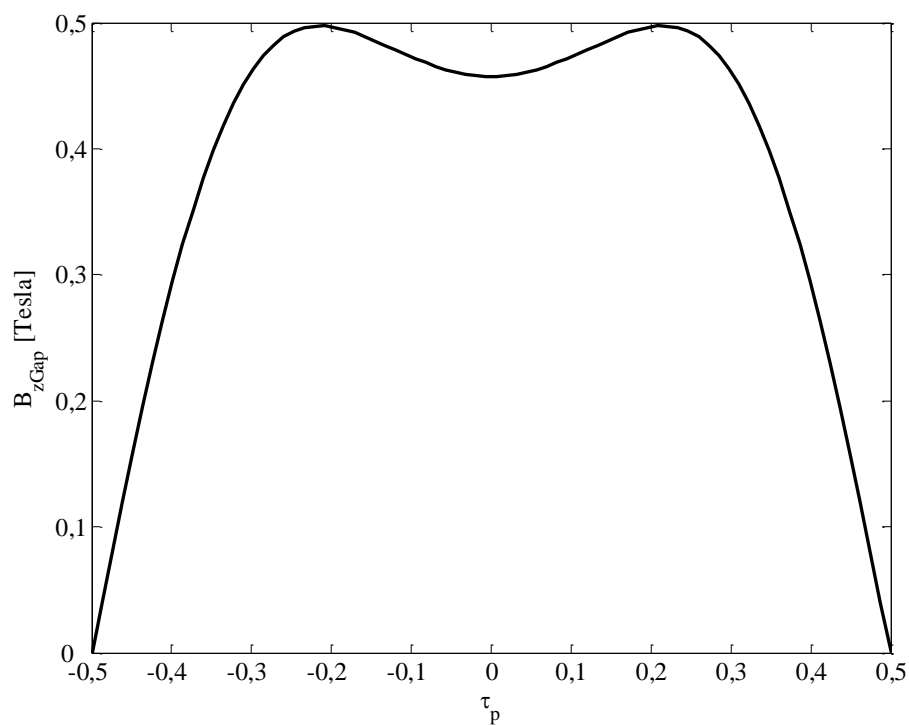
**Figura 39** Distribuição espacial da componente axial do vetor densidade de fluxo pelos ímãs permanentes no entreferro  $B_{zGap}$ , no plano localizado a 1 mm da face polar.



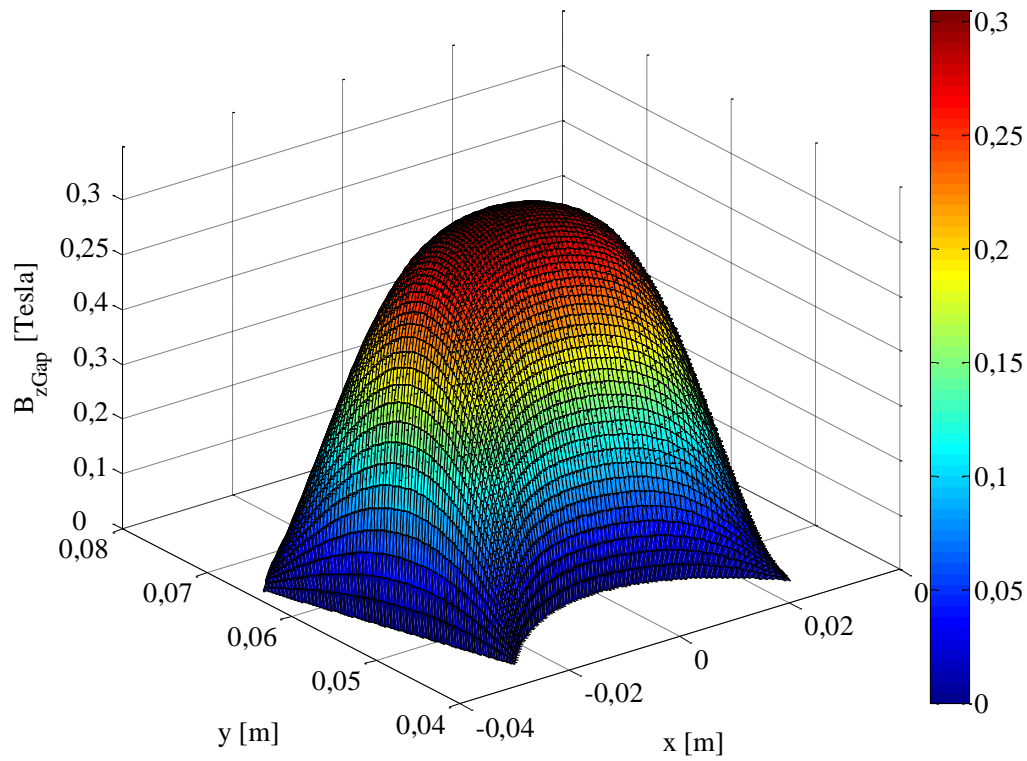
**Figura 40** Vista superior para a Figura anterior.



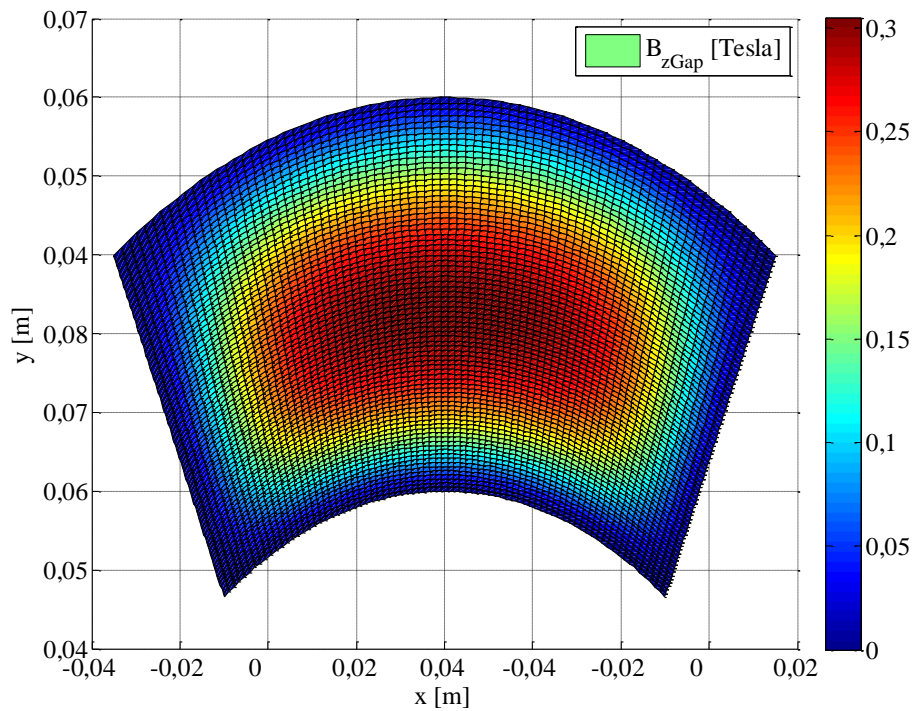
**Figura 41** Distribuição para  $B_{zGap}$  em uma linha na direção radial no centro dos ímãs permanentes a 1 mm da face polar.



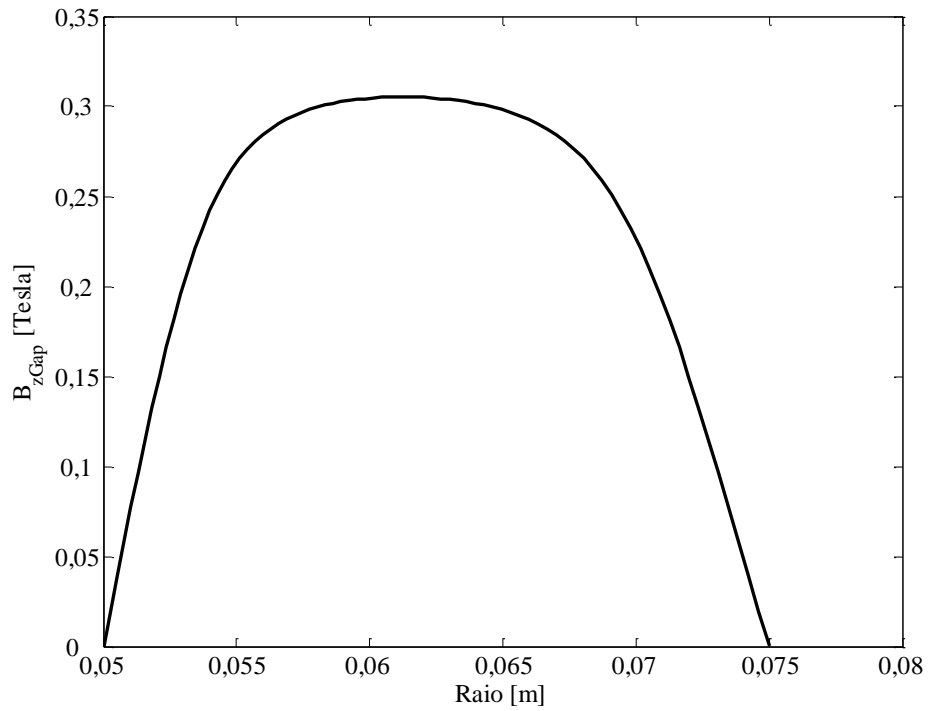
**Figura 42** Distribuição para  $B_{zGap}$  em uma linha circunferencial no raio médio  $r=62,5$  mm, a 1 mm da face polar dos ímãs permanentes versus o passo polar normalizado.



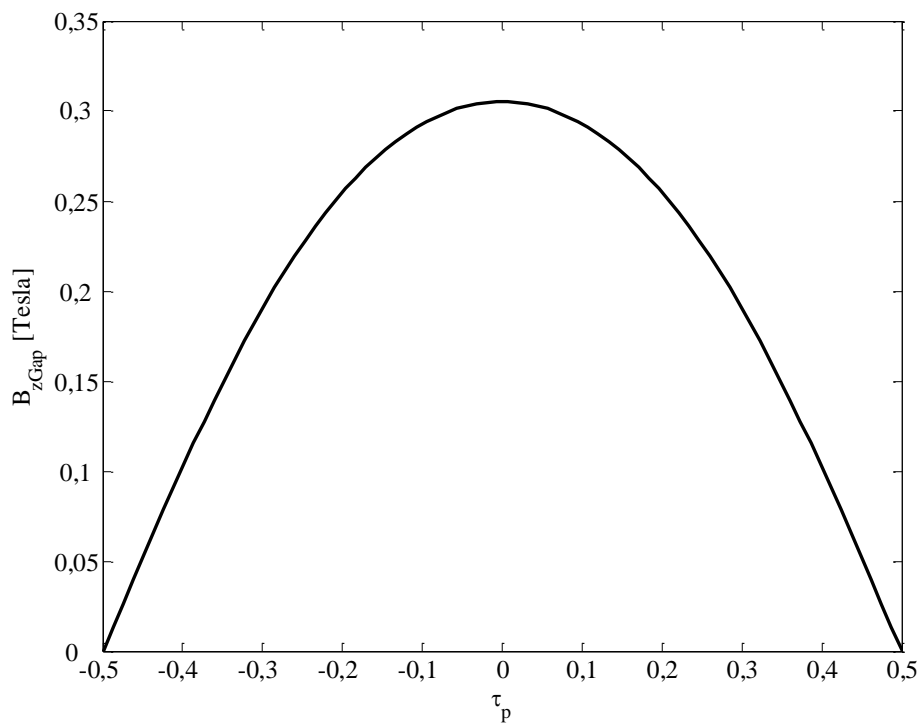
**Figura 43** Distribuição espacial da componente axial do vetor densidade de fluxo pelos ímãs permanentes no entreferro  $B_{zGap}$ , no plano localizado a 1 mm da face do núcleo toroidal.



**Figura 44** Vista superior para a Figura anterior.



**Figura 45** Distribuição para  $B_{zGap}$  em uma linha na direção radial, centralizada com os ímãs permanentes, a 1 mm da face do núcleo toroidal.



**Figura 46** Distribuição para  $B_{zGap}$  em uma linha circunferencial no raio médio para os ímãs permanentes,  $r=62,5$  mm, a 1 mm da face do núcleo toroidal versus o passo polar normalizado.

## 6.2 FORÇA ELETROMOTRIZ INDUZIDA

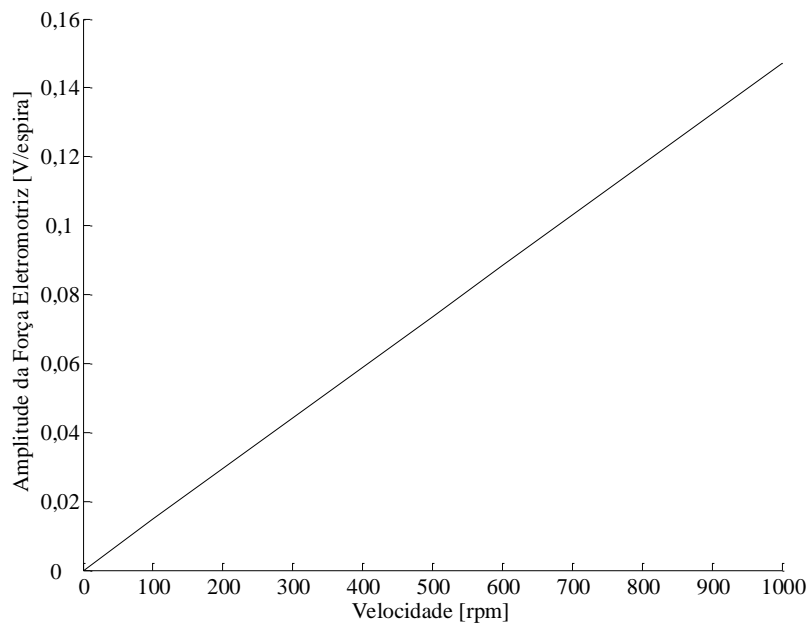
Considerando o resultado para a amplitude da componente axial da densidade de fluxo magnético no entreferro  $B_{zGap}$ , pode-se calcular a constante da amplitude para a força eletromotriz por espira  $k_{FEM}^{/espira}$ , em V/espira/rpm, de acordo com:

$$k_{FEM}^{/espira} = \frac{\pi B_{zGap} (R_{oCore}^2 - R_{iCore}^2)}{30} \quad (54)$$

A amplitude para a força eletromotriz por espira  $FEM^{/espira}$  pode ser calculada em função da velocidade mecânica  $n_{rpm}$ , de acordo com:

$$FEM^{/espira} (n_{rpm}) = k_{FEM}^{/espira} n_{rpm} \quad (55)$$

Para os valores dos parâmetros na Tabela 11 e considerando  $B_{zGap} = 0,45$  Tesla e  $k_{FEM}^{/espira} = 1,47 \times 10^{-4}$  V/espira/rpm, o resultado é ilustrado na Figura 47.

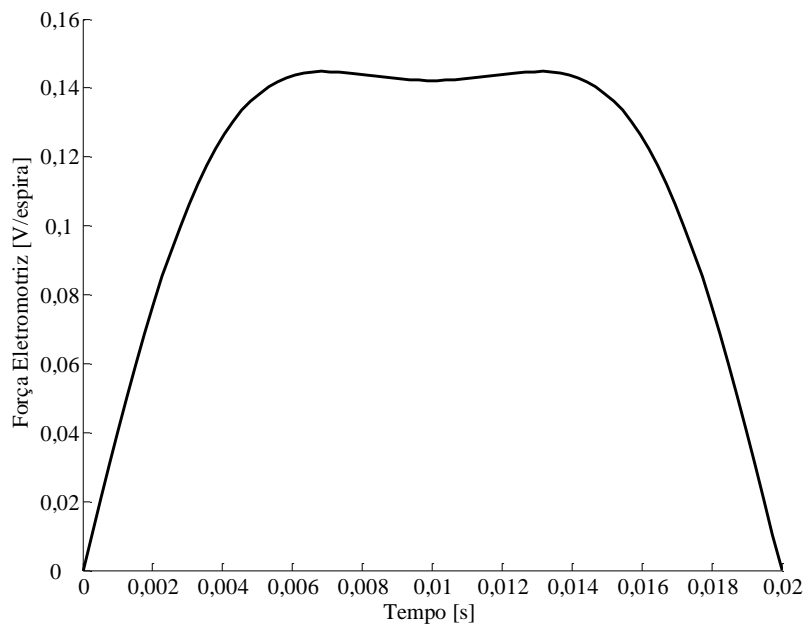


**Figura 47 Amplitude da FEM induzida por espira versus velocidade angular.**

A forma de onda da  $FEM^{/espira}$ , em função do tempo, para uma dada velocidade mecânica pode ser obtida por:

$$FEM^{/espira}(t) = \frac{\pi}{30} B_{zGap}(t)(R_{oCore}^2 - R_{iCore}^2)n_{rpm} \quad (56)$$

Para  $n_{rpm} = 1.000$  rpm e uma espira localizada a 2 mm da face polar dos ímãs permanentes resulta na forma de onda da Figura 48.



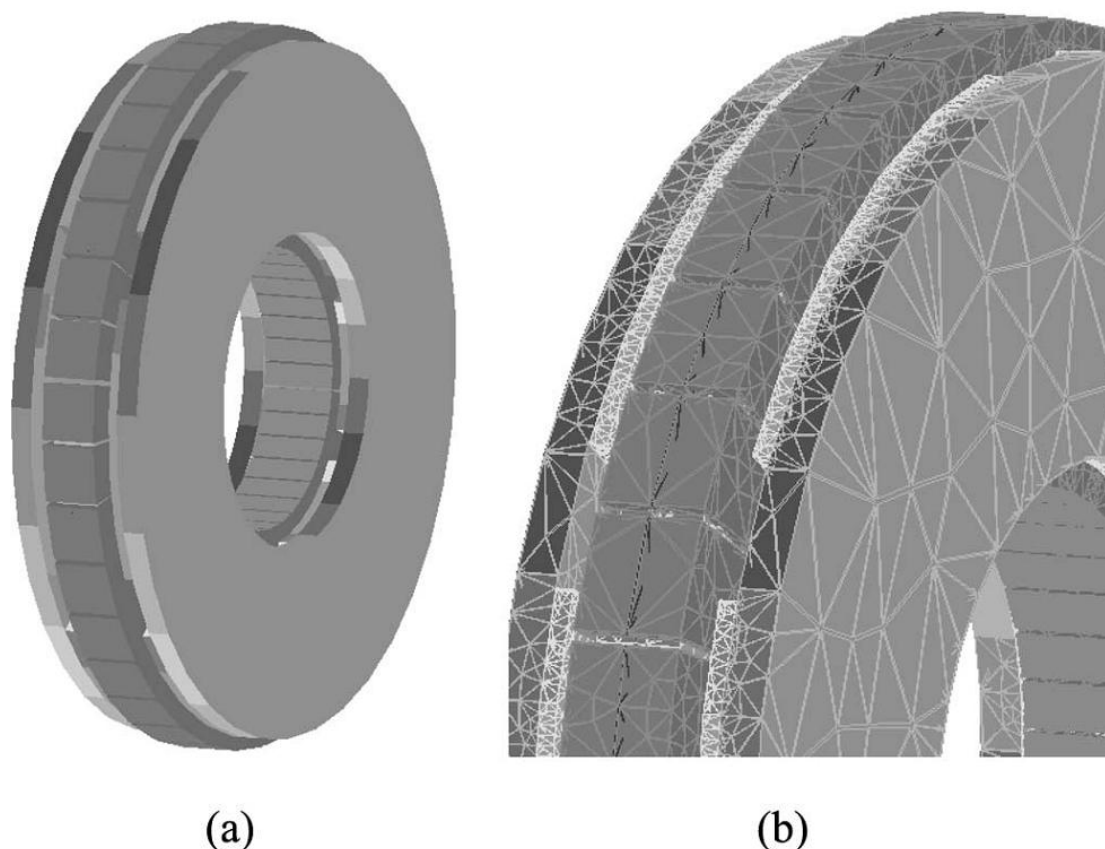
**Figura 48** Forma de onda pelo modelo analítico da FEM por espira a 1.000 rpm.

### 6.3 MODELO 3D DA GEOMETRIA DOS ENROLAMENTOS

O modelo aqui proposto é uma contribuição inédita no campo da modelagem tridimensional de enrolamentos toroidais, permitindo a descrição da geometria e uma estimativa precisa do volume de material condutor. O campo de aplicações deste modelo engloba qualquer dispositivo eletromagnético com enrolamentos em um núcleo

toroidal de secção transversal retangular, como por exemplo, indutores, transformadores e máquinas elétricas.

Historicamente, trabalhos científicos foram publicados com o foco em modelos tridimensionais da topologia Torus sem ranhuras. A Figura 49 ilustra um caso onde, devido ao formato com arestas dos enrolamentos de fase, a área da secção de condução não é constante.



**Figura 49 Modelo 3D publicado em (AYDIN, 2006): (a) modelo completo; (b) visualização da malha para o método dos elementos finitos.**

Modelos 3D de enrolamentos multicamadas com condutores de área de secção transversal constante devem ser modelados como sólidos com área de secção transversal

constante, com penalização, em caso contrário, de induzirem erros na distribuição espacial das grandezas eletromagnéticas, quanto no cômputo dos parâmetros elétricos, como resistência e indutância.

Neste cenário, são propostos, neste trabalho, os modelos para a geometria e volume dos enrolamentos toroidais setoriais com área de secção constante.

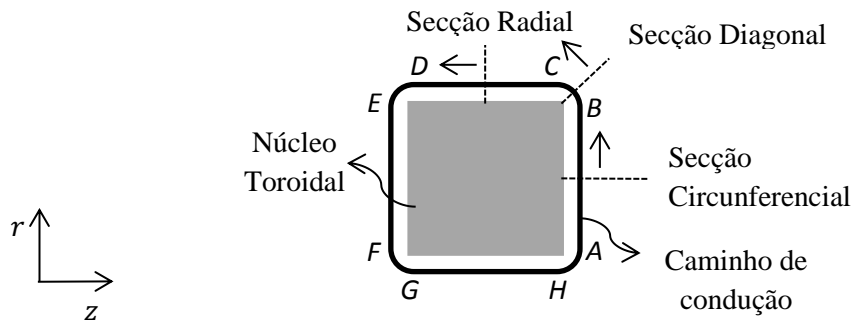
### **6.3.1 Modelo Analítico 3D para a Geometria dos Enrolamentos Setoriais**

Em máquinas elétricas sem ranhuras, a importância para a modelagem da geometria dos enrolamentos é análoga ao formato geométrico de ranhuras. Os parâmetros elétricos dependem diretamente da forma como o volume do entreferro é ocupado por condutores de corrente e a consequente distribuição espacial do fluxo, entre eles a resistência e a indutância.

Cabe salientar que um objeto toroidal, por definição, é um corpo sólido construído pela revolução de uma área circunferencial em torno de um eixo exterior pertencente ao seu plano. A circunferência é uma curva plana contínua, simplificando a modelagem da geometria do enrolamento. Porém, em geral, a geometria da secção axial de núcleos toroidais laminados é retangular, portanto descontínua no plano  $rz$ , implicando a necessária subdivisão do caminho periférico em regiões, para cada uma segue a modelagem dos contornos geométricos do enrolamento. Esta solução torna o problema extenso quanto ao número de equações que definem os contornos, porém é uma metodologia funcional na modelagem 3D em CAD, pois não envolve operações matemáticas complexas.



Inicialmente foi definido um caminho de condução  $ABCDEFGH$ , externo e periférico ao contorno do núcleo toroidal, conforme representado na Figura 50.

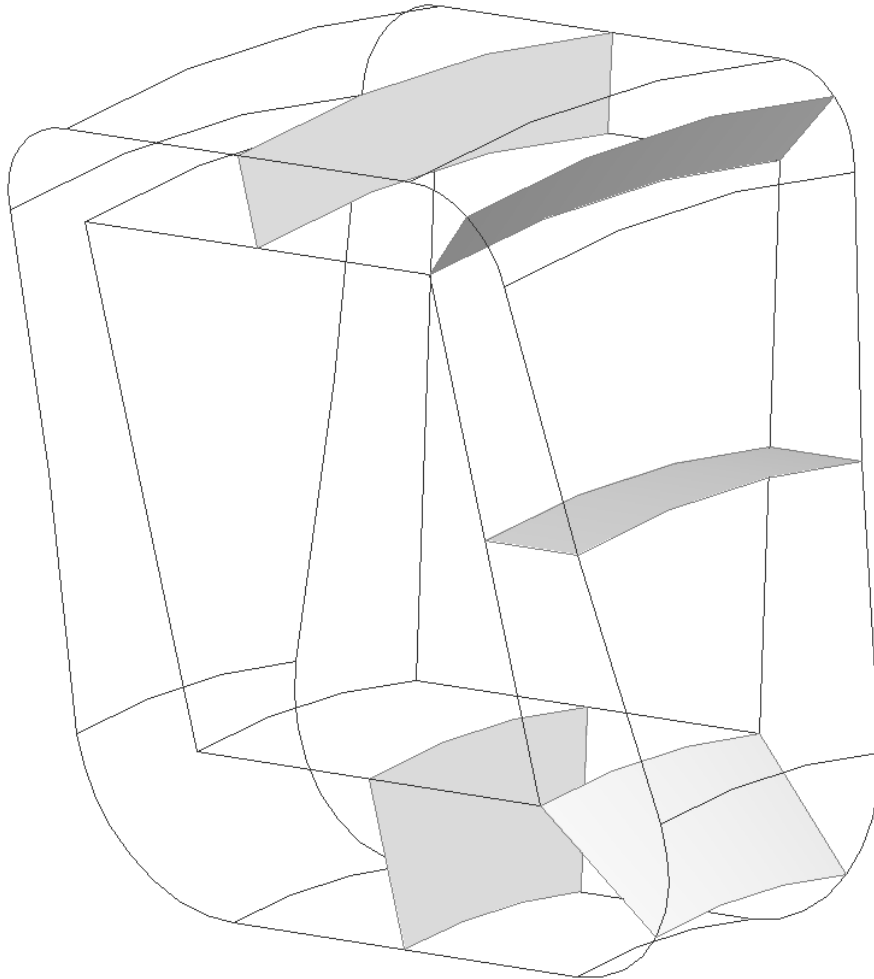


**Figura 50** Seção axial do núcleo toroidal de perfil retangular, caminho de corrente  $ABCDEFGH$  e planos de seção ortogonais.

O contorno interno do modelo é obtido com arestas, porém o contorno externo deve ser curvo com o centro na aresta interna. A solução com curvas internas aumenta significativamente a complexidade das equações do modelo e gera um grande número de elementos de malha para a correta descrição da curvatura interna para o método dos elementos finitos. Uma vez que a espessura do isolamento galvânico  $H_{ins}$  é pequena, esta simplificação não gera diferenças significativas.

O sistema de coordenadas cilíndricas é centralizado com o núcleo toroidal, de forma a tornar o problema simétrico em relação ao plano  $z=0$  e alguns parâmetros coincidentes ou simétricos, assim apenas o lado positivo de  $z$  necessita ser modelado, bastando aplicar a replicação por simetria para o segundo quadrante e obter-se a geometria fechada para formar o sólido.

A Figura 51 ilustra antecipadamente o modelo tridimensional para a geometria dos enrolamentos setoriais, onde podem ser vistos os diferentes formatos obtidos pelo modelo para a área de condução.



**Figura 51 Modelo tridimensional para a geometria dos enrolamentos setoriais.**

Os parâmetros da geometria são identificados na Figura 52, onde, por clareza o eixo  $z$  foi transladado para um raio maior. Os parâmetros adicionais, ou seja, não descritos anteriormente neste trabalho, são o ângulo  $\delta$  entre as faces adjacentes do núcleo e a espessura do isolamento galvânico  $H_{ins}$ . Os demais parâmetros da geometria são denominados à medida que as expressões matemáticas são apresentadas.

Os raios dos pontos que compreendem o caminho de condução, em função dos parâmetros do núcleo toroidal e do isolamento galvânico podem ser definidos por:

$$R_A = R_{iCore} - H_{ins} \quad (57)$$

$$R_B = R_{oCore} + H_{ins} \quad (58)$$

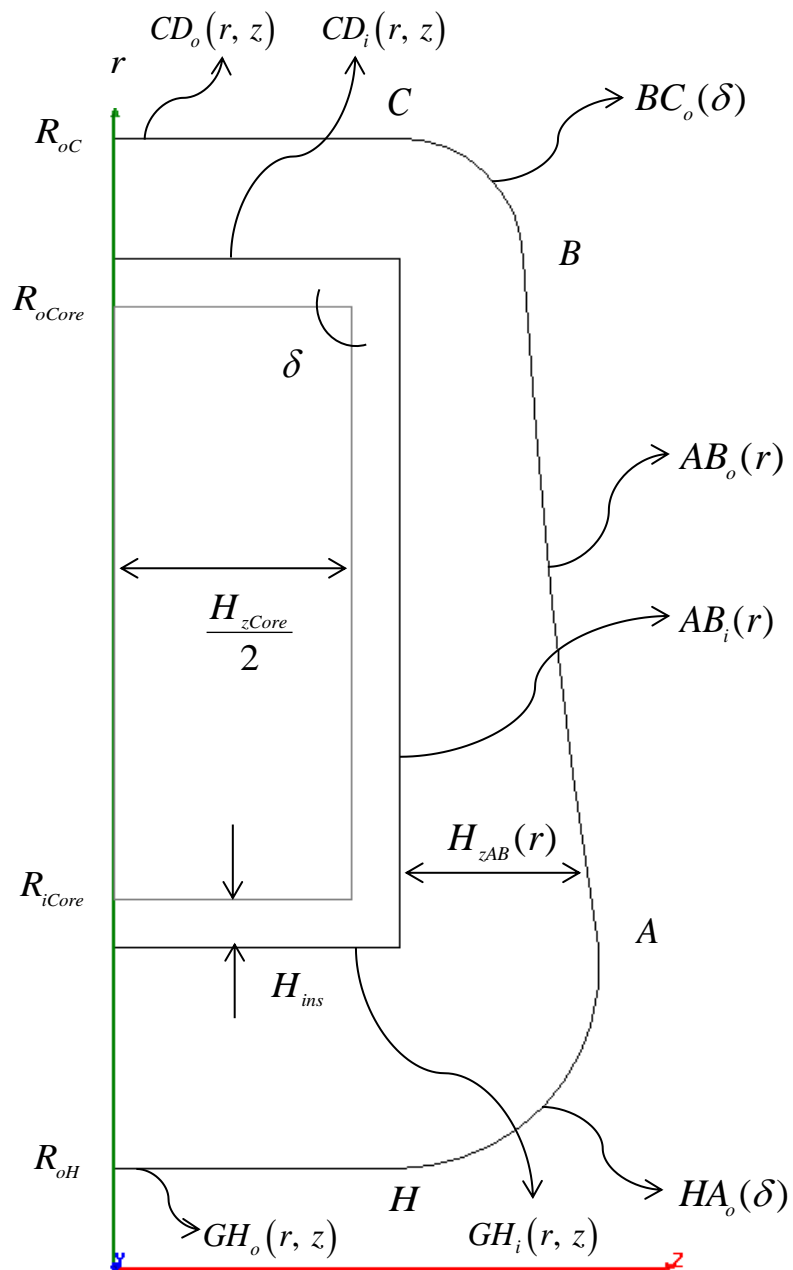


Figura 52 Identificação dos parâmetros da geometria.

O comprimento axial do enrolamento para o caminho  $AB$ ,  $H_{zAB}(r)$  é dado por:

$$H_{zAB}(r) = \frac{A_{Cond}}{F_f \tau_{sector} r} \quad (59)$$

onde  $A_{Cond}$  é a área de condução;  $F_f$  é o fator de ocupação do condutor e  $\tau_{sector}$  é o ângulo do setor para uma bobina.

