

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Marcelo Invitti

**METODOLOGIA DE PROJETO DE UM ALTERNADOR SÍNCRONO TRIFÁSICO
DE POLOS SALIENTES COM ANÁLISE MAGNÉTICA ATRAVÉS DE REDE DE
RELUTÂNCIAS E DE SIMULAÇÕES NUMÉRICAS**

Florianópolis

2020

Marcelo Invitti

**METODOLOGIA DE PROJETO DE UM ALTERNADOR SÍNCRONO TRIFÁSICO
DE POLOS SALIENTES COM ANÁLISE MAGNÉTICA ATRAVÉS DE REDE DE
RELUTÂNCIAS E DE SIMULAÇÕES NUMÉRICAS**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.

Florianópolis

2020

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

Invitti, Marcelo
METODOLOGIA DE PROJETO DE UM ALTERNADOR SÍNCRONO TRIFÁSICO
DE POLOS
SALIENTES COM ANÁLISE MAGNÉTICA ATRAVÉS DE REDE DE
RELUTÂNCIAS E DE SIMULAÇÕES NUMÉRICAS / Marcelo Invitti ;
orientador, Mauricio Valencia Ferreira da Luz, 2020.
100 p.
Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020.
Inclui referências.
1. Engenharia Elétrica. 2. Máquinas elétricas. 3.
Projeto analítico de um gerador síncrono de polos salientes
. 4. Solução de um circuito magnético por rede de
relutâncias. I. Valencia Ferreira da Luz, Mauricio. II.
Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

Marcelo Invitti

**METODOLOGIA DE PROJETO DE UM ALTERNADOR
SÍNCRONO TRIFÁSICO DE POLOS SALIENTES COM
ANÁLISE MAGNÉTICA ATRAVÉS DE REDE DE
RELUTÂNCIAS E DE SIMULAÇÕES NUMÉRICAS**

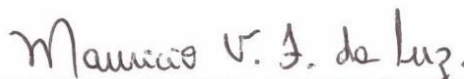
Este Trabalho foi julgado adequado como parte dos requisitos para
obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado, em
sua forma final, pela Banca Examinadora

Florianópolis, 13 de fevereiro de 2020.



Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, em
exercício

Banca Examinadora:



Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr.
Avaliador
Universidade Federal de Santa Catarina



Eng. Pedro Carvalho Silva Barcelos (Mestrando PPGEEL-UFSC)
Avaliador
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado aos meus pais e a todos que sempre me apoiaram.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente a Deus.

Agradeço aos meu pais, Valsir e Claudete, pela vida e pelo fundamental apoio em toda e qualquer circunstância. Agradeço à minha irmã Cinara, e ao meu cunhado Deocleciano, pelos ótimos exemplos e por sempre acreditarem em mim. Aos meus amigos e colegas que foram muito importantes no período da graduação e que me possibilitaram evoluir sempre. A todos os meus professores e mestres por compartilharem os seus conhecimentos enriquecendo a minha formação.

Em especial agradeço ao meu orientador Prof. Mauricio V. F. da Luz, que me mostrou uma nova forma de se fazer engenharia e, por isso, sou muito grato.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma metodologia de projeto de um alternador síncrono trifásico de polos salientes com foco no desempenho magnético. Através dos requisitos de funcionamento nominal da máquina, calculam-se as dimensões iniciais das principais partes do alternador para as posteriores análises. Para isso, utilizam-se equações analíticas, além de considerações empíricas de projeto obtidas através de pesquisa bibliográfica. Realizou-se a implementação de um circuito magnético de relutâncias considerando a curva de saturação do aço elétrico, além de realizar um processo iterativo para o cálculo da força magnetomotriz necessária para gerar o fluxo magnetizante nominal. No circuito magnético, as principais partes da máquina são modeladas por relutâncias magnéticas. A implementação do circuito magnético é realizada através de um programa escrito pelo autor, na linguagem *Python*. Essa linguagem é escolhida por ser de código aberto, além de apresentar diversas bibliotecas para cálculos matemáticos. Em seguida, as simulações de elementos finitos em magnetostática e em regime transiente com e sem carga são realizadas em um software comercial. Os resultados analíticos são comparados com os resultados numéricos e, considera-se, que houve boa concordância entre eles. Por fim, conclui-se, que a ferramenta analítica desenvolvida neste trabalho atende os requisitos de projeto do alternador.

Palavras-chave: Gerador síncrono. Polos salientes. Projeto analítico. Circuito de relutância.

ABSTRACT

This work presents a design methodology for a three-phase synchronous alternator with salient poles with a focus on magnetic performance. Through the nominal operating requirements of the machine, the initial dimensions of the main parts of the alternator are calculated for further analysis. For this, analytical equations are used in addition to empirical design considerations obtained through bibliographic research. A reluctance magnetic circuit was implemented considering the saturation curve of the electric steel, in addition to performing an iterative process for calculating the magnetomotive force necessary to generate the nominal magnetizing flux. In the magnetic circuit, the main parts of the machine are modeled by magnetic reluctances. The implementation of the magnetic circuit is carried out through a program written by the author, in the Python language. This language is chosen because it is open source, in addition to presenting several libraries for mathematical calculations. Then, the finite element simulations in magnetostatics and in a transient regime with and without load are performed in commercial software. The analytical results are compared with the numerical results and, it is considered, that there was good agreement between them. Finally, it is concluded that the analytical tool developed in this work meets the design requirements of the alternator.

Keywords: Synchronous generator. Salient poles. Analytical design. Reluctance network.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1 - Representação de tubos de fluxo magnético..... | 39 |
| Figura 2 - Diagrama de Enrolamento de passo pleno (a) e passo curto (b). | 42 |
| Figura 3 - Opções de encurtamento de passo. | 43 |
| Figura 4 - Estator de dois polos com um enrolamento de camada única. | 45 |
| Figura 5 - Parâmetros geométricos do rotor. | 56 |
| Figura 6 - Linhas de fluxo no polo saliente. | 57 |
| Figura 7 - Geometria das ranhuras do estator. | 59 |
| Figura 8 - Distribuição da relutância da primeira camada do entreferro. | 66 |
| Figura 9 - Representação inicial do circuito de relutância. | 69 |
| Figura 10 - Circuito magnético de relutância simplificado. | 70 |
| Figura 11 - Descrição das malhas de fluxo do circuito de relutâncias. | 71 |
| Figura 12 - Diagrama de blocos do sistema completo. | 75 |
| Figura 13 - Curva B-H do aço elétrico. | 76 |
| Figura 14 - Evolução do fluxo magnético no circuito de relutância. | 80 |
| Figura 15 - Geometria implementada na simulação. | 83 |
| Figura 16 - Malha de cálculo 2D. | 84 |
| Figura 17 - Distribuição do módulo da indução magnética a vazio. | 85 |
| Figura 18 - Distribuição das linhas de fluxo magnético e vetores de indução magnética a vazio. | 85 |
| Figura 19 - Distribuição de densidade de corrente elétrica na simulação a vazio. | 86 |
| Figura 20 - Fluxo magnético concatenado a vazio. | 87 |
| Figura 21 - Tensões induzidas a vazio. | 88 |
| Figura 22 - Circuito elétrico na simulação com carga. | 89 |
| Figura 23 - Distribuição do módulo da indução magnética com carga. | 90 |
| Figura 24 - Distribuição das linhas de fluxo magnético e vetores de indução magnética com carga. | 91 |
| Figura 25 - Tensão nos terminais com carga. | 92 |
| Figura 26 - Corrente elétrica de fase. | 92 |
| Figura 27 - Potência elétrica instantânea por fase em regime permanente. | 93 |
| Figura 28 - Perdas no aço elétrico. | 94 |

| | |
|---|----|
| Figura 29 - Perdas nos enrolamentos da máquina. | 95 |
| Figura 30 - Densidade de corrente elétrica na simulação com carga. | 96 |

TABELAS

| | |
|--|----|
| Tabela 1 – Dados para escolha do carregamento elétrico da máquina..... | 51 |
| Tabela 2 - Tabela de fluxos magnéticos para cada relutância do circuito..... | 71 |
| Tabela 3 – Tabela de definição dos elementos da Matriz de Relutâncias..... | 72 |
| Tabela 4 – Requisitos de projeto do alternador..... | 79 |
| Tabela 5 – Dimensões iniciais da máquina. | 79 |
| Tabela 6 – Induções magnéticas nas relutâncias do circuito magnético. | 81 |

LISTA DE QUADROS

| | |
|---|----|
| Quadro 1- Analogia entre campo magnéticos e campo elétrico..... | 38 |
|---|----|

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MEF Método de Elementos Finitos

FMM Força Magnetomotriz

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|------------------|---|
| $\vec{\nabla}$ | Operador vetorial nabla |
| \vec{E} | Vetor campo elétrico [V/m] |
| ∂ | Derivação parcial |
| \vec{B} | Vetor de indução magnética [T] |
| \vec{J} | Vetor de densidade de corrente elétrica [A/mm^2] |
| \vec{H} | Vetor campo magnético [A/m] |
| ϵ_0 | Permissividade elétrica do vácuo |
| $\vec{\nabla}^2$ | Operador Laplaciano vetorial |
| \vec{A} | Potencial vetor magnético |
| τ_p | Passo polar [m] |
| P | Número de polos |
| D | Diâmetro médio do entreferro |
| v | Valor da harmônica |
| α_s | Ângulo de passo curto da bobina [rad] |
| y | Número de ranhuras que cobrem o passo polar encurtado |
| y_{Qs} | Número de ranhuras que cobre o passo polar pleno |
| K_e | Fator de enrolamento |
| D_r | Diâmetro do rotor [m] |
| D_s | Diâmetro do estator [m] |
| l | Comprimento do pacote de lâminas [m] |
| Q_s | Número de ranhuras |
| δ | Tamanho do entreferro [m] |
| W_{pb} | Largura do polo [m] |
| W_{ps} | Largura da sapata polar [m] |
| H_{sy} | Largura da coroa do estator [m] |
| H_{ry} | Largura da coroa do rotor [m] |
| H_{pb} | Altura do corpo do polo [m] |

| | |
|--------------------|---|
| H_{ps} | Altura da sapata polar [m] |
| J_r | Densidade de corrente do enrolamento de campo [A/mm^2] |
| J_s | Densidade de corrente do enrolamento de armadura [A/mm^2] |
| S_n | Potência aparente trifásica nominal [kVA] |
| V_n | Tensão de linha no terminal [V] |
| f | Frequência de operação [Hz] |
| ω_{syn} | Velocidade de operação [rpm] |
| PF | Fator de potência |
| m | Número de fases |
| η | Rendimento |
| P_{mec} | Potência mecânica [W] |
| B_δ | Indução magnética máxima no entreferro [T] |
| A_δ | Densidade linear de corrente do entreferro [A/m] |
| C | Constante de máquina |
| χ | Constante auxiliar |
| n_{syn} | Velocidade síncrona [Hz] |
| θ_{ps} | Ângulo da sapata polar [rad] |
| $\theta_{\tau sl}$ | Ângulo de passo de ranhura [rad] |
| θ_{arcps} | Angulação do arco da sapata [rad] |
| ϕ_{mp} | Fluxo magnético médio por polo [Wb] |
| ϕ_p | Fluxo magnético máximo por polo [Wb] |
| ϕ_{th} | Fluxo magnético em cada dente do estator [Wb] |
| N_s | Número de espiras do estator |
| N_{ss} | Número de espiras por ranhura |
| I_{ph} | Corrente elétrica por fase [A] |
| W_{th} | Espessura de cada dente do estator [m] |
| R_{sh} | Raio do eixo [m] |
| R_{ri} | Raio interno do rotor [m] |
| R_{re} | Raio externo do rotor [m] |
| R_{si} | Raio interno do estator [m] |
| R_{se} | Raio externo do estator [m] |
| θ_{th} | Ângulo do dente do estator [rad] |

| | |
|--------------------------------|--|
| θ_{sl} | Ângulo da abertura da ranhura [<i>rad</i>] |
| W_{ss} | Largura da ranhura [<i>m</i>] |
| H_{sc} | Altura de cada bobina de armadura [<i>m</i>] |
| μ_{pb} | Permeabilidade do aço do corpo do polo [<i>H/m</i>] |
| μ_{ry} | Permeabilidade do aço da coroa do rotor [<i>H/m</i>] |
| μ_{ps} | Permeabilidade magnética da sapata polar [<i>H/m</i>] |
| μ_{th} | Permeabilidade magnética de um dente do estator [<i>H/m</i>] |
| μ_{sy} | Permeabilidade magnética de um pedaço da coroa do estator [<i>H/m</i>] |
| \mathfrak{R}_{pb} | Relutância do corpo do polo [<i>A/Wb</i>] |
| \mathfrak{R}_{ry} | Relutância da coroa do rotor [<i>A/Wb</i>] |
| \mathfrak{R}_{ps} | Relutância da sapata polar [<i>A/Wb</i>] |
| \mathfrak{R}_{th} | Relutância de um dente do estator [<i>A/Wb</i>] |
| \mathfrak{R}_{sy} | Relutância de cada parte da coroa do estator [<i>A/Wb</i>] |
| $\mathfrak{R}_{\delta 1_mín}$ | Relutância mínima da primeira camada do entreferro [<i>A/Wb</i>] |
| $\mathfrak{R}_{\delta 1}$ | Relutância da primeira camada do entreferro [<i>A/Wb</i>] |
| $\mathfrak{R}_{\delta 2}$ | Relutância da segunda camada do entreferro [<i>A/Wb</i>] |
| K_C | Fator de Carter |
| τ_{sl} | Passo de ranhura [<i>rad</i>] |
| b_1 | Abertura da ranhura [<i>m</i>] |
| nI | Força magnetomotriz [<i>A. e</i>] |

SUMÁRIO

| | | |
|--------------|--|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 29 |
| 1.1 | MOTIVAÇÃO | 29 |
| 1.2 | OBJETIVO GERAL E OBJETIVOS ESPECÍFICOS | 30 |
| 1.3 | METODOLOGIA..... | 31 |
| 1.4 | APRESENTAÇÃO DO TRABALHO | 31 |
| 2 | REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 33 |
| 2.1 | TIPOS DE MÁQUINA ELÉTRICAS MAIS UTILIZADAS | 33 |
| 2.2 | MÁQUINA OBJETO DO ESTUDO | 34 |
| 2.3 | ANÁLISE DE MAQUINAS ELÉTRICA POR EQUAÇÕES DE LAPLACE E POISSON..... | 35 |
| 2.4 | MÉTODOS PARA OBTENÇÃO DE PARÂMETROS DE MÁQUINAS ELÉTRICAS | 36 |
| 2.5 | CIRCUITOS MAGNÉTICOS DE RELUTÂNCIA | 37 |
| 3 | ENROLAMENTOS..... | 41 |
| 3.1 | ENROLAMENTO DE ARMADURA | 43 |
| 3.2 | ENROLAMENTO DE CAMPO (MAGNETIZANTE)..... | 44 |
| 3.3 | FATORES DE ENROLAMENTO..... | 45 |
| 3.3.1 | Fator de Distribuição..... | 45 |
| 3.3.2 | Fator de Passo | 46 |
| 4 | DIMENSÕES E PARÂMETROS INICIAIS DO ALTERNADOR..... | 49 |
| 4.1 | REQUISITOS DE PROJETO E PARÂMETROS DIRETOS | 49 |
| 4.2 | OBTENÇÃO DE VALORES iniciais | 50 |
| 4.3 | DIMENSIONAMENTO DO ROTOR | 55 |
| 4.4 | DIMENSIONAMENTO DO ESTATOR | 58 |
| 5 | CIRCUITO MAGNÉTICO DE RELUTÂNCIAS..... | 63 |
| 5.1 | RELUTÂNCIA DAS PARTES FERROMAGNÉTICAS DA MÁQUINA..... | 63 |

| | | |
|--------------|--|-----------|
| 5.1.1 | Corpo do polo, Coroa do rotor e Sapata polar | 63 |
| 5.1.2 | Dentes e Coroa do estator | 64 |
| 5.1.3 | Entreferro | 65 |
| 5.1.3.1 | <i>Camada do entreferro próxima ao rotor</i> | 65 |
| 5.1.3.2 | <i>Camada do entreferro próxima ao estator</i> | 67 |
| 5.2 | IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE RELUTÂNCIA | 68 |
| 6 | PROJETO DO ALTERNADOR DE POLOS SALIENTES SÍNCRONO..... | 79 |
| 6.1 | INTODUÇÃO..... | 79 |
| 6.2 | COMPARAÇÃO DO MÉTODO COM SIMULAÇÕES NUMÉRICAS POR ELEMENTOS FINITOS | 81 |
| 6.3 | SIMULAÇÃO A VAZIO | 84 |
| 6.4 | SIMULAÇÃO COM CARGA | 88 |
| 7 | CONSIDERAÇÕES FINAIS..... | 97 |
| | REFERÊNCIAS | 99 |

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

Geradores são equipamentos responsáveis por efetuar a transformação de energia de uma natureza física para outra. Os alternadores elétricos são geradores que convertem energia mecânica (cinética) em energia elétrica alternada. A possibilidade de realizar essa troca de natureza energética permite a usabilidade da eletricidade para evolução tecnológica em diversos âmbitos da engenharia e outras áreas.

O berço do gerador elétrico ocorreu ainda no século XIX com o físico-químico Michael Faraday. Ele foi capaz de realizar um experimento que demonstrou a indução de tensão elétrica em uma bobina devido a variação de fluxo magnético. No entanto, o equacionamento e a ampliação da fundamentação teórica das suas descobertas vieram através do matemático James Clerk Maxwell. A partir da evolução como teoria que Maxwell realizou, diversos engenheiros e pesquisadores desenvolveram equipamentos elétricos, como Nikola Tesla que foi um dos principais inventores nessa área, tendo criado diversas patentes que possibilitaram estudos e evoluções de motores e geradores elétricos.

Os dois principais tipos de máquinas utilizados em geradores elétricos trifásicos são alternadores síncronos de polos salientes e de polos lisos. O fato de utilizar uma máquina síncrona para gerar energia tem a vantagem de ter a frequência elétrica produzida linearmente proporcional à velocidade no seu eixo. Apenas o número de polos interfere nessa relação. Portanto, com um controle preciso de velocidade no eixo é possível estabilizar a frequência da tensão induzida, que é o fator mais sensível na produção de energia elétrica.