Para os contornos interno  $AB_i(r)$  e externo  $AB_o(r)$ ,  $r \in [R_A, R_B]$ :

$$AB_i(r) = \frac{H_{zCore}}{2} + H_{ins} \quad (60)$$

$$AB_o(r) = AB_i(r) + H_{zAB}(r) \quad (61)$$

Fazendo a substituição da expressão constante por  $k$ :

$$k = \frac{2A_{Cond}}{F_f \tau_{sector}} \quad (62)$$

No plano  $rz$ , a forma paramétrica para a curva que descreve o contorno externo do caminho  $BC_o(\delta)$  em função do ângulo  $\delta$  entre as faces adjacentes do núcleo é:

$$r = f_o(\delta) = \sqrt{k \sin \delta + R_B^2} \quad (63)$$

$$z = g_o(\delta) = \frac{k \cos \delta}{R_B + f_o(\delta)} + \frac{H_{zCore}}{2} + H_{ins} \quad (64)$$

$$BC_o(\delta) = [f_o(\delta), g_o(\delta)]_0^\delta \quad (65)$$

Para o contorno externo  $HA_o(\delta)$ :

$$r = m_o(\delta) = \sqrt{k \sin \delta + R_A^2} \quad (66)$$

$$z = n_o(\delta) = \frac{k \cos \delta}{R_A + m_o(\delta)} + \frac{H_{zCore}}{2} + H_{ins} \quad (67)$$

$$HA_o(\delta) = [m_o(\delta), n_o(\delta)]_{-\delta}^0 \quad (68)$$

Para os contornos internos e externos  $CD_{i,o}(r, z)$  e  $GH_{i,o}(r, z)$ , onde

$$z \in \left[ 0, \frac{H_{zCore}}{2} + H_{ins} \right]:$$

Para o contorno interno  $CD_i(r, z)$ :

$$r = R_B \quad (69)$$

Para o contorno externo  $CD_o(r, z)$ :

$$r = R_{oC} = \sqrt{k + R_B^2} \quad (70)$$

Para o contorno interno  $GH_i(r, z)$ :

$$r = R_A \quad (71)$$

Para o contorno externo  $GH_o(r, z)$ :

$$r = R_{oH} = \sqrt{R_A^2 - k} \quad (72)$$

expressão esta que contém uma operação de subtração no radical, portanto o resultado não pode ser negativo, gerando, em caso contrário, um valor imaginário para o raio externo do caminho  $GH$ , situação que não tem sentido geométrico, a não ser pelo limite imposto aos parâmetros constantes assimilados por  $k = 2A_{Cond} / F_f \tau_{sector}$ . Portanto, pode-se definir:

$$0 \leq R_A^2 - k \quad (73)$$

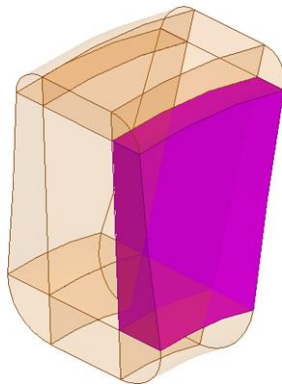
Neste caso, o interesse é quanto à máxima área de condução, substituindo a constante  $k$  explicitamente resulta em:

$$A_{cond} \leq F_f \frac{\tau_{sector}}{2} (R_{iCore} - H_{ins})^2 \quad (74)$$

Esta solução não considera o volume ocupado pelo eixo mecânico, caso exista um.

### 6.3.2 Modelo Analítico para o Volume dos Enrolamentos Setoriais

O enrolamento setorial foi subdividido em regiões, de acordo com o caminho de condução em torno do núcleo toroidal. Para os caminhos  $AB$  e  $EF$  o volume geométrico, ilustrado na Figura 53, pode ser calculado pelo método dos invólucros cilíndricos (LEITHOLD, 1994), que é uma integração no sentido radial do sistema de coordenadas cilíndricas.



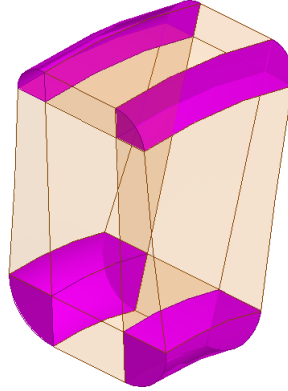
**Figura 53** Volume geométrico para o caminho  $AB$  e  $EF$ .

$$\begin{aligned} V_{AB} = V_{EF} &= \tau_{sector} \int_{R_A}^{R_B} r H_{zAB}(r) dr \\ &= \frac{A_{Cond}}{F_f} \int_{R_A}^{R_B} dr \end{aligned} \quad (75)$$

que tem como solução explícita:

$$V_{AB} = V_{EF} = \frac{A_{Cond}}{F_f} (R_{oCore} - R_{iCore} + 2H_{ins}) \quad (76)$$

Para os caminhos  $BC$  e  $DE$  o volume geométrico é ilustrado na Figura 54.



**Figura 54** Volumes geométricos para os caminhos curvos.

Sendo calculado pelo método dos invólucros cilíndricos:

$$V_{BC} = V_{DE} = \tau_{sector} \int_{R_B}^{R_oC} rF(r) dr \quad (77)$$

que em função da substituição pelas equações paramétricas resulta:

$$V_{BC} = V_{DE} = \tau_{sector} \int_0^{\delta} f_o(\delta) \left[ g_o(\delta) - \left( H_{ins} + \frac{H_{Core}}{2} \right) \right] \frac{df_o(\delta)}{d\delta} d\delta \quad (78)$$

onde  $F(r) = \left[ g_o(\delta) - \left( H_{ins} + \frac{H_{Core}}{2} \right) \right]$  é a expressão paramétrica da curvatura externa

transladada para a origem do eixo  $z$ , de forma a obter o volume apenas para este trecho

do caminho de condução. A diferencial para o raio é dada por:

$$dr = \frac{df_o(\delta)}{d\delta} = \frac{k}{2} \frac{\cos(\delta)}{\sqrt{k \sin(\delta) + R_B^2}} \quad (79)$$

sendo, portanto, os volumes  $V_{BC}$  e  $V_{DE}$  explicitamente calculados por:

$$V_{BC} = V_{DE} = \frac{k^2}{2} \tau_{sector} \int_0^{\delta} \frac{\cos^2(\delta)}{R_B + \sqrt{k \sin(\delta) + R_B^2}} d\delta \quad (80)$$

A integral indicada possui solução explícita bastante extensa, portanto não será apresentada, podendo ser obtida numericamente. A análise gráfica do comportamento do volume nos caminhos  $BC$  e  $DE$  ilustra a não linearidade em função da área de condução  $A_{Cond}$ . A constante  $k$  externa à integral na expressão para o volume assume a forma quadrática, sendo diretamente proporcional à área de condução, explicando parcialmente o comportamento não linear.

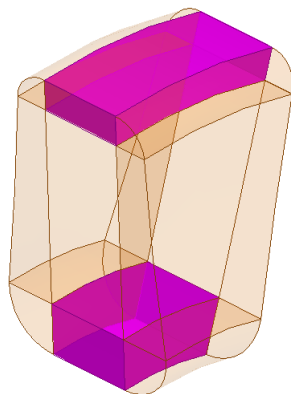
Para os caminhos  $FG$  e  $HA$  a expressão para o volume geométrico, ilustrado na Figura 54, é análoga a (80), porém com os limites de integração  $[-\delta, 0]$ , e o raio  $R_A$ .

$$V_{FG} = V_{HA} = \frac{k^2}{2} \tau_{sector} \int_{-\delta}^0 \frac{\cos^2(\delta)}{R_A + \sqrt{k \sin(\delta) + R_A^2}} d\delta \quad (81)$$

Para os caminhos  $CD$  e  $GH$  o volume geométrico, ilustrado na Figura 55, pode ser calculado por:

$$V_{CD} = V_{GH} = \frac{A_{cond}}{F_f} (H_{zCore} + 2H_{ins}) \quad (82)$$



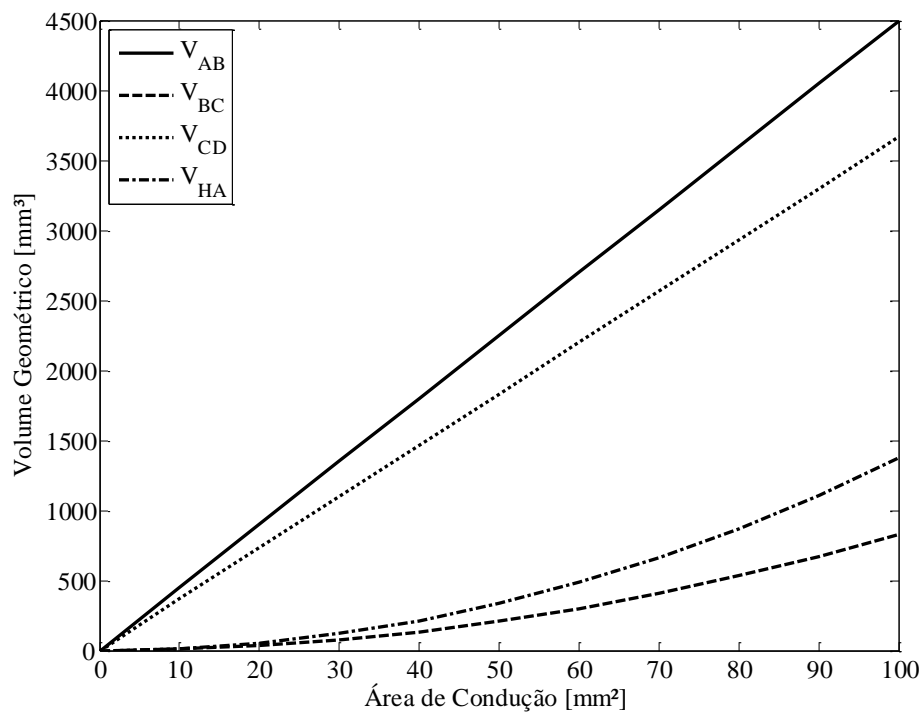


**Figura 55** Volumes geométricos para os caminhos CD e GH.

Utilizando os parâmetros da Tabela 12 e para a área de condução variando de 0 a 100 mm<sup>2</sup>, a Figura 56 ilustra o comportamento para os volumes geométricos calculados através do modelo. Para os caminhos *AB* e *CD* o volume é linear com a área e condução. Para os caminhos curvos *BC* e *HA* percebe-se a não linearidade entre o volume e a área de condução, além de se verificar que os volumes são diferentes, ou seja, para o raio menor, no caminho *HA*, o volume é sempre superior em comparação ao do caminho *BC*.

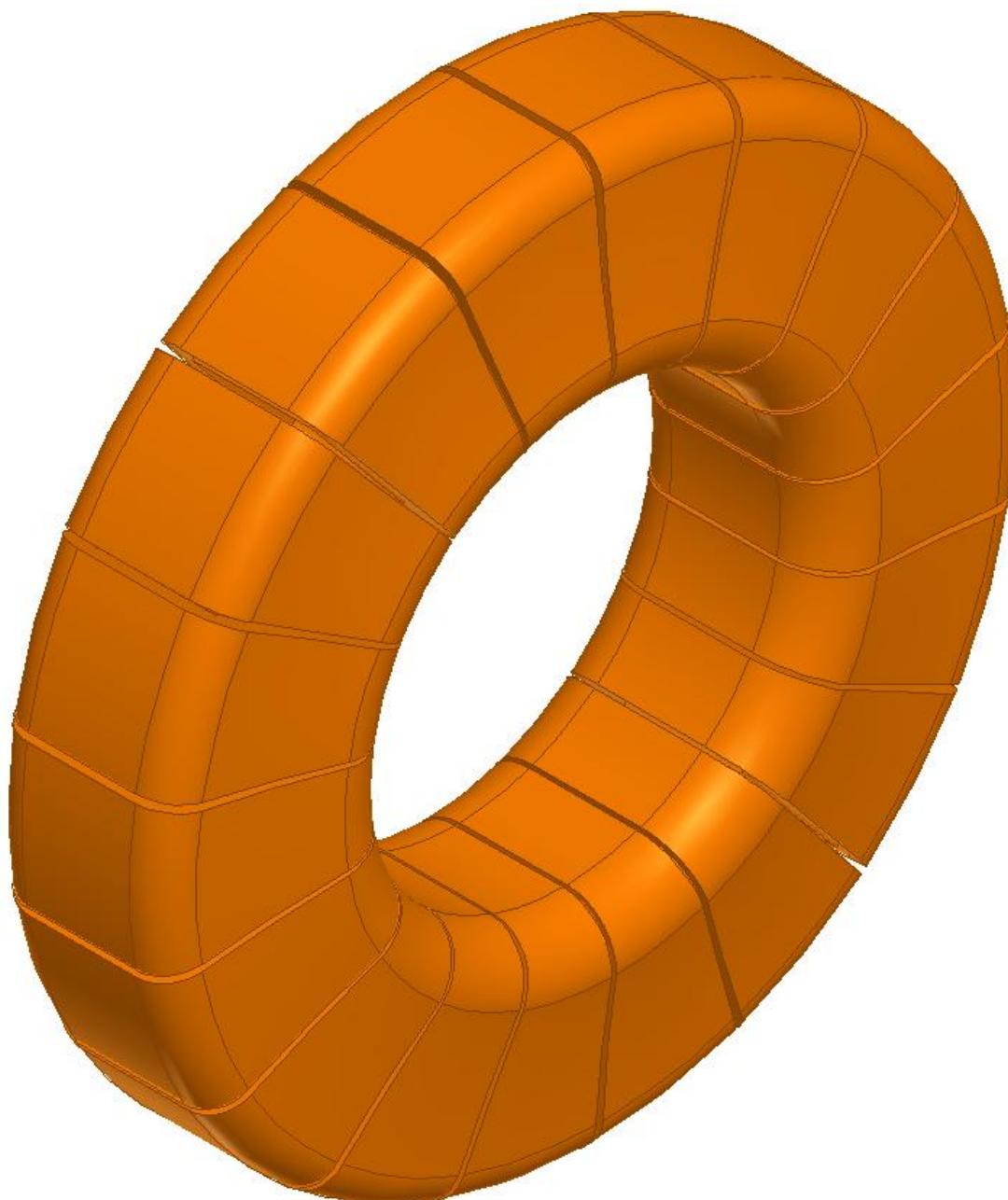
**Tabela 12** Parâmetros para a Figura 56.

Parâmetro	Valor
$R_{oCore}$	75 mm
$R_{iCore}$	50 mm
$H_{zCore}$	20 mm
$\tau_{coil}$	19,5°
$F_f$	0,6
$H_{ins}$	1 mm
$\delta$	90°



**Figura 56 Resultados para os volumes do enrolamento em função da área de condução.**

A Figura 57 ilustra a construção e o arranjo das 18 bobinas que compõe a armadura para uma máquina trifásica com 6 polos, de acordo com os valores da Tabela 12 e uma área de condução de 80 mm<sup>2</sup>.



**Figura 57** Modelo dos enrolamentos para uma máquina trifásica com 6 pólos,  
 $A_{cond} = 80 \text{ mm}^2$ .

### 6.3.3 Modelo Experimental dos Enrolamentos Setoriais

Para validar o modelo geométrico do volume de condução, um modelo experimental foi elaborado, construído como um carretel para o enrolamento setorial toroidal de uma fase, conforme ilustra a Figura 58.



**Figura 58 Modelo experimental das bobinas de fase de um polo.**

Os parâmetros utilizados no dimensionamento do modelo estão contidos na tabela 10.

**Tabela 13 Valores dos parâmetros geométricos para o modelo experimental.**

Parâmetro	Valor
$R_{iCore}$	50 mm
$R_{oCore}$	75 mm
$H_{zCore}$	10 mm
$H_{ins}$	0 mm
$\tau_{sector}$	20°
Bitola do Condutor	20 AWG
Diâmetro esmaltado	0,86 mm
Diâmetro sem esmalte	0,81 mm
Área da secção do condutor $A_{\phi}$	0,5153 mm <sup>2</sup>
Número de espiras $N$	170 espiras
Área de condução	87,601 mm <sup>2</sup>
$H_{Coil}@R_{iCore}$	28 mm

Pode-se calcular o comprimento axial do enrolamento  $H_{zAB}(R_{iCore})$  através da seguinte expressão:

$$\begin{aligned}
 H_{zAB}(R_{iCore}) &= \frac{H_{Coil} - H_{Core} - 2H_{ins}}{2} \\
 &= \frac{28 - 10}{2} = 9 \text{ mm}
 \end{aligned}
 \tag{83}$$

E através da expressão (59) para  $H_{zAB}(r)$  no modelo proposto, pode-se estimar o fator de ocupação médio do enrolamento  $\bar{F}_f$  no raio  $R_{iCore}$ , dado por:

$$\bar{F}_f(R_{iCore}) = \frac{NA_{\emptyset}}{H_{zAB}(R_{iCore})\tau_{sector}R_{iCore}} = 0,56
 \tag{84}$$

Em temperatura ambiente de aproximadamente 20°C, a resistência total do enrolamento medida pelo método dos quatro condutores, resulta em um valor experimental médio  $\bar{R} = 0,51 \Omega$ .

A partir da resistência experimental é possível determinar o comprimento do condutor e o volume de cobre, considerando a condutividade do cobre  $\sigma(20^\circ C) = 5,8 \times 10^7 \text{ S/m}$ :

$$l = \bar{R}A_{\emptyset}\sigma = 15,24 \text{ m}
 \tag{85}$$

$$V_{cobre} = lA_{\emptyset} = 7.854,5 \text{ mm}^3
 \tag{86}$$

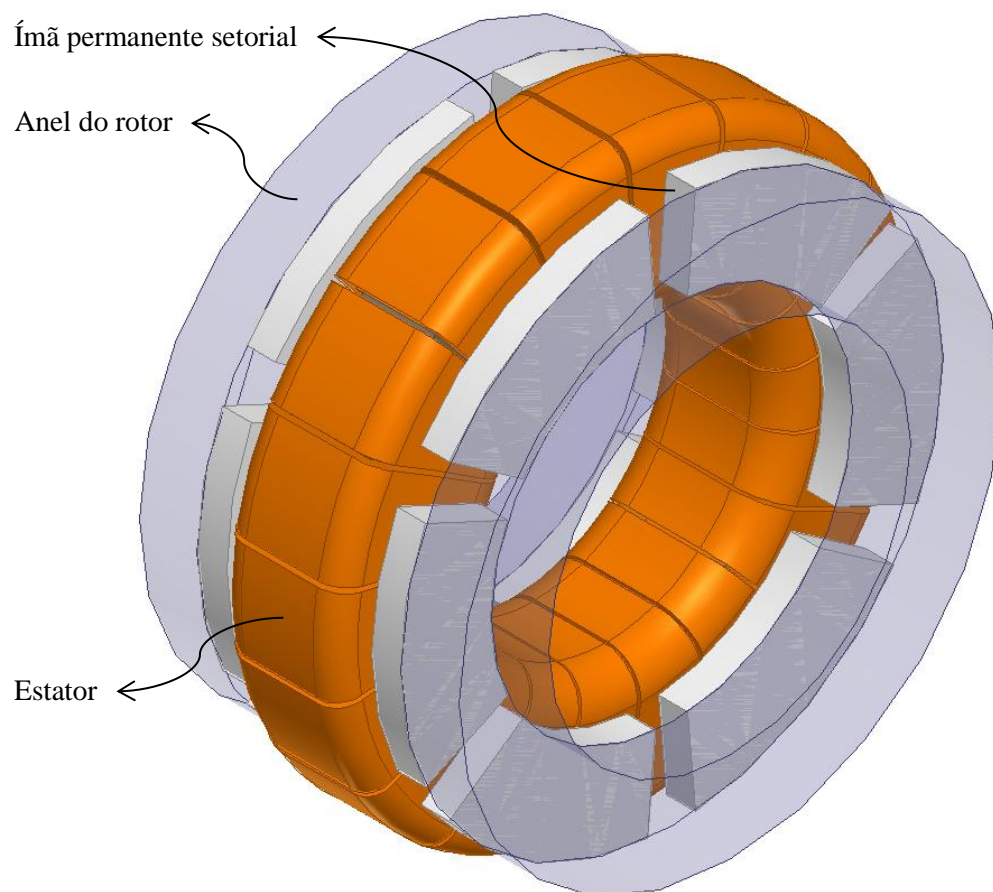


## 7 MODELO NUMÉRICO TRIDIMENSIONAL

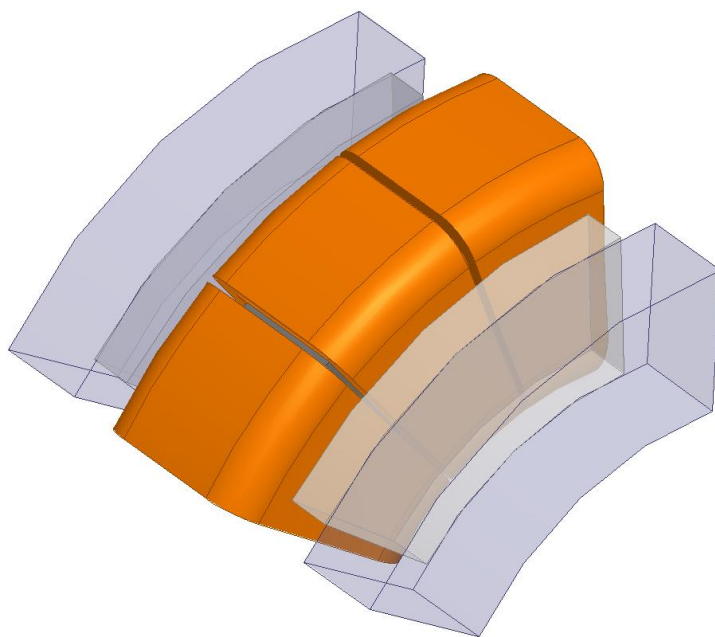
O modelo numérico 3D foi executado totalmente parametrizado, de forma que todos os parâmetros dimensionais de projeto são descritos por variáveis no ambiente de simulação. Esta possibilidade fornece uma ferramenta essencial na análise paramétrica do dispositivo.

Os volumes dos objetos 3D, que compõe a máquina elétrica, são modelados como sólidos e atribuídos aos materiais já caracterizados. O *software* constrói a malha tridimensional para os elementos finitos de acordo com as restrições impostas pelo usuário. Em geral é necessário o refinamento da malha inicial, de forma a obter-se uma solução de rápida convergência e de boa representatividade dimensional.

O modelo construído para a máquina completa é ilustrado na Figura 59. O número de elementos tetraédricos para representar este modelo com boa conformidade é bastante elevado, tornando o tempo de simulação bastante grande. Como alternativa é possível utilizar a condição de simetria de um único polo da máquina, como ilustrado na Figura 60. O volume do ímã permanente no modelo numérico é ligeiramente maior do que o informado pelo fabricante; isto se deve à substituição dos contornos com raio igual a 3,1mm na Figura 28 por arestas, minimizando o número de elementos necessários à construção da malha em superfícies curvas para o método dos elementos finitos.



**Figura 59** Modelo 3D da máquina para simulação pelo método dos elementos finitos.



**Figura 60** Modelo de um polo utilizando simetrias.



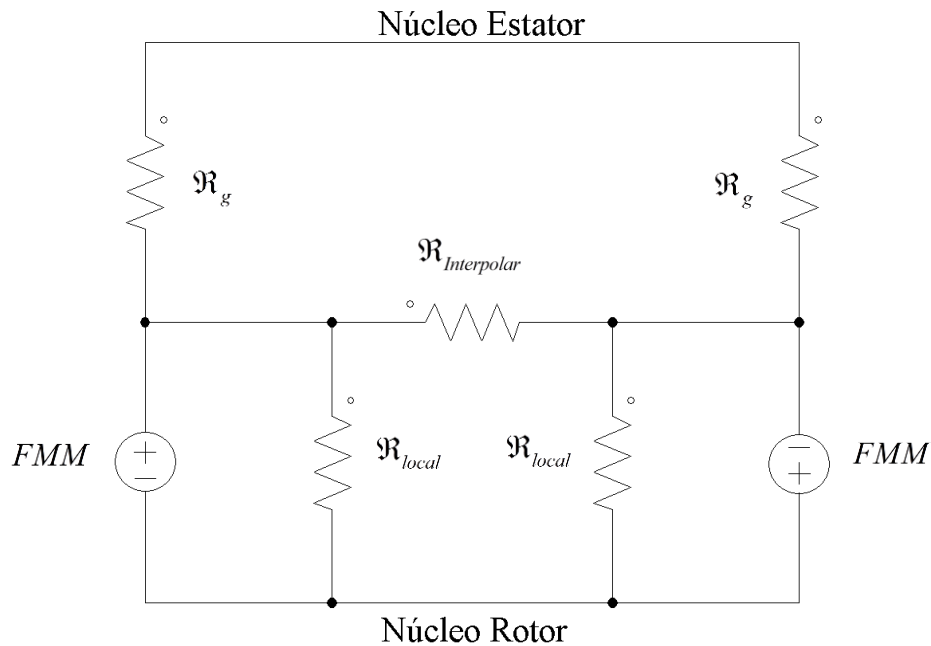
## 7.1 CIRCUITO MAGNÉTICO DA MÁQUINA TORUS

O circuito magnético da topologia Torus é estudado com vistas à avaliação dos fluxos magnéticos dispersos e concatenados pelo estator.

O fluxo magnético gerado pelos ímãs permanentes do rotor e não concatenado pelo núcleo toroidal pode ser considerado como disperso, uma vez que não contribui efetivamente para a produção de conjugado. Pode-se distinguir entre dois modos de dispersão do fluxo: o local, entre as faces polares dos ímãs permanentes e o rotor; e o interpolar, entre as faces polares dos ímãs permanentes de polos adjacentes no sentido circunferencial.

A Figura 61 ilustra o circuito magnético equivalente, considerando nulas as relutâncias nos materiais ferromagnéticos do rotor e estator, a relutância  $\mathfrak{R}_{local}$  pelo caminho de fugas local,  $\mathfrak{R}_{Interpolar}$  pelo caminho de fuga interpolar e  $\mathfrak{R}_g$  pelo caminho de fluxo concatenado pelo estator.

O fluxo disperso local pode ser analisado como um problema geométrico, sendo a razão entre a área da face polar e a área lateral do ímã permanente, aliadas ao entreferro, determinantes quanto à ordem de grandeza da dispersão. Como efeito, da distribuição espacial do fluxo, o fluxo disperso local é responsável pela maior densidade de fluxo no entorno da periferia dos ímãs permanentes, geralmente denominado efeito dos extremos, e no material ferromagnético do rotor causa, também, maior densidade de fluxo na região de fronteira circunferencial dos ímãs permanentes.



**Figura 61** Circuito magnético equivalente entre polos adjacentes: FMM pelos ímãs permanentes e relutâncias associadas aos caminhos de fluxo magnético no entreferro.

O fluxo disperso interpolador depende da proximidade entre os ímãs permanentes e do entreferro para com o núcleo toroidal. Devido à geometria setorial, a distância entre os ímãs permanentes é inversamente proporcional ao raio, aumentando à medida que o raio cresce, aumentando a relutância interpolador e, portanto, espera-se maior fluxo disperso interpolador no raio interno do que no externo, analogamente, o contrário para o fluxo disperso local.

Para efetivamente quantificar os efeitos da geometria, o fluxo total em três superfícies abertas é suficiente: as áreas interpolares no núcleo toroidal e no rotor, e a área dos ímãs permanentes em contato com o rotor. De acordo com o circuito magnético equivalente, o fluxo total produzido pelos ímãs permanentes é igual ao somatório dos fluxos dispersos e o fluxo concatenado no estator, de acordo com a expressão:

$$\phi_{PM\ interfaceRotor} = \phi_g + \phi_{fl} + \phi_{fi} \quad (87)$$

O fluxo na área interpolar do rotor é dado pela soma do fluxo concatenado no estator e o fluxo disperso interpolar, sendo dado pela expressão:

$$\tilde{\phi}_{RotorInterpolar} = \phi_g + \phi_{fi} \quad (88)$$

O fluxo na área interpolar do estator é igual ao fluxo concatenado, expresso por:

$$\phi_{EstatorInterpolar} = \phi_g \quad (89)$$

Através destas três expressões podem-se extrair as parcelas do fluxo disperso e o fluxo pelo rotor concatenado no estator. Para isto, é possível utilizar os resultados de fluxo nas superfícies abertas de interesse, por simulação em 3D pelo método dos elementos finitos, expresso pela integral de superfície da componente normal  $\vec{n}ds$  do vetor densidade de fluxo magnético  $\vec{B}$  (BASTOS, 2008).

$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot \vec{n}ds \quad (90)$$

Numericamente, é elaborado o somatório discreto do produto escalar entre o vetor  $\vec{B}$  e o vetor unitário normal às superfícies dos elementos finitos.

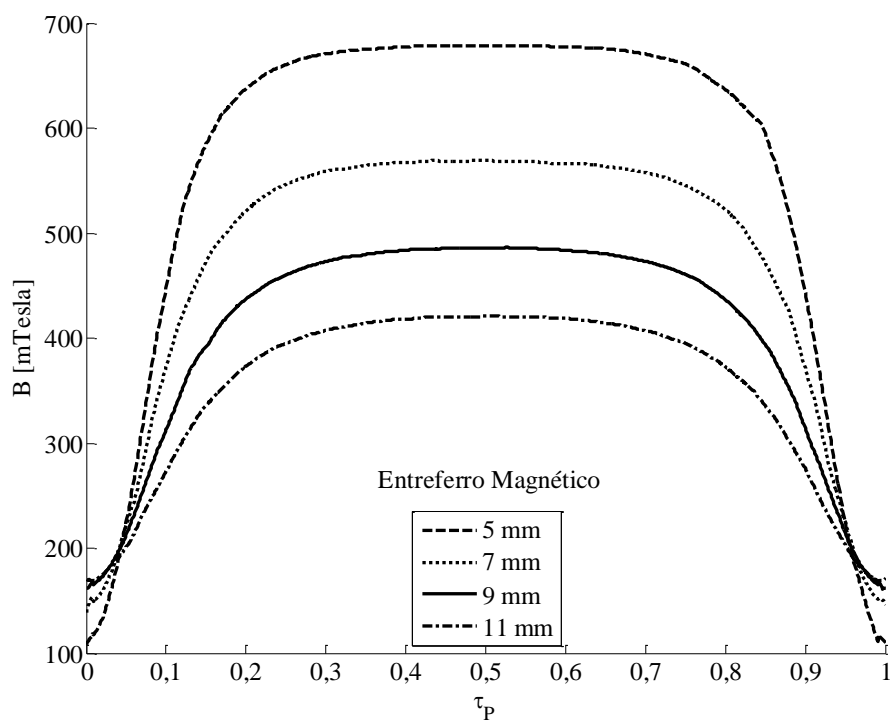
As relutâncias para o circuito de parâmetros concentrados podem ser calculadas por

$$\mathfrak{R} = \frac{FMM}{\phi} \quad (91)$$

onde  $FMM$  é a força magnetomotriz, em Ampères, gerada pelos ímãs permanentes.

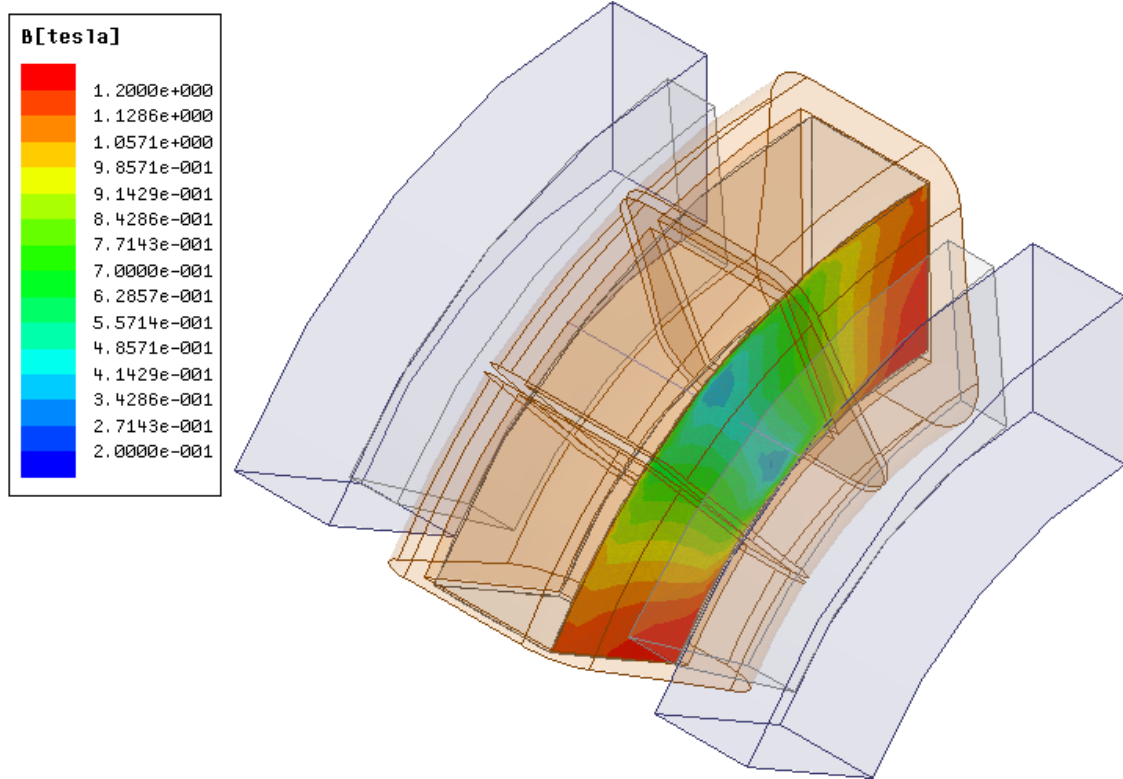
## 7.2 DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO

A distribuição espacial e magnitude da densidade de fluxo magnético podem ser analisadas através de simulações magnetostáticas, diretamente nos volumes de interesse ou em geometrias de secção e linhas. A Figura 62 ilustra a magnitude de  $\vec{B}$  em uma linha no entreferro médio para os ímãs permanentes, ou seja, a coordenada axial da linha é atualizada para cada valor simulado, situando-se exatamente no meio do entreferro, sendo que este varia de 5 a 11 mm.