O processo de funcionamento básico se dá com um enrolamento no rotor, no qual, uma tensão contínua será aplicada. Como esse enrolamento apresenta uma resistência elétrica, uma corrente elétrica flui por ele, gerando assim, um campo magnético constante. A lei de Faraday (1.1), apresenta o conceito de indução magnética.

$$\vec{\nabla} \times \vec{\mathbf{E}} = -\frac{\partial \vec{\mathbf{B}}}{\partial t} \quad (1.1)$$

Onde $\vec{\nabla}$ é um operador vetorial que juntamente com o símbolo \times representa uma operação de rotacional. A variável \vec{E} [V/m] representa o vetor campo elétrico, $\partial/\partial t$ representa uma derivação parcial, t [s] é o tempo e \vec{B} [T] o vetor de indução magnética. Essa equação descreve a geração de um campo elétrico rotacional a partir da variação temporal de uma indução magnética. Apesar da corrente no rotor produzir um campo magnético contínuo, a sua rotação produzirá uma variação em relação a um referencial estático, nesse caso, o estator. Assim, se no estator dessa máquina forem fixados três enrolamentos defasados mecanicamente de 120° , entre si, a indução magnética produzida pelo enrolamento de campo (rotor) induzirá três tensões elétricas defasadas de 120° nos terminais dos fios.

A partir desse conceito básico diversos tipos de máquinas elétricas foram criados para suprir necessidades básicas da sociedade e a necessidade mais básica, nesse âmbito, é a geração de energia elétrica. O alternador síncrono trifásico de polos salientes é utilizado preferencialmente para baixas rotações e o de polos lisos, para altas. Isso ocorre, devido aos aspectos mecânicos de estabilidade do rotor, onde o rotor de polos lisos apresenta maior resistência mecânica e, portanto, supre melhor a necessidade de máquinas que operam em alta velocidade. No entanto, em aplicações onde a velocidade é elevada, porém a potência do gerador é baixa refletindo em um diâmetro interno do rotor reduzido, é interessante utilizar o rotor de polos salientes. Isso se deve ao fato de que com diâmetros pequenos o momento da força na sapata polar não cria um problema mecânico. Além disso, por ter polos salientes, há uma diferença maior entre a relutância de eixo direto em relação à de eixo em quadratura, possibilitando uma geração de torque maior do que em geradores de polos lisos. Assim, o presente trabalho visa o projeto de um gerador síncrono trifásico de polos salientes com aplicações para geração de energia através de motores a diesel.

1.2 OBJETIVO GERAL E OBJETIVOS ESPECÍFICOS

O objetivo geral desse trabalho é implementar uma metodologia de projeto de um alternador síncrono trifásico de polos salientes através dos requisitos nominais da máquina. Os objetivos específicos estão relacionados a três principais pontos: encontrar as dimensões geométricas da máquina, resolver um circuito magnético de forma não linear e comparar os resultados analíticos com resultados obtidos com elementos finitos.

1.3 METODOLOGIA

A metodologia utilizada neste Trabalho de Conclusão de Curso iniciou com uma revisão bibliográfica para compreender as diversas abordagens no âmbito do projeto de geradores. Essa é a etapa de escolha da principal fundamentação teórica a ser utilizada.

A escolha da abordagem acarretou a aplicação de equações objetivando encontrar as dimensões da geometria inicial da máquina para análises posteriores. Então, o procedimento seguinte foi desenvolver equações analíticas para representar o funcionamento do gerador. Posteriormente, a comparação dos resultados analíticos com os resultados das simulações numéricas auxiliou na melhora do modelo analítico.

Um modelo analítico comparado ao método de elementos finitos é de grande valor científico, pois a sua velocidade de resolução para encontrar os parâmetros de funcionamento da máquina é muito superior aos métodos numéricos que visam resolver as equações de Maxwell de forma discreta. Além disso, com uma diferença relativa baixa entre os métodos, torna-se ainda mais valioso o modelo analítico.

1.4 APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho é dividido em sete capítulos, onde o primeiro refere-se à introdução. O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica necessária para o entendimento do trabalho. O capítulo 3 descreve os principais tipos de enrolamentos e as opções utilizadas no alternador síncrono projetado. No capítulo 4 as dimensões iniciais das máquinas são obtidas e no 5 um circuito magnético é resolvido através de relutâncias que considera a não linearidade do aço elétrico. O capítulo 6 apresenta um projeto numérico de um alternador com comparação dos resultados analíticos com resultados das simulações numéricas. Por fim, o capítulo 7 apresenta as considerações finais do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 TIPOS DE MÁQUINA ELÉTRICAS MAIS UTILIZADAS

O funcionamento de máquinas elétricas engloba diversos aspectos da engenharia e a escolha de um método de análise, projeto e estudo de cada um deles é fundamental para obter resultados assertivos. A primeira etapa de projeto é definir a topologia adequada para a aplicação desejada, pois existem diversos tipos de máquinas que apresentam características distintas, gerando vantagens e desvantagem na sua utilização. Os principais tipos de máquinas elétricas são: máquinas de indução, máquinas de corrente contínua, máquinas de ímãs permanentes e máquinas síncronas.

Máquinas de indução apresentam alta robustez e custo que varia, em relação às outras máquinas, de médio para baixo. O fato de que apenas o seu estator é alimentado elimina a necessidade de escovas para a alimentação do rotor. Isso faz com que a sua manutenção seja simples, tornando-a uma boa opção para utilização a longo prazo. As máquinas de indução monofásicas são amplamente aplicadas em equipamentos residenciais como, por exemplo, em eletrodomésticos. Além da capacidade de partida direta, elas têm um custo menor em relação às outras opções. Quando utilizada na topologia trifásica, acrescenta-se custo na sua produção, porém as possibilidades de aplicações são expandidas. Com alimentação em três fases é possível gerar um elevado torque e utilizá-la também como gerador, geralmente em aplicações com velocidade variável (turbinas eólicas). A grande desvantagem desse tipo de máquinas é a operação assíncrona, apesar de ser possível a utilização de eletrônica de potência e técnicas avançadas de controle de velocidade (BOLDEA; NASAR, 2010).

As máquinas de corrente contínua são utilizadas na sua maioria como motor. Apesar da maior parte da energia elétrica produzida no mundo ser alternada, o consumo de energia é de grande parte feito por corrente contínua. Motores desse tipo apresentam ótimas características quando é necessário um torque suave, um controle de velocidade preciso e com alta variação. No entanto, eles apresentam problemas como alto custo, complexidade de fabricação e presença de comutador. Portanto, o seu uso está diminuindo, pois além desses pontos negativos, o uso de controladores a base de eletrônica de potência tornou possível a variação de velocidade em tipos de motores com melhores características operacionais (PYRHONEN; JOKINEN; HRABOVCO, 2014).

Com o desenvolvimento de melhores métodos de fabricação de ímãs permanentes, que agregaram qualidade e reduziram o seu preço, a expansão de motores e geradores que apresentam ímãs como fonte de fluxo magnético naturalmente se expandiu. Além de maior eficiência, máquinas onde o enrolamento de campo é substituído por ímãs permanentes apresentam a vantagem de operarem sem escovas e são excelentes para controle de velocidade e torque, já que a alimentação por conversores de potência permite que diversos tipos de formatos de tensão e corrente de alimentação sejam aplicados. A sua alimentação pode ser por tensões pulsadas, senoidais com frequência variável, sinais trapezoidais e outros. No entanto, o fato do fluxo magnetizante ser gerado por ímãs elimina a possibilidade de variá-lo, diferente de máquinas com escovas. Assim, mesmo com o desenvolvimento de ímãs permanentes de neodímio-ferro-boro, que apresentam uma elevada indução remanente, o fluxo de campo é sempre fixo e com valor limitado pelo tamanho e volume dos ímãs (MILLER, 1989).

2.2 MÁQUINA OBJETO DO ESTUDO

O objeto de estudo desse trabalho é uma máquina síncrona de polos salientes, pois esse tipo de máquina apresenta características muito apropriadas para geração de energia. O fator mais importante é a operação em velocidade síncrona, ou seja, no caso de geradores elétricos, a velocidade presente no eixo da máquina gerará uma tensão com frequência diretamente proporcional a ela. Esse fator é muito importante quando a velocidade aplicada no eixo não apresenta variações bruscas, pois não existe a necessidade de utilização de dispositivos de eletrônica de potência. Dessa forma, o investimento inicial é menor e a economia, por não ter perda de energia em dispositivos eletrônicos, são fatores que favorecem a sua utilização. A geração do campo magnetizante é feita através de uma fonte de tensão contínua. Isso gera a desvantagem da presença de escovas, porém a possibilidade de controle da corrente de campo tem uma importância maior. Com o aumento da corrente de campo, a tensão gerada aumenta e, caso o gerador opere em barra infinita, a tensão mantém o valor da barra e a geração de potência reativa da máquina é acrescida. Dessa forma, além de gerar potência ativa e alimentar cargas resistivas, o gerador pode operar como compensador síncrono. Por apresentarem essas características, as máquinas síncronas dominam a geração de energia elétrica no mundo (BOLDEA, 2015).

2.3 ANÁLISE DE MÁQUINAS ELÉTRICA POR EQUAÇÕES DE LAPLACE E POISSON

Máquinas elétricas são dispositivos que operam em baixas frequências. Portanto, na análise do funcionamento magnético, pode-se utilizar as teorias de campos magnéticos “quase estáticos”. A equação de Ampère, é mostrada em (2.1), onde \vec{J} [A/mm^2] é o vetor de densidade de corrente elétrica, \vec{H} [A/m] é o vetor campo magnético e ϵ_0 [F/m] é a permissividade elétrica do vácuo. (BASTOS; SADOWSKI, 2003)

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.1)$$

Em um caso “quase estático”, o termo proveniente da variação de campo elétrico é desprezível em relação à densidade de corrente elétrica. Portanto, a equação pode ser reduzida, como em (2.2).

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} \quad (2.2)$$

Para auxiliar na resolução da equação de Ampère, o conceito de potencial vetorial magnético \vec{A} foi criado. Essa variável auxiliar é definida por (2.3) e transforma a equação (2.2) em (2.4) através de propriedades de cálculo vetorial, onde $\vec{\nabla}^2$ é o operador Laplaciano vetorial. (MEEKER, 2018)

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (2.3)$$

$$-\frac{1}{\mu} \vec{\nabla}^2 \vec{A} = \vec{J} \quad (2.4)$$

A equação (2.4) é chamada de equação de Poisson e, no caso de não haver fontes de corrente no domínio estudado, a equação é chamada de equação de Laplace. Essa é teoria fundamental para a análise de máquinas elétricas, porém apresenta fatores limitantes na resolução analítica, principalmente relacionados à necessidade de

simplificação do domínio geométrico devido às condições de contorno. Além disso, o aço elétrico tem permeabilidade variável, comportando-se como função do campo magnético. Dessa forma, necessita-se de processos iterativos para maior precisão de resultados (MEEKER, 2018). Portanto, de maneira geral, o uso dessas equações é feito através de métodos numéricos como, por exemplo, o método de elementos finitos. No entanto, o tempo de cálculo exigido nesse processo é elevado, principalmente quando se objetiva otimização.

2.4 MÉTODOS PARA OBTENÇÃO DE PARÂMETROS DE MÁQUINAS ELÉTRICAS

Como apresentado por Pyrhonen, Jokinen e Hrabovco (2014), existem diversas equações analíticas genéricas para determinação dos parâmetros de máquinas elétricas, que variam em relação à topologia e à geometria da máquina. Esses parâmetros se referem às indutâncias próprias, mútuas e de dispersão, indução magnética no entreferro, fluxo magnético por polo e resistência dos enrolamentos de campo e armadura. A utilização dessas equações como fórmulas para implementação rápida de modelos equivalentes para máquinas elétricas apresenta vantagens quando o objetivo do projetista é representar matematicamente o funcionamento do motor ou gerador. Em aplicações que não exista a necessidade de alta precisão dos parâmetros, como controle de velocidade em motores e modelagem de geradores elétricos para sistemas integrados de potência, esse método é ainda mais útil, por ser de rápida implementação.

No entanto, no âmbito do projeto magnético e na otimização da máquina é necessário analisar a saturação das principais partes do equipamento, bem como as induções magnéticas, objetivando o melhor aproveitamento do aço elétrico. Além disso, esse método é limitante no aspecto geométrico, já que muitas equações apresentam fatores empíricos que podem ser utilizados apenas para topologias específicas. Portanto, no caso de mudança na geometria, é necessário a utilização de outro método de análise.

2.5 CIRCUITOS MAGNÉTICOS DE RELUTÂNCIA

Objetivando uma precisão maior do que equações analíticas genéricas na análise magnética de máquinas elétricas, porém com menor tempo computacional em relação às simulações numéricas pelo método de elementos finitos, o método de circuitos magnéticos de relutância pode ser aplicado. Esse método é baseado na Lei de Ohm que descreve o comportamento de tensões, correntes e resistências elétricas gerando uma analogia com circuitos magnéticos (SYKULSKI,1994).

Segundo Turowski, um dos criadores do método, para um modelo ser eficiente ele precisa ter baixo custo computacional e desempenhar satisfatoriamente em relação à precisão. Ele deve prover parâmetros úteis e ser capaz de realizar processos iterativos para resolução de sistemas não lineares, devido à permeabilidade magnética do aço elétrico. O desenvolvimento desse método está relacionado à resolução da Equação de Poisson pelo método numérico de diferenças finitas. Pode-se afirmar que o circuito de relutância é uma modificação das equações discretas provenientes do método de diferenças finitas (SYKULSKI,1994).

A analogia com circuitos elétricos, magnéticos e eletrostáticos é representado no Quadro 1.

Quadro 1- Analogia entre campo magnéticos e campo elétrico.

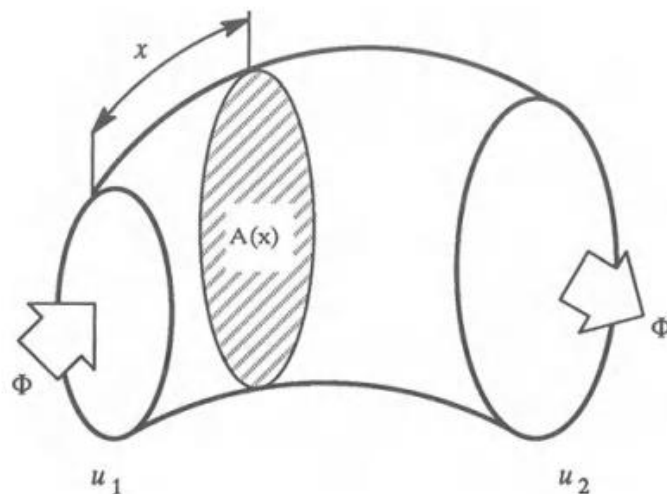
| | Tipo de campo | | |
|---|--|---|--|
| | Magnético | Eléctrostático | Eléctrico |
| Constante do Material | μ | ϵ | σ |
| Fluxo ou densidade de corrente | \vec{B} | \vec{D} | \vec{J} |
| Campo de força | \vec{H} | \vec{E} | \vec{E} |
| Relutância Capacitância Resistência | $R_m = \int_0^l \frac{dx}{\mu(x)A(x)} = \frac{l}{\mu A}$ | $R_{es} = \int_0^l \frac{dx}{\epsilon(x)A(x)} = \frac{l}{\epsilon A}$ | $R_{el} = \int_0^l \frac{dx}{\sigma(x)A(x)}$ |
| Diferença de Potencial | $\mathcal{F} = \int_0^l H dl$ | $V = \int_0^l E dl$ | $V = \int_0^l E dl$ |
| Fluxo Carga Corrente | $\Phi = \int B dA = \frac{\mathcal{F}}{R_m}$ | $Q = \int D dA = \frac{V}{R_{es}} = VC$ | $I = \int J dA = \frac{V}{R_{el}}$ |
| Energia | $\int \mathcal{F} d\Phi$ | $\int V dQ$ | $\int IV dt$ |

Fonte: Adaptado de Vlado Ostovic - Dynamics of Saturated Electric Machines (2011)

Autores como Ostovic (2011) apresentaram conceitos didáticos para o desenvolvimento das relutâncias do circuito. A separação de cada parte no dispositivo que faz parte de algum caminho de fluxo magnético é chamada de tubo de fluxo, representado na Figura 1. Esse conceito possibilita a abordagem de relutâncias como parâmetros concentrados. Dessa forma, pode-se acoplá-los em forma de circuito e resolvê-los como um sistema de equações, análogo aos circuitos elétricos tradicionais. Para a modelagem das relutâncias, aproximações em forma de considerações sobre os

tubos de fluxo são feitas. Para um campo magnético estacionário ou quase-estacionário, não existem linhas de fluxo magnético atravessando as paredes do tubo. Sendo assim, todas as linhas são perpendiculares às bases. Portanto, fica evidente que o fluxo magnético dentro de um tubo mantém as propriedades conservativas conhecidas.

Figura 1 - Representação de tubos de fluxo magnético.



Fonte: Vlado Ostovic - Dynamics of Saturated Electric Machines (2011).

3 ENROLAMENTOS

O princípio de funcionamento de máquinas elétricas é a interação entre campos magnéticos produzidos pelas correntes elétricas dos enrolamentos do estator com os do rotor. Esse conceito ainda é válido mesmo em máquinas em que o campo magnético do rotor seja produzido por ímãs permanentes, pois ele apenas substitui o campo magnetizante, mas a analogia se mantém. Assim, o estudo do enrolamento de armadura continua sendo de fundamental importância.