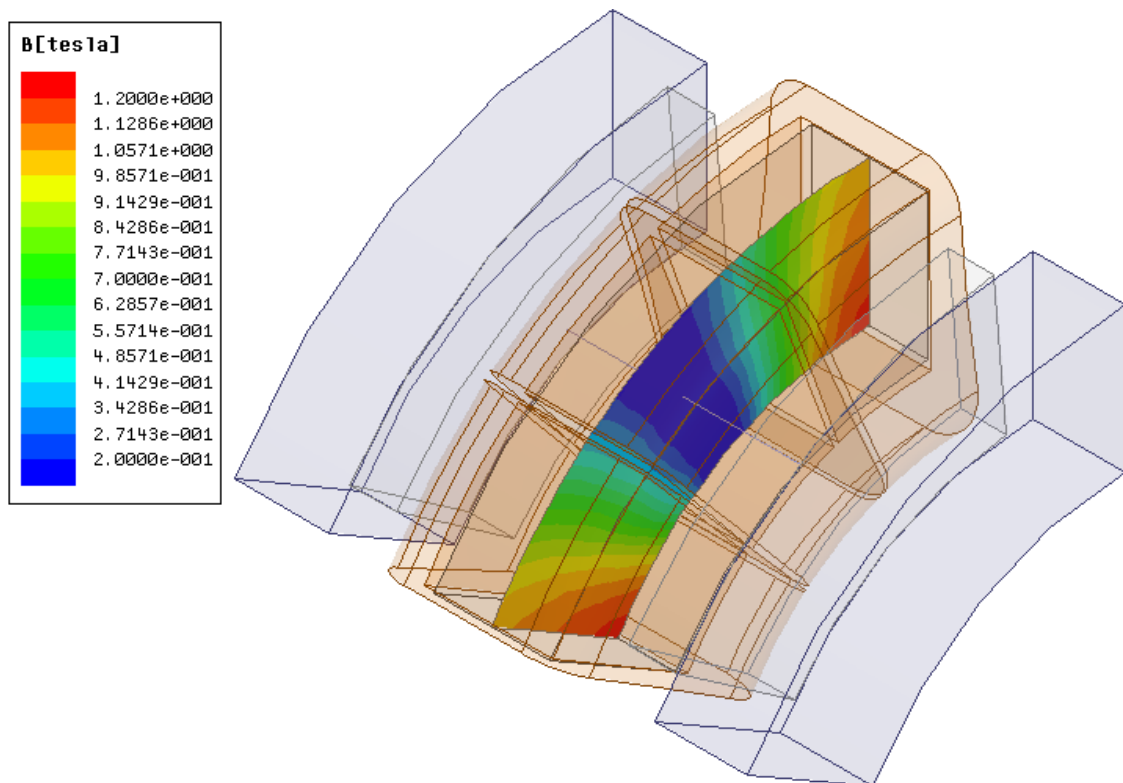


**Figura 62 Simulação paramétrica para a magnitude da densidade de fluxo magnético em uma linha circunferencial no entreferro médio,  $r=62,5$  mm.**

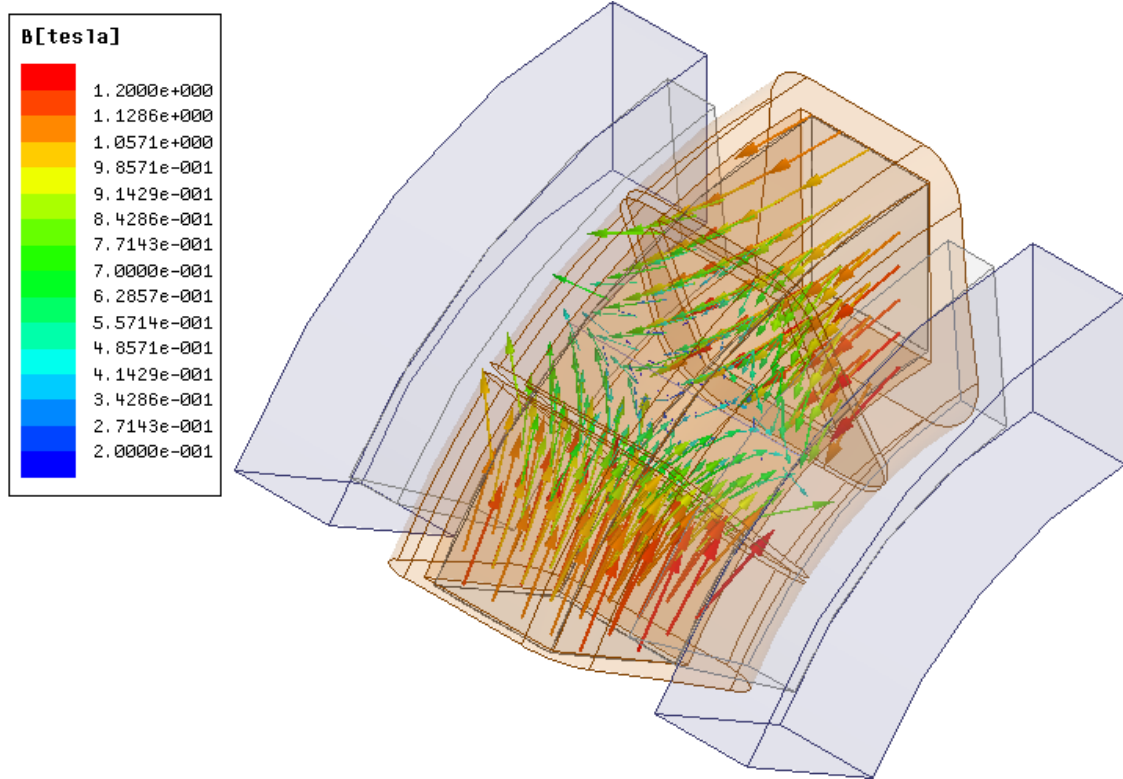
A Figura 63 e a Figura 64 ilustram a distribuição espacial da magnitude de  $\vec{B}$  na face e no plano médio do núcleo estator toroidal, respectivamente, para um entreferro de 10 mm. A Figura 65 e a Figura 66 ilustram a distribuição para o vetor  $\vec{B}$  no volume do núcleo toroidal e nos demais materiais ferromagnéticos, respectivamente, para um entreferro de 10mm.



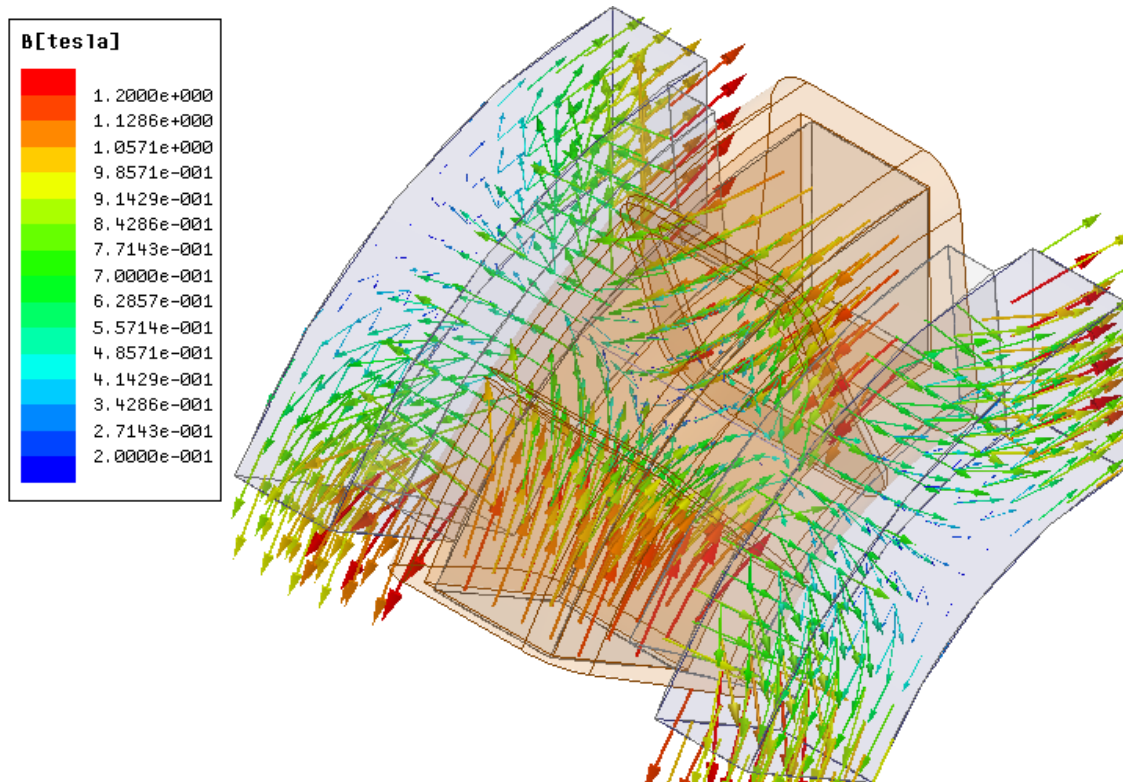
**Figura 63** Distribuição da magnitude de  $B$  na face axial do núcleo estator toroidal para um entreferro de 10 mm.



**Figura 64** Distribuição da magnitude de  $B$  no plano médio do núcleo estator toroidal para um entreferro de 10 mm.



**Figura 65** Distribuição para o vetor  $B$  no volume do núcleo toroidal, para um entreferro de 10 mm.



**Figura 66** Distribuição para o vetor  $B$  nos volumes ferromagnéticos, para um entreferro de 10 mm.

A análise sugere que há uma concentração de fluxo na fronteira polar, de maior amplitude no raio interno do núcleo, fato que se deve à curvatura da máquina.

### 7.3 DETERMINAÇÃO DO ENTREFERRO MAGNÉTICO

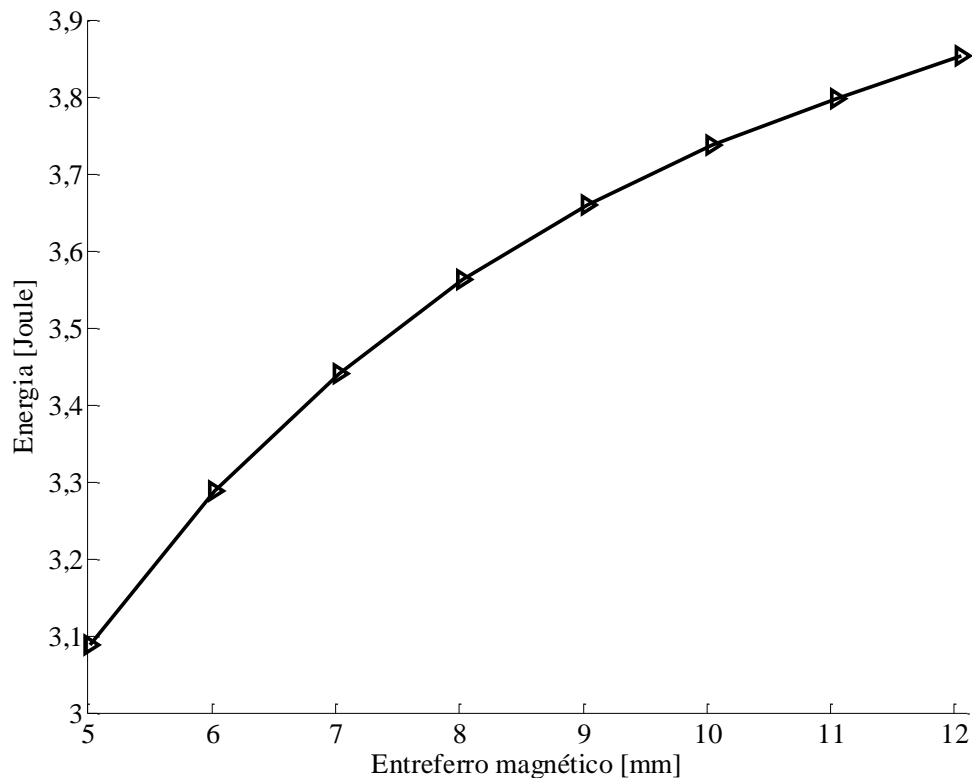
Tradicionalmente, em máquinas elétricas sem ranhuras, é utilizada a regra do máximo produto energético  $BH$  na determinação do entreferro magnético para os ímãs permanentes, fazendo o coeficiente de permeância tal, que se obtenha a máxima densidade de energia média para o volume magnetizado. Como a energia exteriorizada é igual em módulo à energia interna ao volume do ímã permanente, obtém-se também a máxima exteriorização da energia associada à magnetização do material. Energia esta, relacionada a um campo magnético e a consequente densidade de fluxo aplicada no volume dos condutores de corrente, cuja interação entre os campos é responsável pela geração de força ou conjugado eletromagnético.

No modelo numérico o entreferro magnético para os ímãs permanentes  $H_{zGap}$  é determinado por:

$$H_{zGap} = H_{ins} + H_{zAB}(R_{iCore}) + H_{zMec}(R_{iCore}) \quad (92)$$

onde  $H_{ins}$  é a espessura do isolamento galvânico para o núcleo toroidal;  $H_{zAB}(R_{iCore})$  é o máximo comprimento axial dos enrolamentos, determinado pela equação (59); e  $H_{zMec}(R_{iCore})$  é a mínima folga mecânica entre as superfícies dos enrolamentos para com os ímãs permanentes, estipulado em 1 mm.

Uma análise paramétrica para a integral de volume da densidade de energia para os ímãs permanentes versus o entreferro magnético é ilustrada na Figura 67.



**Figura 67 Resultado de simulação paramétrica para a energia no volume do ímã permanente em função do entreferro magnético.**

Nota-se que a energia no volume do ímã permanente não atinge um valor máximo no intervalo simulado para o entreferro. Analisando o circuito magnético para os ímãs permanentes, de forma geral, há um fluxo magnético de fuga e este fluxo faz parte do cálculo para a densidade de energia média no volume magnetizado, porém não produz conjugado. Portanto, há a possibilidade de esta metodologia não produzir resultados ótimos, principalmente em dispositivos com grande entreferro em comparação com a dimensão na direção de magnetização do ímã permanente, como o caso Torus sem ranhuras.

Outra abordagem pode ser feita pela análise da densidade de energia aplicada pelos ímãs permanentes no volume onde a densidade de corrente  $\vec{J}$  existe, ou seja, no



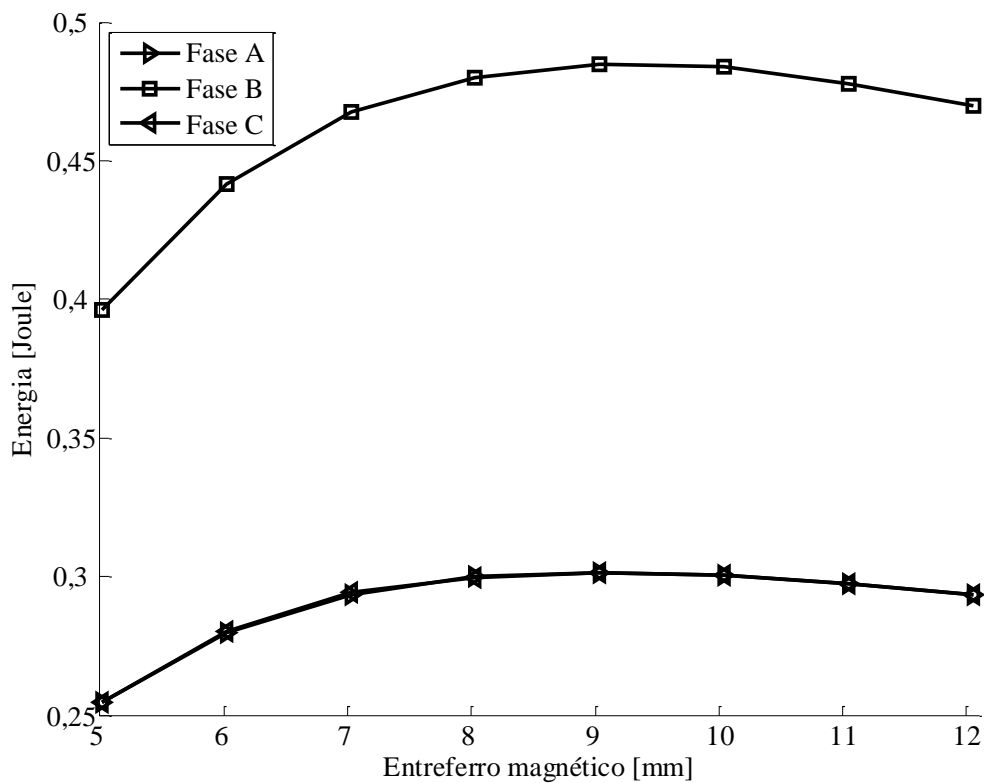
volume dos enrolamentos. A expressão para a densidade de força em um volume, com densidade de corrente não nula, sujeito à ação de um campo magnético externo é definida como densidade de força de Laplace, pela expressão:

$$\frac{\vec{F}}{V} = \vec{J} \times \vec{B} = \vec{J} \times \mu \vec{H} \quad (93)$$

Desta forma, apenas o fluxo pelos ímãs permanentes que efetivamente produz ação-reação mecânica é considerado no cálculo da densidade de energia. Busca-se da mesma forma um valor para o entreferro magnético que maximiza o produto energético, porém aplicado no volume de material condutor. Uma simulação magnetostática com o posicionamento conforme ilustra a Figura 60 produz os resultados de interesse.

A análise pode ser feita pela integração no volume dos enrolamentos da densidade de energia aplicada, resultando na energia do campo magnético aplicada ao volume de condução, conforme ilustra a Figura 68 com a fase B centrada com o ímã permanente. Os pontos de máxima energia para os volumes das fases correspondem a um entreferro magnético de aproximadamente 9 mm, resultando em 0,48 Joule para a fase B e 0,3 Joule para as fases A e C.

Nota-se que nesta metodologia, a densidade de corrente nos enrolamentos pode ser nula, diferentemente do método que busca a máxima força ou conjugado. Ainda, neste último, tem-se o efeito não linear da reação da armadura, que, quando a análise for estática, afeta a posição de máximo conjugado para o rotor em função da densidade de corrente.



**Figura 68 Energia aplicada no volume dos enrolamentos em função do entreferro magnético.**

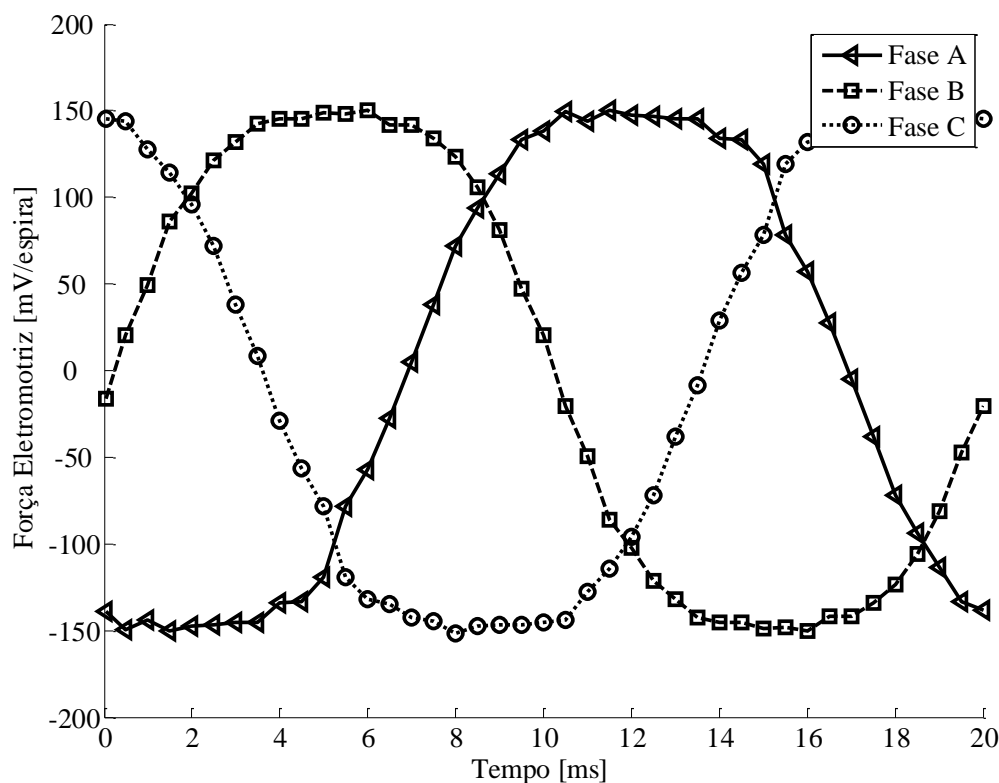
#### 7.4 FORÇA ELETROMOTRIZ INDUZIDA

Os resultados de simulação transitória para a FEM são ilustrados na Figura 69, para um entreferro magnético de 10 mm.

Na Tabela 14 são apresentados os valores da amplitude para a FEM por espira e da constante de força eletromotriz versus o entreferro  $H_{zGap}$ , a 1.000 rpm.

**Tabela 14 Valores de pico para a força eletromotriz por espira a 1.000 rpm.**

$H_{zGap}$ [mm]	8	9	10
$FEM_{pico}^{/espira}$ [mV/espira]	172,07	158,72	147,65
$k_{FEM}^{/espira}$ [V/espira/rpm]	$1,72 \times 10^{-4}$	$1,59 \times 10^{-4}$	$1,48 \times 10^{-4}$



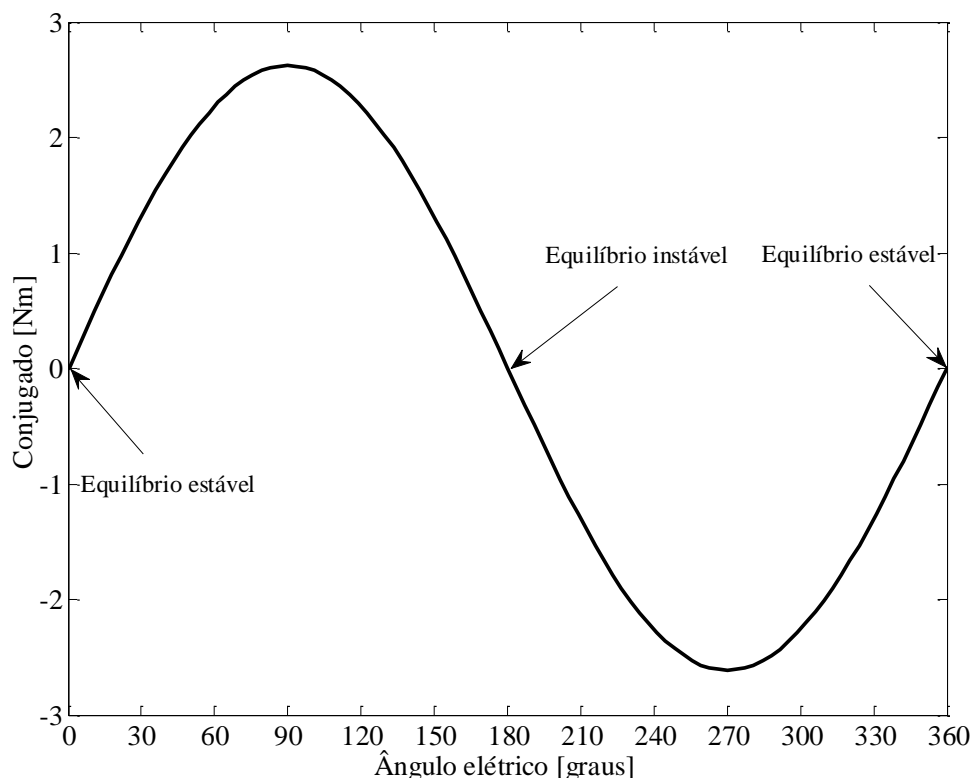
**Figura 69** Resultado de simulação para a força eletromotriz induzida por espira para um entreferro de 10 mm a 1.000 rpm.

## 7.5 CURVA DE CONJUGADO ESTÁTICO

A curva de conjugado estático com corrente nos enrolamentos pode ser obtida por simulação paramétrica magnetostática, variando-se o posicionamento dos ímãs permanentes ou o ângulo elétrico para as correntes de fase defasadas em  $120^\circ$ , produzindo uma onda girante de FMM no entreferro. O reposicionamento dos ímãs permanentes necessita uma nova malha para cada posição simulada, metodologia esta que necessita um bom refinamento das malhas para um resultado de boa conformidade, devido às diferenças na solução para cada posição representada e ao erro residual do método numérico de solução. A metodologia que utiliza o campo girante não necessita reposicionamento algum dos objetos, apenas a variação do ângulo elétrico da corrente

em passos discretos. Desta forma a malha é única para todos os valores simulados, gerando um resultado sem os problemas gerados pelas diferentes malhas.

Na Figura 70 é ilustrado o resultado de uma simulação para o conjugado estático versus ângulo elétrico, com  $2,5 \text{ A/mm}^2$  para a amplitude da densidade de corrente.



**Figura 70** Curva de conjugado estático versus posição angular da onda de FMM.

Os pontos indicados correspondem à condição de equilíbrio estático estável e instável, onde o conjugado é nulo. Quando em equilíbrio estável, qualquer perturbação na posição do rotor, com conjugado inferior ao máximo, uma vez cessada é caracterizado o retorno à posição inicial, pois o conjugado se opõe ao movimento. De forma análoga, quando em posição de equilíbrio instável, qualquer perturbação, por menor que seja, leva o rotor a uma das posições de equilíbrio estável adjacentes, seguindo o mesmo sentido rotacional da perturbação. Este fato é devido ao alinhamento

dos campos gerados pelos ímãs permanentes com o resultante pelas correntes nos enrolamentos. Quando em equilíbrio estável os campos são concordantes, ou seja, possuem a mesma direção e sentido. Quando em equilíbrio instável são discordantes, ou seja, são de mesma direção, porém em sentidos opostos. Esta interação entre os campos gera uma força nos rotores no sentido axial apenas, de atração quando em equilíbrio estável e de repulsão quando em equilíbrio instável, sendo nulo o conjugado, pois a força atua na direção do eixo da máquina.

O valor de pico para o conjugado é de 2,63 Nm, situado a um ângulo elétrico de 90°, que para uma máquina com 6 polos corresponde a 30° mecânicos.

## 7.6 PERDAS MAGNÉTICAS NO NÚCLEO

A potência e o conjugado de perdas magnéticas no material ferromagnético do núcleo toroidal pelo fluxo produzido pelos ímãs permanentes, em função do entreferro magnético  $H_{zGap}$ , para a velocidade angular de 1.000 rpm são apresentados na Tabela 15.

**Tabela 15 Potência e conjugado de perdas magnéticas no núcleo a 1.000 rpm.**

$H_{zGap}$ [mm]	8	9	10
Perdas magnéticas [W]	4,07	3,46	2,93
Conjugado resistente [mNm]	389	330	280



## 8 PARÂMETROS ELÉTRICOS

Os parâmetros elétricos podem ser obtidos através dos modelos analíticos, numéricos e experimentais, especificamente tratados a seguir.

### 8.1 CÁLCULO DA RESISTÊNCIA

A resistência intrínseca a cada bobina, desconsiderando o efeito pelicular, é dependente da condutividade do material e da geometria do condutor, ou seja, a razão entre o comprimento e a área da secção transversal. A expressão que define a resistência para um dado condutor de comprimento  $l$  e área constante de secção  $A_{\varnothing}$ , em função da condutividade e temperatura do material, é dada por:

$$R(T) = \frac{l}{\sigma(T)A_{\varnothing}} \quad (94)$$

onde o comprimento  $l$  do condutor pode ser obtido pelo produto do comprimento médio por espira  $\bar{l}$  e o número de espiras do enrolamento  $N_{esp}$ .

$$l = \bar{l}N_{esp} \quad (95)$$

O comprimento médio por espira é obtido pela razão entre o volume de condução e a área de condução:

$$\bar{l} = \frac{V_{cond}}{A_{cond}} \quad (96)$$

O número de espiras é definido pela razão entre a área de condução e a área de secção do condutor:

$$N_{esp} = \frac{A_{cond}}{A_{\emptyset}} \quad (97)$$

Fazendo-se as devidas substituições e considerando que o volume de condução é uma função da área de condução, uma vez que o modelo proposto é descrito desta forma, obtém-se:

$$R_B(A_{\emptyset}) = \frac{V_{cond}(A_{cond})}{\sigma(T)A_{\emptyset}^2} \quad (98)$$

Outro formato da expressão pode ser representado em função do número de espiras:

$$R_B(N_{esp}) = \frac{V_{cond}(A_{cond})N_{esp}^2}{\sigma(T)A_{cond}^2} \quad (99)$$

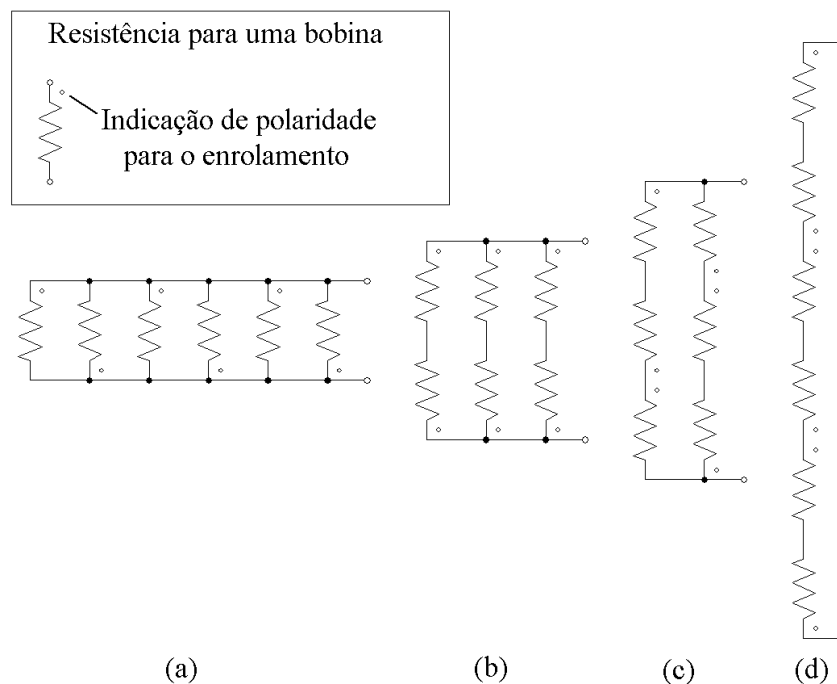
A resistência de fase depende do tipo de conexão entre as bobinas dos  $2p$  polos da máquina, podendo ser do tipo série, paralelo ou série/paralelo, de acordo com a expressão

$$R_{fase}(N_{esp}, A_{\emptyset}) = \frac{N_{Bobinas\_série}^2}{2p} R_B(N_{esp}, A_{\emptyset}) \quad (100)$$

onde  $N_{Bobinas\_série}$  é o número de bobinas em série por fase, pertencente ao intervalo  $[1, 2p]$ , que, para resultar em uma ligação equilibrada quanto à força eletromotriz,  $2p / N_{Bobinas\_série}$  deve ser um número inteiro. Por exemplo, o caso  $2p = 6$  resulta  $N_{Bobinas\_série} \in [1, 2, 3, 6]$ , conforme ilustrado na Figura 71, onde cada resistor é a



representação da resistência de uma bobina, o ponto indica a polaridade para o enrolamento e, a terminação é o lócus da conexão elétrica para o circuito de fase.



**Figura 71** Tipos de conexões para  $N_{Bobinas\_série}$  : (a) 1, (b) 2, (c) 3 e (d) 6.

## 8.2 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA

A indutância própria por espira  $L_{i=j}^{/espira}$  é um parâmetro dependente da geometria e dos materiais utilizados no circuito magnético da máquina. De modo geral, é difícil de ser obtida analiticamente, pois é um problema que envolve a solução tridimensional do fluxo concatenado, gerado pela corrente nos enrolamentos. Em materiais ferromagnéticos, não lineares quanto à característica  $B(H)$ , a indutância pode ser aparente ou incremental. Ainda, a interação com o campo magnético gerado pelos ímãs permanentes torna a indutância variável em função da posição relativa do rotor, em

máquinas síncronas denominado ângulo de carga e, em máquinas de corrente contínua, ângulo de comutação.

A análise magnetostática pelo método dos elementos finitos fornece a matriz de indutância dos enrolamentos de fase, permitindo a estimativa da indutância própria de uma bobina  $L_B$  em função do número de espiras  $N_{esp}$ , de acordo com:

$$L_B(N_{esp}) = L_{i=j}^{/espira} N_{esp}^2 \quad (101)$$

A análise transitória pelo método dos elementos finitos também fornece a matriz de indutância dos enrolamentos de fase, porém, se o cômputo da influência das perdas no material ferromagnético do núcleo for considerado, haverá uma diminuição do fluxo concatenado, originando menores valores de indutância em relação ao caso magnetostático. Cabe salientar que este efeito é dependente da velocidade angular da máquina, sendo o valor máximo obtido pela solução magnetostática, podendo ser considerado o “pior caso”.

### 8.3 CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA

A impedância complexa de cada bobina, dependente da velocidade angular elétrica  $\omega_e$ , é definida por

$$Z_B(\omega_e) = R_B(N_{esp}) + j\omega_e L_B(N_{esp}) \quad (102)$$

sendo que o módulo é dado em função das parcelas real e imaginária, representado explicitamente em função das variáveis e parâmetros de projeto por:

$$|Z_B(\omega_e)| = N_{esp}^2 \sqrt{\frac{V_{cond}^2}{\sigma^2(T)A_{cond}^4} + \omega_e^2 [L_{i=j}^{/espira}]^2} \quad (103)$$

#### 8.4 FORÇA ELETROMOTRIZ INDUZIDA

A força eletromotriz induzida por espira,  $FEM^{/espira}$ , é um parâmetro dependente da velocidade mecânica  $n_{rpm}$  da máquina.