A forma com que as bobinas são enroladas determina os modos de operação, o formato da tensão induzida e o tipo de máquina elétrica. A sua função, pode ser classificada como: enrolamento de armadura, enrolamento de campo, enrolamento de amortecimento, enrolamento de compensação e enrolamento curto circuitado. Nesse trabalho, apenas os dois primeiros citados são estudados e utilizados, pois o alternador em questão é uma máquina síncrona de polos salientes, operando em condições controladas, portanto sem grandes oscilações de torque. Além dessas denominações, a característica de posicionamento das bobinas também é classificada. As formas mais comuns de bobinamento são conhecidas como Enrolamento Concentrado e Enrolamento Distribuído

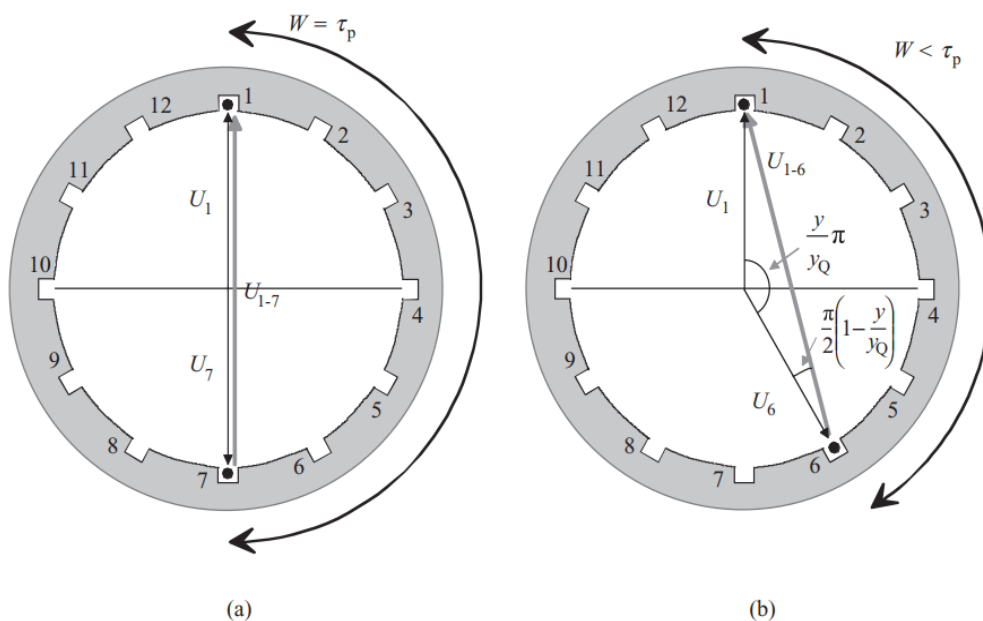
O primeiro caso refere-se às bobinas que são enroladas inteiramente em um polo. Dessa forma, o fluxo que atravessa o polo será inteiramente, exceto dispersões, concatenado nas espiras. Portanto, a tensão induzida nas bobinas terá o maior valor possível. Entretanto, o fato de ser concentrado faz com que o formato dessa tensão não seja senoidal, e sim mais próximo a um formato retangular ou trapezoidal. Isso é bastante utilizado em motores BLDC (*Brushless Direct Current*), por exemplo, pois são alimentados por conversores que chaveiam a tensão nas bobinas de forma que impõe um “falso” campo girante. Outros motores de ímãs permanentes também utilizam esse formato, além de motores DC (*Direct Current*) tradicionais, pois o advento da eletrônica de potência possibilitou novas formas de alimentação de motores.

O segundo caso é bastante utilizado em motores de indução e máquinas síncronas com tensão senoidal. O Enrolamento Distribuído tem peculiaridades em relação ao Concentrado. Existem maneiras diversas de agrupar as bobinas de forma distribuída nas ranhuras. A maneira mais simples é utilizar apenas uma camada de condutores por ranhura. Essa prática gera uma tensão mais próxima a uma senoide do que a forma

anterior e tem um grande aproveitamento do fluxo concatenado no polo, porém apresenta uma grande quantidade de harmônicas. Outro ponto fundamental da distribuição dos condutores é a maior resistência mecânica do estator devido ao menor tamanho de cada ranhura.

Nesse trabalho, o foco foi direcionado para Enrolamentos Distribuídos em duas camadas de condutores por ranhura. Quando se utiliza mais de uma camada, cria-se a possibilidade de utilizar um artifício de fabricação chamado de “bobina de passo encurtado” (*Short Pitching*). O passo curto tem algumas vantagens em relação ao passo pleno, onde os principais ganhos são em relação às harmônicas de tensão, corrente e torque. O fato de encurtar o passo reduz significativamente as harmônicas presentes devido ao espaçamento dos condutores, entretanto isso também reduz o valor da componente fundamental. Ou seja, o máximo de fluxo concatenado possível nesse tipo de bobinamento é menor do que nos anteriores. Na Figura 2, é possível ver a diferença entre ambos, onde (a) representa o passo pleno e (b) o passo curto.

Figura 2 - Diagrama de Enrolamento de passo pleno (a) e passo curto (b).

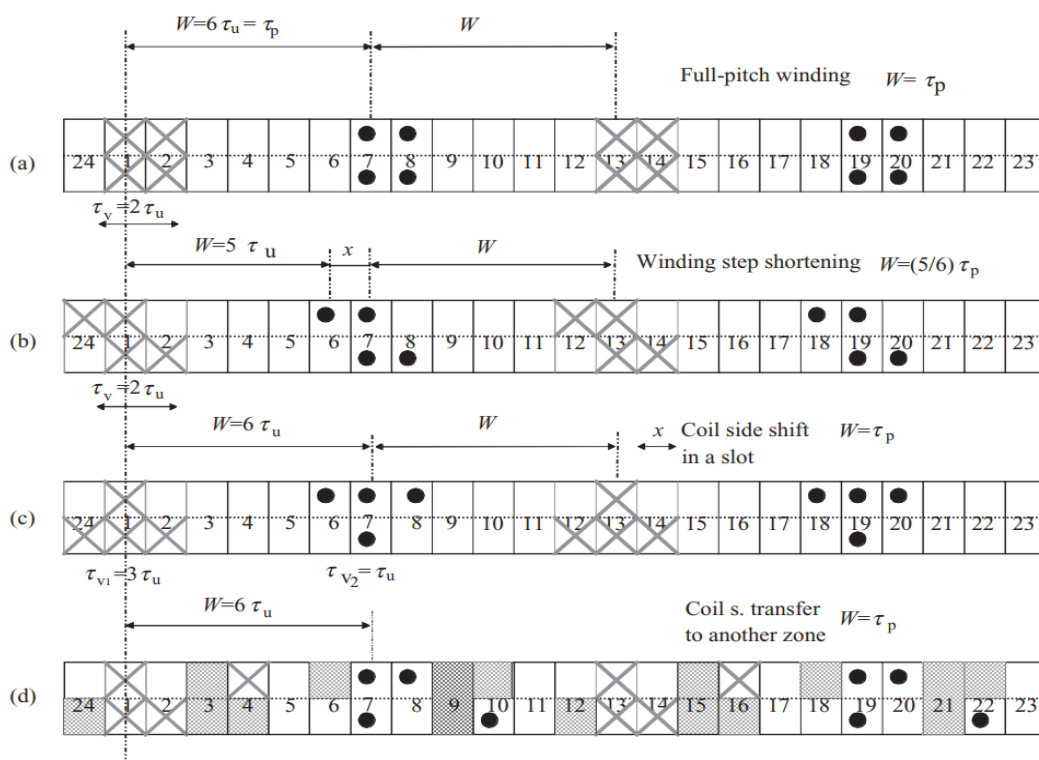


Fonte: Juha Pyrhonen; Tapani Jokinen; Valeria Hrabova - Design of Rotating Electrical Machines (2014).

A escolha do ângulo de passo da bobina é um fator de projeto e pode ser utilizado para zerar alguma harmônica específica, por exemplo. No entanto, essa liberdade de escolha é limitada por mais um fator. O Enrolamento Distribuído pode ser de ranhura

inteira ou fracionada, onde no primeiro caso, há limitações para escolha do passo, no entanto, com ranhuras fracionadas ampliam-se as opções para o projetista. No caso de alternadores de grande porte é comum que se utilize apenas ranhuras inteiras, pois o processo fabril é mais simples e a relação custo benefício se torna maior, além do fato das ranhuras fracionadas criarem sub harmônicas que podem ser problemáticas. Ainda assim, existem diferentes formas de bobinamento em duas camadas, como mostrado na Figura 3. A escolha para esse trabalho foi da opção (b), pois é muito utilizada na prática devido à sua simples fabricação e seu bom desempenho, suavizando a curva de tensão, tornando-a mais próxima a uma senoide.

Figura 3 - Opções de encurtamento de passo.



Fonte: Juha Pyrhonen; Tapani Jokinen; Valeria Hrabova - Design of Rotating Electrical Machines (2014).

3.1 ENROLAMENTO DE ARMADURA

De acordo com o padrão internacional do vocabulário de eletrotécnica IEC 60050-411, o enrolamento de armadura é definido por receber potência ativa de um sistema elétrico externo ou fornecer potência ativa a esse sistema. De maneira geral, a

maioria das máquinas elétricas possuem a armadura no estator, de modo que ele não necessite de escovas, como o caso estudado.

A corrente que flui na armadura gera um campo magnético contrário ao campo magnetizante, produzido pelo enrolamento de campo. Esse fato altera a forma da tensão induzida e, conseqüentemente, o torque produzido, sendo, portanto, de fundamental importância na análise de uma máquina elétrica. Como a potência ativa está relacionada ao torque exigido no eixo, no caso de motores, e às cargas conectadas ao alternador, no caso de geradores, a reação de armadura é proporcional à condição de operação da máquina.

O alternador deste trabalho tem a armadura presente no estator com enrolamento distribuído e passo encurtado em uma ranhura. Além disso, utilizando três ranhuras por polo por fase, tem-se um bom aproveitamento do tamanho e das possibilidades de enrolamentos do alternador. Como se tem três fases, alguma forma de conexão precisa ser aplicada entre elas. Devido à presença significativa de terceira harmônica nesse tipo de máquina, utiliza-se comumente a conexão estrela na armadura, já que correntes elétricas poderiam fluir no caso de conexão delta. Outra questão de fundamental importância é escolher a forma de conexão entre as bobinas. Nesse trabalho, utiliza-se enrolamentos imbricados em série, com apenas um caminho paralelo. Dessa forma, garante-se uma melhor simetria na máquina (PYRHONEN; JOKINEN; HRABOVCO, 2014).

3.2 ENROLAMENTO DE CAMPO (MAGNETIZANTE)

O enrolamento de campo é responsável por criar um campo magnético que interagirá com a armadura para produzir um conjugado (ou torque) eletromagnético. As bobinas de campo podem ser alocadas de diversas formas, dependendo da topologia e do tipo da máquina elétrica. O alternador desse trabalho tem formato topológico com polos salientes, ou seja, as bobinas de campo serão enroladas no “corpo” do polo no rotor, assim, não haverá distribuição de ranhuras como no caso de máquinas síncronas de polos lisos. Esse fator é bastante positivo quando analisadas as harmônicas produzidas pela máquina. Como o rotor não apresenta espaçamento de ranhuras, não há componentes harmônicas de mais alta frequência produzida por ele.

Analisando a Figura 4, verifica-se que cada bobina em cada ranhura terá uma tensão induzida. Para efeito de referência, o eixo perpendicular será utilizado. Assim, a tensão em a_2 terá um ângulo de defasagem igual a 0° , a_1 terá um ângulo equivalente a -20° e, por fim, a_3 terá um ângulo equivalente a 20° . Portanto, a soma vetorial das tensões será a soma de três vetores defasados de 20° entre si.

É evidente que considerando um enrolamento concentrado, as três bobinas de cada ranhura seriam equivalentes a uma única centralizada, ou seja, esta única bobina seria equivalente a três vetores com a mesma direção e sentido. Assim, se a tensão induzida em cada bobina for V , a tensão induzida nesta bobina centralizada será $3V$. Portanto, como descrito em (3.1) a tensão induzida resultante sempre será menor em enrolamentos distribuídos.

$$V\angle 0^\circ + V\angle 20^\circ + V\angle -20^\circ < 3V \quad (3.1)$$

Generalizando essa conclusão, considerando q ranhuras por polo por fase, define-se o fator de distribuição como (3.2), onde v é a harmônica avaliada.

$$K_{d,v} = \frac{\text{sen}\left(v \frac{\pi}{2m}\right)}{q \text{sen}\left(v \frac{\pi}{q2m}\right)} \quad (3.2)$$

3.3.2 Fator de Passo

Como já citado, o passo encurtado foi um método desenvolvido para reduzir as harmônicas na tensão induzida, assim o fator é de escolha do projetista. Para entender a sua definição e o motivo da sua aplicação é necessário definir alguns conceitos. O passo polar τ_p é definido como a distância, medida em metros, entre dois polos da máquina, e é dado pela Equação (3.3) onde P é o número de polos e D é o diâmetro do entreferro.

$$\tau_p = \frac{\pi D}{P} \quad (3.3)$$

Fazendo uma análise vetorial, como anteriormente, pode-se perceber que com o passo pleno tem-se uma tensão induzida que seria a soma de dois vetores paralelos,

atingindo sua amplitude máxima. Já no caso de passo curto, a soma vetorial será feita em relação a um ângulo chamado de “ângulo de passo curto”. A consequência é um fator avaliado por um seno do passo de bobina. Considerando as harmônicas presentes na forma de onda de tensão, o fator age de forma que o ângulo em questão é multiplicado pelo valor da harmônica ν . Portanto, a equação que representa o fator de passo de uma bobina é dada por (3.5) onde α_s é o ângulo de passo curto da bobina, calculado em (3.4). A variável y representa o número de ranhuras que cobrem o passo polar encurtado, enquanto y_{Q_s} representa o número de ranhuras que cobriria o passo polar pleno.

$$\alpha_s = \pi \frac{y}{y_{Q_s}} \quad (3.4)$$

$$K_{p,\nu} = \text{sen}\left(\nu \frac{\lambda}{2}\right) \quad (3.5)$$

Por fim, vale ressaltar que se utiliza outra denominação de fator, que é o fator de enrolamento K_e , dado pela é a multiplicação entre o fator de distribuição e o fator de passo, como representado (3.6).

$$K_{e,\nu} = K_{p,\nu} \cdot K_{d,\nu} \quad (3.6)$$

4 DIMENSÕES E PARÂMETROS INICIAIS DO ALTERNADOR

Em um processo de projeto de uma máquina elétrica é fundamental definir as suas dimensões iniciais para possibilitar os estudos subsequentes. Para realizar análises através de simulações utilizando o método de elementos finitos e/ou formulações analíticas é necessário que a geometria inicial da máquina seja definida de forma coerente e com boa aproximação. Pode-se pensar nessa etapa análoga à condição inicial para a resolução de um sistema não linear. Quanto mais precisa essa condição se apresenta, melhor e mais rápido será o processo, resultando em economia de tempo e melhor performance de projeto.

As dimensões e os parâmetros principais, aos quais esse capítulo se refere, são: diâmetros do rotor D_r [m] e estator D_s [m], comprimento do pacote de lâminas l [m], número de polos P , número de ranhuras Q_s , tamanho do entreferro δ [m], largura do polo W_{pb} [m], larguras da sapata polar W_{ps} [m], da coroa do estator h_{sy} [m] e do rotor h_{ry} [m], densidade de corrente do enrolamento de campo J_r [A/mm²] e armadura J_s [A/mm²], além do fator de potência FP .

Para encontrar valores coerentes para todas essas variáveis, os requisitos iniciais de projeto juntamente com valores empíricos e comuns na prática são utilizados. Esses valores referem-se à proporção entre diâmetro médio do entreferro e comprimento do pacote de lâminas, valores de densidade de corrente para cada tipo de máquina, além de valores de indução magnética típicos em regiões do alternador. Alguns parâmetros são evidentes, como o número de polos, que é derivado diretamente da frequência e da velocidade de operação. Entretanto, há algumas dimensões que não são de trivial escolha e isso será detalhado no decorrer do trabalho.

4.1 REQUISITOS DE PROJETO E PARÂMETROS DIRETOS

Como citado no item anterior, alguns parâmetros são obtidos de forma direta apenas analisando os requisitos de projeto. No caso de um alternador síncrono os requisitos são: potência aparente trifásica nominal S_n [kVA], tensão de linha no terminal V_n [V], frequência de operação f [Hz], velocidade de operação ω_{syn} [rpm], fator de potência PF e número de fases m .

O rendimento da máquina e o número de ranhuras por polo por fase são parâmetros definidos. Nesse trabalho, foi definido um rendimento η de 90% e três ranhuras por polo por fase. Esse número de ranhuras é muito comum nesse tipo de máquina, pois a experiência mostra que é uma relação ótima de custo-benefício e manufatura. O número de polos é definido a partir da expressão (4.1), a potência mecânica P_{mec} [W] é obtida em (4.2) e o número total de ranhuras é calculado em (4.3).

$$P = \frac{120f}{\omega_{syn}} \quad (4.1)$$

$$P_{mec} = \eta m S_n PF \quad (4.2)$$

$$Q_s = 3 m P \quad (4.3)$$

4.2 OBTENÇÃO DE VALORES INICIAIS

Algumas considerações necessitam ser feitas quando se trata de um processo de definição de uma geometria inicial para uma máquina. Existem muitas incógnitas, de modo que é impossível encontrá-las, na prática, sem escolher valores para algumas variáveis. Para isso existem tabelas com valores comumente utilizados, ou seja, a experiência e o conhecimento empírico são de fundamental importância neste processo. É muito provável que os valores escolhidos não sejam os valores ótimos de projeto, porém são pontos de partidas excelentes para a continuação da análise, já que correções com métodos analíticos, numéricos e protótipos podem ser aplicadas posteriormente.

Esses valores comuns são separados para cada tipo de máquina e os que foram utilizados para o alternador síncrono de polos salientes são: indução magnética máxima no entreferro B_δ [T], densidade linear de corrente para o diâmetro médio do entreferro A_δ [A/m] e as densidades de corrente nas bobinas do rotor J_r e estator J_s .

Para máquinas síncronas de polos salientes é comum que os valores da Indução magnética máxima no entreferro fiquem entre 0,8 T a 1,05 T. Nesse trabalho, foi escolhido o valor de 0,8 T. A densidade de corrente, em geral, tem valores entre 2 a 4 A/mm² para enrolamentos de campo, e 4 a 6,5 A/mm² para enrolamentos da armadura. Foram escolhidos valores iguais a 4 e 6 A/mm², respectivamente. O carregamento

elétrico ou densidade linear de corrente elétrica é um parâmetro que varia com a potência do gerador. Portanto, utilizou-se uma interpolação linear entre valores típicos de densidade de corrente e potência aparente para padronizar a escolha desse valor, como descrito na Tabela 1.

Tabela 1 – Dados para escolha do carregamento elétrico da máquina.

Parâmetros

elétricos

| | | | | | | | |
|-------------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| <i>Potência</i> | 100 | 200 | 500 | 1000 | 5000 | 10000 | 20000 |
| <i>Ativa [kVA]</i> | | | | | | | |
| <i>Carregamento elétrico [Ae/m]</i> | 20000 | 23000 | 26000 | 29000 | 34000 | 37000 | 40000 |

Fonte: Vishnu Murthy, K. M. - Computer-aided Design of Electrical Machines (2015).