A análise transitória, pelo método dos elementos finitos, permite a obtenção da constante de força eletromotriz por espira  $k_{FEM}^{/espira}$ , de forma explícita define-se:

$$FEM^{/espira}(n_{rpm}) = k_{FEM}^{/espira} n_{rpm} \quad (104)$$

A força eletromotriz induzida por bobina  $E_B$  é obtida em função do número de espiras  $N_{esp}$ :

$$E_B(N_{esp}) = FEM^{/espira}(n_{rpm}) N_{esp} \quad (105)$$

Outra vez, o efeito adverso das perdas no material ferromagnético do núcleo afeta a linearidade da FEM versus velocidade mecânica. Porém, de modo geral, para núcleos laminados é esperado um efeito pequeno em ordem de grandeza, podendo ser desprezado.

A força eletromotriz induzida por fase  $E_{fase}$  é dependente do número de bobinas em série, de acordo com:

$$E_{fase}(N_{esp}) = N_{Bobinas\_série} E_B(N_{esp}) \quad (106)$$

Conexões em paralelo e série/paralelo são sensíveis ao desbalanceamento da força eletromotriz, podendo haver a circulação de corrente entre os enrolamentos da mesma fase, mesmo com a armadura em circuito aberto. A ligação em série inibe totalmente este problema de desbalanceamento, devendo ser a escolha preferencial no projeto da máquina. Ainda, a relação entre resistência de fase e FEM é maior, resultando na menor corrente de partida entre os possíveis arranjos de conexão equilibrados.

## 8.5 FORÇA MAGNETOMOTRIZ PRODUZIDA PELOS ENROLAMENTOS

A conversão eletromecânica de energia, em modo motor, é feita consequentemente nos domínios elétrico, magnético e mecânico. Eletricamente, existe uma corrente que produz uma força magnetomotriz, FMM, que interage com o campo magnético gerado pelos ímãs permanentes produzindo como resultado um conjugado eletromagnético. O modo de operação como gerador é simetricamente análogo.

Desconsiderando o efeito pelicular, a FMM, em Ampère, produzida pelos enrolamentos de fase é proporcional à área de condução  $A_{Cond}$  e à densidade de corrente, de acordo com a expressão:

$$FMM = A_{Cond} J = NI \quad (107)$$

Em um sistema polifásico equilibrado com  $n_f$  fases, o somatório de quaisquer das grandezas elétricas  $(V_{ABC}, I_{ABC})$  é nulo em qualquer instante do tempo:

$$(V_{ABC}, I_{ABC})_{Pico} \sum_{k=0}^{n_f-1} \sin(\omega_e t + \frac{2\pi k}{n}) = 0 \quad (108)$$

De acordo com (FITZGERALD, 2006), em uma máquina elétrica polifásica as FMM produzidas pelos  $n_f$  enrolamentos de fase de cada polo estão arranjadas de forma a somarem-se vetorialmente no espaço. Para uma máquina trifásica a amplitude é constante e igual a 3/2 da produzida por uma das fases.

De acordo com (TOLIYAT, 2004), para máquinas polifásicas a densidade de fluxo resultante no entreferro em função do tempo,  $B(t)$ , considerando apenas a fundamental é dada por:

$$B(t) = \frac{n_f}{2} B_{máx} \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{n_f}) \quad (109)$$

onde  $B_{máx}$  é a amplitude de  $B$  para uma das fases, em Tesla, e  $\omega_e$  é a frequência angular elétrica em rad/s.



## 9 RENDIMENTO

A estimativa de rendimento para a máquina elétrica é dependente da caracterização das perdas associadas ao movimento, denominada de perdas fixas – termo definido pela característica invariante em velocidade constante, de origem mecânica e ferromagnética e de perdas associadas à condução de corrente elétrica e o efeito Joule  $P_{Joule}$ , denominada de perdas variáveis, uma vez que é dependente da carga, e esta, em geral, é variável.

Para a caracterização das perdas mecânicas utiliza-se o seguinte procedimento: Sem os ímãs permanentes, aciona-se a máquina primária e mede-se o conjugado resistente versus velocidade angular, imposto pela máquina em teste. Para a parcela total da potência de perdas fixas é repetido o ensaio, porém com os ímãs permanentes instalados. Para isolar as perdas magnéticas devido ao campo produzido pelos ímãs permanentes  $P_{Fe}^{PM}$ , subtrai-se das perdas fixas o resultado devido às perdas mecânicas. De modo geral, as perdas magnéticas associadas à FMM produzida pela corrente nos enrolamentos é bastante pequena se comparada com a produzida pelos ímãs permanentes, podendo ser desprezada. A perda Joule  $P_{Joule}$  é estimada medindo-se a corrente e a temperatura dos enrolamentos, sendo o valor total, para uma máquina trifásica, calculado por

$$P_{Joule} = 3I^2 R_{fase}(T) \quad (110)$$

As perdas por correntes parasitas nos ímãs permanentes e no aço dos rotores são praticamente nulas em regime permanente e acionamento síncrono senoidal, pois,

devido à ausência de ranhuras não há variação de relutância. Nesta condição, a taxa de variação temporal da densidade de fluxo magnético  $\partial B/\partial t$  é nula nestes materiais, e, portanto não há a geração de correntes parasitas.

As perdas suplementares podem ser descritas em perdas por correntes parasitas no restante dos materiais condutores, como carcaça e rotores em alumínio. São praticamente nulas em regime permanente e acionamento síncrono senoidal. Porém, considerando um acionamento síncrono, possuem o papel de enrolamento amortecedor quando em regime transitório, inserindo um elemento dissipativo quando há a oscilação do conjugado no sistema.

## 9.1 RENDIMENTO INTERNO

Neste trabalho, o rendimento interno desconsidera a parcela de perdas mecânicas devido ao atrito nos mancais e à ventilação. O interesse é pelo estudo e a análise do comportamento do rendimento em função da carga e das perdas magnéticas e Joule. A seguir, as definições para o rendimento interno nos modos motor e gerador:

### Modo Motor

$$\eta_{Interno}^{motor} = \frac{P_{saída}}{P_{saída} + P_{perdas}} = \frac{P_{eletromagnética} - P_{Fe}^{PM}}{P_{eletromagnética} + P_{Joule}} = \frac{T_e(J)\omega_m - P_{Fe}^{PM}(f_e)}{T_e(J)\omega_m + P_{Joule}(J)} \quad (111)$$

### Modo Gerador

$$\eta_{Interno}^{gerador} = \frac{P_{entrada} - P_{perdas}}{P_{entrada}} = \frac{P_{eletromagnética} - P_{Joule}}{P_{eletromagnética} + P_{Fe}^{PM}} = \frac{T_e(J)\omega_m - P_{Joule}(J)}{T_e(J)\omega_m + P_{Fe}^{PM}(f_e)} \quad (112)$$



onde  $P_{eletromagnética} = T_e(J)\omega_m$  é a potência eletromagnética no entreferro da máquina, e

$\omega_m = \frac{\pi n_{rpm}}{30}$  é a velocidade angular mecânica.

## 9.2 RENDIMENTO MAGNÉTICO

Considera-se, neste trabalho, o rendimento magnético como o rendimento interno excluída a perda Joule.

### Modo Motor

$$\eta_{Fe}^{motor} = \frac{P_{eletromagnética} - P_{Fe}^{PM}}{P_{eletromagnética}} = 1 - \frac{P_{Fe}(f_e)}{T_e(J)\omega_m} \quad (113)$$

### Modo Gerador

$$\eta_{Fe}^{gerador} = \frac{P_{eletromagnética}}{P_{eletromagnética} + P_{Fe}^{PM}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{Fe}(f_e)}{T_e(J)\omega_m}} \quad (114)$$

## 9.3 RENDIMENTO JOULE

Considera-se, neste trabalho, o rendimento Joule como o resultado do rendimento interno excluídas as perdas magnéticas.

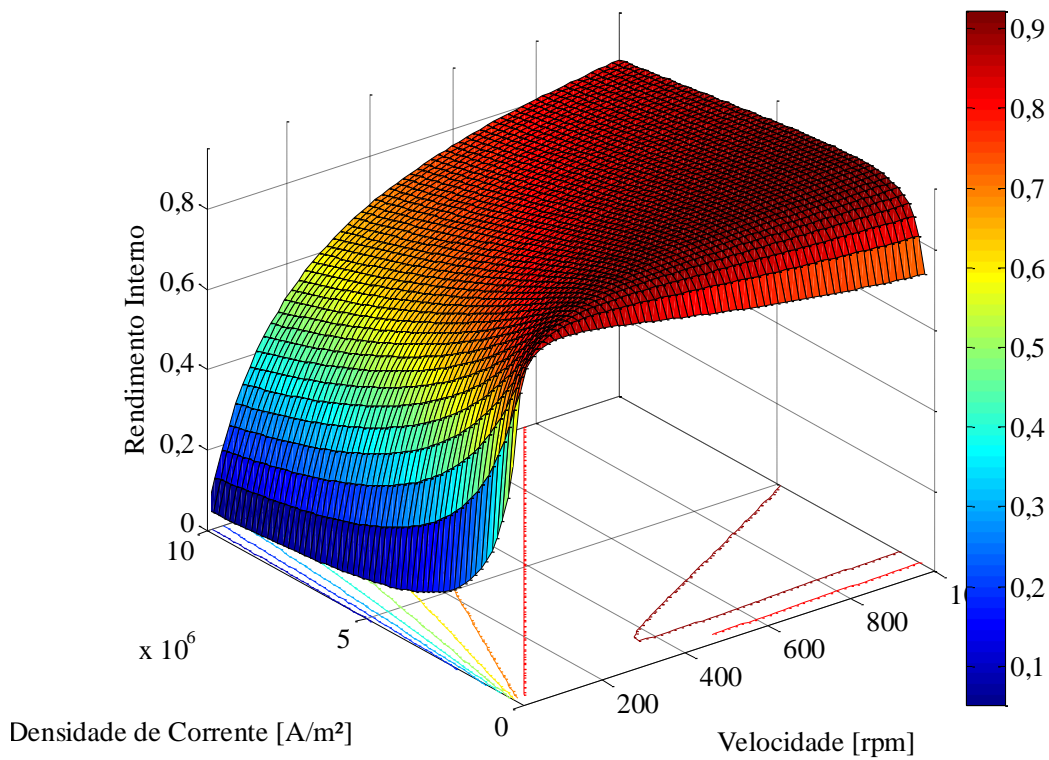
### Modo Motor

$$\eta_{Joule}^{motor} = \frac{P_{eletromagnética}}{P_{eletromagnética} + P_{Joule}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{Joule}(J)}{T_e(J)\omega_m}} \quad (115)$$

### Modo Gerador

$$\eta_{Joule}^{gerador} = \frac{P_{eletromagnética} - P_{Joule}}{P_{eletromagnética}} = 1 - \frac{P_{Joule}(J)}{T_e(J)\omega_m} \quad (116)$$

Para o modelo proposto neste trabalho, na Figura 72 é ilustrado o rendimento interno em modo motor síncrono versus velocidade e densidade de corrente eficaz.



**Figura 72 Rendimento interno em função da velocidade angular e densidade de corrente eficaz.**

A análise da curva de rendimento interno em função da velocidade angular e densidade de corrente demonstra um comportamento de máximo em relação a  $J$ . Portanto, é possível a obtenção da expressão para a densidade de corrente  $J$  em função da velocidade angular para o máximo rendimento interno. Corriqueiramente, a metodologia de cálculo aplicada na obtenção da expressão de máximo necessita a

derivada da expressão de rendimento em relação à variável  $J$  e a comparação ao termo

nulo, ou seja,  $\frac{\partial \eta_{Interno}(J)}{\partial J} = 0$ , que resulta em

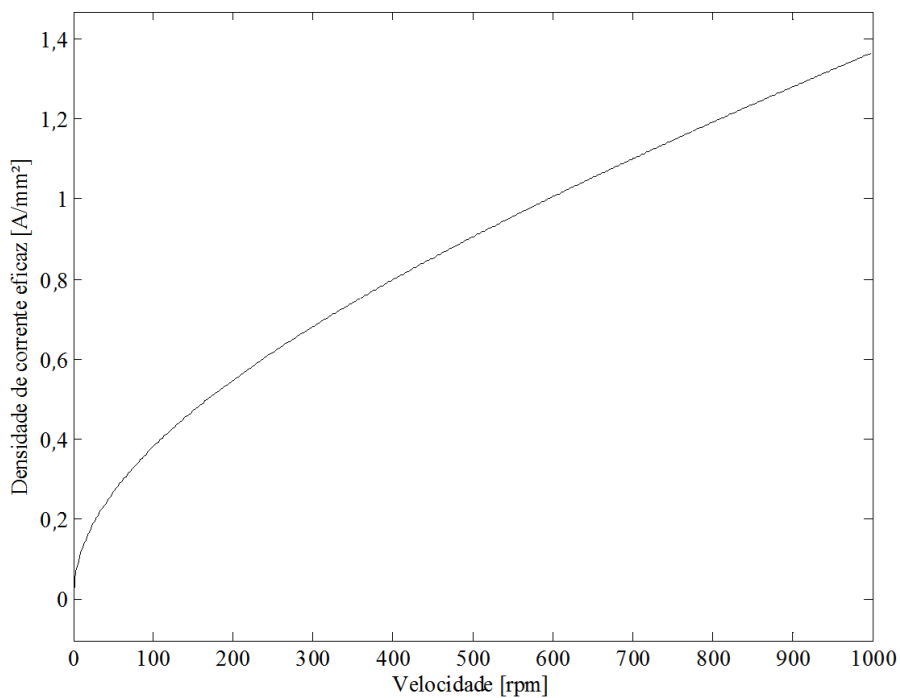
$$P_{Joule} = P_{Fe} \quad (117)$$

ou seja, o rendimento é máximo quando as perdas variáveis são iguais às perdas fixas.

Desta forma, através de (51) e (48) a expressão que define o valor da densidade de corrente eficaz em função da velocidade  $n_{rpm}$  é dada por:

$$J_{\eta_{Interno\_Máx}} = \sqrt{\frac{\sigma(T)P_{Fe}(pn_{rpm} / 60)}{V_{cond}}} \quad (118)$$

onde  $p$  é o número de pares de polos;  $V_{cond}$  é o volume total de material condutor ativo e  $\sigma(T)$  é a condutividade em função da temperatura. A Figura 73 ilustra o comportamento da expressão.

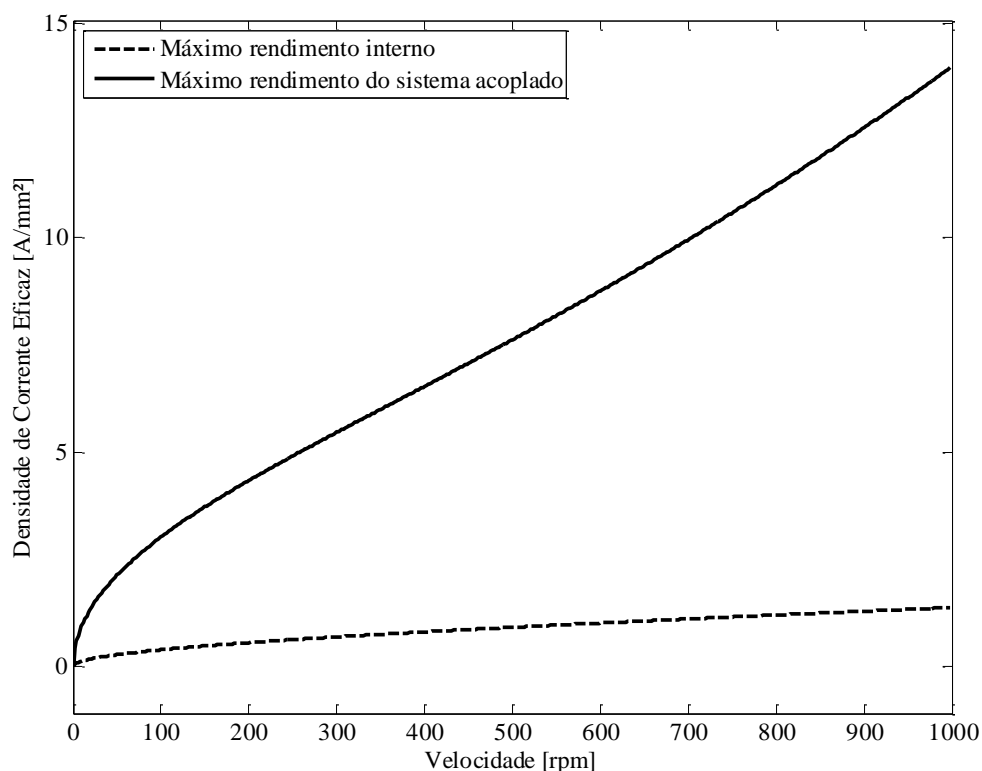


**Figura 73 Densidade de corrente para o máximo rendimento interno:  $A_{cond}=72,71 \text{ mm}^2$ .**

Considerando as perdas devido ao deslocamento em velocidade constante do veículo  $P_{resistente}(v)$ , dada por (20), que é a parcela dominante das perdas fixas no sistema automotivo, a expressão para a densidade de corrente eficaz considerando o máximo rendimento  $J_{\eta\_Máx}$ , em função da velocidade  $n_{rpm}$  da roda/máquina é dada por:

$$J_{\eta\_Máx}(n_{rpm}) = \sqrt{\sigma(T) \frac{P_{fe}(pn_{rpm}/60) + P_{resistente}(\pi n_{rpm} r_e / 30)}{V_{cond}}} \quad (119)$$

onde  $r_e$  é o raio efetivo de rolagem para a roda do veículo. Para a análise do comportamento da expressão para  $J_{\eta\_Máx}$ , ilustrado na Figura 74, são utilizados os dados referentes ao veículo da Tabela 16, análogo aos protótipos da competição *Shell Eco-marathon* (SANTIN et al., 2007).

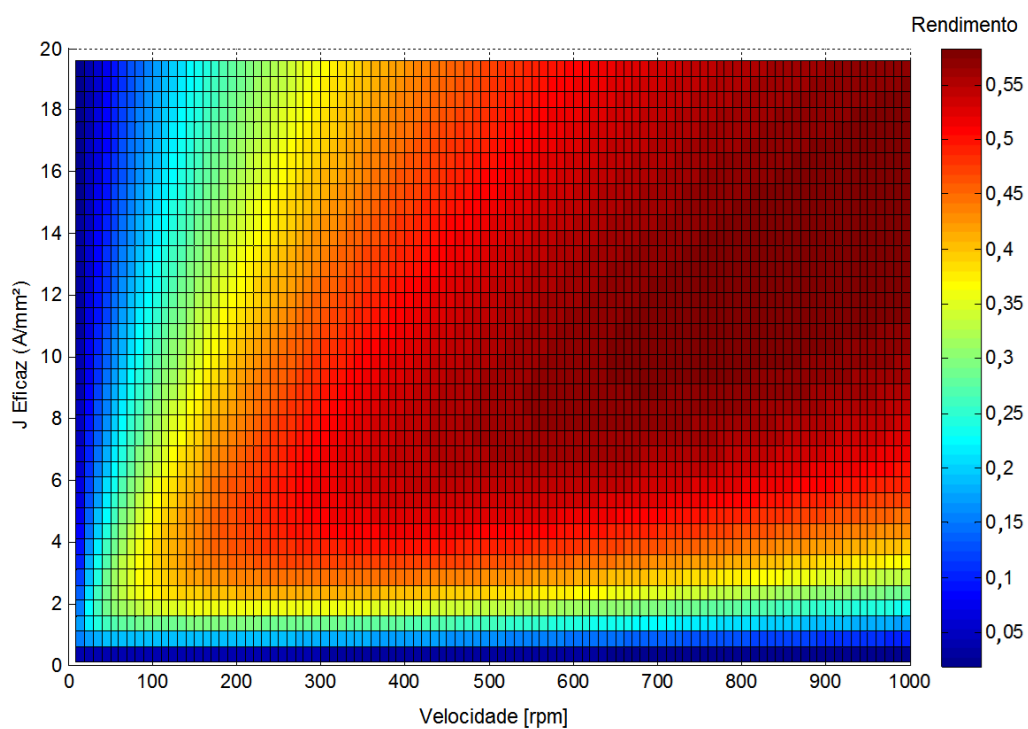


**Figura 74** Densidade de corrente eficaz em função da velocidade para o máximo rendimento interno e do sistema veicular acoplado.

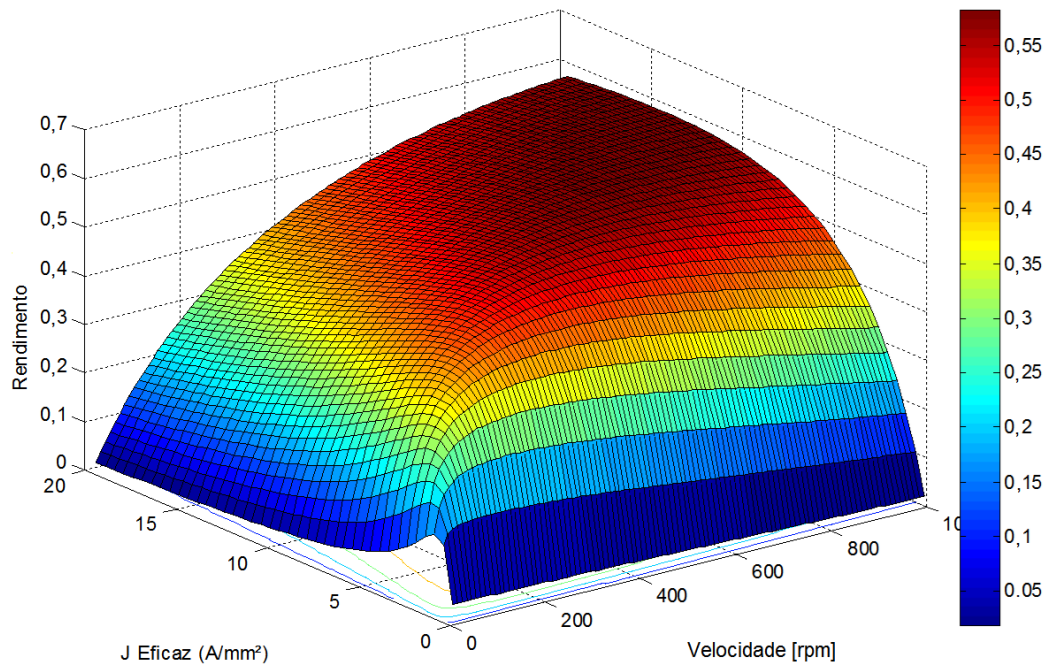
**Tabela 16 Parâmetros para o veículo.**

Parâmetro	Valor
$m$	100 kg
$c_d$	0,1
$A_f$	0,3 m <sup>2</sup>
$c_{PS}$	0,01
$r_e$	0,24 m
$\rho_{ar}$	1,225 kg/m <sup>3</sup>

Na Figura 75 e na Figura 76 é apresentado o rendimento do sistema veicular acoplado em função da densidade de corrente eficaz e da velocidade.



**Figura 75 Mapa de rendimento do sistema veicular acoplado em função da velocidade e densidade de corrente eficaz.**



**Figura 76 Superfície para o rendimento do sistema veicular acoplado em função da velocidade e densidade de corrente eficaz.**

#### 9.4 EFICIÊNCIA VEICULAR DO SISTEMA ACOPLADO

Neste trabalho, a eficiência veicular  $E_{veicular}$  é uma figura de mérito que descreve a eficiência do sistema, expresso pela razão entre a distância percorrida  $\Delta s$  e o consumo de energia  $\Delta W$ , com unidades do SI (m/Joule), de acordo com:

$$E_{veicular} = \frac{\Delta s}{\Delta W} = \frac{\int_{t_i}^{t_f} v(t) dt}{\int_{t_i}^{t_f} P(t) dt} \quad (120)$$

Em regime permanente a velocidade e a potência são constantes no tempo, tornando a eficiência energética dependente apenas da velocidade, simplificando a expressão para:

$$E_{veicular}(v) = \frac{v}{P(v)} \quad (121)$$

onde  $P(v)$  representa a potência dissipada em regime permanente, que pode ser separada em perdas fixas e variáveis. As perdas fixas são determinadas pelo somatório das potências dissipadas pelo veículo e no núcleo ferromagnético da máquina, uma vez que não há mecanismo de desacoplamento. As perdas variáveis são determinadas primariamente pelas perdas Joule nos enrolamentos, desconsiderando-se o acionamento elétrico da máquina.

Em regime permanente a máquina elétrica está fornecendo a energia necessária ao movimento de forma constante, portanto, a análise considera ativos todos os mecanismos dissipativos, resultando em:

$$E_{veicular}(v) = \frac{v}{P_{resistente}(v) + P_{Fe}(f_e) + P_{Joule}(J)} \quad (122)$$

onde  $f_e$  é a frequência elétrica.

Para determinar a densidade de corrente eficaz  $J$  que deve ser aplicada à máquina, de forma a manter o sistema em regime permanente, o conjugado eletromagnético deve ser igual ao conjugado de perdas fixas:

$$T_e(J) = T_{resistente}(v) + T_{PFe}(f_e) \quad (123)$$

$$k_{Te}J = r_e F_{resistente}(v) + \frac{P_{Fe}(f_e)}{\omega_m} \quad (124)$$

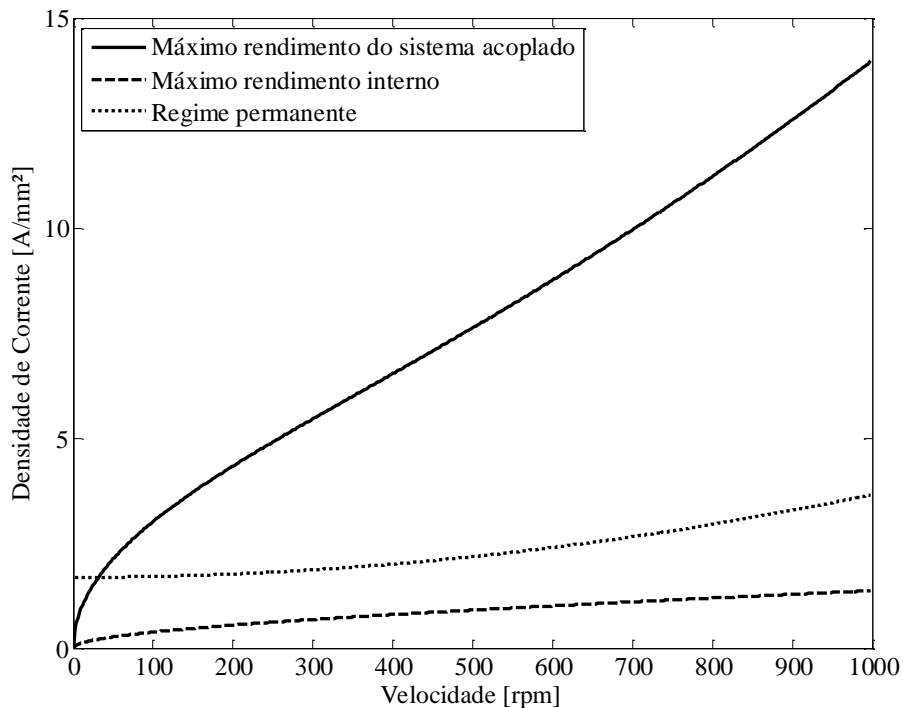
$$J_{acel=0}(n_{rpm}) = \frac{r_e F_{resistente}(\pi n_{rpm} r_e / 30) + \frac{P_{Fe}(pn_{rpm} / 60)}{\pi n_{rpm} / 30}}{k_{Te}} \quad (125)$$

Portanto, a perda Joule em regime permanente é expressa por:

$$P_{Joule}(J_{acel=0}) = \frac{V_{cond} J_{acel=0}^2 (n_{rpm})}{\sigma} \quad (126)$$

O comportamento da densidade de corrente eficaz em regime permanente

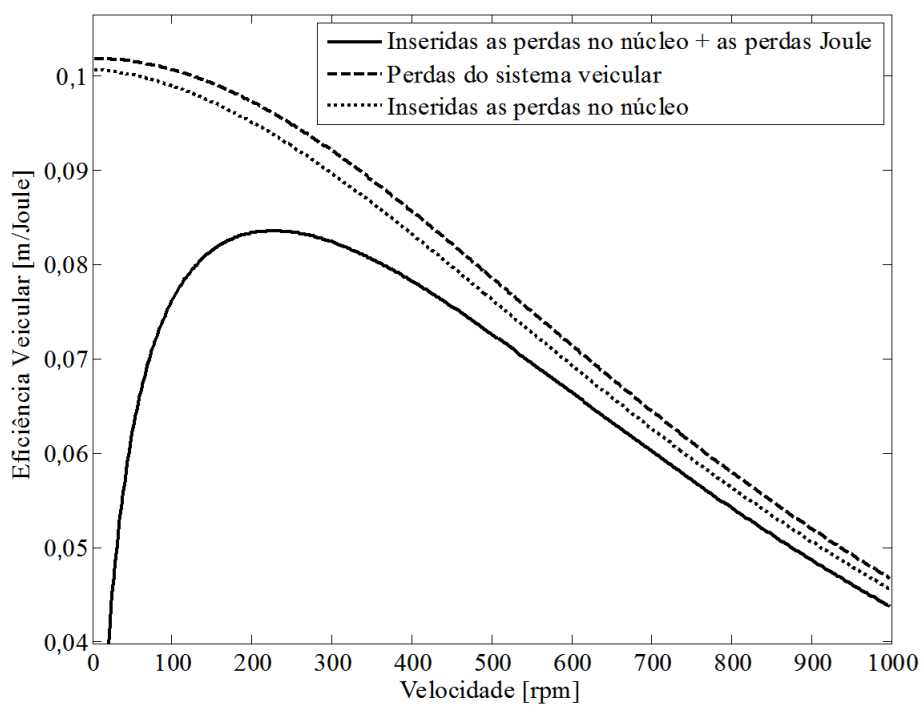
$J_{acel=0}(n_{rpm})$  é ilustrado na Figura 77.



**Figura 77** Densidade de corrente eficaz  $J$  em função da velocidade angular para: o máximo rendimento do sistema acoplado, o máximo rendimento interno e para o sistema em regime permanente.

A Figura 78 ilustra a eficiência veicular do sistema em função da velocidade angular da roda/máquina, considerando inicialmente apenas as perdas devido ao veículo, incluindo as perdas no núcleo ferromagnético e, por fim, somado-se as perdas por condução.





**Figura 78 Eficiência veicular teórica em regime permanente, acrescentadas as perdas no núcleo toroidal e as perdas por condução nos enrolamentos.**

Nota-se uma baixa eficiência veicular do sistema em baixas velocidades, fato devido à dominância da perda por rolagem pneu-solo nesta condição, que impõe grandes perdas por condução nos enrolamentos, devido ao conjugado necessário para manter o sistema em regime permanente.



## 10 PROJETO DA MÁQUINA PROTÓTIPO

O projeto da máquina elétrica protótipo, que é o modelo experimental para fins de comparação e validação dos resultados entre os modelos analíticos e numéricos, é apresentado a seguir, sendo subdividido em projeto eletromagnético e projeto mecânico.

### 10.1 PROJETO ELETROMAGNÉTICO

O projeto eletromagnético da máquina elétrica considera as restrições impostas pelos materiais escolhidos e os resultados dimensionais obtidos pelos modelos. Na Tabela 17 são resumidos os valores dos parâmetros para a máquina protótipo.

**Tabela 17 Parâmetros para a máquina protótipo.**

Parâmetro	Valor
$2p$	6 polos
$N_{fases}$	3 fases
$R_{iPM} = R_{iCore} = R_{iRotor}$	50 mm
$R_{oPM} = R_{oCore} = R_{oRotor}$	75 mm
$\tau_p$	60°
$\tau_{PM}$	50°
$H_{zPM}$	8 mm
$H_{zCore}$	20,2 mm
$H_{zRotor}$	16 mm
$H_{zGap}$	10,3 mm
$A_{cond}$	72,71 mm <sup>2</sup>
$A_{\emptyset}$	1,15 mm <sup>2</sup>
$F_f$	0,54
$N_{esp/Bobina}$	70 espiras
$N_{Bobinas}$	18 bobinas
$R_{fase}$	0,85 $\Omega$

O número de polos  $2p$  da máquina foi definido em função das restrições impostas à largura da fita para o núcleo toroidal e pelos ímãs permanentes setoriais, em estoque no LMEAE. Através de simulações numéricas paramétricas para a energia associada ao campo magnético produzido pelos ímãs permanentes e para a densidade de fluxo no núcleo toroidal, resultados apresentados pela modelagem numérica deste trabalho, verificou-se que uma boa relação de compromisso é atendida para o número de polos  $2p=6$  e  $\tau_{PM} / \tau_p = 5/6$ , equivalendo à associação em paralelo (lado a lado) de dois ímãs permanentes para cada polo de um rotor, totalizando 24 ímãs permanentes setoriais montados na máquina.

O número de fases foi definido em 3, de forma a tornar o tratamento do problema de engenharia compatível com a maioria dos sistemas trifásicos existentes, facilitando a sua compreensão e análise.

Os raios internos e externos dos materiais ferromagnéticos para o núcleo toroidal e anéis dos rotores foram mantidos os mesmos dos ímãs permanentes setoriais, de forma a evitar o espraiamento e dispersão do fluxo no sentido radial.

A área de condução é definida pela máxima energia aplicada no volume de cobre, resultado obtido por simulação numérica paramétrica utilizando o modelo tridimensional para a geometria dos enrolamentos setoriais.

O entreferro é estimado em função do comprimento axial dos enrolamentos, da espessura do isolamento galvânico para o núcleo toroidal e para a folga mecânica de 1 mm, entre rotor e a face do estator.