Os valores obtidos possibilitam encontrar outros valores principais da máquina. Em (4.4) define-se uma constante de máquina C que servirá como valor auxiliar nas equações seguintes. Outro valor constante χ auxiliar é definido em (4.5) e representa relações entre dimensões da máquina de modo que elas estejam em uma proporção adequada.

$$C = \frac{\pi^2}{2} K_{e,1} A B \delta \quad (4.4)$$

$$\chi = \frac{\pi}{2P} \sqrt{\frac{P}{2}} \quad (4.5)$$

Com as equações (4.6) e (4.7), obtém-se os valores do diâmetro médio do entreferro e o comprimento do pacote de lâminas da máquina, respectivamente, onde n_{syn} [Hz] é a velocidade síncrona.

$$D = \frac{l}{\chi} \quad (4.6)$$

$$l = 3 \sqrt[3]{\frac{S_n \chi^2}{C n_{syn}}} \quad (4.7)$$

É preciso definir o ângulo que representará o tamanho da sapata polar θ_{ps} . Na literatura, encontram-se valores que variam entre 60% a 70% do tamanho do passo polar, fator que será representado pela variável P_{pps} . Foi definido, portanto, uma proporção de 67,667% entre o ângulo da sapata polar e o ângulo do passo polar. No entanto, de maneira geral, a angulação do arco da sapata θ_{arc_ps} não segue essa mesma proporção. Uma estratégia de projeto é utilizar um ângulo maior, fazendo com que o entreferro no polo seja variável. Isso gera uma outra parcela no conjugado eletromagnético conhecido como torque de relutância. Essa curvatura é um parâmetro de otimização em máquinas síncronas, porém sempre respeitando a espessura mínima de entreferro no cume do polo. Nesse projeto, define-se um valor de 67% para o ângulo do arco da sapata em relação ao passo polar.

Para calcular o número de espiras de cada fase do estator é preciso conhecer o fluxo magnético que atravessa a bobina. O fluxo magnético é definido pela expressão (4.8) e a partir dela, derivam-se as equações (4.9) e (4.10) que representam uma distribuição senoidal no entreferro e o seu valor médio, respectivamente, onde S é a superfície na qual o fluxo atravessa. Para que a equação (4.10) seja válida é necessário considerar uma aproximação onde há apenas influência radial na variação do campo magnético da máquina. Dessa forma, pode-se afirmar que não existe variação do fluxo magnético médio ϕ_{mp} [Wb] em relação ao comprimento do pacote de lâminas. Portanto, a equação (4.8) se equivale a (4.10), onde o fator $\frac{2}{\pi}$ representa a média de uma distribuição senoidal. Aplicando a equação de fluxo na lei de Faraday, considerando o fluxo senoidal, obtém-se a equação (4.11) para o cálculo do número de espiras por fase do estator.

$$\phi_p(t) = \int_S B_\delta(t) dS \quad (4.8)$$

$$\phi_p(t) = l \tau_p B_\delta \sin(2\pi f \cdot t) \quad (4.9)$$

$$\phi_{mp} = l \tau_p \frac{2}{\pi} B_\delta \quad (4.10)$$

Em um gerador síncrono, com forte reação de armadura, é comum utilizar valores da tensão induzida entre 1,2 a 2 vezes a tensão de terminal desejada. Como a análise inicial é feita a vazio, inicialmente utiliza-se a correção de 1,2 e espera-se 20% a mais no valor da tensão induzida. Com isso, têm-se todas as variáveis para encontrar o número de espiras do estator N_s , apresentado na equação (4.11).

$$N_s = \frac{1,2 V_n \sqrt{2}}{K_{e,1} l \tau_p B_\delta \sqrt{3} 2\pi f} \quad (4.11)$$

O valor encontrado do número de espiras por fase deve ser inteiro quando distribuído em todas as ranhuras. Portanto, como existem três ranhuras por polo por fase, pode-se utilizar o valor inteiro, representado por Z , da equação (4.12), para encontrar o número de espiras por ranhura N_{ss} . Devido ao arredondamento, um novo valor de N_s é encontrado (4.13).

$$N_{ss} = Z \left(\frac{2N_s}{3P} \right) \quad (4.12)$$

$$N_s = N_{ss} \frac{3P}{2} \quad (4.13)$$

Como o valor do número de espiras no estator foi alterado, deve-se alterar o valor de indução máxima no entreferro, reescrevendo a Equação (4.11) e tornando-a na forma da equação (4.14).

$$B_\delta = \frac{1,2 V_n \sqrt{2}}{K_{e,1} l \tau_p N_s \sqrt{3} 2\pi f} \quad (4.14)$$

Um parâmetro fundamental em qualquer máquina elétrica é o **entreferro**. Nele se concentra a maior parte da energia da máquina, pois é a camada de ar entre o rotor e o estator. Por ser formado por ar, apresenta uma permeabilidade magnética muito baixa quando comparada com a permeabilidade do aço, porém concentra um alto valor de campo magnético, já que o fluxo magnético é conservativo. O tamanho do entreferro é um dos principais parâmetros de otimização de projeto, no entanto, é necessário definir restrições para o seu tamanho, pois embora no aspecto magnético quanto menor seu tamanho melhor o desempenho da máquina, há restrições do ponto de vista mecânico. A vibração natural do motor ou gerador, devido às forças presentes nos dentes do estator, faz com que possam ocorrer contatos indevidos entre rotor e estator. Além disso, máquinas elétricas podem apresentar excentricidades permanentes ou momentâneas quando sofrem variações bruscas de torque. Dessa forma, para máquinas grandes, um fator de segurança é utilizado. Esse fator de segurança é definido por uma relação entre o tamanho do entreferro e o diâmetro médio do entreferro, representado pela equação (4.15).

$$\frac{\delta}{D} \geq 0,001 \quad (4.15)$$

Para efetuar o cálculo do tamanho do entreferro é necessário atualizar o valor da densidade de corrente elétrica ou carregamento elétrico, pois o número de espiras foi aproximado. Portanto, na equação (4.16) a corrente elétrica por fase I_{ph} [A] é calculada e em (4.17) o carregamento elétrico é atualizado. Com isso, em (4.18) calcula-se o tamanho do entreferro, onde γ é um fator empírico de máquinas elétricas, que para máquinas síncronas vale $\frac{\mu_0}{\pi}$.

$$I_{ph} = \frac{S_n}{V\sqrt{3}} \quad (4.16)$$

$$A_\delta = \frac{2I_{ph} N m}{\pi D} \quad (4.17)$$

$$\delta = \gamma \tau_p \frac{A_\delta}{B_\delta} \quad (4.18)$$

4.3 DIMENSIONAMENTO DO ROTOR

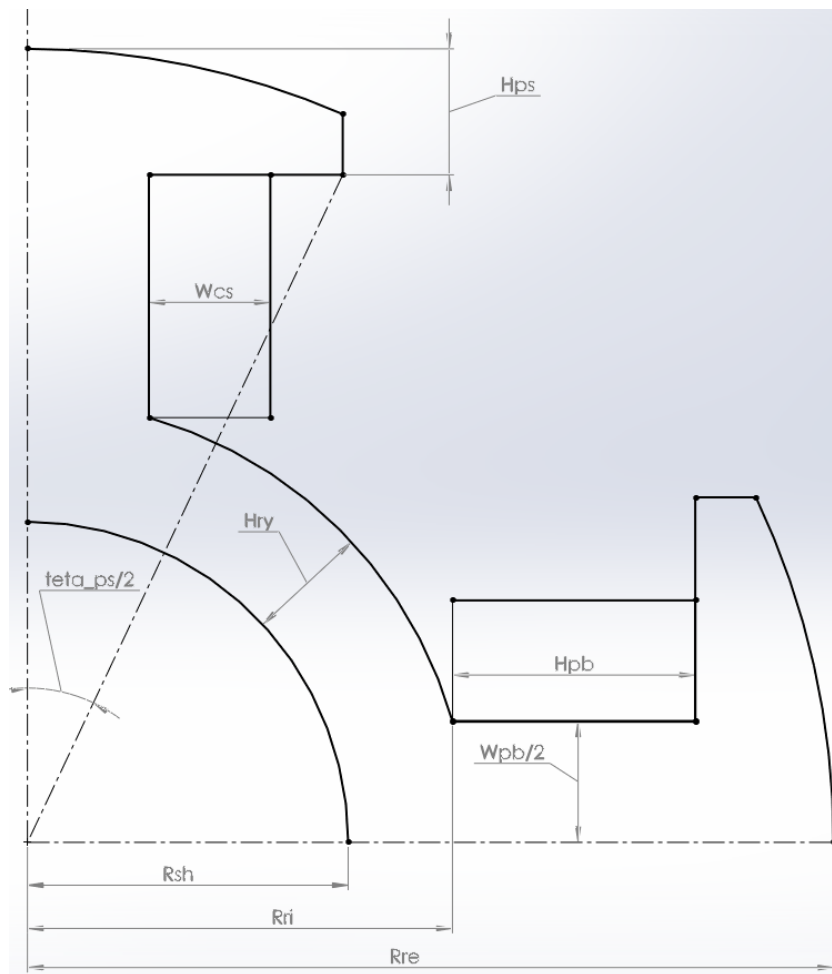
Em um rotor de polos salientes existem diversas partes da geometria que necessitam de aproximações para encontrar os valores iniciais para análise. No entanto, valores como o raio do eixo mecânico [R_{sh}], calculado pela equação (4.19), em milímetros, é de aplicação direta de fórmulas de torque e potência como descrito em (MCCAULEY; OBERG, 2016). O cálculo realizado dessa maneira impõe um valor mínimo para o eixo direto da máquina. No entanto, esse valor não é necessariamente grande o suficiente para evitar sobreposição entre polos, principalmente em máquinas que operam em baixas velocidades e que apresentam muitos polos. Para isso, portanto, essa variável pode ser alterada pela equação (4.20), que é uma aproximação feita para evitar contatos indesejados entre partes do rotor.

$$R_{sh} = \frac{1}{2} \sqrt[3]{\frac{1,77 \cdot 10^6 P_{mec} [kW]}{\omega_{syn} [rpm]}} \quad (4.19)$$

$$R_{sh} = 1,5 \frac{P W_{pb}}{2\pi} \quad (4.20)$$

Na Figura 5, os parâmetros necessários para o rotor são mostrados. O cálculo da espessura da coroa do rotor H_{ry} [m] e a espessura do corpo do polo W_{pb} [m] são calculados a partir do valor de indução magnética no “joelho” da curva BH, ou seja, valor de 1,6 T. O fluxo magnético que atravessa o corpo do polo é o fluxo total por polo enquanto na coroa do estator, o fluxo é dividido em duas partes.

Figura 5 - Parâmetros geométricos do rotor.



Fonte: Autor.

Com as equações (4.21), (4.22) e (4.23) os parâmetros citados são calculados. Além disso, o raio externo do rotor é calculado por (4.24).

$$H_{ry} = \frac{1}{2} \frac{\phi_p}{1,6l} \quad (4.21)$$

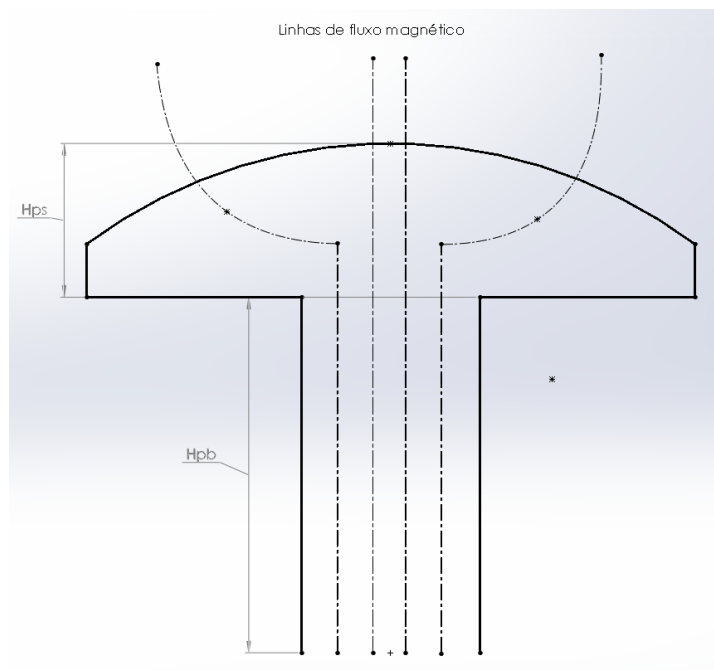
$$W_{pb} = \frac{\phi_p}{1,6l} \quad (4.22)$$

$$R_{ri} = R_{sh} + H_{ry} \quad (4.23)$$

$$R_{re} = \frac{D}{2} - \frac{\delta}{2} \quad (4.24)$$

Para encontrar a altura do corpo do polo, assumem-se algumas considerações sobre o fluxo magnético. Como mostrado na Figura 6, metade do fluxo magnético do polo atravessa a sapata polar de forma paralela ao corpo do polo. Ou seja, para essa parte do polo, a seção transversal que o fluxo atravessa é a multiplicação entre W_{pb} [m] e l [m]. No entanto, a outra metade do fluxo, que se divide novamente em cada extremidade da sapata polar, atravessa uma seção diferente. A aproximação feita é para considerar que a altura máxima da sapata polar seja a metade da largura da coroa do rotor. Isso fará com que não haja forte saturação, caso a hipótese assumida seja confirmada. Como dito anteriormente, as dimensões iniciais, muito provavelmente, não serão as melhores opções para o projeto final. No entanto, é para isso que se aplicam análises numéricas utilizando o método de elementos finitos. Isso permitirá reduzir drasticamente o número de aproximações feitas, possibilitando rearranjar as dimensões para um melhor resultado.

Figura 6 - Linhas de fluxo no polo saliente.



Fonte: Autor.

Com essas considerações feitas, as equações (4.25) e (4.26) representam as variáveis H_{pb} [m] e H_{ps} [m] nas condições iniciais de projeto.

$$H_{ps} = \frac{H_{ry}}{2} \quad (4.25)$$

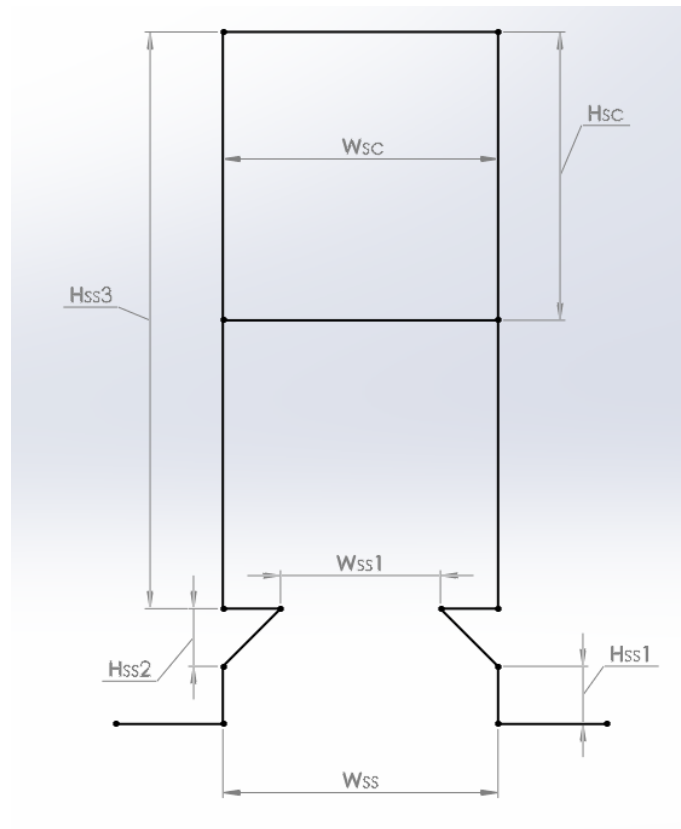
$$H_{pb} = R_{re} - R_{ri} - H_{ps} \quad (4.26)$$

As dimensões das bobinas do rotor serão abordadas posteriormente.

4.4 DIMENSIONAMENTO DO ESTATOR

O estator de uma máquina síncrona trifásica com rotor interno é composto pelas ranhuras, onde são inseridas as bobinas, e pela coroa do estator. Portanto, a princípio não existem tantas variáveis para serem definidas, assim que se escolher o formato da ranhura. Na bibliografia, encontram-se diversos formatos de ranhuras para máquinas elétricas, mas para escolher esse formato padrão é necessário avaliar alguns fatores mecânicos de projeto. Como neste trabalho, o enrolamento escolhido é distribuído, as ranhuras têm tamanhos reduzidos, porém os cabos que formarão as bobinas têm espessuras elevadas devido à alta potência e à corrente elétrica do gerador. Assim, as topologias de ranhuras fechadas ou semifechadas não são boas opções para máquinas desse tipo, pois a etapa de enrolamento das bobinas seria prejudicada. Por esses motivos, a geometria da ranhura escolhida é mostrada na Figura 7.

Figura 7 - Geometria das ranhuras do estator.



Fonte: Autor.