O comprimento axial dos anéis ferromagnéticos dos rotores foi definido de forma a não haver saturação para a densidade de fluxo com o entreferro estimado.

A bitola do condutor foi definida em função de o número de camadas ser ímpar e superior a 3, evitando-se dois terminais em um mesmo lado das bobinas. Ainda, o problema prático para a bobinagem de enrolamentos toroidais de forma manual exige um número de espiras não muito elevado e uma força de tração adequada para a bitola escolhida. Assim, com o condutor de bitola 17 AWG, obteve-se 7 camadas para o enrolamento e um acabamento de uniformidade adequada para o enrolamento das bobinas.

A resistência de fase é calculada através do modelo analítico para o volume dos enrolamentos e as definições da bitola do condutor e do fator de ocupação  $F_f$ .

## 10.2 PROJETO MECÂNICO

A máquina protótipo foi concebida como um cubo de roda, ou seja, o eixo é estacionário e a carcaça é girante. Desta forma é possível a sua montagem em uma roda utilizando raios para a conexão com o aro. Este sistema é análogo ao encontrado em motocicletas.

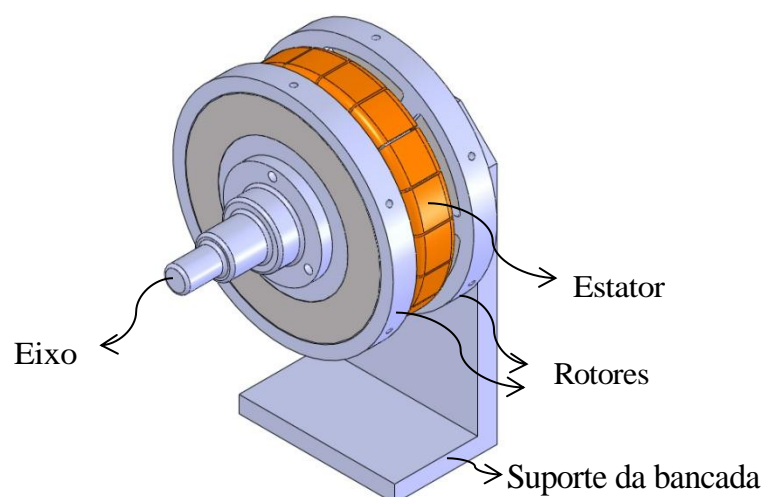
O projeto mecânico da máquina protótipo considerou os materiais adequados disponíveis no mercado nacional. A Tabela 18 resume a quantidade e a aplicação de cada um destes na execução das peças para o protótipo. Para as peças denominadas Carretel, Suporte do Estator e Arruela de fixação do estator o material deve ser isolante elétrico e capaz de suportar elevados esforços mecânicos, pois todo o conjugado de

reação está aplicado nestas. O material MATEX 42 fornecido como amostra pela empresa AEPI foi empregado na execução, sendo constituído como um material laminado com resina epóxi, reforçado com manta de fibras de vidro e aditivo mineral, suportando temperaturas contínuas de 200°C e transitórias de até 300°C.

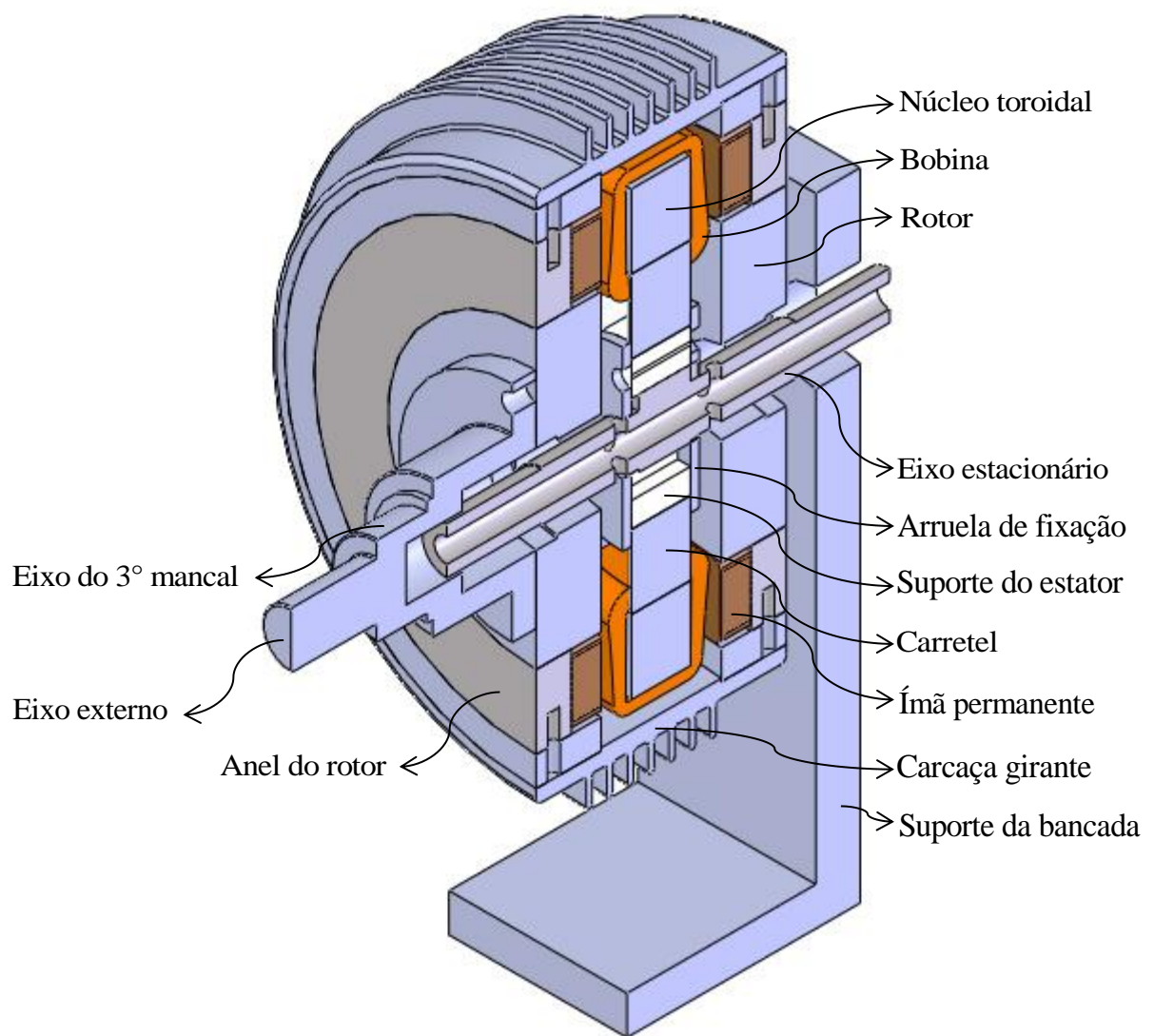
**Tabela 18 Materiais utilizados no projeto mecânico.**

Quantidade	Designação	Material
1	Eixo Estacionário	SAE 1045
1	Eixo Externo	SAE 1045
2	Anel Rotor	SAE 1020
2	Rotor	7075-T6
1	Carcaça	Alumínio Fundição
1	Carretel	MATEX 42
1	Suporte do Estator	MATEX 42
2	Arruela de Fixação do Estator	MATEX 42
2	Rolamento 17x30x7mm	Aço

A Figura 79 ilustra o projeto mecânico concebido para a máquina protótipo sem a carcaça e indica as partes principais. A Figura 80 ilustra em corte axial o projeto e indica as suas partes internas.



**Figura 79 Vista isométrica do projeto mecânico da máquina protótipo.**



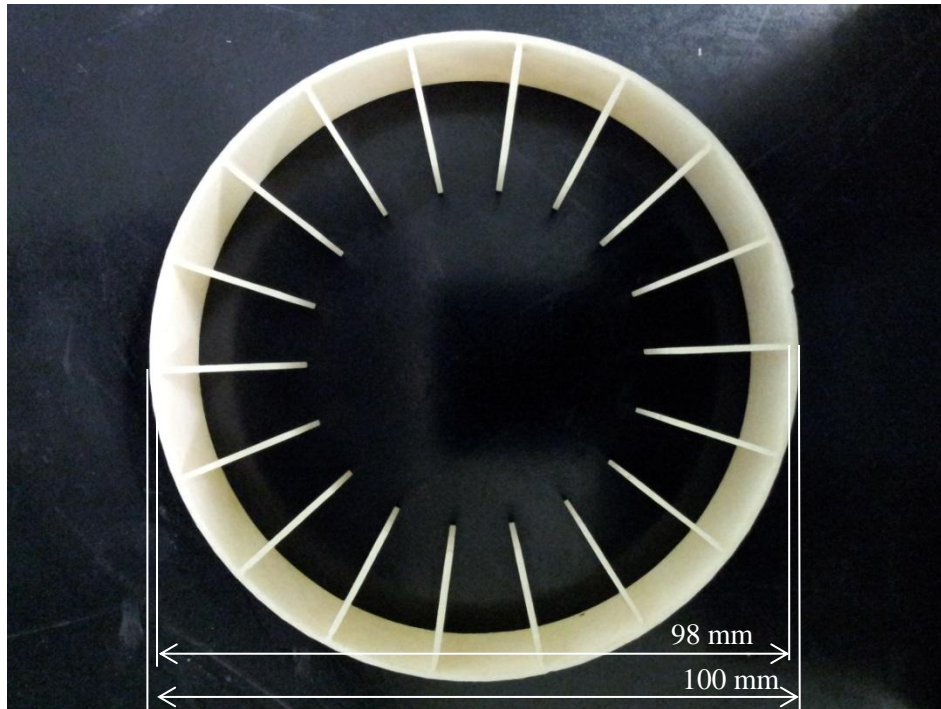
**Figura 80** Vista em corte axial do projeto mecânico da máquina protótipo.

Na Figura 81 e na Figura 82 é ilustrado o carretel, usinado em CNC por jato d'água, em formato espiral para encaixar adequadamente no centro do núcleo toroidal laminado. Na Figura 83 a montagem do carretel inserido por interferência no centro do núcleo toroidal. Na Figura 84 é mostrado o estator montado com o isolamento galvânico e sem os enrolamentos. Na Figura 85 e na Figura 86 o estator com os enrolamentos. Na Figura 87 o recorte por eletroerosão a fio do suporte do ímãs dos rotores, executado no LMEAE. Na Figura 88 o rotor está pronto para o serviço de tornearia. Na Figura 89 ambos os rotores com os anéis montados, sem e com os ímãs permanentes instalados.

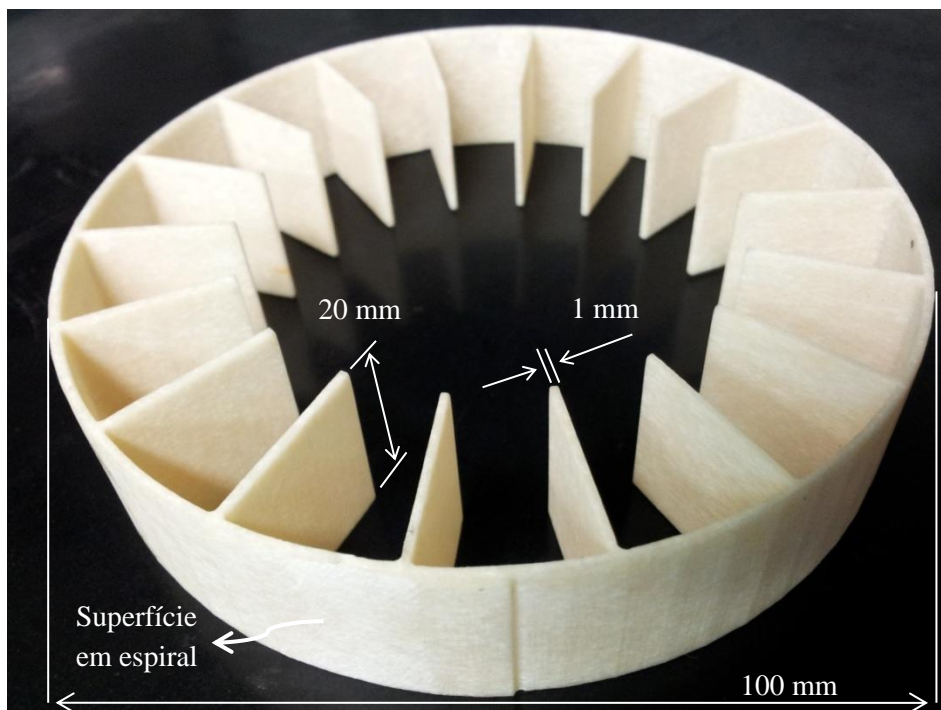
A instalação dos ímãs permanentes nos rotores é um processo delicado e que exige um ferramental específico, pois a força de repulsão entre os 2 ímãs permanentes de cada polo é considerável para a montagem manual. A solução empregada foi a utilização de 2 peças de aço, revestidas com fita adesiva para evitar arranhões superficiais aos ímãs permanentes. Cada ímã permanente foi montado, por força de relutância, em uma destas peças, de forma a fechar o circuito magnético com o polo adjacente, diminuindo consideravelmente o esforço de montagem manual.

Na Figura 90 vê-se a montagem para o ajuste do entreferro. Na Figura 91 o estator com as conexões do circuito de armadura. Na Figura 92 o estator visto pelo lado dos sensores. Na Figura 93 o posicionamento dos sensores de efeito Hall. Na Figura 94, a máquina está montada na bancada experimental.

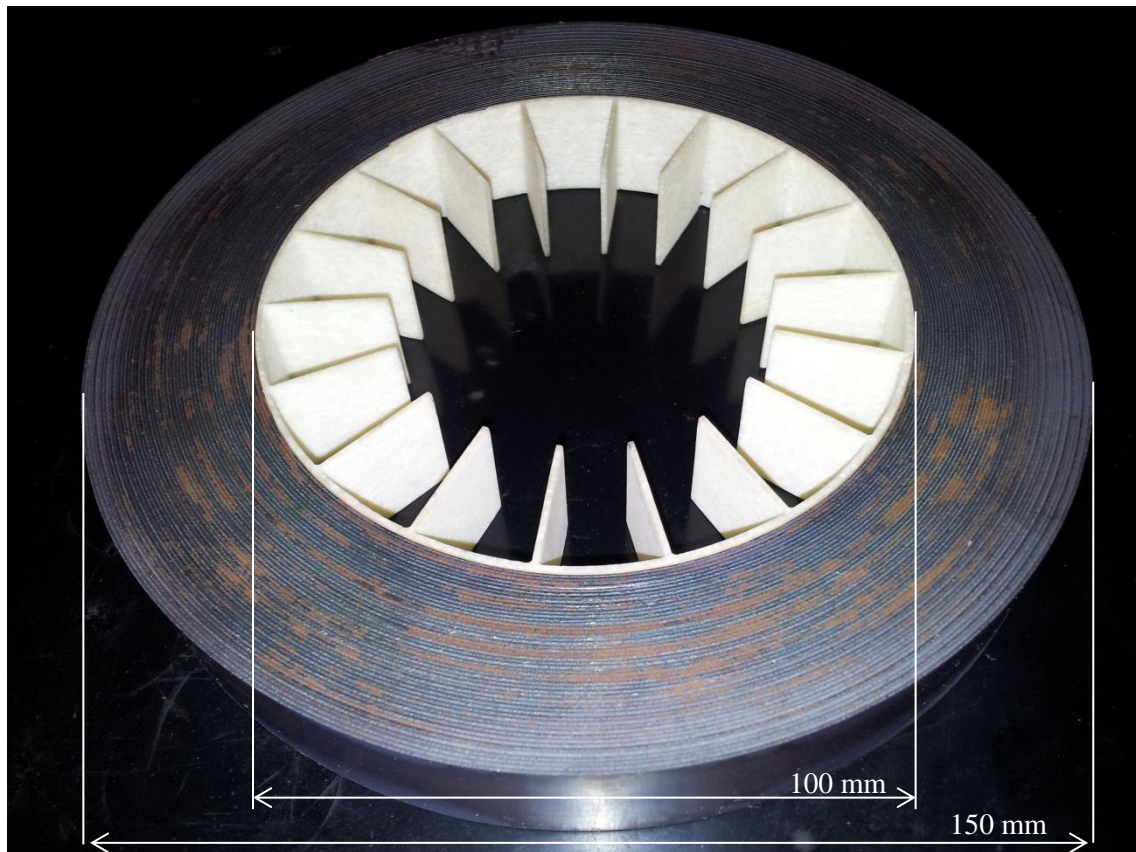




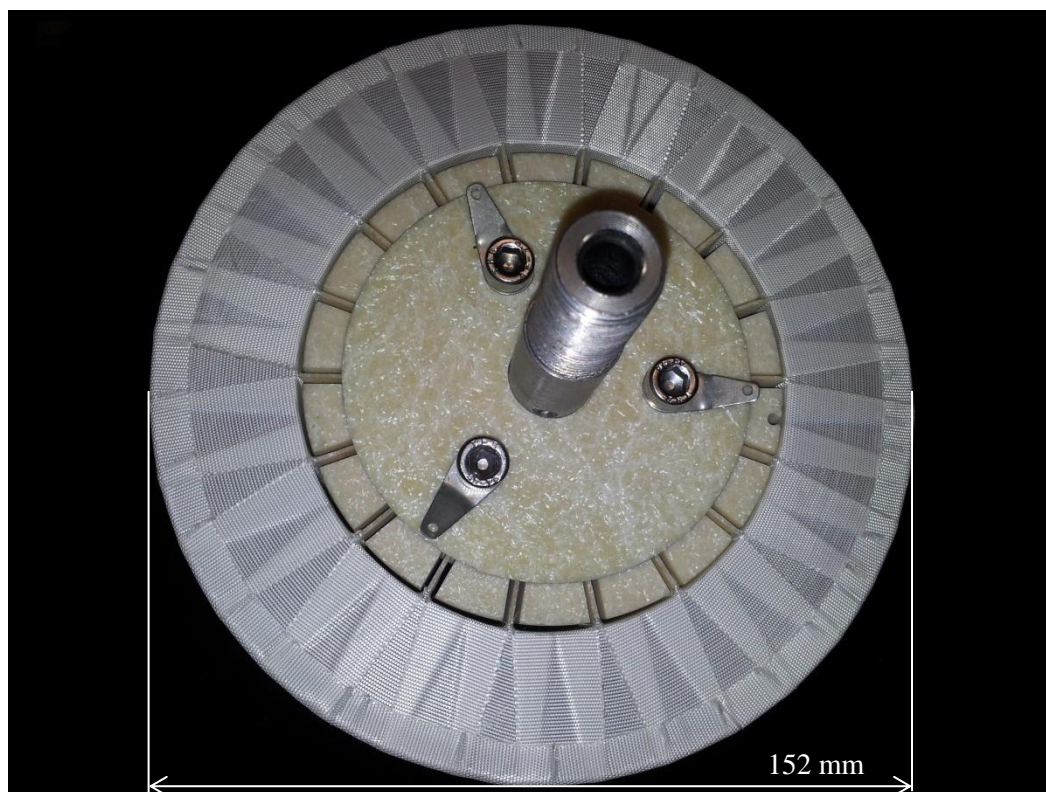
**Figura 81** Carretel em espiral para os enrolamentos do núcleo toroidal laminado.



**Figura 82** Carretel em espiral para os enrolamentos do núcleo toroidal.

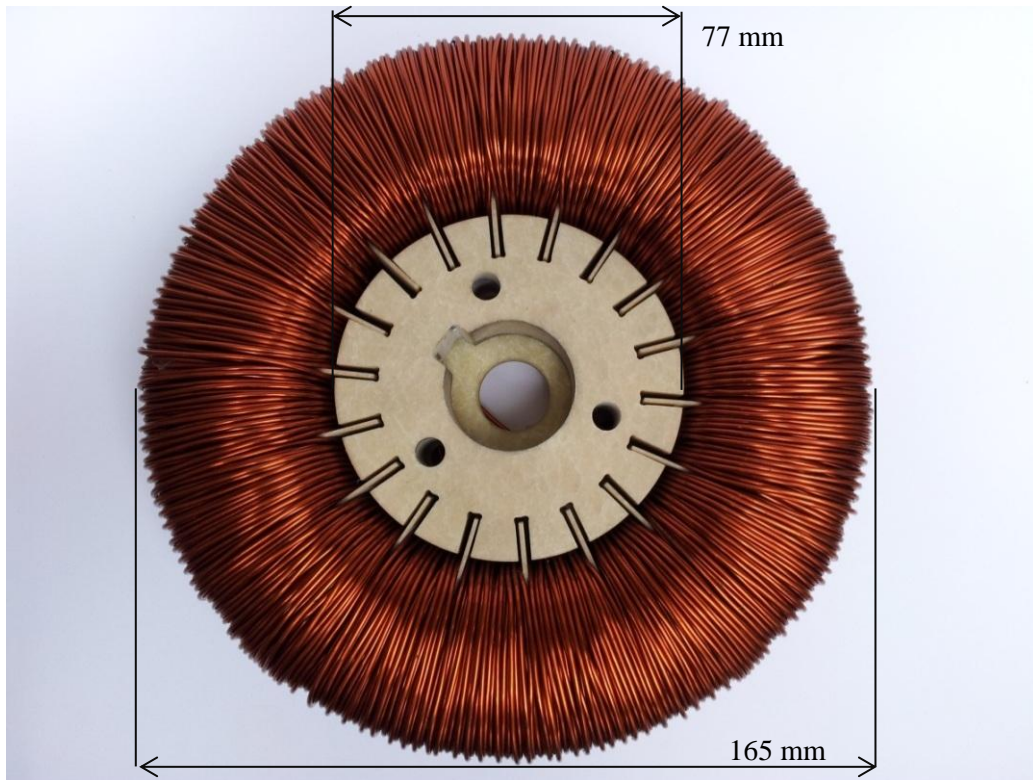


**Figura 83** Carretel inserido por interferência no centro do núcleo toroidal.

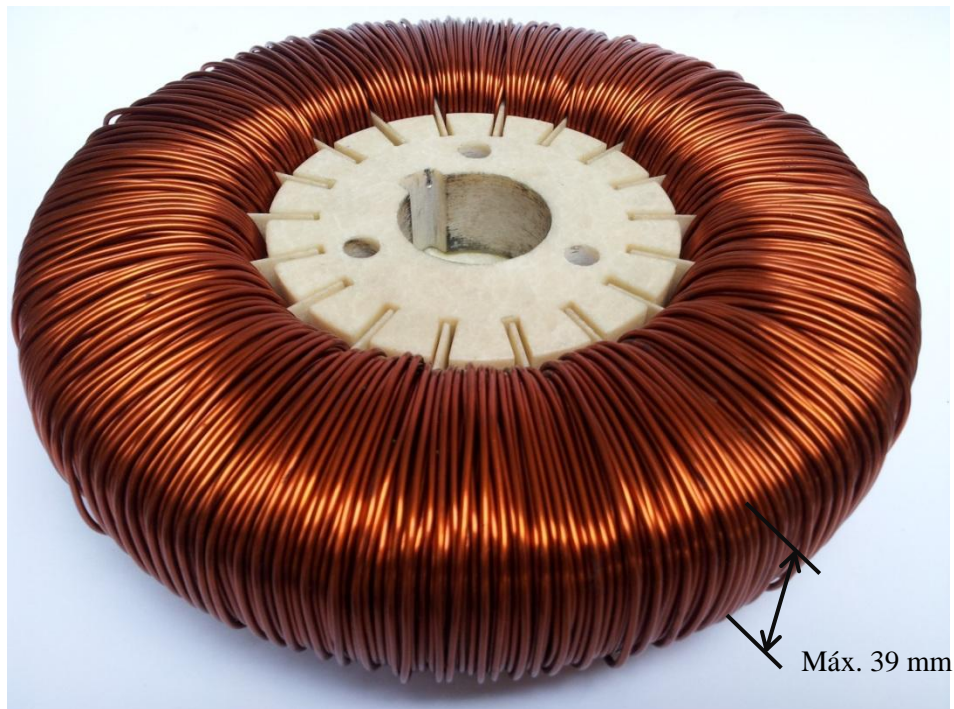


**Figura 84** Estator sem os enrolamentos.

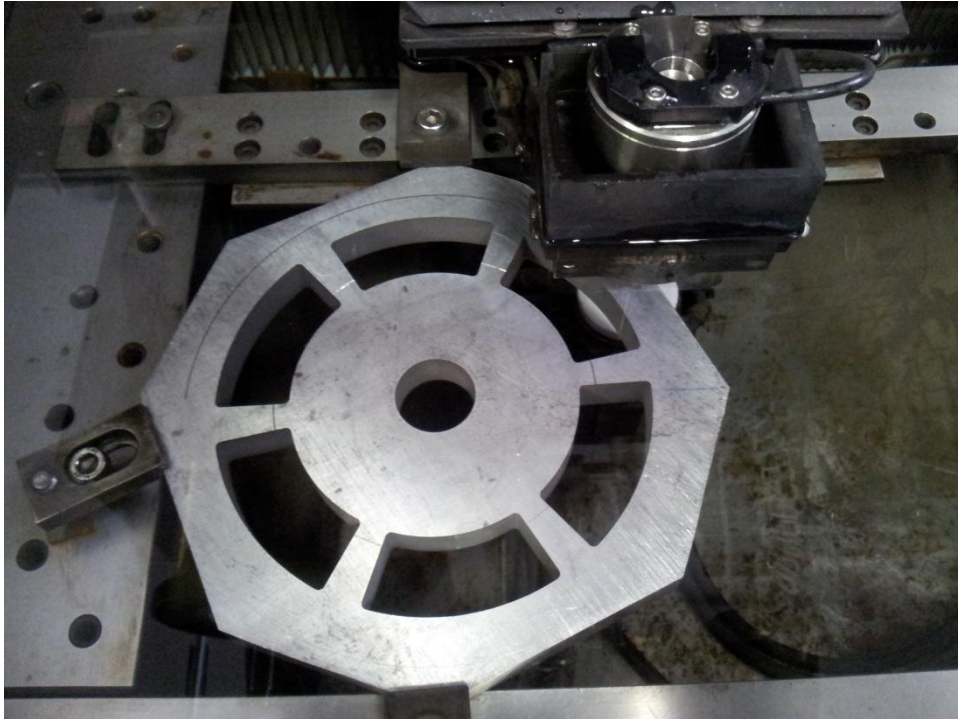




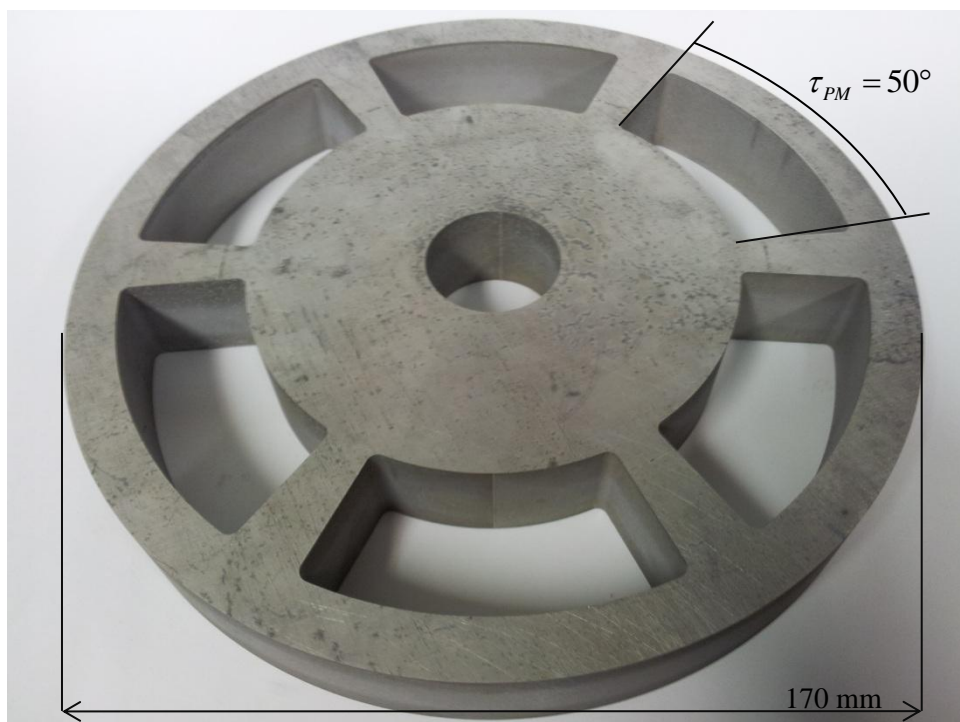
**Figura 85 Estator protótipo com os enrolamentos.**



**Figura 86 Estator protótipo.**



**Figura 87** Recorte por eletroerosão a fio dos suportes em alumínio para os ímãs nos rotores.

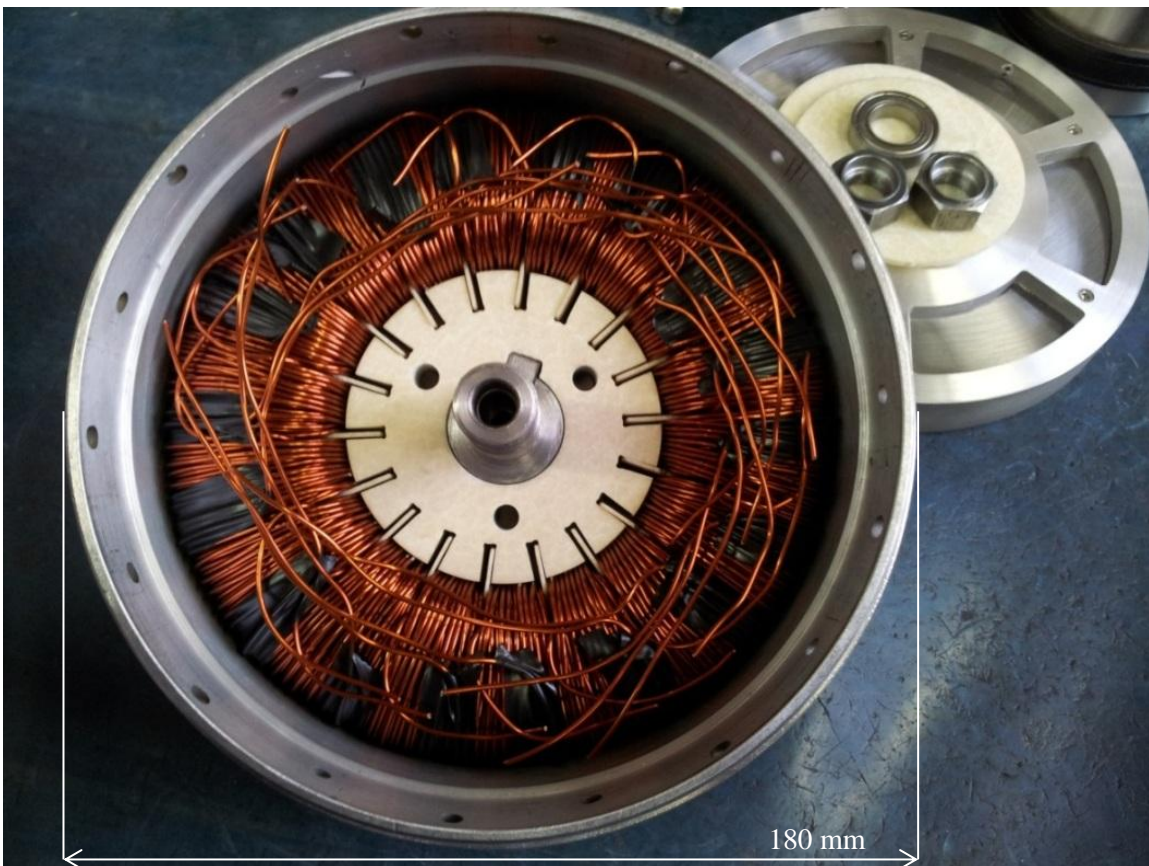


**Figura 88** Suporte em alumínio dos ímãs no rotor usinado por eletroerosão a fio.





**Figura 89** Rotores para o protótipo, sem e com os ímãs permanentes.



**Figura 90** Montagem para o ajuste do entreferro.

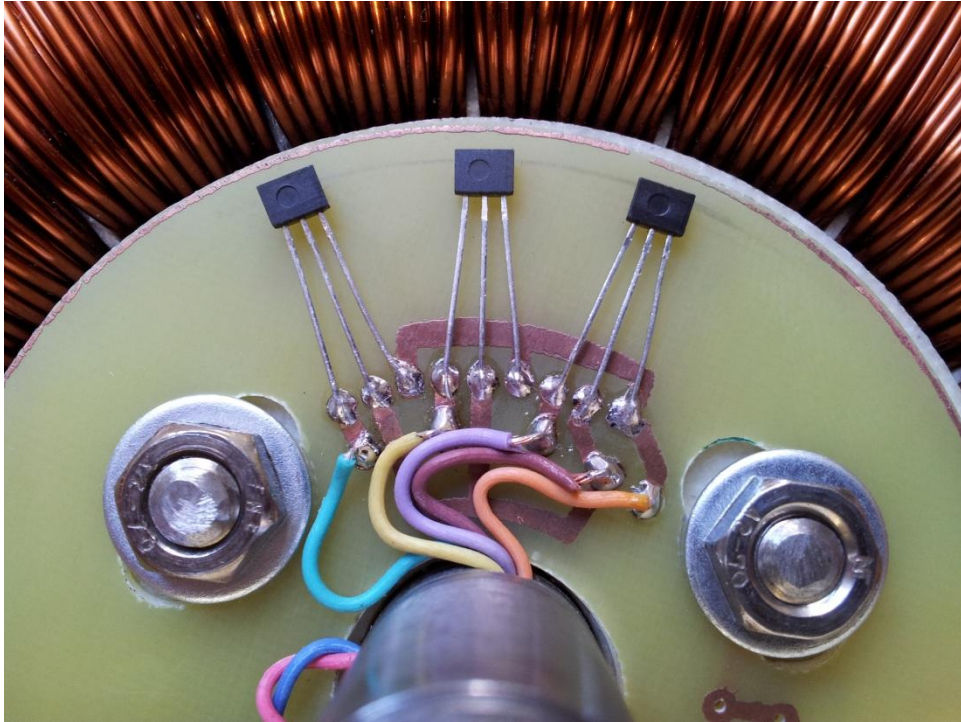


**Figura 91 Estator com as conexões do circuito de armadura.**

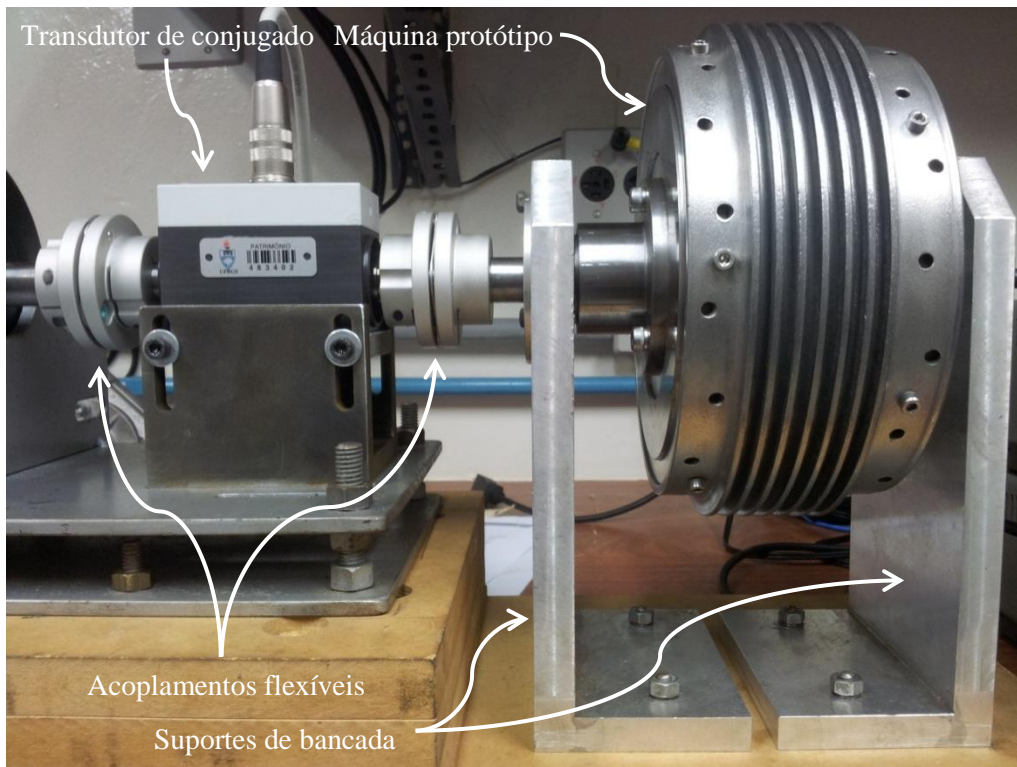


**Figura 92 Estator visto pelo lado dos sensores.**





**Figura 93** Posicionamento dos sensores de efeito Hall.



**Figura 94** Máquina protótipo montada na bancada experimental.





## 11 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para o estator da máquina protótipo os parâmetros geométricos experimentais estão resumidos na Tabela 19.