Para o cálculo das variáveis da Figura 7 é necessário calcular a espessura de cada dente do estator W_{th} [m]. O procedimento utilizado é projetar o nível de indução magnética para 1,65 T, valor de pico na parte mais estreita do dente. Para isso, é preciso calcular quanto fluxo atravessa cada dente do estator. A quantidade de ranhuras sobre a sapata polar N_{ssp} é calculada em (4.27). Com isso, em (4.28), calcula-se o fluxo magnético em cada dente do estator ϕ_{th} [Wb] e a sua espessura W_{th} , em (4.29).

$$N_{ssp} = \frac{Q_s}{P} \quad (4.27)$$

$$\phi_{th} = \frac{\phi_p}{N_{ssp}} \quad (4.28)$$

$$W_{th} = \frac{\phi_{th}}{1,65 l} \quad (4.29)$$

É importante salientar que o parâmetro W_{th} se refere a um comprimento de um arco, onde o seu raio é o raio interno do estator R_{si} [m] e calculado pela expressão (4.30). Assim, possibilita-se encontrar o ângulo do dente do estator θ_{th} [rad] em (4.31), e conseqüentemente, o ângulo da abertura da ranhura θ_{sl} [rad] em (4.32). Por fim, a equação (4.33) representa a largura da ranhura W_{ss} [m].

$$R_{si} = \frac{D}{2} + \frac{\delta}{2} \quad (4.30)$$

$$\theta_{th} = \frac{W_{th}}{R_{si}} \quad (4.31)$$

$$\theta_{sl} = \frac{2\pi - Q_s \theta_{th}}{Q_s} \quad (4.32)$$

$$W_{ss} = \sqrt{2R_{si}^2 - 2R_{si}^2 \cos(\theta_{sl})} \quad (4.33)$$

O procedimento para o cálculo dos outros parâmetros das ranhuras do estator é uma combinação entre considerações sobre as bobinas e definições baseadas em proporções. É considerado que a largura de cada bobina é equivalente a largura da ranhura, além de que H_{ss3} [m] é igual a duas vezes o valor de H_{sc} [m]. As proporções utilizadas para os parâmetros H_{ss1} [m], H_{ss2} [m] e W_{ss1} [m] são descritas em (4.34), (4.35) e (4.36), respectivamente.

$$H_{ss1} = 0,3 W_{ss} \quad (4.34)$$

$$H_{ss2} = 0,2 W_{ss} \quad (4.35)$$

$$W_{ss1} = 0,6 W_{ss} \quad (4.36)$$

Em (4.35), calcula-se a corrente elétrica em cada bobina de cada ranhura e, finalmente, as últimas dimensões iniciais da máquina são calculadas pelas equações

(4.38), (4.39) e (4.40), onde R_{se} [m] é o raio externo do estator. Como o fluxo magnético que atravessa a coroa do estator é, teoricamente, o mesmo que atravessa o rotor, as larguras de ambos são idênticas. É importante salientar que em bobinas de armadura é necessário considerar um fator de enchimento devido ao formato das espiras, portanto o tamanho da altura de cada bobina será acrescido por um fator de duas vezes.

$$I_{sl} = \frac{I_{ph}}{6P} \quad (4.37)$$

$$R_{se} = R_{si} + H_{ss1} + H_{ss2} + H_{ss3} + H_{ry} \quad (4.38)$$

$$H_{sc} = \frac{N_{ss} I_{sl}}{J_s W_{ss}} \quad (4.39)$$

$$H_{ss3} = 2 H_{sc} \quad (4.40)$$

5 CIRCUITO MAGNÉTICO DE RELUTÂNCIAS

A implementação do circuito magnético de relutâncias necessita da modelagem de todas as partes magnéticas do alternador por tubos de fluxo, transformando-as em parâmetros concentrados. Essa é a etapa mais importante do processo, pois uma vez descritas as relutâncias, apenas as conexões entre elas e a resolução do circuito precisam ser feitas.

Nesse trabalho, busca-se a menor quantidade de relutância para gerar o menor gasto computacional, porém objetivando o máximo de precisão. Os resultados do circuito magnético serão comparados com uma simulação de elementos finitos utilizando um software comercial. Para melhor robustez do circuito, pode-se efetuar mudanças para obter valores mais próximo à simulação numérica pelo método de elementos finitos. Com isso, gera-se um modelo ainda mais preciso para a máquina, porém com um gasto computacional muito inferior.

5.1 RELUTÂNCIA DAS PARTES FERROMAGNÉTICAS DA MÁQUINA

5.1.1 Corpo do polo, Coroa do rotor e Sapata polar

No corpo do polo do rotor, o fluxo magnético que atravessa a seção transversal se divide em duas partes para formar o par de polos magnéticos. Assim, é interessante modelar a relutância do polo considerando que para o circuito magnético apenas metade da área do polo é utilizada. Dessa forma, a modelagem pode ser efetuada considerando apenas um polo da máquina. A equação que descreve a relutância citada é mostrada em (5.1), onde μ_{pb} [H/m] é a permeabilidade do aço do corpo do polo.

$$\mathfrak{R}_{pb} = \frac{2H_{pb} + (R_{ri} - R_{sh})}{\mu_{pb} W_{pb} l} \quad (5.1)$$

A relutância da coroa do estator é obtida de forma direta pela equação (5.2), onde μ_{ry} [H/m] é a permeabilidade do aço que compõe a peça.

$$\mathfrak{R}_{ry} = \frac{(R_{ri} + R_{sh}) - 2W_{pb}}{2\mu_{ry} (R_{ri} - R_{sh})l} \quad (5.2)$$

A sapata polar é a região do rotor que apresenta a geometria que necessita de maior aproximação para uma abordagem simplificada. Como a seção transversal na qual o fluxo atravessa não é constante, realizou-se a média entre a área do arco da sapata e a sua base, além de novamente considerar apenas metade da peça devido ao modelo ser de apenas um polo. Dessa forma, a relutância resulta na Equação (5.3), onde μ_{ps} [H/m] é a sua permeabilidade magnética.

$$\mathfrak{R}_{ps} = 4 \frac{(R_{re} - R_{ri} - H_{pb})}{\mu_{ps} (W_{pb} + R_{re}\theta_{ps})l} \quad (5.3)$$

5.1.2 Dentes e Coroa do estator

Os dentes do estator são regiões que necessitam de uma análise cuidadosa devido à alta possibilidade de saturação. Por isso, mesmo que a sua espessura aumente em relação ao caminho magnético, utilizou-se a espessura presente na face interna do dente como referência para a relutância concentrada. Assim, obtêm-se a equação (5.4), onde μ_{th} [H/m] é a permeabilidade magnética de um dente. Na implementação do circuito magnético, as permeabilidades serão diferentes para cada dente, pois há variação de indução magnética entre eles.

$$\mathfrak{R}_{th} = \frac{H_{ss1} + H_{ss2} + H_{ss3} + \frac{H_{ry}}{2}}{\mu_{th} W_{th} l} \quad (5.4)$$

Para modelar a coroa do estator, segue-se o mesmo princípio dos dentes do estator. Portanto, não é considerado uma região inteira e sim parcial para posteriormente realizar a conexão com os dentes. Dessa forma, o comprimento do tubo de fluxo é considerado como a distância correspondente ao ângulo de passo de ranhura $\theta_{\tau sl}$ [rad]. Novamente, μ_{sy} [H/m] é a permeabilidade magnética de cada parte da coroa do estator e a relutância está apresentada na Equação (5.5).

$$\mathfrak{R}_{sy} = \frac{\theta_{\tau sl} \left(R_{se} - \frac{H_{sy}}{2} \right)}{\mu_{sy} H_{sy} l} \quad (5.5)$$

5.1.3 Entreferro

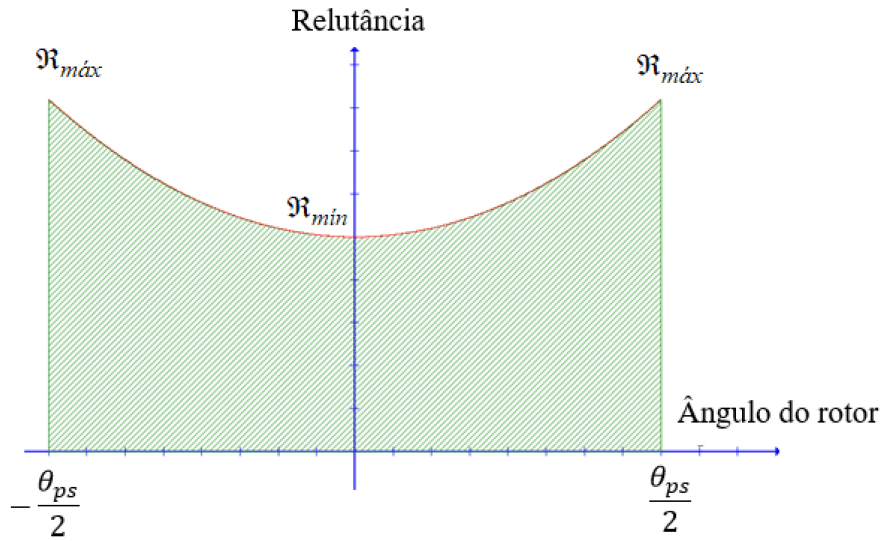
A modelagem magnética do entreferro é a etapa mais sensível do projeto analítico, pois a maior parte da energia da máquina se concentra nessa região. Além disso, no caso estudado, o alternador apresenta polos salientes cujo arco da sapata polar gera um entreferro variável, aumentando a complexidade do modelo. A parte do entreferro mais próxima ao estator é conectada ao estator que apresenta ranhuras e cuja modelagem deve considerar as dispersões presentes.

Para implementar um modelo que consiga representar todos os aspectos citados anteriormente, utiliza-se uma técnica de separação do entreferro em duas camadas. Dessa forma, a camada mais próxima do rotor será responsável por emular a diferença do tamanho do entreferro devido à sapata polar. A segunda camada é responsável pelo acoplamento do entreferro com o estator e é modelada com o auxílio do fator de Carter para considerar o efeito das ranhuras.

5.1.3.1 Camada do entreferro próxima ao rotor

Para modelar a camada do entreferro próxima ao rotor, utiliza-se uma relutância concentrada que varia em função do ângulo do rotor como mostrado na Figura 8.

Figura 8 - Distribuição da relutância da primeira camada do entreferro.



Fonte: Autor

O valor de relutância mínima, calculado em (5.6), considera o entreferro no menor valor possível, ou seja, sem variação angular na sapata. Vale ressaltar que pelos mesmos motivos da modelagem da relutância do corpo do polo do rotor, a relutância da primeira camada do entreferro será modelada considerando a metade da sapata polar. Para simplificar a relutância e retirar a dependência do ângulo, considera-se que o ângulo do rotor será aquele correspondente ao valor máximo de relutância. Assim, a relutância da primeira camada do entreferro é sempre um parâmetro concentrado e chega-se à Equação (5.7).

$$\mathfrak{R}_{\delta 1_mín} = \frac{\delta}{\mu_0 \theta_{ps} (R_{re} + \frac{\delta}{4}) l} \quad (5.6)$$

$$\mathfrak{R}_{\delta 1} = \mathfrak{R}_{\delta 1_mín} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta_{ps}}{\theta_{ps_arc}} \right) \right] \quad (5.7)$$

Percebe-se, pela Equação (5.7), que se o arco da sapata polar não apresentar uma angulação maior do que a sua abertura, o fator de acréscimo de relutância é zerado. Conforme o ângulo aumenta uma porcentagem na relutância é acrescida.

5.1.3.2 Camada do entreferro próxima ao estator

A segunda camada do entreferro será modelada como uma relutância não variante no tempo, pois o objetivo inicial é encontrar o ponto do máximo fluxo magnético e da força magnetomotriz necessária para produzi-lo. Como a segunda camada do entreferro está diretamente conectada com as ranhuras do estator, pode-se utilizar um fator empírico, conhecido como fator de Carter K_C , que corrige o tamanho do entreferro para considerar o fluxo disperso devido as aberturas das ranhuras (PYRHONEN; JOKINEN; HRABOVCO, 2014).

O fator de Carter é dado pela Equação (5.8), onde a constante k é calculada por (5.9), τ_{sl} [rad] é o passo de ranhura e b_1 [m] é a abertura da ranhura, calculados por (5.10) e (5.11), respectivamente.

$$K_C = \frac{\tau_{sl}}{\tau_{sl} - k b_1} \quad (5.8)$$

$$k = \frac{\frac{b_1}{\delta}}{5 + \frac{b_1}{\delta}} \quad (5.9)$$

$$\tau_{sl} = \frac{D \pi}{Q_s} \quad (5.10)$$

$$b_1 = \theta_{sl} R_{si} \quad (5.11)$$

Finalmente, o valor equivalente do entreferro é dado pela multiplicação entre o entreferro real da máquina e o fator de Carter. Assim, a relutância da segunda camada do entreferro é dada pela equação (5.12).

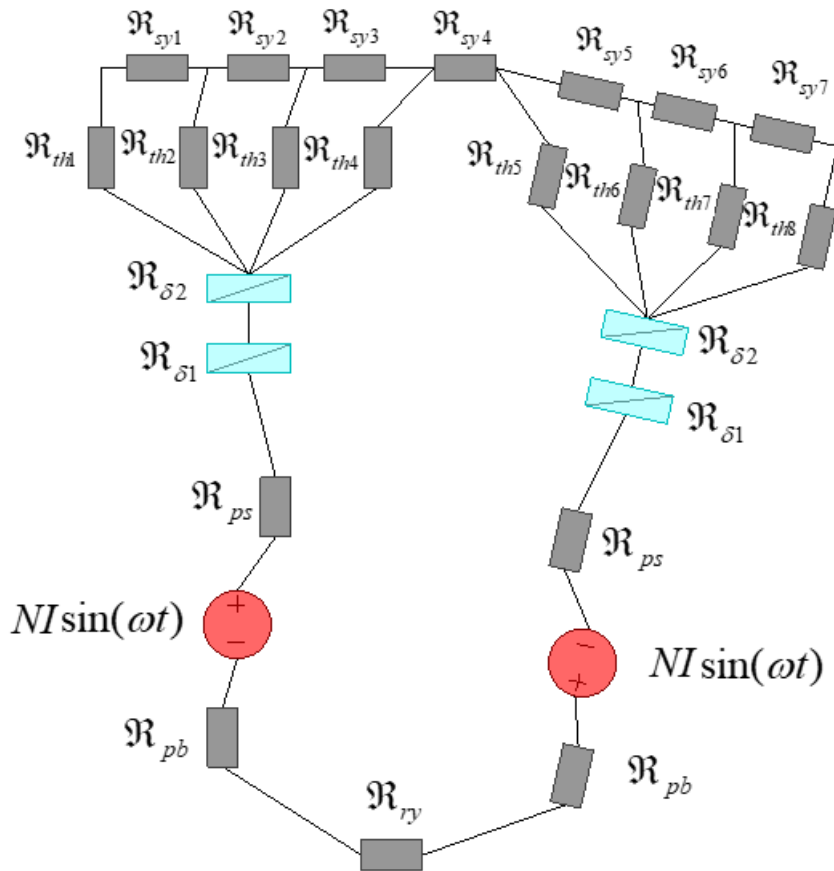
$$\mathfrak{R}_{\delta 2} = \frac{K_C \delta}{\mu_0 \theta_{ps} (R_{si} - \frac{\delta}{4}) l} \quad (5.12)$$

5.2 IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE RELUTÂNCIA

Como todas as relutâncias das principais partes da máquina foram modeladas, a implementação do circuito de relutância pode ser efetuada. Essa fase demanda conhecimentos de resolução de circuitos elétricos, devido à analogia apresentada na Quadro 1, além de conceitos de programação para implementar um método numérico de resolução de circuitos magnéticos considerando a curva de saturação do aço elétrico.

A ferramenta utilizada para resolução do sistema se baseou na linguagem de programação *Python*, bem como, bibliotecas que permitem o trabalho com álgebra linear e outras ferramentas matemáticas. O circuito magnético equivalente da máquina é o modelo acoplado de todas as relutâncias descritas. Com ele, é possível resolver o sistema para encontrar o fluxo que atravessa cada parte do alternador, semelhante à corrente elétrica que flui em cada resistor de um circuito elétrico. Além disso, com o valor de fluxo magnético obtido, parâmetros como a força magnetomotriz de cada região e a tensão induzida nas bobinas do estator podem ser derivados. Portanto, percebe-se a necessidade de encontrar uma forma eficiente e rápida de resolução do circuito, para que seja possível obter um valor de fluxo com pouco custo computacional e boa precisão numérica. O acoplamento do circuito magnético de relutâncias é mostrado na Figura 9, proveniente de um modelo de um polo de uma máquina elétrica de quatro polos.

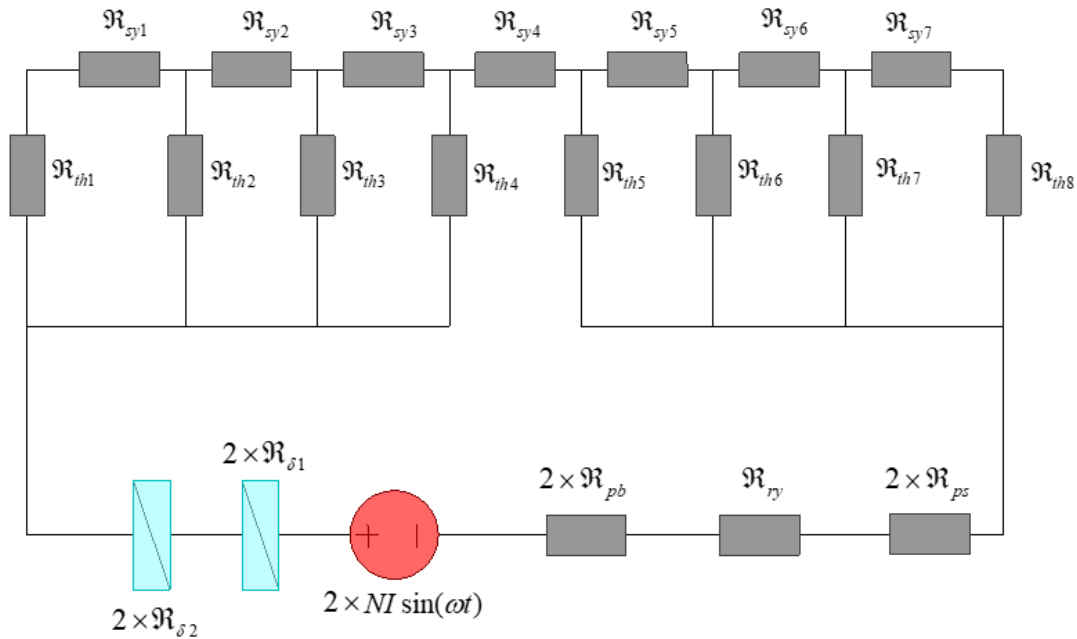
Figura 9 - Representação inicial do circuito de relutância.



Fonte: Autor.

É possível perceber que, dessa forma, as relutâncias não variam com o ângulo do rotor, pois são representadas por parâmetros concentrados constantes. A rotação é representada pela força magnetomotriz quando ela varia como um seno, no entanto objetiva-se encontrar o valor de pico da distribuição senoidal, assim eliminam-se todas as dependências angulares. Para implementar o sistema não linear a ser resolvido, é conveniente realizar transformações diretas nos elementos que estão em série e, com isso, a Figura 10 é obtida.

Figura 10 - Circuito magnético de relutância simplificado.



Fonte: Autor.

Existem diversos métodos de resolução de circuitos análogos aos circuitos elétricos. Como existem apenas fontes de força magnetomotriz e o objetivo principal é encontrar o fluxo magnético que flui para cada componente, o método de resolução de malhas é conveniente. Como a resolução do sistema se dará de maneira computacional, a abordagem de análise de malhas por inspeção é adequada, pois o seu resultado é diretamente escrito em forma matricial, ou seja, diretamente implementável numericamente.