**Tabela 19 Parâmetros geométricos experimentais para o estator do protótipo.**

Parâmetro	Valor
$R_{iCore}$	50 mm
$R_{oCore}$	75 mm
$H_{zCore}$	20,2 mm
$H_{ins}$	1 mm
$\tau_{sector}$	19,5°
Bitola do Condutor	17 AWG
Diâmetro esmaltado	1,20 mm
Diâmetro sem esmalte	1,15 mm
Área da secção do condutor $A_{\emptyset}$	1,04 mm <sup>2</sup>
Número de espiras por bobina	70 espiras
Área de condução	72,71 mm <sup>2</sup>
$\bar{H}_{zCoil} @ R_{iCore}$	38 mm

$$\begin{aligned}
 H_{zAB}(R_{iCore}) &= \frac{H_{zCoil} - H_{zCore} - 2H_{ins}}{2} \\
 &= \frac{38 - 20,2 - 2}{2} = 7,9 \text{ mm}
 \end{aligned}
 \tag{127}$$

Através da expressão (59) para  $H_{zAB}(r)$  no modelo proposto, pode-se estimar o fator de ocupação médio do enrolamento  $\bar{F}_f$ , dado por:

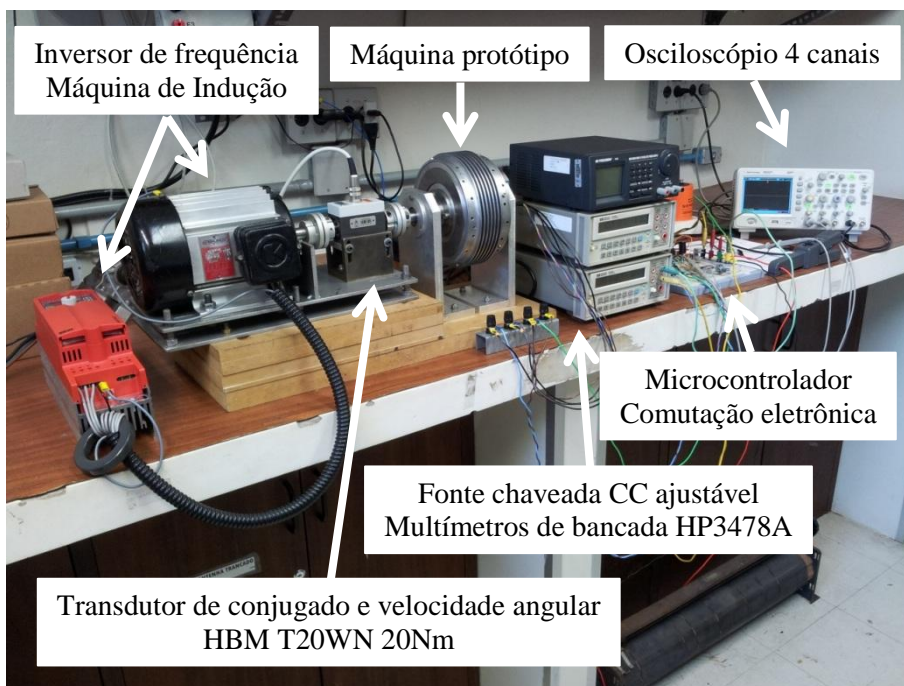
$$\bar{F}_f = \frac{N_{esp} A_{\emptyset}}{H_{zAB}(R_{iCore}) \tau_{sector} R_{iCore}} = 0,54
 \tag{128}$$

Os valores de resistência de fase nos terminais da máquina, medidos pelo método dos quatro condutores à temperatura de 25°C, são apresentados na Tabela 20.

**Tabela 20 Valores experimentais para a resistência de fase nos terminais a 25°C.**

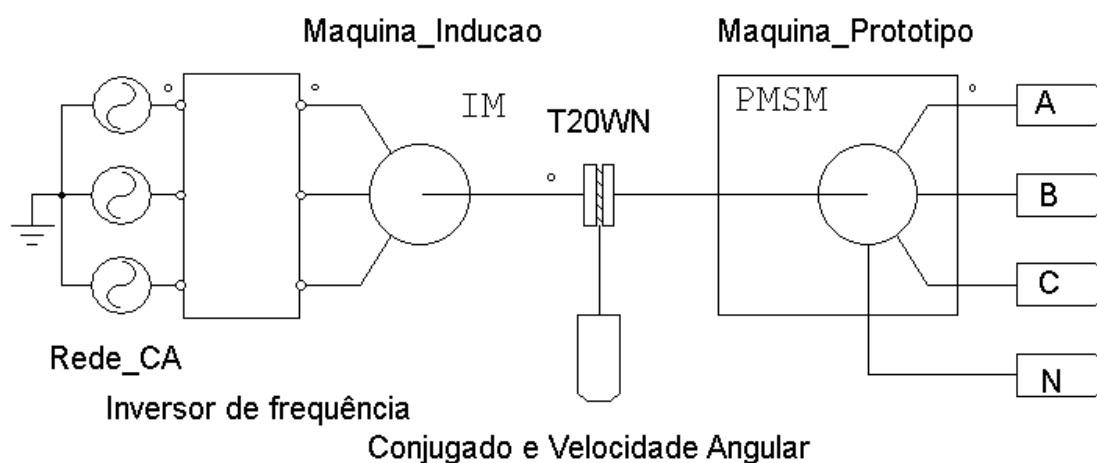
Fase	Resistência [ mΩ ]
A	853,4
B	854,1
C	852,1
Média	853,2

A máquina protótipo instalada na bancada experimental, ilustrada na Figura 95 de acordo com o esquema da Figura 96, gerou os resultados experimentais descritos a seguir, sob a condição de manutenção da temperatura ambiente em 20°C, e por pelo menos 2 horas antes dos ensaios.



**Figura 95 Bancada experimental.**

A bancada experimental é composta por uma estrutura física que suporta uma máquina de indução trifásica com 4 polos, 1 cv a 1.720 rpm, acoplada a um transdutor de conjugado e velocidade angular da marca HBM, modelo T20WN, com fundo de escala em 20 Nm e incerteza de medida na ordem de 20 mNm. A máquina protótipo é acoplada em dois suportes, um deles com um mancal de rolamento para o eixo girante e o outro com um suporte com rosca, onde é fixado o eixo estacionário do estator. O acionamento da máquina de indução é feito por um inversor e frequência programado adequadamente.



**Figura 96 Esquema para a bancada experimental.**

A instrumentação do sinal de conjugado e velocidade angular é feita através do módulo QUANTUM X, da marca HBM, que possui interface via protocolo ethernet com um computador e o software de aquisição CATMAN, da mesma empresa.

Para as medidas e aquisições de formas de onda de tensão e corrente foram utilizados dois multímetros de bancada da marca HP, modelo 3478A, além de um osciloscópio digital da marca AGILENT, com 4 canais.

A energia para o barramento CC é proveniente de uma fonte chaveada programável em tensão e corrente.

## 11.1 PERDAS

Os ensaios de perdas foram executados na bancada experimental. A seguir, são descritas as particularidades e os resultados de cada ensaio.

### 11.1.1 Perdas Mecânicas

A potência resistente mecânica associada ao movimento angular da máquina protótipo, montada na bancada experimental, é devida aos mecanismos de atrito seco e viscoso nos mancais de rolamento e do rotor da máquina com o ar. Cabe salientar que esta medida contém inseridas as perdas mecânicas por um dos mancais do transdutor de conjugado e o terceiro mancal para a máquina protótipo da bancada experimental, portanto, não corresponde à perda mecânica da máquina protótipo isolada.

O ensaio de perdas mecânicas gerou os valores médios experimentais de três ensaios aleatorizados para o conjugado resistente versus velocidade angular, contidos na Tabela 21.

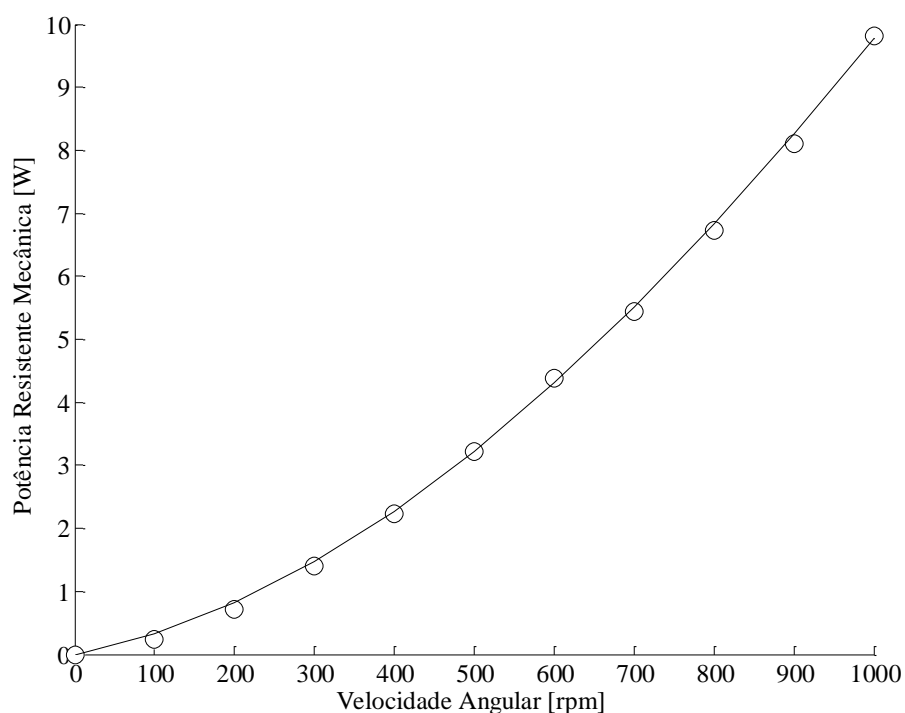
Utilizando o comando *polyfit* do Matlab<sup>®</sup> o resultado para a regressão polinomial cúbica para a potência de perdas mecânicas em função da velocidade angular é

$$P_{mec}(n_{rpm}) = -1,63 \times 10^{-9} n_{rpm}^3 + 9,09 \times 10^{-6} n_{rpm}^2 + 2,31 \times 10^{-3} n_{rpm} \quad (129)$$

**Tabela 21 Valores experimentais para o conjugado e potência de perdas mecânicas.**

Velocidade [rpm]	Conjugado [mNm]	Desvio padrão [mNm]	Potência [W]
100	23,0	1,73	0,24
200	34,0	1,73	0,71
300	44,67	4,16	1,40
400	53,33	2,08	2,23
500	61,33	3,21	3,21
600	69,67	2,31	4,38
700	74,33	3,51	5,45
800	80,33	2,52	6,73
900	86,0	2,00	8,11
1.000	93,67	4,73	9,81

Na Figura 97 são plotados os valores experimentais médios e a linha de tendência para a equação (129).

**Figura 97 Valores experimentais e regressão para a potência resistente mecânica versus velocidade angular.**

### 11.1.2 Perdas Fixas

As perdas fixas são obtidas através de um ensaio com os ímãs permanentes instalados e o circuito da armadura em aberto. Nesta situação, a potência resistente mecânica associada ao movimento angular da máquina protótipo, montada na bancada experimental, é devida às perdas mecânicas somadas às perdas no ferro, formando a parcela de perdas fixas do sistema. O ensaio gerou os valores médios experimentais de três ensaios aleatórios para o conjugado resistente versus velocidade angular, contidos na Tabela 22.

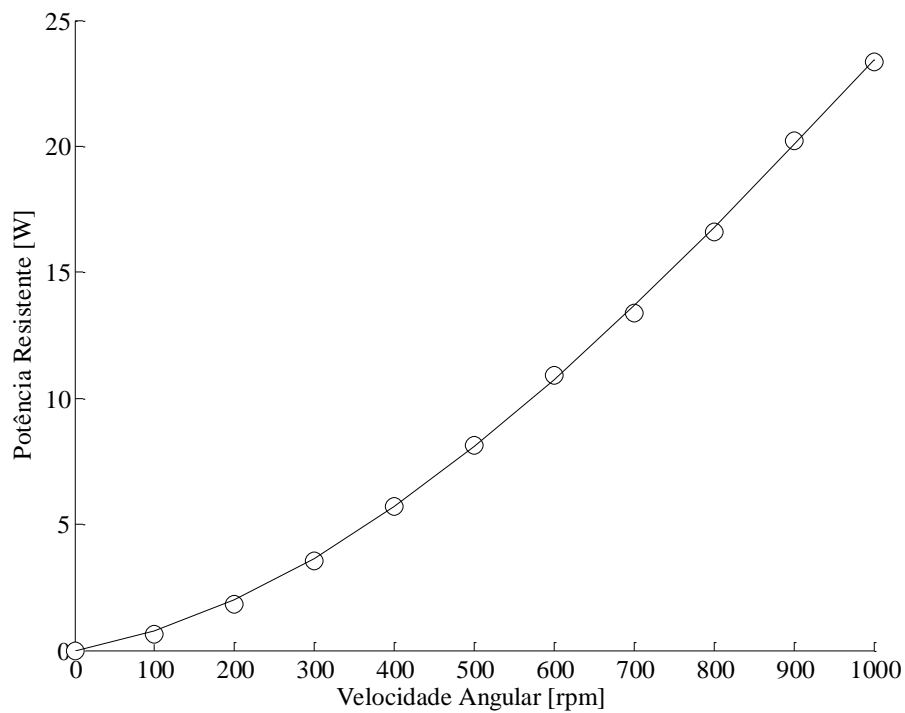
**Tabela 22 Valores experimentais médios para as perdas fixas.**

Velocidade [rpm]	Conjugado [mNm]	Desvio padrão [mNm]	Potência [W]
100	63,00	7,55	0,66
200	88,30	6,11	1,85
300	113,00	7,00	3,55
400	136,00	8,00	5,70
500	155,30	9,29	8,13
600	173,30	7,77	10,89
700	182,30	7,23	13,37
800	198,00	7,21	16,59
900	214,30	7,57	20,20
1.000	223,00	4,36	23,35

Utilizando o método anteriormente citado, o resultado para a regressão polinomial cúbica para a potência de perdas fixas em função da velocidade angular é

$$P_{fixas}(n_{rpm}) = -7,65 \times 10^{-9} n_{rpm}^3 + 2,6 \times 10^{-5} n_{rpm}^2 + 5,06 \times 10^{-3} n_{rpm} \quad (130)$$

Na Figura 98 são plotados os valores experimentais médios e a linha de tendência para a equação (130).



**Figura 98 Potência resistente de perdas fixas versus velocidade angular.**

### 11.1.3 Perdas no Núcleo

As perdas no núcleo são obtidas através da subtração do resultado para as perdas mecânicas das perdas fixas, sendo o resultado apresentado na Tabela 26.

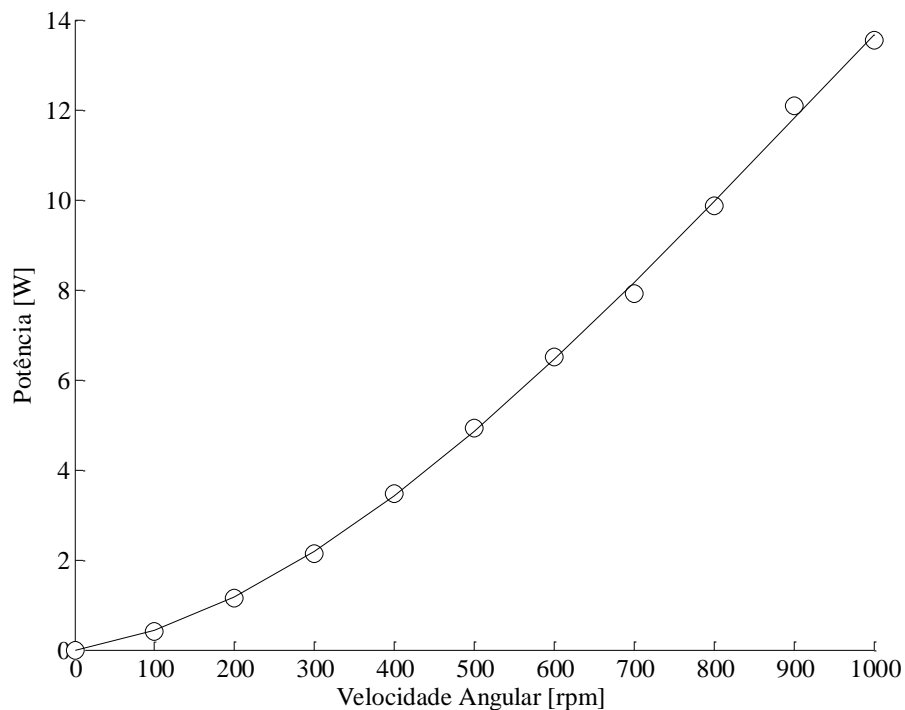
**Tabela 23 Valores experimentais médios para as perdas no núcleo.**

Velocidade [rpm]	Conjugado [mNm]	Potência [W]
100	40,00	0,42
200	54,30	1,14
300	68,30	2,15
400	82,70	3,46
500	94,00	4,92
600	103,70	6,51
700	108,00	7,92
800	117,70	9,86
900	128,30	12,09
1.000	129,30	13,54

O resultado para a regressão polinomial cúbica para a potência de perdas no núcleo em função da velocidade angular é

$$P_{ferro}(n_{rpm}) = -6,02 \times 10^{-9} n_{rpm}^3 + 1,69 \times 10^{-5} n_{rpm}^2 + 2,75 \times 10^{-3} n_{rpm} \quad (131)$$

Na Figura 99 são plotados os valores experimentais médios e a linha de tendência para a equação (131).



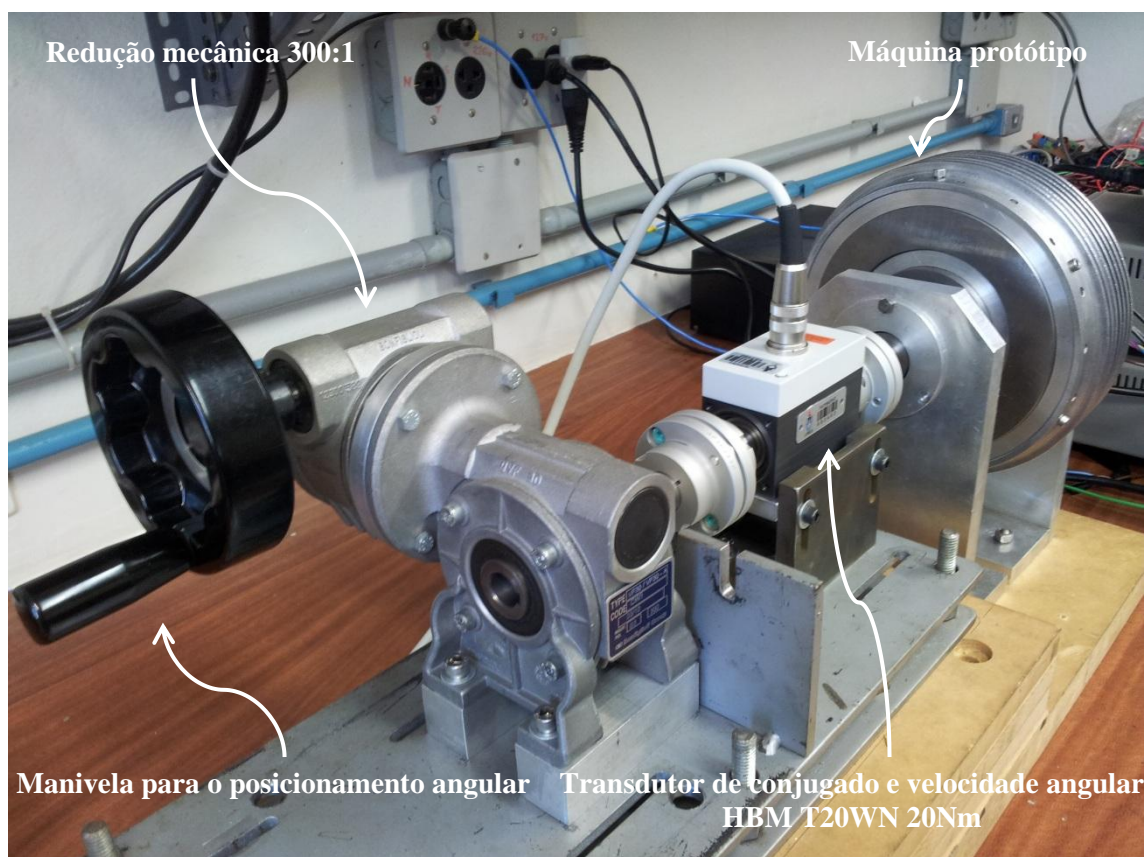
**Figura 99** Perdas no núcleo versus velocidade angular.

## 11.2 CONJUGADO ESTÁTICO VERSUS POSIÇÃO ANGULAR

A curva de conjugado estático é obtida através e um experimento com corrente constante nos enrolamentos da máquina, variando-se a posição angular do rotor e medindo-se os valores de conjugado obtidos. Para o posicionamento do rotor foi

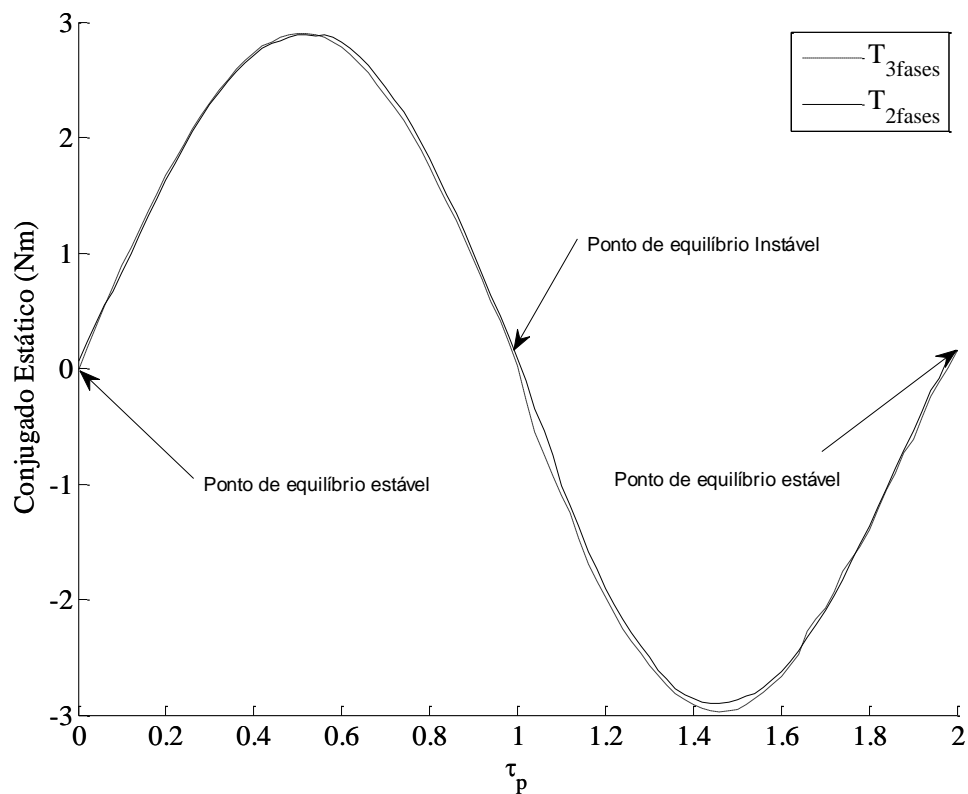


utilizada uma redução mecânica com relação 300:1. O ensaio foi realizado em 100 posições discretas, uma a cada volta no eixo de entrada da redução, obtendo-se um passo de  $1,2^\circ$  mecânicos, para o ângulo mecânico da medida até  $120^\circ$ , ou  $2\tau_p$ . A montagem da bancada experimental é ilustrada na Figura 100.

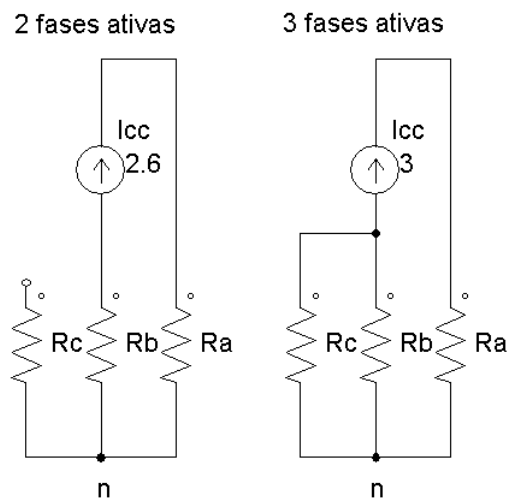


**Figura 100 Bancada experimental para a medida do conjugado estático.**

A Figura 101 apresenta o resultado para  $I = \frac{3\sqrt{3}}{2}$  A e 3 A, com duas e três fases ativas, respectivamente, conforme o circuito na Figura 102, os pontos de equilíbrio estável e instável estão identificados. A análise sugere resultados idênticos para a amplitude do conjugado estático comprovando a idêntica amplitude da FMM espacial nos dois casos, com correntes distintas.



**Figura 101** Curva experimental de conjugado estático versus posição angular do rotor para três e duas fases ativas, com 3 e 2,6 A, respectivamente.



**Figura 102** Circuito de excitação com corrente constante para o ensaio de conjugado estático.

A constante de conjugado estático máximo pode ser calculada a partir dos valores experimentais da Figura 101, gerando os resultados da Tabela 24.

**Tabela 24 Constante de conjugado estático máximo, para os valores da Figura 101.**

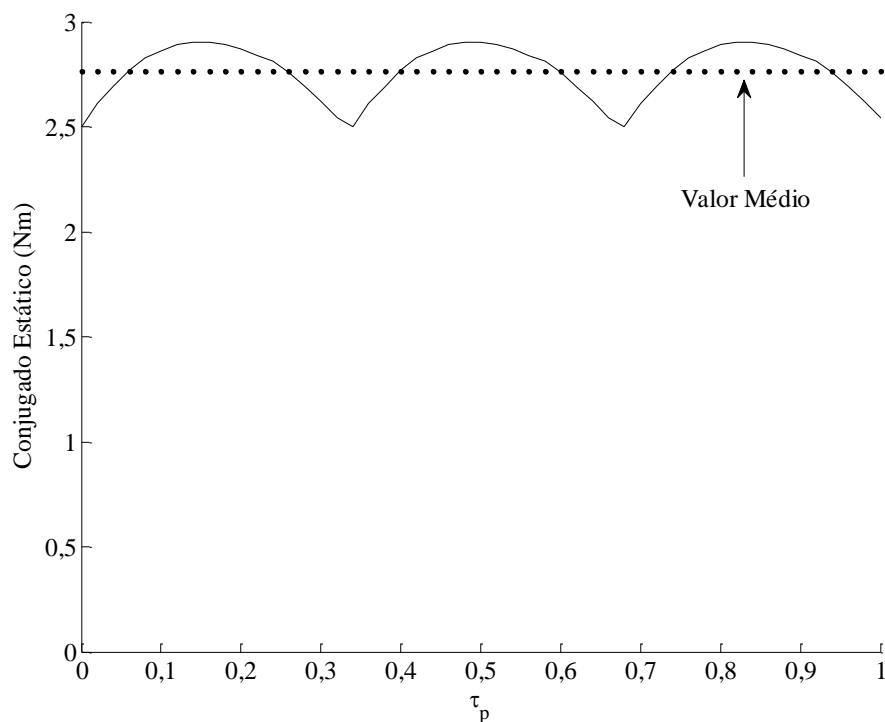
Parâmetro	Valor
$k_{Te}^{2-fases}$	1,12 Nm/A
	1,16 Nm/A/mm <sup>2</sup>
$k_{Te}^{3-fases}$	0,97 Nm/A
	1,01 Nm/A/mm <sup>2</sup>

Nota-se que a constante de conjugado estático máximo é maior para o caso com duas fases ativas, sendo a diferença proporcional ao valor  $\frac{2}{\sqrt{3}}$ , ou +15,47%. Este resultado comprova que no caso de acionamento com ângulo elétrico discreto (comutação eletrônica, sem escovas) a melhor opção é para duas fases ativas simultaneamente.

Uma previsão do caso síncrono senoidal pode ser feita, como no caso de correntes senoidais trifásicas e o ângulo de carga considerado para o valor máximo de conjugado estático. Como o valor tabelado para  $k_{Te}^{3-fases}$  corresponde à amplitude da forma de onda senoidal de corrente é necessária a conversão para o valor eficaz, resultando em uma constante de conjugado síncrono sem perdas  $k_{Te}^{Sincrono} = \sqrt{2}k_{Te}^{3-fases} = 1,37 \text{ Nm/A}$ . Geralmente este valor limite não pode ser atingido no modo motor síncrono em malha-aberta, pois é um ponto de instabilidade quanto ao sincronismo elétrico-mecânico para o sistema. Desta forma, uma solução é operar a máquina com um ângulo de carga ligeiramente inferior, dependendo das condições transitórias impostas ao sistema. Como solução definitiva, pode-se inserir um transdutor de posição absoluta no eixo da máquina, de forma a sincronizar as correntes de armadura com a posição do rotor. Neste aspecto, um

acionamento com comutação eletrônica de ângulo elétrico discreto (sem escovas) permite uma solução simplificada.

Uma previsão para o caso com comutação eletrônica pode ser feita, sendo o período elétrico discreto em 6 passos, como no caso da utilização de 3 sensores por efeito Hall bipolares, desta forma há a comutação das chaves a cada  $60^\circ$  elétricos, ou  $20^\circ$  mecânicos no caso de uma máquina com 3 pares de polos. O interesse é pelo valor de conjugado estático médio para um ângulo mecânico de  $20^\circ$ , centrado no ponto de máximo experimental para o caso de 2 fases ativas simultaneamente. A Figura 103 ilustra, com os dados experimentais para o conjugado estático, a forma-de-onda para o conjugado de comutação eletrônica e a linha com o valor médio calculado, igual a 2,76 Nm, com corrente igual a 2,6 A. A constante de conjugado de comutação eletrônica pode ser calculada através destes valores, gerando um resultado de 1,06 Nm/A. Considerando a área da secção transversal do condutor, tem-se 1,1 Nm/A/mm<sup>2</sup>.



**Figura 103** Conjugado estático de comutação eletrônica em função da posição angular.

A ondulação de conjugado de comutação eletrônica pode ser obtida pela razão entre o valor eficaz da variação cíclica de conjugado, igual a 292,3 mNm, e o valor médio, igual a 2,76 Nm, ou através dos valores normalizados pelas correntes, denominadas constantes de conjugado, de acordo com

$$Ondulação_{Te}^{Comutação} = \frac{k_{Te\_Variação\_cíclica}^{Comutação}}{k_{Te\_médio}^{Comutação}} \quad (132)$$

resultando em 10,58%.

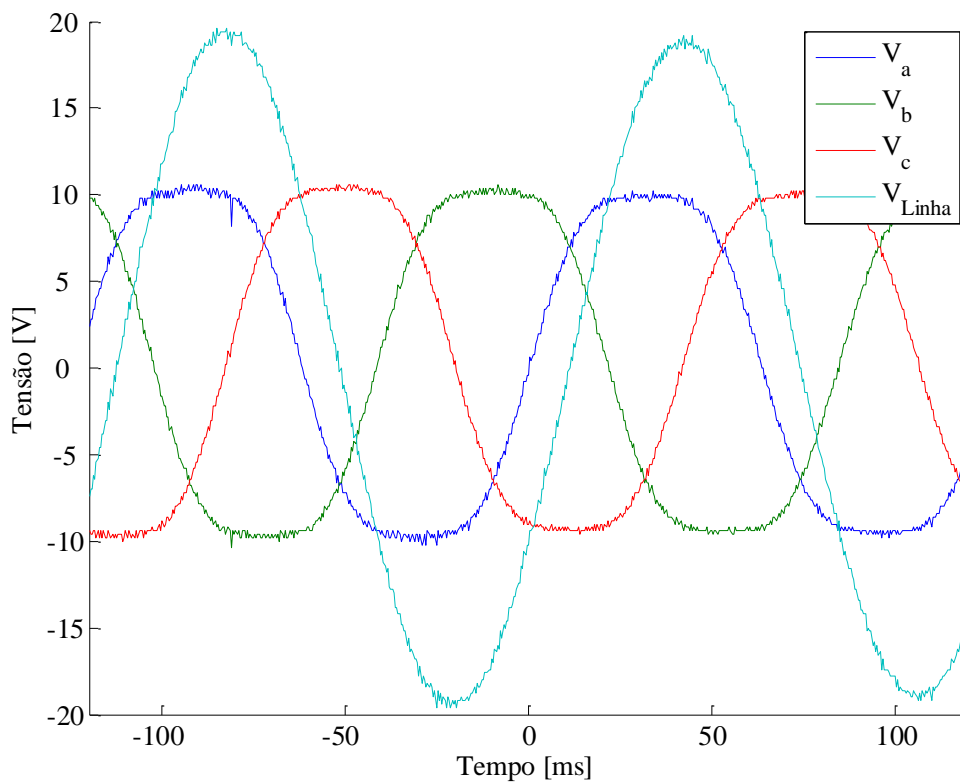
A Tabela 25 resume os valores característicos para as constantes de conjugado sem perdas em função da corrente e densidade de corrente, e a ondulação do conjugado motor através do acionamento com comutação eletrônica.

**Tabela 25 Caracterização das constantes de conjugado sem perdas.**

Parâmetro	Valor
$k_{Te\_máx}^{Síncrono}$	1,37 Nm/A
	1,42 Nm/A/mm <sup>2</sup>
$k_{Te\_médio}^{Comutação}$	1,06 Nm/A
	1,10 Nm/A/mm <sup>2</sup>
$k_{Te\_pico}^{Comutação}$	1,12 Nm/A
	1,16 Nm/A/mm <sup>2</sup>
$k_{Te\_Variação\_cíclica}^{Comutação}$	112,42 mNm/A
	116,92 mNm/A/mm <sup>2</sup>
$Ondulação_{Te}^{Comutação}$	10,58%

### 11.3 FORMA DE ONDA DA FORÇA ELETROMOTRIZ

As formas de onda da força eletromotriz de fase e de linha em conexão estrela são obtidas através do ensaio gerador a vazio, através da aquisição por um osciloscópio digital. A Figura 104 ilustra, a 160 rpm, as formas-de-onda das tensões de fase e de linha. Percebe-se grande diferença entre os formatos das formas de onda, devido ao cancelamento das componentes harmônicas múltiplas de 3 quando em conexão estrela.



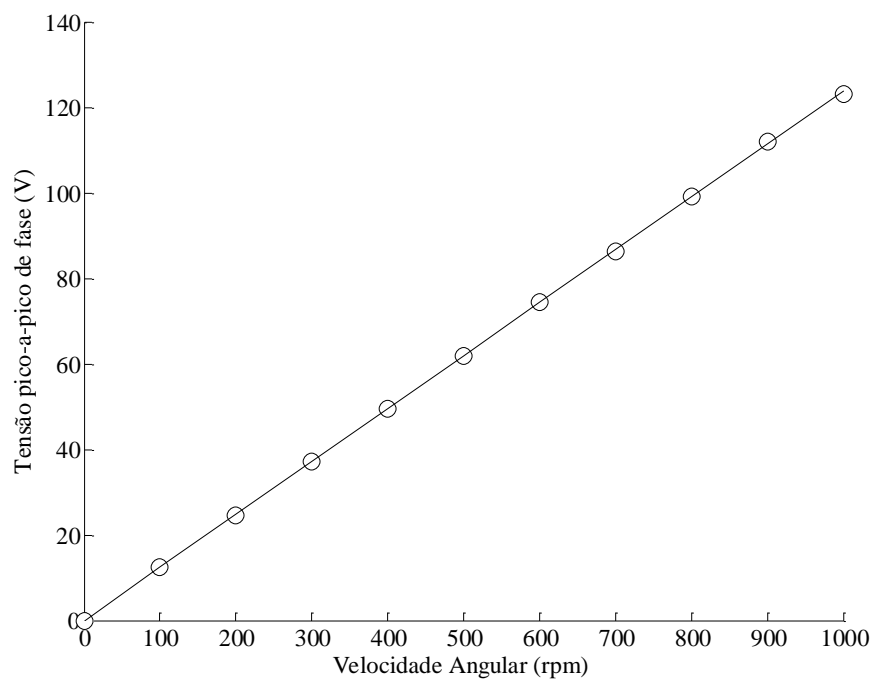
**Figura 104** Forma de onda da força eletromotriz nas três fases e de linha a 160 rpm.

## 11.4 FORÇA ELETROMOTRIZ VERSUS VELOCIDADE ANGULAR

Os valores experimentais obtidos por um osciloscópio digital para a FEM pico-a-pico de fase estão contidos na Tabela 26.

**Tabela 26 Valores experimentais para a FEM pico-a-pico de fase.**

Velocidade [rpm]	Tensão [V]
100	12,47
200	24,67
300	37,07
400	49,60
500	61,87
600	74,40
700	86,40
800	99,20
900	112,00
1.000	123,20



**Figura 105 Resultados experimentais para a FEM pico-a-pico de fase versus velocidade angular.**

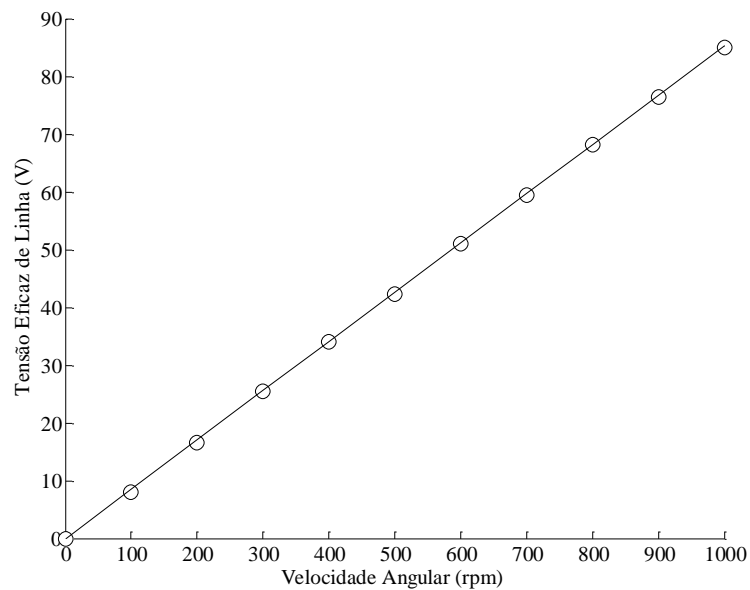
Utilizando o comando *robustfit* do Matlab<sup>®</sup> o resultado para a regressão linear é  $k_{FEM}^{Fase} = 124$  mV/rpm. Na Figura 105 são plotados os valores experimentais e a linha de tendência para o resultado da regressão.

Para a FEM eficaz de linha os valores experimentais obtidos pelo instrumento HP3478A estão contidos na Tabela 27.

**Tabela 27 Valores experimentais para a FEM eficaz de linha.**

Velocidade [rpm]	Tensão Eficaz de Linha [V]
100	7,97
200	16,65
300	25,53
400	33,98
500	42,32
600	51,02
700	59,51
800	68,22
900	76,45
1.000	85,01

O resultado para a regressão linear é de 85,31 mV/rpm. Na Figura 106 são plotados os valores experimentais e a linha de tendência para o resultado da regressão.

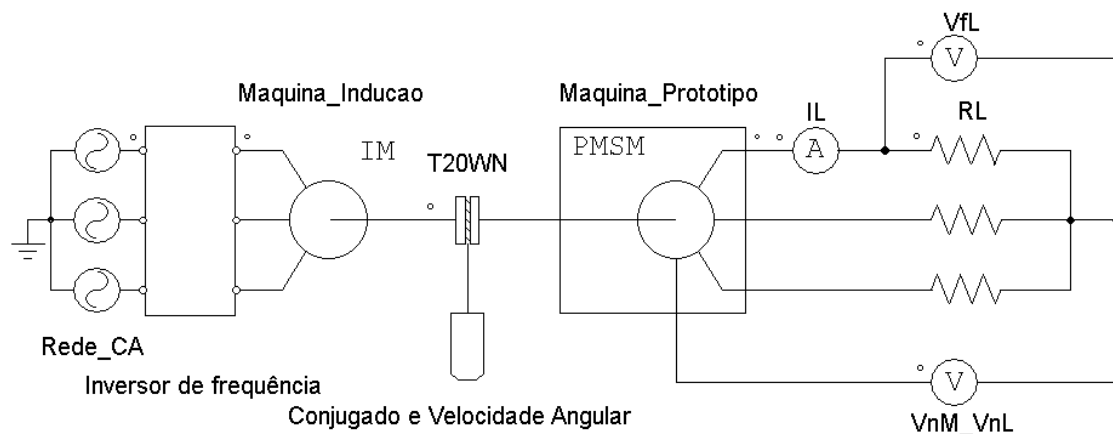


**Figura 106 Resultado experimental para a FEM eficaz de linha versus velocidade angular.**



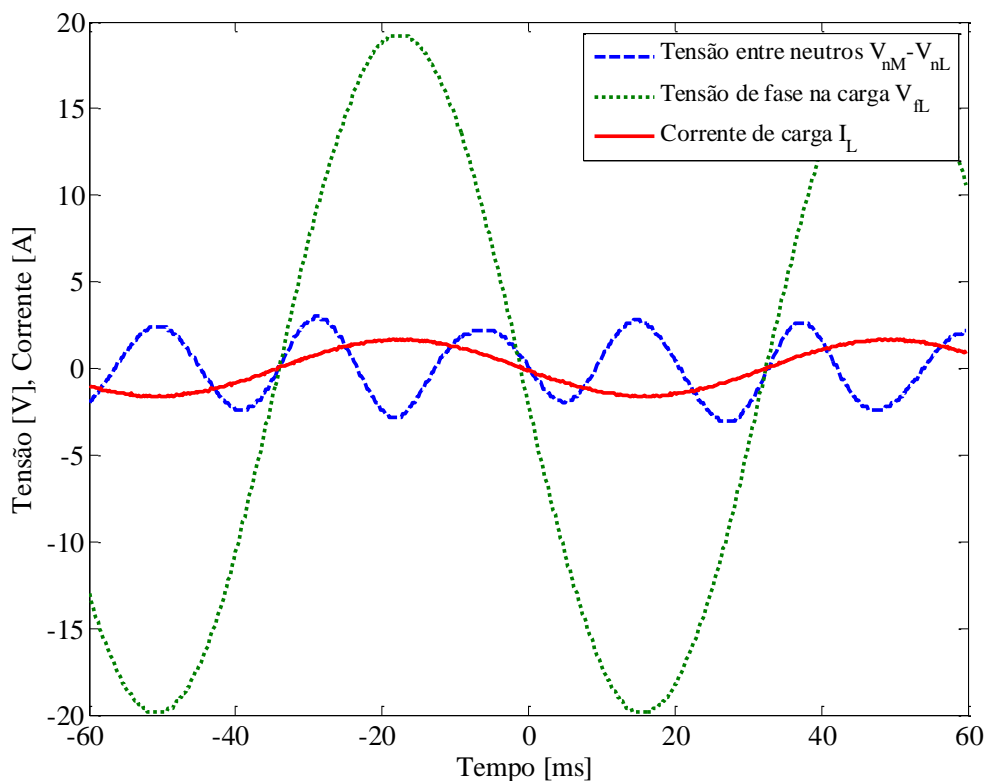
## 11.5 A TORUS COMO GERADOR SÍNCRONO COM CARGA RESISTIVA

O esquema para a bancada experimental e o circuito elétrico do ensaio como gerador síncrono com carga resistiva é ilustrado na Figura 107. A máquina é ligada a uma carga resistiva equilibrada ligada em estrela, com  $R_L = 12 \Omega$ . São medidas a corrente  $I_L$  e as tensões de fase na carga e entre neutros,  $V_{fL}$  e  $V_{nM} - V_{nL}$ , respectivamente.



**Figura 107** Esquema para o ensaio da máquina Torus como gerador síncrono.

Na Figura 108,  $V_{nM} - V_{nL}$  é a forma de onda da tensão adquirida entre os neutros da máquina e da carga trifásica resistiva equilibrada, com  $R_L = 12 \Omega$ . Esta tensão gera, no caso de haver conexão entre os neutros, a componente de sequência zero da corrente, que resulta em uma componente para FMM estacionária no entreferro e, por consequência, uma parcela de conjugado eletromagnético estacionário, prejudicando o desempenho da máquina elétrica. Os valores eficazes para as tensões de fase na carga  $V_{fL}$  e entre neutros  $V_{nM} - V_{nL}$  são 14,4 e 1,8 V, respectivamente, com relação entre as amplitudes igual a 12,5%.



**Figura 108** Aquisição das formas-de-onda para a operação como gerador síncrono com carga resistiva equilibrada  $R_L = 12 \Omega$ , conectada em estrela, a 300 rpm.

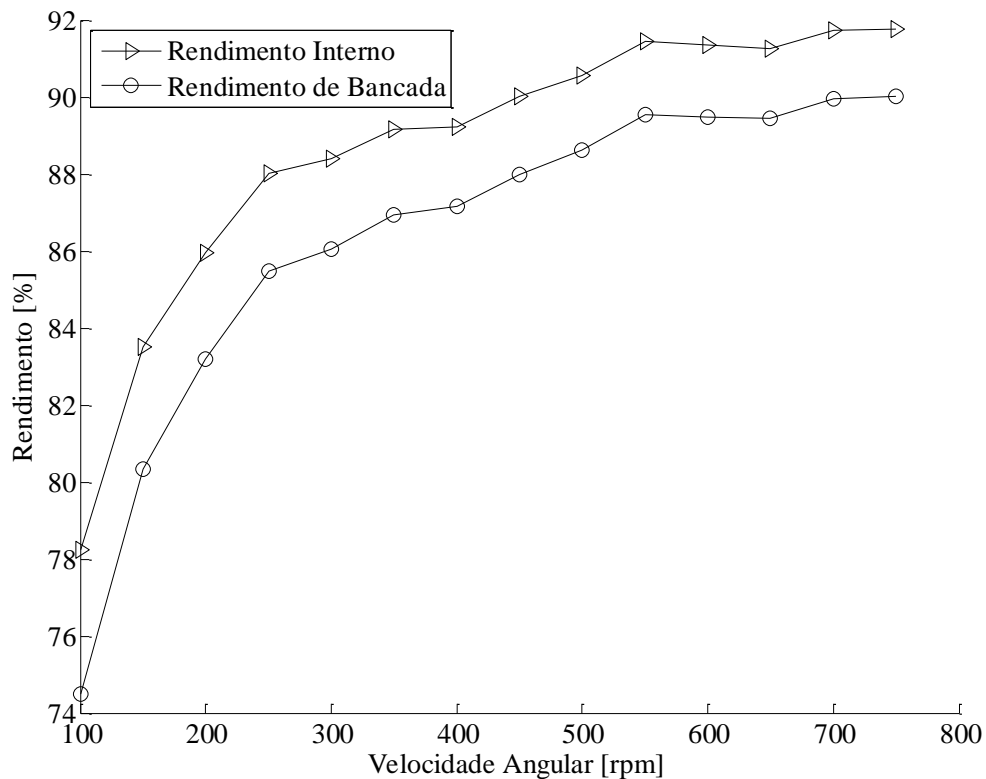
Nota-se, na mesma figura, que o sinal de tensão entre neutros é modulado em amplitude na frequência da fundamental. Apesar de pequena a amplitude da modulação, esta indica que há um desbalanceamento de pequena ordem de grandeza entre os dois sistemas trifásicos, podendo ser explicado pela incerteza na medida dos resistores que compõe a carga equilibrada.

O rendimento da máquina acoplada à bancada como gerador síncrono, com carga resistiva equilibrada  $R_L = 12 \Omega$  conectada em estrela, pode ser calculado a partir dos valores experimentais da Tabela 28. O rendimento interno de acordo com (112) é calculado com a potência mecânica líquida, ou seja, pelo resultado da subtração da potência de perdas mecânicas da potência mecânica obtida no experimento.

**Tabela 28 Resultados experimentais como gerador síncrono com carga resistiva.**

Velocidade [rpm]	Conjugado [Nm]	Potência Mecânica [W]	Tensão de fase [V]	Corrente na carga [A]	Potência Elétrica [W]	Rendimento de Bancada [%]	Rendimento Interno [%]
100	0,64	6,70	4,38	0,38	4,99	74,50	78,24
150	0,92	14,45	6,79	0,57	11,61	80,34	83,50
200	1,20	25,13	9,17	0,76	20,91	83,19	85,97
250	1,49	39,01	11,70	0,95	33,35	85,48	88,01
300	1,76	55,29	13,79	1,15	47,58	86,04	88,39
350	2,04	74,77	16,17	1,34	65,00	86,94	89,15
400	2,32	97,18	18,45	1,53	84,69	87,14	89,23
450	2,58	121,58	20,73	1,72	106,97	87,98	90,00
500	2,87	150,27	23,12	1,92	133,17	88,62	90,56
550	3,12	179,70	25,42	2,11	160,91	89,54	91,45
600	3,37	211,74	27,58	2,29	189,47	89,48	91,34
650	3,63	247,09	29,83	2,47	221,04	89,46	91,27
700	3,91	286,62	32,19	2,67	257,84	89,96	91,72
750	4,16	326,73	34,40	2,85	294,12	90,02	91,75

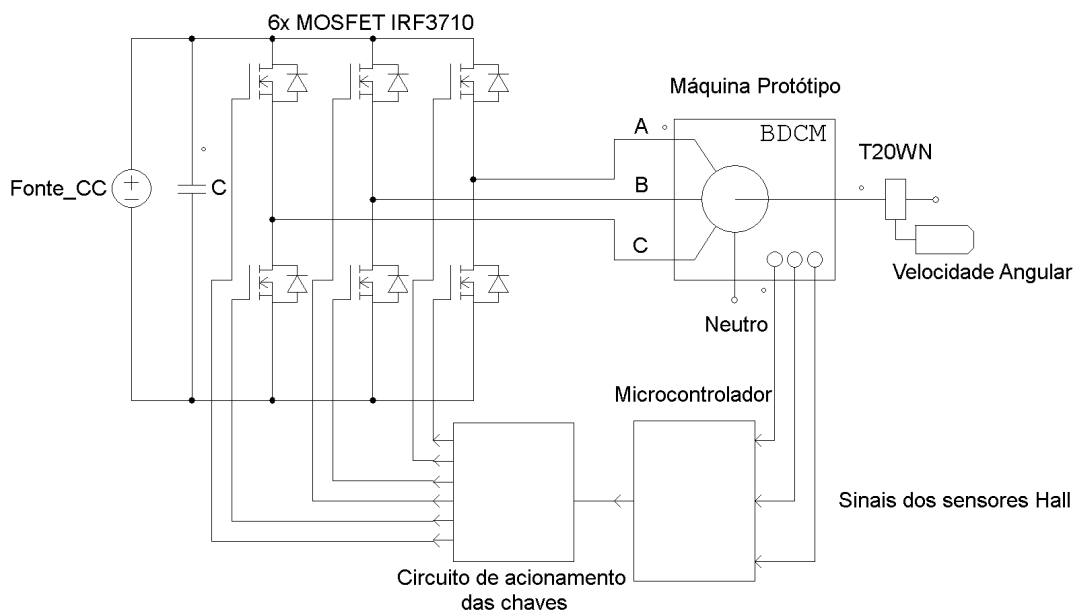
Na Figura 109 são plotados os pontos para o rendimento de bancada e rendimento interno versus velocidade para os dados da Tabela 28.



**Figura 109 Rendimento experimental versus velocidade angular como gerador síncrono com carga resistiva equilibrada  $R_L = 12 \Omega$ , conectada em estrela.**

## 11.6 ACIONAMENTO COMO MOTOR COM COMUTAÇÃO ELETRÔNICA

O esquema de acionamento da máquina protótipo como motor com comutação eletrônica é ilustrado na Figura 110. A energia proveniente da fonte CC é aplicada ao barramento CC do circuito de comutação eletrônica, formado por 6 chaves do tipo MOSFET IRF3710. Os sinais dos sensores de efeito Hall bipolares, dependentes da posição angular do rotor, são aplicados à entrada do microcontrolador, que foi programado com a lógica para o controle do circuito de acionamento das chaves. Com a máquina conectada em estrela com neutro flutuante, o esquema adotado é para 2 chaves em condução simultaneamente, ou seja, sempre há corrente em 2 fases, permanecendo a terceira fase em circuito aberto.



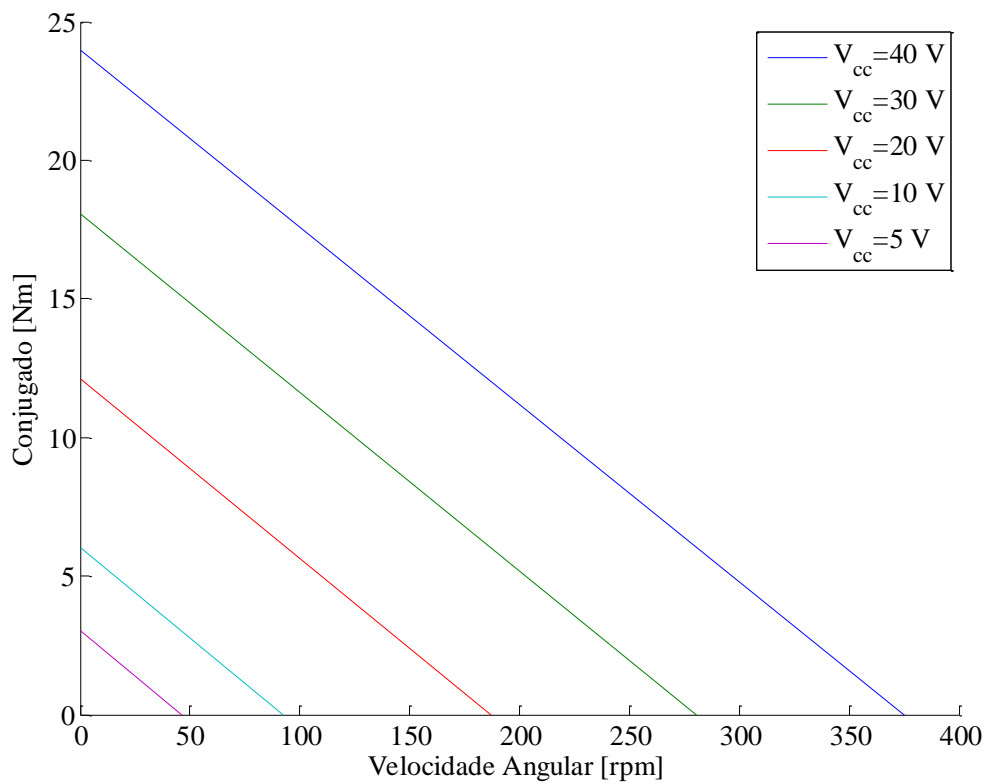
**Figura 110** Esquema para o acionamento como motor com comutação eletrônica.

O ensaio a vazio produziu os resultados experimentais da Tabela 29 para a velocidade angular em função da tensão no barramento CC. Os valores de corrente para a condição de rotor bloqueado foram calculados utilizando a resistência experimental de fase  $R_{fase} = 0,86 \Omega$ , com duas fases ativas em conexão estrela. Também foram consideradas as resistências dreno-fonte de duas chaves, IRF3710, com  $R_{DS(on)} = 23 \text{ m}\Omega$ . Na Figura 111 são ilustradas as retas características em função da tensão no barramento CC, para os valores experimentais de velocidade angular a vazio e os valores calculados de conjugado para a condição de rotor bloqueado, considerando a constante de conjugado estático médio igual  $1,06 \text{ Nm/A}$ , ou  $1,1 \text{ Nm/A/mm}^2$  considerando a densidade de corrente equivalente para o condutor.

**Tabela 29 Medidas experimentais de velocidade versus tensão no barramento CC.**

Tensão CC [V]	Velocidade [rpm]
5	46,3
10	92,5
20	197,3
30	280,6
40	375

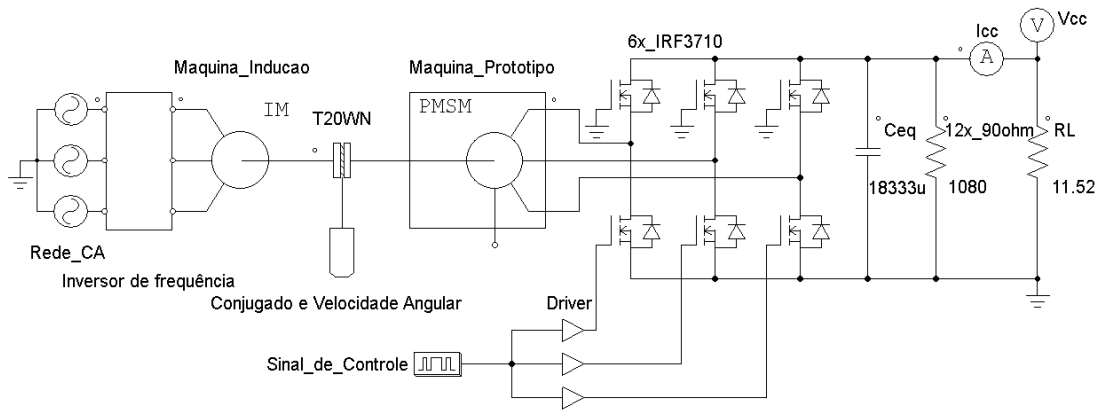
$$k_{\text{velocidade}}^{\text{Comutação}} = 9,37 \text{ rpm/V}$$

**Figura 111 Curvas características de conjugado versus velocidade angular para o acionamento em modo motor com comutação eletrônica.**

## 11.7 FRENAGEM REGENERATIVA EM REGIME DE COMUTAÇÃO ELETRÔNICA

O conceito de frenagem regenerativa, em regime de comutação eletrônica e velocidade angular constante, pode ser utilizado como metodologia para a avaliação do rendimento na conversão de energia. A situação imposta pelo ensaio é análoga à encontrada por um veículo em pista inclinada e movimento longitudinal descendente, sendo que para cada valor de velocidade ensaiado corresponde a uma diferente inclinação longitudinal da pista. Desta forma, para a manutenção do veículo em regime permanente é necessária a conversão da variação de energia potencial gravitacional e, portanto, à energia cinética constante.

O circuito elaborado para este teste é ilustrado na Figura 115, sendo a máquina protótipo ligada às meias-pontes com transistores MOSFET. No barramento CC é inserido um banco de capacitores, conforme a Figura 113, com 12 capacitores de  $220.000 \mu\text{F}$  versus  $6 \text{ V}$  ligados em série, equivalendo a uma capacitância de  $18.333 \mu\text{F}$  versus  $72 \text{ V}$  de tensão limite. Para manter correta a distribuição da tensão nos capacitores associados em série, foi inserido um divisor de tensão resistivo com 12 resistores de  $90 \Omega$ , equivalendo a uma resistência de  $1.080 \Omega$  no barramento CC. A energia dissipada por estes resistores não foi medida, pois a forma de onda da corrente nos capacitores possui componentes de alta frequência, dificultando a sua correta mensuração, porém, dada a ordem de grandeza em comparação com a carga pode-se desprezar esta potência. A carga de medição da potência no barramento CC é composta por um resistor de  $11,52 \Omega$  em substituição a um sistema de armazenamento de energia, normalmente formado por baterias e ultracapacitores.



**Figura 112** Circuito equivalente para o ensaio de frenagem regenerativa.



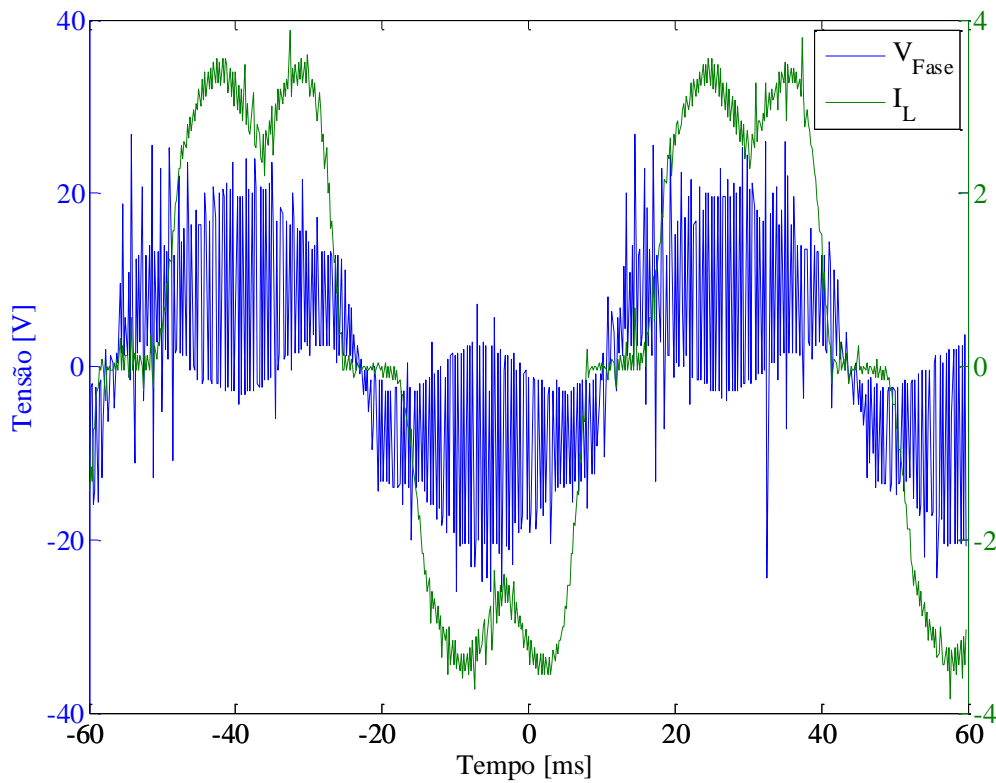
**Figura 113** Banco de capacitores utilizado para o ensaio de frenagem regenerativa.

Para o ensaio de frenagem regenerativa, o circuito de controle fornece um sinal com razão cíclica constante de 12%, na frequência de 2,5 kHz, para a comutação eletrônica simultânea das 3 chaves inferiores, conectadas ao polo negativo do



barramento CC. As chaves conectadas ao terminal positivo do barramento CC não são atuadas, ficando apenas os diodos intrínsecos aos transístores MOSFET ativos. Desta forma, quando as chaves estão em condução estabelece-se um caminho de baixa impedância para a tensão induzida nos terminais da máquina, gerando uma corrente que magnetiza o núcleo ferromagnético, armazenando energia indutiva e, quando as chaves saem do regime de condução, o rápido colapso do campo magnético gera a tensão necessária à manutenção da corrente, pela descarga da energia indutiva através do retificador formado pelos diodos intrínsecos de cada MOSFET. A capacitância no barramento CC é responsável pela filtragem desta corrente de conteúdo harmônico elevado, permitindo um valor médio de tensão com baixa ondulação para a medida de tensão e corrente na carga. A Figura 114 ilustra uma aquisição via osciloscópio da corrente e tensão de fase durante o ensaio, onde se pode observar na forma-de-onda da tensão de fase o resultado da comutação.