Este método propõe uma equação matricial, exemplificada em (5.13), onde a primeira matriz é a Matriz de Relutâncias que multiplica a matriz de Fluxos Magnéticos de Malha, resultando em uma matriz de Forças Magnetomotrices de Malha.

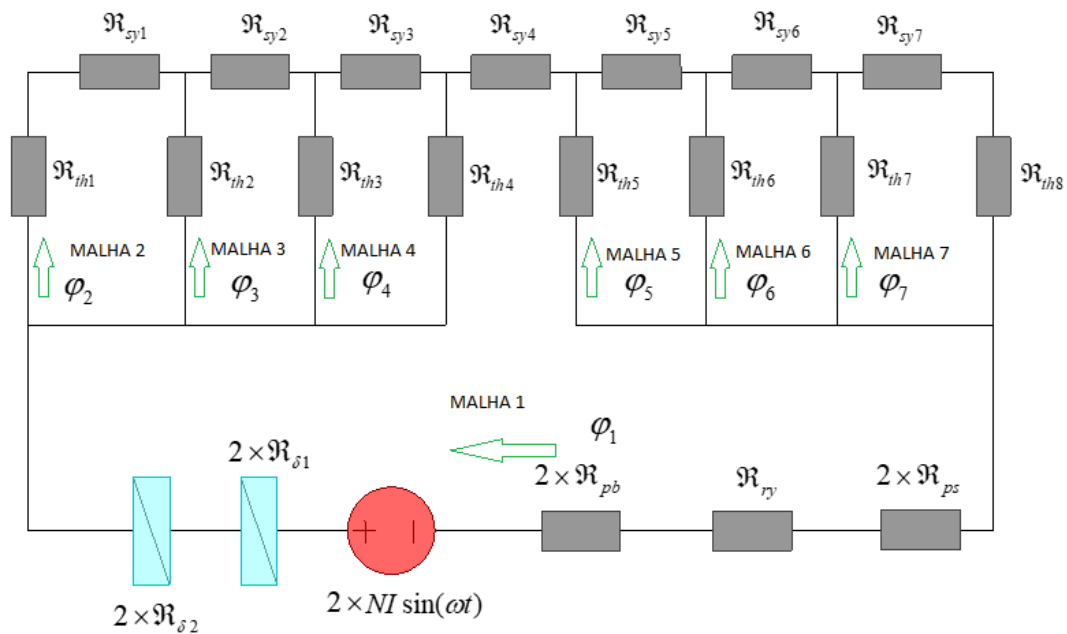
$$[\mathfrak{R}]_{n,n} \times [\varphi]_{n,1} = [F_{em}]_{n,1} \quad (5.13)$$

A Matriz de Relutâncias é formada de modo que tenha o mesmo número de linhas e de colunas que as malhas do circuito magnético. Os seus valores diagonais são a soma de todas as relutâncias da malha. Já os outros valores seguem a equação (5.14).

$$\mathfrak{R}_{i,j} = -\sum \mathfrak{R} \in (i \& j) \tag{5.14}$$

A matriz de Forças Magnetomotrices de Malha é formada por elementos que representam a soma de todas as fontes de Força Magnetomotriz de cada malha. É importante observar o sentido do fluxo magnético definido, pois pode haver alteração de sinal. Após a composição do sistema matricial é possível resolver, de forma simples, o sistema não linear. A definição de cada malha e de cada fluxo magnético de malha é mostrado na Figura 11. O fluxo que atravessa cada componente é apresentado na Tabela 2, derivado dos fluxos de malha.

Figura 11 - Descrição das malhas de fluxo do circuito de relutâncias.



Fonte: Autor.

Tabela 2 - Tabela de fluxos magnéticos para cada relutância do circuito.

| <i>Relutâncias</i> | <i>Fluxo magnético que flui nas relutâncias descritas</i> |
|---|---|
| $\mathfrak{R}_{\delta 2}; \mathfrak{R}_{\delta 1}; \mathfrak{R}_{pb}; \mathfrak{R}_{ry}; \mathfrak{R}_{sy4}; \mathfrak{R}_{ps}$ | φ_1 |
| $\mathfrak{R}_{th1}; \mathfrak{R}_{sy1}$ | φ_2 |
| \mathfrak{R}_{th2} | $\varphi_2 - \varphi_3$ |

| <i>Relutâncias</i> | Fluxo magnético que flui nas relutâncias descritas |
|--|--|
| \mathfrak{R}_{sy2} | φ_3 |
| \mathfrak{R}_{th3} | $\varphi_3 - \varphi_4$ |
| \mathfrak{R}_{sy3} | φ_4 |
| \mathfrak{R}_{th4} | $\varphi_1 - \varphi_4$ |
| \mathfrak{R}_{th5} | $\varphi_5 - \varphi_1$ |
| \mathfrak{R}_{sy5} | φ_5 |
| \mathfrak{R}_{th6} | $\varphi_6 - \varphi_5$ |
| \mathfrak{R}_{sy6} | φ_6 |
| \mathfrak{R}_{th7} | $\varphi_7 - \varphi_6$ |
| $\mathfrak{R}_{th8}; \mathfrak{R}_{sy7}$ | φ_7 |

Fonte: Autor.

A Matriz de Relutância apresenta diversos elementos nulos, porém os elementos com valores diferentes de zero são descritos na Tabela 3. Importante salientar a simetria presente neste tipo de matriz, fator que auxilia na redução do tempo de montagem do sistema. É importante salientar também que alguns fatores são acrescidos em relutâncias dos dentes do estator de modo a modelar o fluxo disperso, ou seja, a quantidade de fluxo que atravessa os dentes mais distantes da sapata polar é menor em relação aos mais próximos. Inicialmente, utiliza-se fator de 3,5 para as relutâncias dos dentes 4 e 5 do estator.

Tabela 3 – Tabela de definição dos elementos da Matriz de Relutâncias.

| <i>Elementos da Matriz de Relutância</i> | <i>Valor do elemento</i> |
|--|--|
| $R_{1,1}$ | $2 \times \mathfrak{R}_{\delta 2}(\theta) + 2 \times \mathfrak{R}_{\delta 1} + 2 \times \mathfrak{R}_{pb} + 2 \times \mathfrak{R}_{ps} + \mathfrak{R}_{ry} + \mathfrak{R}_{th4} + \mathfrak{R}_{sy4} + \mathfrak{R}_{th5}$ |
| $R_{2,2}$ | $\mathfrak{R}_{th1} + \mathfrak{R}_{sy1} + \mathfrak{R}_{th2}$ |
| $R_{3,3}$ | $\mathfrak{R}_{th2} + \mathfrak{R}_{sy2} + \mathfrak{R}_{th3}$ |

| <i>Elementos da Matriz de Relutância</i> | Valor do elemento |
|--|--|
| $R_{4,4}$ | $\mathfrak{R}_{th3} + \mathfrak{R}_{sy3} + \mathfrak{R}_{th4}$ |
| $R_{5,5}$ | $\mathfrak{R}_{th5} + \mathfrak{R}_{sy5} + \mathfrak{R}_{th6}$ |
| $R_{6,6}$ | $\mathfrak{R}_{th6} + \mathfrak{R}_{sy6} + \mathfrak{R}_{th7}$ |
| $R_{7,7}$ | $\mathfrak{R}_{th7} + \mathfrak{R}_{sy7} + \mathfrak{R}_{th8}$ |
| $R_{1,4} = R_{4,1}$ | $-\mathfrak{R}_{th4}$ |
| $R_{1,5} = R_{5,1}$ | $-\mathfrak{R}_{th5}$ |
| $R_{2,3} = R_{3,2}$ | $-\mathfrak{R}_{th2}$ |
| $R_{3,4} = R_{4,3}$ | $-\mathfrak{R}_{th3}$ |
| $R_{5,6} = R_{6,5}$ | $-\mathfrak{R}_{th6}$ |
| $R_{6,7} = R_{7,6}$ | $-\mathfrak{R}_{th7}$ |

Fonte: Autor.

Portanto, o sistema matricial final e dado pela equação (5.15).

$$\begin{bmatrix} R_{11} & 0 & 0 & R_{14} & R_{15} & 0 & 0 \\ 0 & R_{22} & R_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{32} & R_{33} & R_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{43} & R_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{55} & R_{56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{65} & R_{66} & R_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{76} & R_{77} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ \varphi_4 \\ \varphi_5 \\ \varphi_6 \\ \varphi_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2NI \sin(\omega t) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Resolução do circuito magnético: a Força Magnetomotriz do rotor é representada pelo número de espiras das bobinas multiplicado pela corrente elétrica que flui nelas $[nI]$. Essa força é responsável por magnetizar o alternador e gerar o fluxo magnético projetado. Devido à rotação da máquina, esse fluxo é variável em relação ao estator e, por isso, induz uma tensão elétrica nas bobinas do estator. A resolução do sistema matricial proposto é realizada através de um processo iterativo que considera a

não linearidade do aço elétrico do rotor e do estator, simultaneamente com o cálculo da Força Magnetomotriz. Por ser um sistema não linear é necessária uma condição inicial para que as iterações ocorram. É importante que esse ponto de partida seja coerente com a física da máquina, pois, caso contrário, problemas de convergência podem ocorrer. No caso apresentado, é dado um valor de permeabilidade relativa do aço elétrico igual a 500.

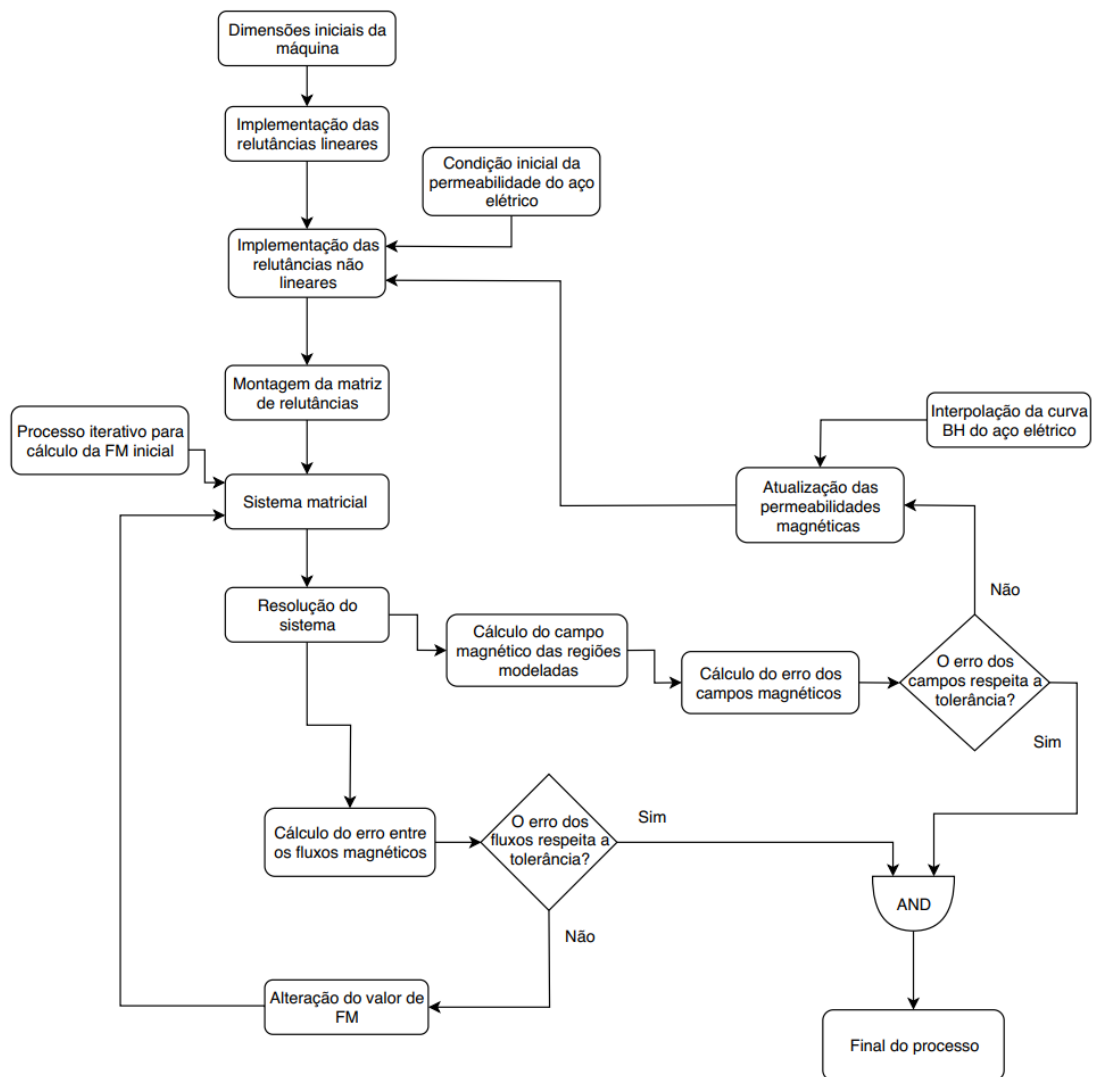
O cálculo do nI [A.e] é efetuado a partir dois processos distintos. Em um primeiro momento, é dada uma condição inicial para um processo iterativo onde a permeabilidade magnética do aço é considerada constante. O valor resultante desse processo é utilizado como condição inicial para a resolução não linear. A condição inicial da FMM é dada através de uma relutância equivalente, considerando as relutâncias dos dentes do estator em paralelo e as partes da coroa do estator em série. O cálculo resultante é mostrado na equação (5.16).

$$nI = \phi_p \left(2 \times \mathfrak{R}_{\delta 2} + 2 \times \mathfrak{R}_{\delta 1} + 2 \times \mathfrak{R}_{pb} + 2 \times \mathfrak{R}_{ps} + \mathfrak{R}_{ry} + \frac{\mathfrak{R}_{th1}}{2} + 7 \times \mathfrak{R}_{sy} \right) \quad (5.16)$$

Dada essa condição, o sistema linear é resolvido e o fluxo magnético resultante é comparado com o projetado. Se houver uma diferença dentro da tolerância de 10 % o resultado do nI já é considerado uma boa condição inicial para o processo não linear. Caso contrário, novas iterações são realizadas até atingir a tolerância estipulada.

Para representar o processo de cálculo do sistema não linear, com correção da Forma Magnetomotriz, a Figura 12 mostra um diagrama de blocos equivalente ao código implementado.

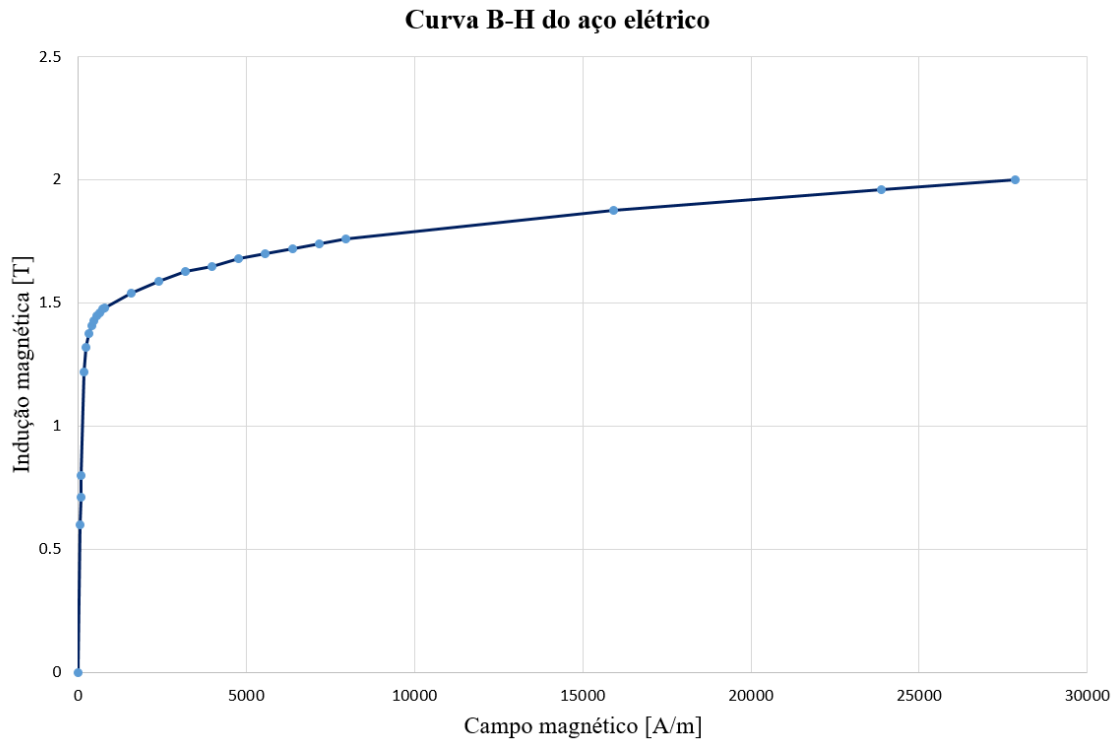
Figura 12 - Diagrama de blocos do sistema completo.



Fonte: Autor.

O aço utilizado, tanto no código do circuito magnético de relutância, quanto na simulação por elementos finitos foi o aço M15_26G, cuja curva B-H é apresentada na Figura 13.

Figura 13 - Curva B-H do aço elétrico.



Fonte: Autor.

Na Figura 12, percebe-se que existem duas condições simultâneas que necessitam atender a uma certa tolerância para o sistema finalizar o processo iterativo. A primeira condição é relacionada à curva B-H do aço. Caso haja variação do campo magnético final com o calculado no passo anterior maior do que 0,1 %, o processo continua. Além disso, o erro aceitável para o fluxo magnético é de 1 %. Portanto, as equações que representam os cálculos do erro do campo magnético e do fluxo são mostradas em (5.17) e (5.18), respectivamente. O índice i representa cada região modelada e o argumento k é utilizado para representar a posição das variáveis no vetor que abrange todos os passos de cálculo.

$$Erro_de_campo = \frac{|H_i(k) - H_i(k-1)|}{|H_i(k)|} \quad (5.17)$$

$$Erro_de_fluxo = \frac{\left| \phi_1(k) - \frac{\phi_p}{2} \right|}{\left| \frac{\phi_p}{2} \right|} \quad (5.18)$$

As saídas do circuito magnético de relutâncias são as induções magnéticas nas diversas regiões do aço elétrico, além do valor da força magnetomotriz necessária para gerar o fluxo magnético projetado. A densidade de corrente elétrica das bobinas do rotor é analisada diretamente nas simulações por elementos finitos. A abordagem utilizada é aproveitar o máximo de espaço da região de interpolos para alocar as bobinas. Os condutores das bobinas do rotor podem ser finos, pois a corrente tem função magnetizante, assim resultando em um melhor aproveitamento do espaço. Além disso, a tensão aplicada apresenta valores relativamente baixos em relação às bobinas do estator. Desta forma as camadas de isolantes têm espessura baixa. Por esses motivos, o fator de enchimento foi desconsiderado para o rotor.

6 PROJETO DO ALTERNADOR DE POLOS SALIENTES SÍNCRONO

6.1 INTODUÇÃO

Para demonstrar a eficiência do método implementado neste trabalho, este capítulo apresenta os resultados de um projeto visando atender os requisitos de projeto de um alternador com aplicação em geradores a diesel. Os valores de placa desse gerador são mostrados na Tabela 4.

Tabela 4 – Requisitos de projeto do alternador.

| <i>Variáveis operacionais da máquina</i> | <i>Valores de placa</i> |
|--|-------------------------|
| <i>Potência aparente [kVA]</i> | 45 |
| <i>Tensão terminal de linha [V]</i> | 380 |
| <i>Velocidade de operação [rpm]</i> | 1500 |
| <i>Fator de potência nominal</i> | 0,85 |
| <i>Rendimento nominal</i> | 0,90 |

Fonte: Autor.

Com os dados anteriores e as equações apresentadas, calculam-se todas as dimensões da máquina, resultando a Tabela 5.

Tabela 5 – Dimensões iniciais da máquina.

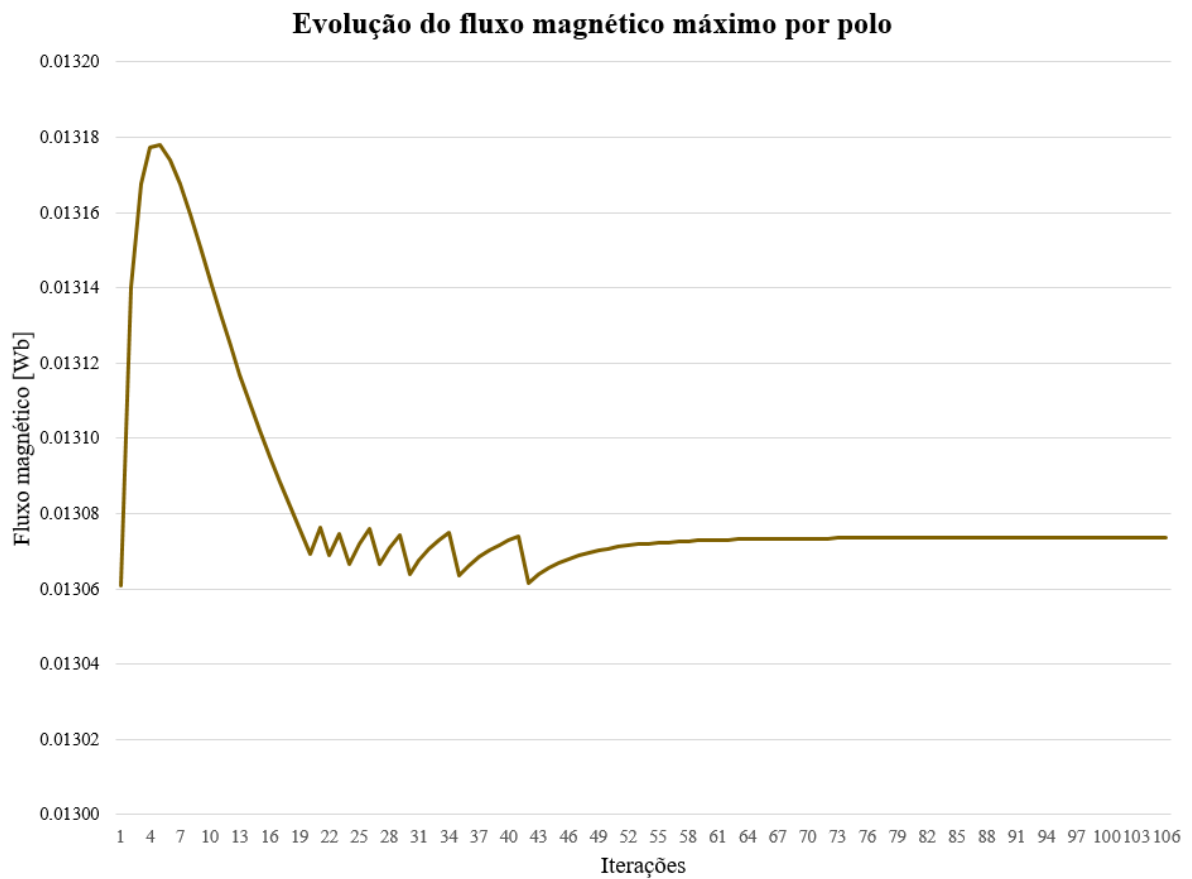
| <i>Variáveis geométricas da máquina</i> | <i>Valores obtidos</i> |
|--|------------------------|
| <i>Número de polos da máquina</i> | 4 |
| <i>Número total de ranhuras da máquina</i> | 36 |
| <i>Comprimento do pacote de lâminas [mm]</i> | 195,25 |
| <i>Número de espiras (por fase) das bobinas do estator</i> | 48 |
| <i>Número de espiras da ranhura</i> | 4 |
| <i>Tamanho do entreferro [mm]</i> | 2,48 |
| <i>Raio do eixo mecânico [mm]</i> | 24,85 |
| <i>Raio interno do rotor [mm]</i> | 66,75 |
| <i>Raio externo do rotor [mm]</i> | 106,25 |
| <i>Espessura da coroa do rotor e estator [mm]</i> | 41,85 |

| <i>Variáveis geométricas da máquina</i> | Valores obtidos |
|--|-----------------|
| <i>Espessura do corpo do polo [mm]</i> | 83,65 |
| <i>Altura da sapata polar [mm]</i> | 5,3 |
| <i>Altura do corpo do polo [mm]</i> | 34,25 |
| <i>Largura da ranhura retangular [mm]</i> | 5,85 |
| <i>Altura de cada bobina do estator [mm]</i> | 15,65 |
| <i>Raio interno do estator [mm]</i> | 108,7 |
| <i>Raio externo do estator [mm]</i> | 184,9 |

Fonte: Autor.

Com os valores das dimensões apresentadas, calcula-se o circuito magnético onde o comportamento do fluxo magnético máximo é mostrado na Figura 14.

Figura 14 - Evolução do fluxo magnético no circuito de relutância.



Fonte: Autor.

Além do cálculo da FMM para atingir o fluxo nominal, cujo resultado aproximado foi de **3000 [A.e]**, as saídas de induções magnéticas nas relutâncias do circuito magnético são apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 – Induções magnéticas nas relutâncias do circuito magnético.

| <i>Região da máquina</i> | <i>Indução magnética [T]</i> |
|---------------------------------------|------------------------------|
| <i>Corpo do polo</i> | 1,60 |
| <i>Sapata polar</i> | 1,37 |
| <i>Coroa do rotor</i> | 1,60 |
| <i>Dente do estator 1</i> | 1,59 |
| <i>Dente do estator 2</i> | 1,59 |
| <i>Dente do estator 3</i> | 1,59 |
| <i>Dente do estator 4</i> | 0,32 |
| <i>Dente do estator 5</i> | 0,32 |
| <i>Dente do estator 6</i> | 1,59 |
| <i>Dente do estator 7</i> | 1,59 |
| <i>Dente do estator 8</i> | 1,59 |
| <i>Segmento da coroa do estator 1</i> | 0,50 |
| <i>Segmento da coroa do estator 2</i> | 1,00 |
| <i>Segmento da coroa do estator 3</i> | 1,50 |
| <i>Segmento da coroa do estator 4</i> | 1,60 |
| <i>Segmento da coroa do estator 5</i> | 1,50 |
| <i>Segmento da coroa do estator 6</i> | 1,00 |
| <i>Segmento da coroa do estator 7</i> | 0,50 |

Fonte: Autor.

6.2 COMPARAÇÃO DO MÉTODO COM SIMULAÇÕES NUMÉRICAS POR ELEMENTOS FINITOS

Como citado anteriormente, o objetivo desse trabalho é propor um método eficiente para cálculo das principais dimensões de alternadores síncronos. A comparação com o método de elementos finitos (MEF) é fundamental para confirmar a manutenção de uma boa precisão de projeto, bem como extrair informações gráficas necessárias para

confirmar o atendimento aos requisitos de projeto. A implementação da geometria do gerador foi realizada em duas dimensões (2D), ou seja, considera-se que não há variação de fluxo magnético na direção da profundidade da máquina. Essa aproximação tenta ser assertiva quando o comprimento do pacote de lâminas do alternador tem grandezas próximas ou maiores que o diâmetro médio da máquina.

Embora o gerador apresente apenas quatro polos, utiliza-se redução a um polo da máquina através de condições de (anti-) periodicidade. Dessa forma, o tempo de cálculo da simulação numérica é reduzido e pode-se utilizar uma densidade de malha maior, além de um passo de cálculo menor. Isso auxilia na precisão dos resultados obtidos.

Nesse trabalho, utiliza-se um software comercial de elementos finitos em 2D para realizar as simulações. A primeira comparação feita é analisar as induções magnéticas das regiões modeladas através de uma simulação magnetostática visando o ponto de máximo fluxo magnético em condição sem carga. A comparação é mostrada na Tabela 7.

Tabela 7 – Induções magnéticas nas relutâncias do circuito magnético.

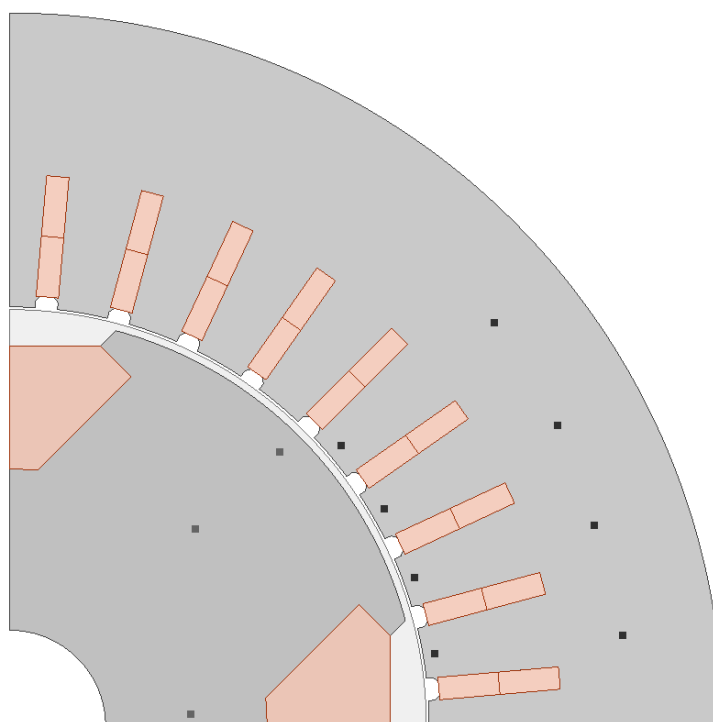
| <i>Região da máquina</i> | <i>Indução magnética circuito de relutância [T]</i> | <i>Indução magnética MEF [T]</i> | <i>Diferença em relação ao MEF</i> |
|---------------------------------------|---|--|--|
| <i>Corpo do polo</i> | 1,60 | 1,67 | 4,27% |
| <i>Sapata polar</i> | 1,37 | 1,43 | 4,07% |
| <i>Coroa do rotor</i> | 1,60 | 1,68 | 4,55% |
| <i>Dente do estator 1</i> | 1,59 | 1,52 | 4,29% |
| <i>Dente do estator 2</i> | 1,59 | 1,52 | 4,64% |
| <i>Dente do estator 3</i> | 1,59 | 1,47 | 7,65% |
| <i>Dente do estator 4</i> | 0,32 | 0,35 | 8,66% |
| <i>Dente do estator 5</i> | 0,32 | 0,35 | 8,66% |
| <i>Dente do estator 6</i> | 1,59 | 1,47 | 7,65% |
| <i>Dente do estator 7</i> | 1,59 | 1,52 | 4,64% |
| <i>Dente do estator 8</i> | 1,59 | 1,52 | 4,29% |
| <i>Segmento da coroa do estator 1</i> | 0,50 | 0,47 | 5,51% |
| <i>Segmento da coroa do estator 2</i> | 1,00 | 0,96 | 4,49% |

| <i>Região da máquina</i> | Indução magnética circuito de relutância [<i>T</i>] | Indução magnética MEF [<i>T</i>] | Diferença em relação ao MEF |
|---------------------------------------|---|--|-----------------------------------|
| <i>Segmento da coroa do estator 3</i> | 1,50 | 1,43 | 4,84% |
| <i>Segmento da coroa do estator 4</i> | 1,60 | 1,56 | 2,58% |
| <i>Segmento da coroa do estator 5</i> | 1,50 | 1,43 | 4,84% |
| <i>Segmento da coroa do estator 6</i> | 1,00 | 0,96 | 4,49% |
| <i>Segmento da coroa do estator 7</i> | 0,50 | 0,47 | 5,51% |

Fonte: Autor.

A Figura 15 apresenta a geometria implementada com os pontos onde as induções magnéticas foram calculadas. A distribuição de indução magnética será apresentada posteriormente nas simulações transiente e a vazio.

Figura 15 - Geometria implementada na simulação.

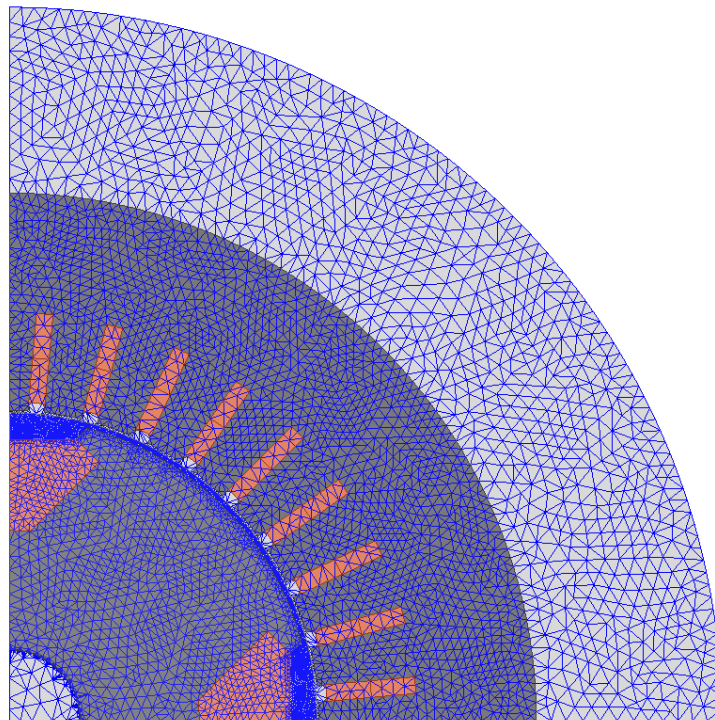


Fonte: Autor.

6.3 SIMULAÇÃO A VAZIO

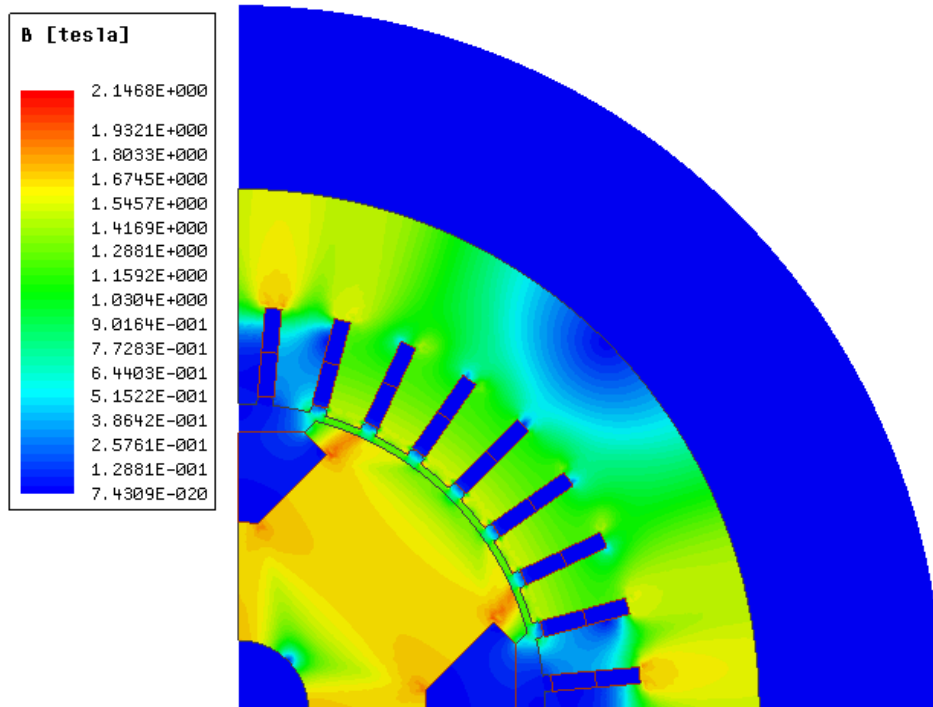
A simulação a vazio tem como objetivo analisar o fluxo magnético concatenado e comparar seu valor máximo com o projetado. Além disso, o principal dado que se retira dessa simulação é a tensão induzida em uma condição sem carga. Nessa condição, espera-se que o resultado seja muito próximo ao projetado, já que não existe influência das correntes do estator na deformação do fluxo magnético. Importante salientar que foi projetado um aumento de 20 % nas espiras no estator para compensar os efeitos da reação de armadura na operação nominal da máquina. No entanto, a vazio esse valor é acrescido linearmente à tensão induzida. As Figuras 16, 17 e 18 mostram a malha de cálculo em 2D, a distribuição do módulo da indução magnética e a distribuição das linhas de fluxo magnético acrescido dos vetores de indução magnética, respectivamente.

Figura 16 - Malha de cálculo 2D.