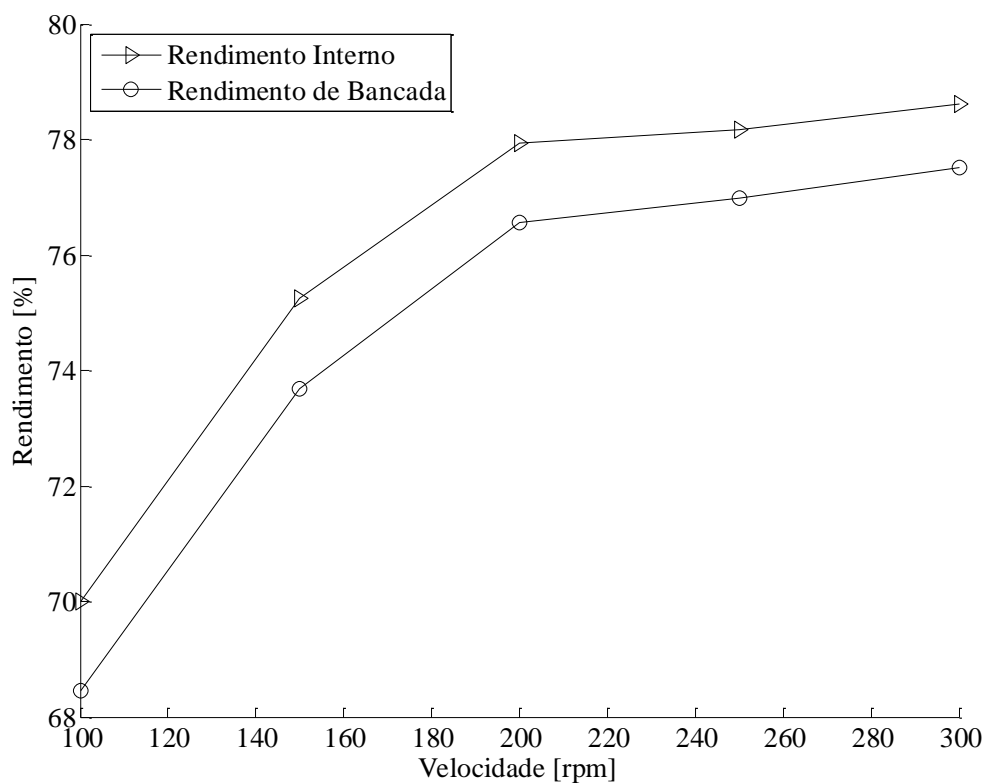
O ensaio produziu os resultados da Tabela 30. Na Figura 115 são plotados os pontos obtidos para o rendimento de bancada e interno, em função da velocidade angular, para uma carga resistiva de  $11,52 \Omega$ . A velocidade angular ficou limitada a 300 rpm devido às restrições de conjugado imposto pela máquina de indução primária e de medida de corrente pelo instrumento HP 3478A, em 3 A.



**Figura 114 Formas de onda para a corrente e tensão de fase em frenagem regenerativa.**

**Tabela 30 Resultados experimentais em frenagem regenerativa.**

Velocidade [rpm]	Conjugado [Nm]	Potência Mecânica [W]	Tensão CC [V]	Corrente CC [A]	Potência Elétrica [W]	Rendimento de Bancada [%]	Rendimento Interno [%]
100	1,39	14,56	10,83	0,92	9,96	68,45	69,99
150	1,68	26,07	15,2	1,29	19,21	73,68	75,26
200	2,25	46,49	20,5	1,74	35,60	76,57	77,93
250	2,79	73,56	25,75	2,19	56,63	76,98	78,17
300	3,33	105,24	30,8	2,62	81,57	77,51	78,61



**Figura 115 Rendimento em modo de frenagem regenerativa.**

A análise dos resultados de rendimento sugere que este é crescente à medida que a corrente aumenta até certo ponto, portanto frenagens com conjugado próximo do nominal para o máximo rendimento são melhores quanto à capacidade de regeneração de energia. O rendimento interno máximo obtido para o ensaio é de 78,61%, com tendência a aumentar para velocidades maiores.



## 12 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

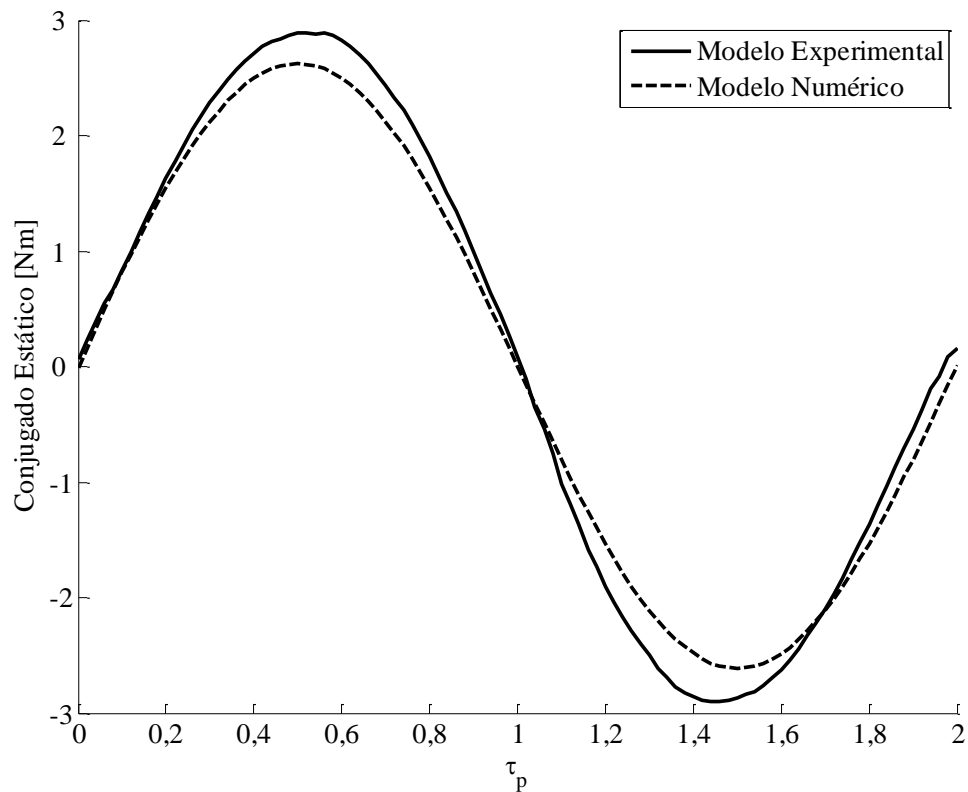
A comparação dos resultados obtidos pelos modelos analíticos, numéricos e experimentais é descrita de forma a compreender e avaliar as diferenças entre as estimativas dos modelos teóricos e a máquina protótipo.

O resultado comparativo para os valores médios experimentais para a resistência de fase é apresentado na Tabela 31. Nota-se boa representatividade dos modelos analítico e experimental na estimativa. Os valores para os modelos analítico e numérico são idênticos, pois descendem do mesmo modelo para a geometria dos enrolamentos, a pequena diferença encontrada é resultado do arredondamento e truncamento numérico. A resistência de terminal média da máquina engloba o valor para a fiação.

**Tabela 31 Comparativo para os valores médios da resistência de fase e de terminal.**

Modelo	Resistência de fase [mΩ]	Resistência de terminal [mΩ]
Analítico	850,8	-
Numérico	851	-
Experimental	821,1	853,2

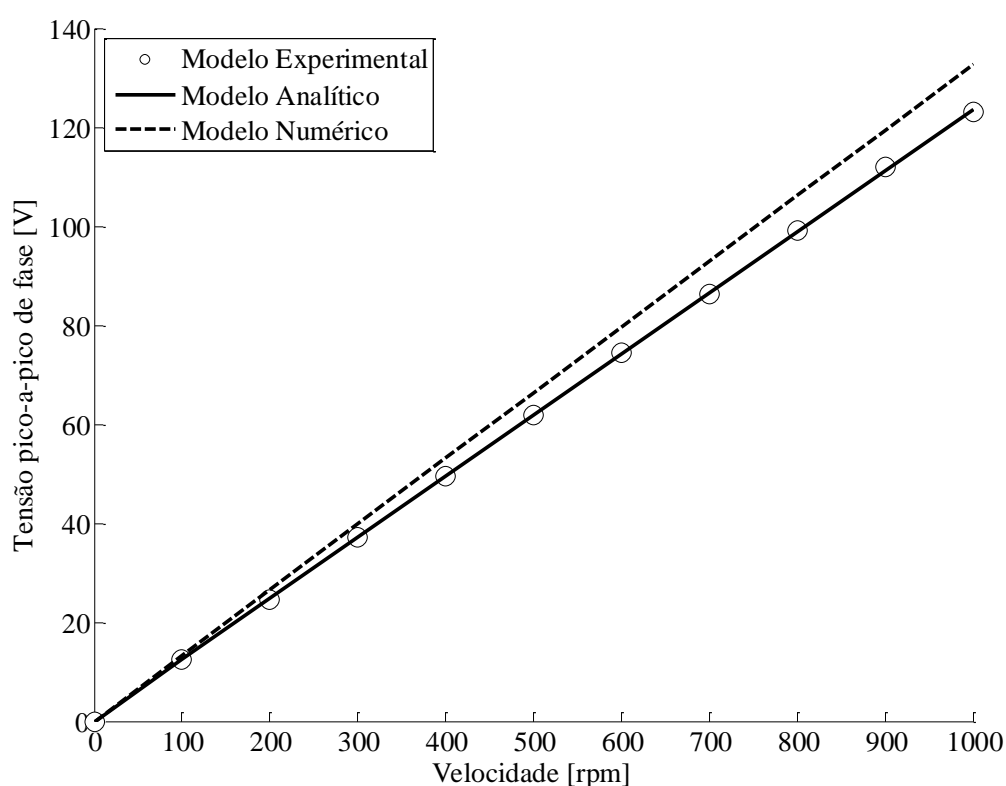
A comparação para o conjugado estático entre o resultado para o modelo numérico e o experimental com 2 fases ativas é ilustrada na Figura 116.



**Figura 116 Comparativo entre os resultados para o conjugado estático em função da posição angular polar.**

A análise da Figura 116 sugere uma estimativa 9,3% inferior para o resultado da amplitude do conjugado estático numérico em relação ao experimental. Várias podem ser as causas deste fato, entre eles a incerteza na caracterização dos materiais magnéticos, como a indução remanente  $B_r$  para os ímãs permanentes, na ordem de  $\pm 10\%$ . Outra possível explicação é a curva  $B(H)$  para o material laminado do núcleo, caracterizada a 50 Hz, enquanto o resultado experimental é obtido estaticamente. Ainda, as diferenças entre as geometrias dos enrolamentos para os modelos analítico e experimental, devido ao fator de ocupação constante e não homogêneo, respectivamente.

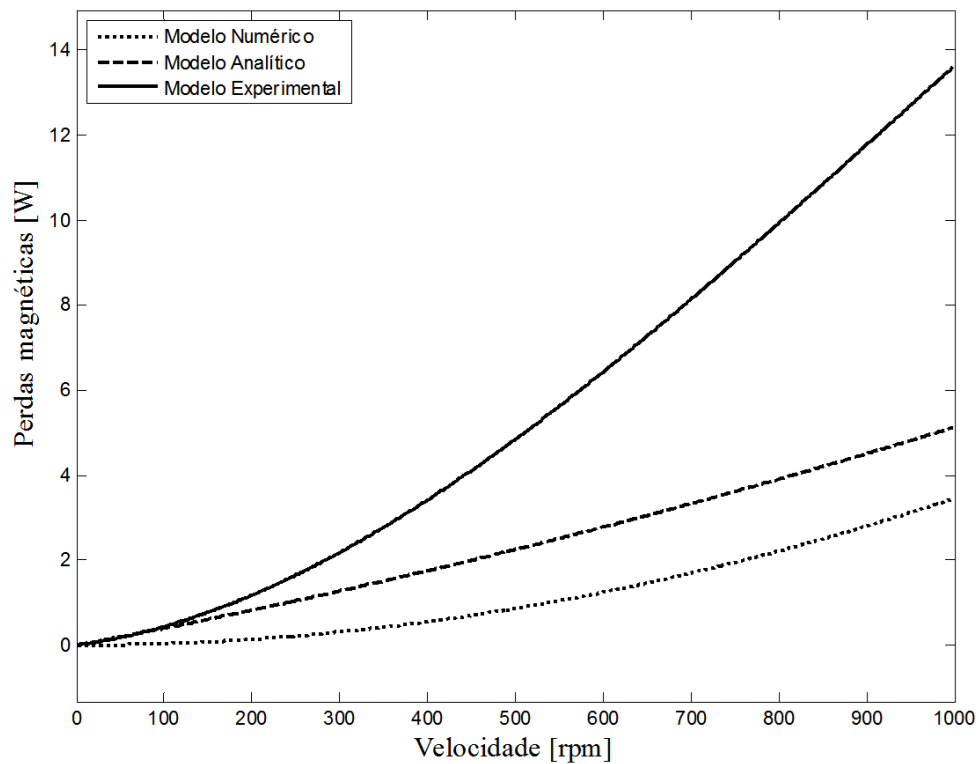
A comparação entre os modelos analítico, numérico e experimental para a amplitude da FEM induzida de fase versus velocidade angular é ilustrada na Figura 117. Nota-se pequena divergência para o modelo numérico em relação aos dados experimentais e o modelo analítico, fato que pode ser explicado pelos diferentes fatores de ocupação para o condutor entre o modelo numérico simulado para este resultado e o experimental.



**Figura 117 Comparativo para a amplitude da FEM induzida pelos modelos analítico, numérico e experimental.**

A análise comparativa entre os modelos analítico, numérico e experimental para a potência de perdas no núcleo em função da velocidade angular pode ser feita a partir da Figura 118. Nota-se grande divergência entre as curvas, principalmente em relação aos valores obtidos para o modelo experimental. Este fato pressupõe a existência da

potência de perdas por correntes parasitas no plano da laminação, geradas pela parcela de fluxo radial no núcleo, em função da curvatura. Cabe salientar que, o ensaio foi executado com o estator bobinado, portanto existe a parcela de perdas por correntes parasitas induzidas nos enrolamentos da máquina. Ainda assim, qualitativamente, a ordem de grandeza das perdas experimentais para o núcleo ferromagnético laminado é bastante pequena em comparação com as obtidas por núcleos sólidos, como o protótipo produzido por (LOUREIRO, 2008).



**Figura 118** Comparativo para as perdas no núcleo versus velocidade mecânica.



## CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

Neste trabalho, foram apresentados modelos que possibilitam o estudo e a análise das grandezas eletromagnéticas envolvidas na caracterização e projeto de uma máquina elétrica de fluxo axial. Um protótipo foi construído, com o objetivo de validar os resultados dos modelos.

Como principal contribuição científica é proposta a modelagem analítica tridimensional para a geometria dos enrolamentos setoriais com a área da secção de condução constante, da qual é obtida a solução analítica para o volume geométrico das bobinas sobre o núcleo toroidal. Como resultado destes modelos é obtida a estimativa para a resistência de fase da máquina, com diferença inferior a 5% para com o experimental, apesar da comparação entre os formatos da geometria possuir divergências, devido ao fator de ocupação não homogêneo para o condutor no modelo experimental.

Os resultados experimentais para as perdas no núcleo divergiram dos modelos numérico e analítico, gerando valores bastante superiores aos previstos, porém, ainda assim, pequenos em relação à potência nos ensaios.

Os resultados para o rendimento interno como gerador síncrono, com carga resistiva de 12 ohms em conexão estrela, obtiveram um máximo de 91,75%. Os resultados para o rendimento interno de conversão de energia em frenagem regenerativa obtiveram um máximo ensaiado de 78,61% a 300 rpm, resultado que engloba as perdas por comutação das chaves e de condução para os diodos intrínsecos, comprovando que a máquina possui uma boa capacidade neste aspecto.

O resultado para a constante de conjugado síncrono máximo é de 1,37 Nm/A, ou 1,42 Nm/A/mm<sup>2</sup>. Para o acionamento em modo motor com comutação eletrônica o valor médio situa-se em 1,06 Nm/A, ou 1,1 Nm/A/mm<sup>2</sup>, sendo a constante de velocidade na ordem de 9,37 rpm/V.

A análise dos resultados do sistema acoplado mostra que existe uma velocidade ótima em regime permanente, para a qual o sistema possui a máxima eficiência energética. A perda automotiva é dominante no sistema e a inserção da máquina com acoplamento direto é de baixa significância quanto às perdas magnéticas no núcleo toroidal. Fato que se deve ao grande entreferro e a ausência de ranhuras.

A seguir são sugeridos temas para trabalhos futuros e que são baseados nas observações do estudo desenvolvido neste trabalho:

- O desenvolvimento de um modelo analítico para a geometria dos enrolamentos toroidais com fator de ocupação do condutor não constante.
- A aplicação de ímãs permanentes com afastamento constante com o raio, evitando maiores fugas de fluxo interpolar no raio interno. Podem-se utilizar os ímãs setoriais, porém posicionados em um raio maior.
- O estudo do núcleo estator toroidal em laminação aço silício de grão orientado e amorfo. Também há a possibilidade de ser executado experimentalmente em SMC.
- A aplicação da máquina elétrica protótipo em um veículo para provas de eficiência energética, como a *Shell Eco-marathon* e, a comprovação experimental do desempenho do sistema veicular.

- A análise transitória do sistema em modos motor e frenagem regenerativa através de modelos para o ciclo de velocidade.



## REFERÊNCIAS

- AUSTRIN, L.; FIGUEROA-KARLSTROM, E.; ENGDahl, G. Evaluation of switching losses in magnetic amplifiers as an alternative to IGBT switching technologies. In: **POWER ELECTRONICS, MACHINES AND DRIVES**, 4, 2008. York, **Proceedings...** Boston: IEEE Press, 2008, p.250-254.
- AYDIN, M.; SURONG H.; LIPO, T. A. Design and 3D electromagnetic field analysis of non-slotted and slotted TORUS type axial flux surface mounted permanent magnet disc machines. In: **ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE**, 3. 2001, Cambridge. **Proceedings...**, Boston: IEEE Press, 2001, p.645-651.
- AYDIN, M.; SURONG H.; LIPO, T. A. Torque quality and comparison of internal and external rotor axial flux surface-magnet disc machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Boston, v.53, n.3, p. 822- 830, Jun. 2006.
- BASTOS, J. P. A. **Eletrromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-estática**. 2. ed. Florianopolis: UFSC, 2008.
- BINNS, K. J.; LAWRENSON, P. J.; TROWBRIDGE, C. W. **The Analytical and Numerical Solution of Electric and Magnetic Fields**. Chichester: John Willey & Sons, 1992.
- BOZORTH, R. M. **Ferromagnetism**. Piscataway: IEEE Press, 2003.
- BUMBY, J. R. et al. Electromagnetic design of axial-flux permanent magnet machines. **IEE Proceedings Electric Power Applications**, [S. l.], v.151, n.2, p. 151-160, Mar. 2004.
- CIRCULAR OF THE BUREAU OF STANDARDS. **Copper Wire Tables**. 3. ed. Disponível em: <  
<http://www.archive.org/stream/copperwiretables31unituoft#page/n7/mode/2up>>.  
 Acesso em 12 Jul. 2012.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, A.D. **Máquinas Elétricas**. 6. ed. São Paulo: Bookman, 2006.
- FURLANI, E. P. **Permanent Magnet and Electromechanical Devices**. San Diego: Academic Press, 2001.
- GIERAS, J. F.; WANG R.; KAMPER M. J. **Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines**. 2. ed. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 2008.
- HALBACH, K. Design of Permanent Multipole Magnets With Oriented Rare Earth Cobalt Material. **Nuclear Instruments and Methods**, Amsterdam, v. 169, n. 1, p. 1-10, 1980.
- HAWKINS, N. **Electrical Guide**. Number one. New York: T. Audel, 1917.

HEWITT, A. J. **The Effects of Curvature on Axial Flux Machine Cores.** 2005. 172 f. Tese (Doctor of Philosophy) – The University of Southern Queensland, Toowoomba, 2005.

HOGANAS, **Soft Magnetic Composites - Properties and Applications.** Disponível em: <[http://www.hoganas.com/Documents/Published%20Articles/2002/Soft\\_magnetic\\_composites\\_properties\\_and\\_applications.pdf](http://www.hoganas.com/Documents/Published%20Articles/2002/Soft_magnetic_composites_properties_and_applications.pdf)>. Acesso em Dez. 2011.

HUSAIN, I. **Electric and Hybrid Vehicles Design Fundamentals.** 2. Ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.

JACOBS, S. et al. Magnetic material optimization for hybrid vehicle PMSM drives. **World Electric Vehicle Journal**, Stavanger, v. 3, p. 1-9, 2009.

LACHEISSERIE, T. E. et al. **MAGNETISM Materials and Applications.** Boston: Springer, 2005.

LARMINIE, J.; LOWRY, J. **Electric Vehicle Technology Explained.** Chichester: John Wiley & Sons, 2003.

LEITHOLD, L. **O cálculo com geometria analítica.** 3. ed. São Paulo: Harbra, 1994.

LOUREIRO, L. T. R. **Um estudo sobre a máquina Torus.** 2008. 106 f. Tese (Doutorado em engenharia elétrica) – UFRGS, Porto Alegre, 2008.

LOUREIRO, L. T. R. et al. Model of a Permanent Magnet Axial-Flux Machine Based on Lie's Symmetries. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S. l.], v.44, n.11, p.4321-4324, Nov. 2008.

MAGNAWORKS TECHNOLOGY. **Sintered Neodymium Magnets.** 2010. Disponível em: <[http://www.magnaworkstechnology.com/sintered\\_neodymium.shtml](http://www.magnaworkstechnology.com/sintered_neodymium.shtml)> Acesso em: 28 jan. 2011.

MAGALLAN, G. A.; DE ANGELO, C. H.; GARCIA, G. O. Maximization of the Traction Forces in a 2WD Electric Vehicle. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S. l.], v. 60, n. 2, p. 369–380, Feb. 2011.

MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Balanço Energético Nacional – 2011.** Disponível em: <[https://ben.epe.gov.br/downloads/Relatorio\\_Final\\_BEN\\_2011.pdf](https://ben.epe.gov.br/downloads/Relatorio_Final_BEN_2011.pdf)>. Acesso em 02 Ago. 2012.

MITSCHE, M.; WALLENTOWITZ, H. **Dynamik der Kraftfahrzeuge.** Berlin: Springer, 2004.

OSÓRIO, J. O. M. **Análise da Máquina Torus sob Frenagem Eletrodinâmica.** 2011. 159 f. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica) – UFRGS, Porto Alegre, 2011.

POPP, K.; SCHIEHLEN, W. **Ground Vehicle Dynamics.** Berlin: Springer, 2010.

RAJAMANI, R. **Vehicle Dynamics and Control.** 2. ed. New York: Springer, 2012.

SANTIN, J. J. et al. **The World's Most Fuel Efficient Vehicle**. Zurich: vdf Hochschulverlag AG, 2007.

SPOONER, E.; CHALMERS, B. J. "TORUS": A slotless, toroidal-stator, permanent-magnet generator. **IEE Proceedings B Electric Power Applications**, [S. l.], v.139, n.6, p. 497-506, Nov. 1992.

SURONG H.; AYDIN, M.; LIPO, T. A. Torque quality assessment and sizing optimization for surface mounted permanent magnet machines, In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2001, Chicago, **Proceedings...**, Boston: IEEE Press, v.3, 2001, p. 1603-1610.

TOLIYAT, H. A., KLIMAN, G. B. **Handbook of Electric Motors**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press, 2004.

VANSOMPEL, H. et al. A Combined Wye-Delta Connection to Increase the Performance of Axial-Flux PM Machines With Concentrated Windings. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [S. l.], v. 27, n. 2, p. 403–410, Jun. 2012.





## ANEXOS

## CERTIFICADO DE QUALIDADE DO NÚCLEO TOROIDAL



## Certificado de Qualidade

Nº Nota Fiscal: 1401    Nº do Pedido(CNS): 293    OP (CNS): 1472

Data de Emissão: 03-julho-2012

Nome do Cliente: EVANDRO CLAITON GOLTZ

Observações:

## Dados do Produto

Produto Elaborado: Toroid SiGNO - 0,50 - 160 x 90 x 20mm

Material Utilizado: GNO

Unidade Metálica: ebcex43

Lote (CNS): 1018212

Classe: E185

Revestimento: C4

## Perdas

	Inicial	Final	
Indução:	1,00		T
Frequência:	50		Hz
Perda Específica Máxima:	1,85		w/Kg
Perda Real:	1,69	1,50	w/Kg
Permeabilidade:	1543	1560	mt
Franklin:			a
Espessura:	0,50		mm

DADOS FORNECIDOS PELA USINA FABRICANTE:

**APERAM**

Elaborado por:

**Erinaldo Santos**

# CERTIFICADO DE QUALIDADE DO AÇO DOS ROTORES



V & M do BRASIL S.A.  
USINA BARREIRO - Belo Horizonte - MG - Brasil  
CEP: 30161-970 - Caixa Postal: 1453



F90470

CERTIFICADO DE INSPEÇÃO	Nº.: 0050488331	Folha: 1 / 2
(De acordo com DIN EN 10204 3.1)		

Cliente: 000000090 - DISTRIBUIDOR VALLOUREC & MANNESMANN TUBES  
Pedido Cliente: P05-010620  
Inspeção: V & M do BRASIL S.A.  
Número NEO:

Pedido Cotação Material:

País: Brasil      Pedido Usim: 271973 / 000260  
Cod. Material: 381090  
Número do Material do Cliente: 14532

Autorização Fornecimento Material:

DIMENSÕES: 153,00 mm X 32,00 mm NOMINALEXT. x INT.; 150 x 095 GRAU DO AÇO : VMec 134 AP  
PRODUTO: TUBOS DE AÇO SEM COSTURA, LAMINADO À QUENTE, PONTA LISA # LAMINADO # PROTECAO SUPERFICIAL: SEM PROTECAO #  
TOLERÂNCIAS: DIÂMETRO EXTERNO: - 1,200 mm / + 1,200 mm PAREDE: - 3,200 mm / + 3,200 mm  
COMPRIMENTO: FAIXA 8.000,00 mm - 12.000,00 mm #  
MARCAÇÃO DE NORMA: VMB VMec 134 AP 153,00 X 32,00 DN 150 X 95 HEAT "HEAT"

Amarrado	Corrida	Lote de Produção	Lote de Controle	Peças	Comprimento do Amarrado	Peso(kg)
0011091697	108300	0011091601	030001944641	6	53,30 m	4848

O PRODUTO FOI APROVADO NOS SEGUINTE TESTES/INSPEÇÕES: DIMENSIONAL # VISUAL #

COMPOSIÇÃO QUÍMICA (%):	CEq conforme:											DI conforme:											Unidade:				Pen:					
	C	Mn	P	S	Si	Ni	Cr	Mo	Al	Cu	Sn	V	Nb	B	Ti	Pb	As	Zr	Bi	W	O	N	H	Ca	Zn	Sb	CEq	FB	DI	Pen		
Exigência: Min	0,010																															
Max	0,22	1,60	0,040	0,025	0,55																											
Corr. / Lote de Produção:																																
108300/0011091601	0,19	1,46	0,016	0,013	0,24	0,03	0,18	0,01	0,015	0,000	0,006	0,000	0,001																			

ENSAIOS MECÂNICOS	Area(MM2)	LE(MPA)	Direção CP.: Longitudinal		Temperatura: Ambiente		Medida LB: L0=5D	
			RT(MPA)	AL(%)	R.A.O	LE/RT		
Exigência: Min.:		325	490	22				
Max.:								
Corr. / Lote Produção								
108300 / 0011091601	124,6	377	566	30				

DUREZA	HB
Exigência: Min.:	136
Max.:	

Corr. / Lote de produção	
108300 / 0011091601	159

Observações:  
NOTA FISCAL: 000166998



F90470

CERTIFICADO DE INSPEÇÃO	Nº.: 0050488331	Folha: 2 / 2
(De acordo com DIN EN 10204 3.1)		

Certificamos que este material foi produzido e inspecionado de acordo com todas as exigências destas normas e especificações e todos os resultados considerados satisfatórios. Este Certificado é processado por sistema informatizado e é válido sem assinatura.

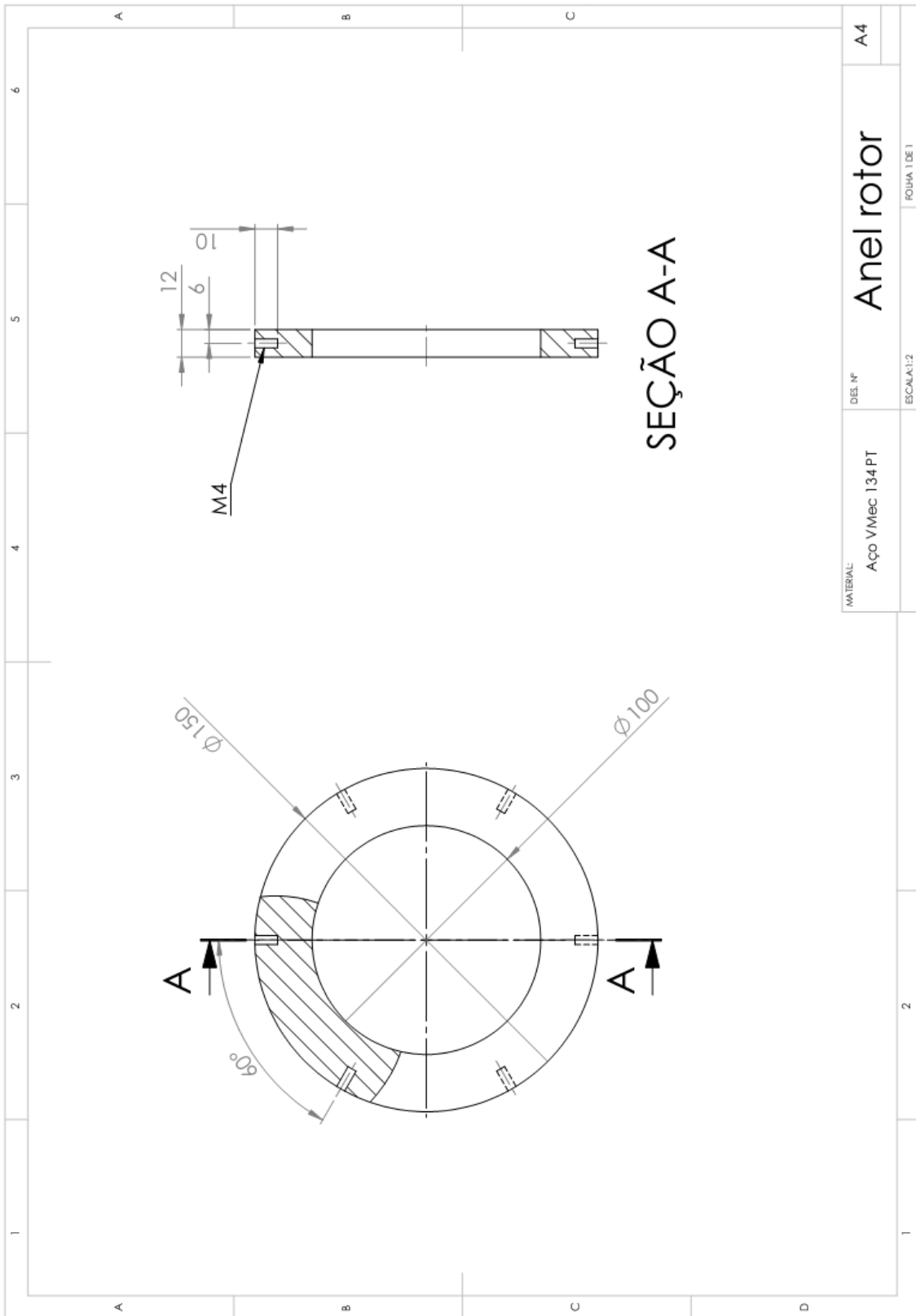
DEPARTAMENTO DE CONTROLE DE QUALIDADE  
FAX: (31) 3328-2587  
e-mail: cont.qualidade@vmtubes.com.br

LUIZ ALEXANDRE COSTA - CREA/MG-60.588/0  
RESPONSÁVEL TÉCNICO

DATA  
18.05.2011

TUBOS VERDES: Os tubos da V&M do BRASIL são fabricados com aço, cujo processo de produção utiliza o carvão vegetal como fonte de energia. Este carvão é oriundo de mais de 100.000 ha de florestas plantadas pela V&M Florestal. Com a aquisição de 4,8 toneladas de tubos de aço da V&M do BRASIL, sua empresa contribuiu para a redução do efeito estufa, ao evitar o acúmulo de 8,6 toneladas de CO2 na atmosfera.

DESENHOS TÉCNICOS PARA O PROJETO MECÂNICO



MATERIAL:	DESENHO:	FOLHA:
Aço VMec 134 PT	A4	1 DE 1
Anel rotor		ESCALA: 1:2