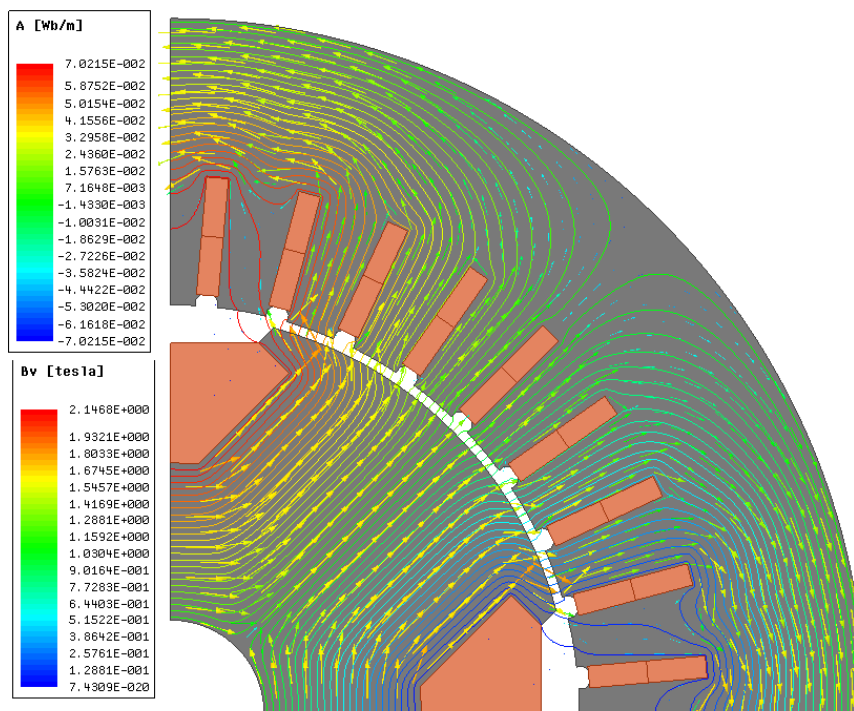
Fonte: Autor.

Figura 17 - Distribuição do módulo da indução magnética a vazio.



Fonte: Autor.

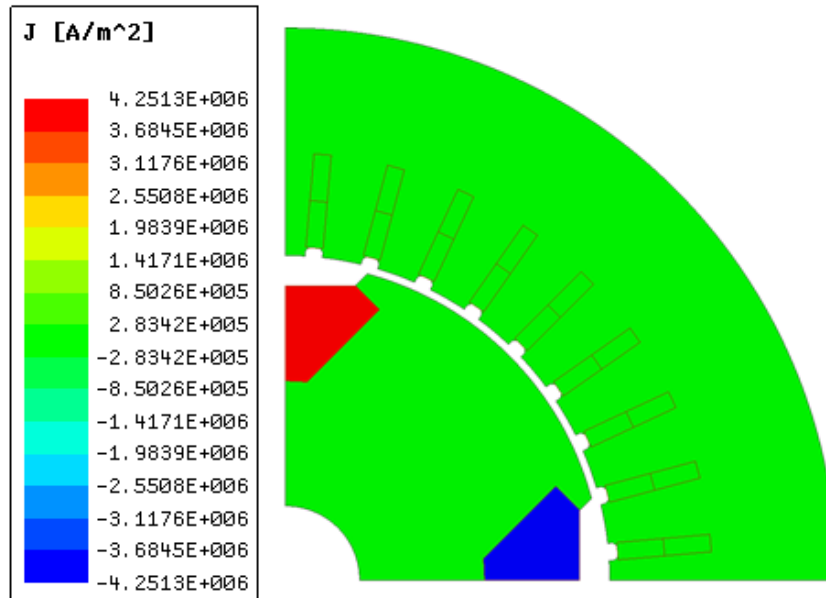
Figura 18 - Distribuição das linhas de fluxo magnético e vetores de indução magnética a vazio.



Fonte: Autor.

Na simulação a vazio espera-se que a densidade de corrente elétrica nas bobinas do rotor seja próxima ao valor projetado. A Figura 19 mostra que o valor ficou em torno de 6% acima do planejado. Neste trabalho, esse valor será considerado apropriado.

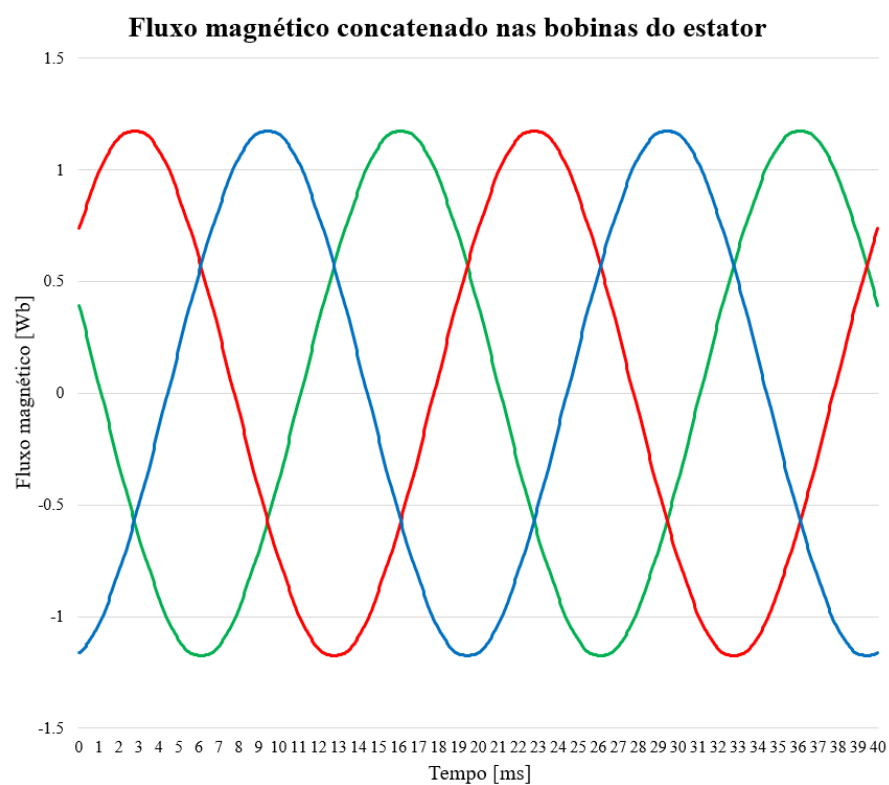
Figura 19 - Distribuição de densidade de corrente elétrica na simulação a vazio.



Fonte: Autor.

Os resultados gráficos da simulação a vazio são apresentados nas Figuras 20 e 21, que representam a fluxo magnético concatenado nas três fases do estator e as tensões induzidas, respectivamente. O valor máximo de fluxo magnético obtido foi de 1,173604 Wb. O valor projetado foi 0,02612 Wb por espira, que resulta em um fluxo concatenado projetado de 1,25476 Wb. Comparando com o valor obtido, tem-se uma diferença de 6,83 %.

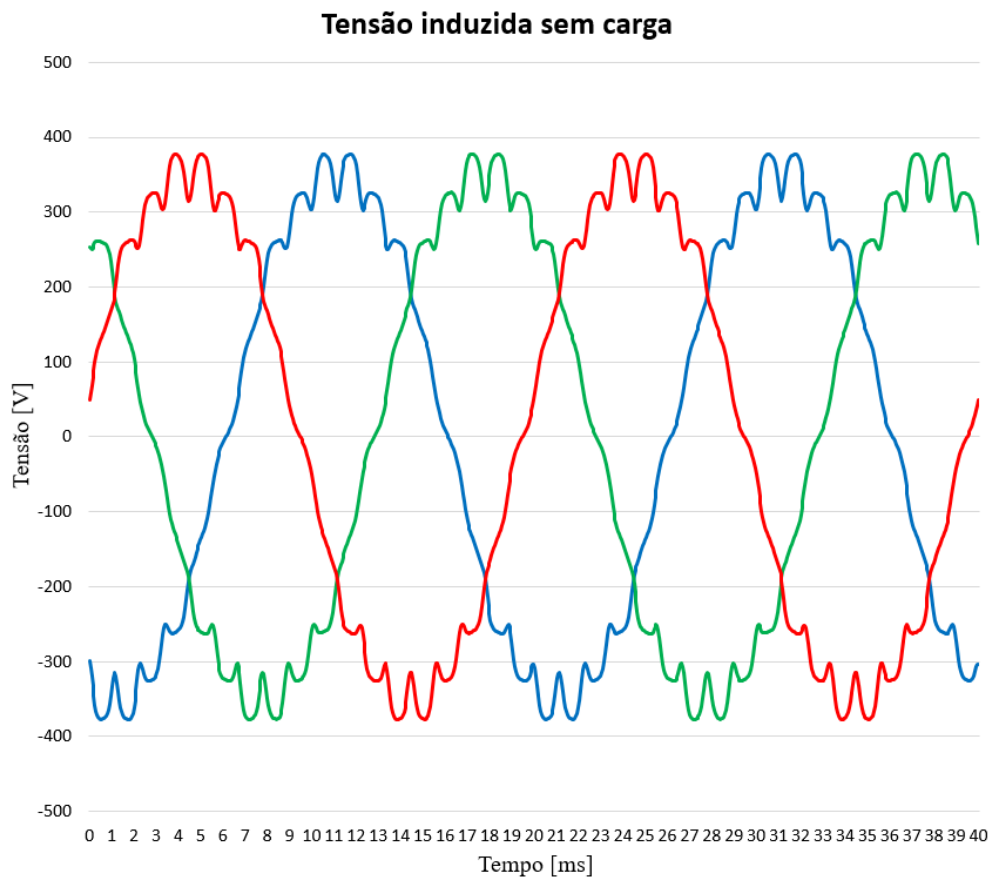
Figura 20 - Fluxo magnético concatenado a vazio.



Fonte: Autor.

A tensão elétrica induzida nas bobinas apresenta um valor eficaz de 259,96 Vrms. O valor de projeto é 264 Vrms e, assim, a diferença é de 1,55 %.

Figura 21 - Tensões induzidas a vazio.



Fonte: Autor.

6.4 SIMULAÇÃO COM CARGA

É fundamental a realização de simulações com carga para o estudo do funcionamento nominal do gerador. Como citado anteriormente, a reação de armadura é o efeito que as correntes do estator realizam no fluxo magnético produzido pelo enrolamento de campo. De maneira geral, como as cargas são em sua grande maioria resistivas e indutivas esse efeito é de redução do fluxo magnetizante, portanto denomina-se a reação de armadura como desmagnetizante. Como o fluxo é reduzido, a tensão nominal do gerador também é reduzida. Para isso, no projeto foi considerada uma quantidade maior de espiras para aumentar o fluxo concatenado. No entanto, no caso estudado essa medida não foi suficiente para obter resultados desejados. Assim, a maneira utilizada para atender a condição nominal de operação foi aumentar a corrente de campo, reforçando o fluxo magnetizante. O fator de aumento utilizado foi de 20 %.

Para o cálculo da carga aplicada na simulação, considera-se uma condição nominal de operação e uma conexão estrela-estrela, ou seja, busca-se uma carga capaz de atingir a potência aparente nominal com o fator de potência do alternador igual ao valor de placa. Os cálculos realizados são mostrados nas Equações (6.1), (6.2) e (6.3), onde $R [\Omega]$ representa a carga resistiva, $L [H]$ a carga indutiva e $Z [\Omega]$ a impedância complexa total.

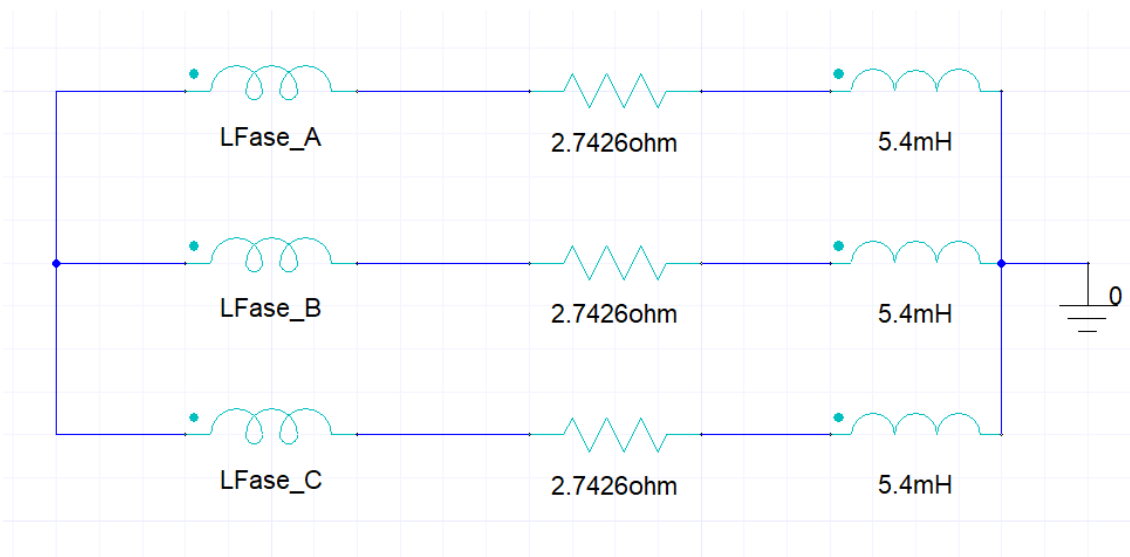
$$Z = 3 \frac{|V_n|^2}{S_n} \rightarrow 3 \frac{220^2}{45 \cdot 0,85 - j 45 \sin(a \cos(0,85))} = 2,7427 + j1,6998 \quad (6.1)$$

$$R = 2,7427 \Omega \quad (6.2)$$

$$L = 1,6998 \cdot \frac{1}{2\pi 50} \approx 5,4mH \quad (6.3)$$

Com isso, o circuito elétrico implementado é mostrado na Figura 22 e espera-se uma corrente por fase de 68,18 Arms

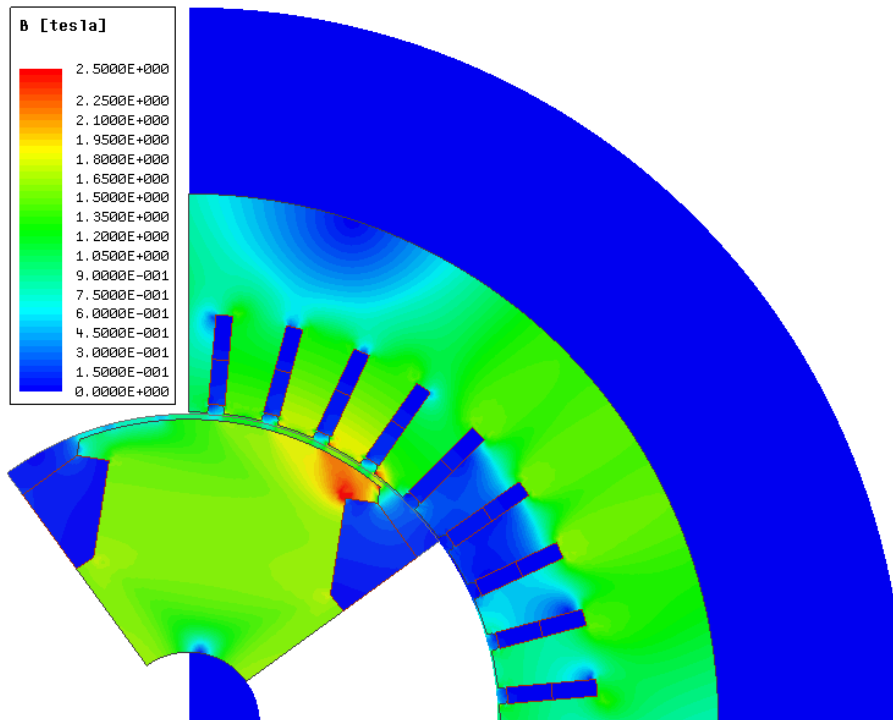
Figura 22 - Circuito elétrico na simulação com carga.



Fonte: Autor.

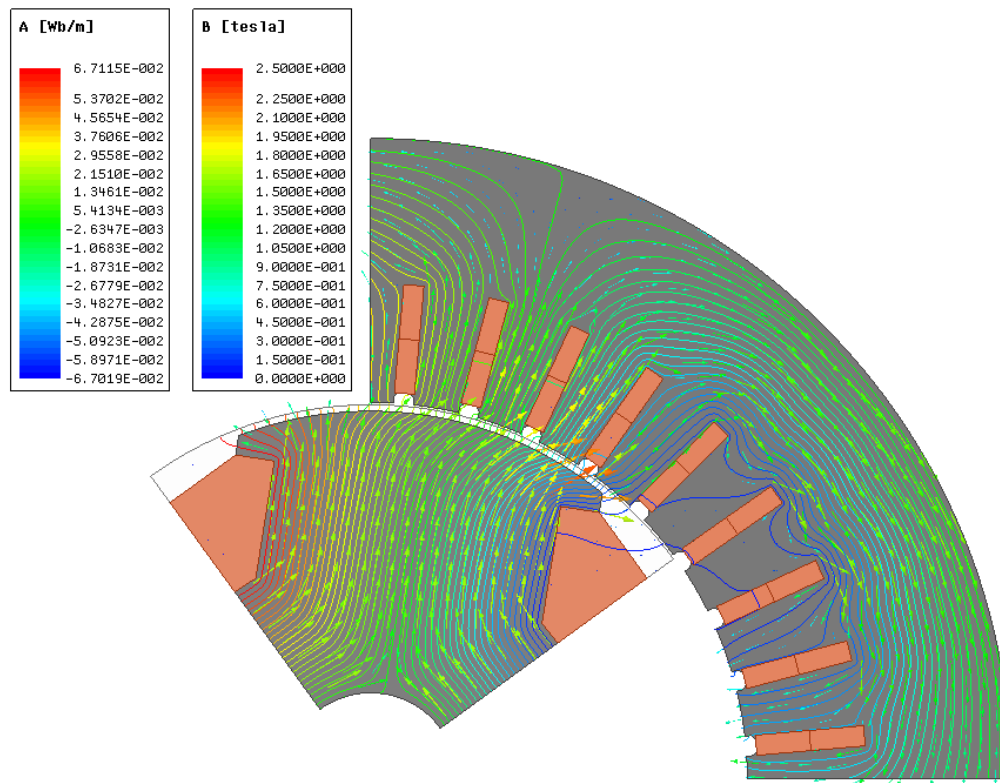
A malha utilizada no cálculo com carga é a mesma da simulação a vazio. Nas Figuras 23 e 24 o módulo da indução magnética, e a distribuição das linhas de fluxo magnético e os vetores de indução magnética são mostradas para um passo de cálculo, respectivamente.

Figura 23 - Distribuição do módulo da indução magnética com carga.



Fonte: Autor.

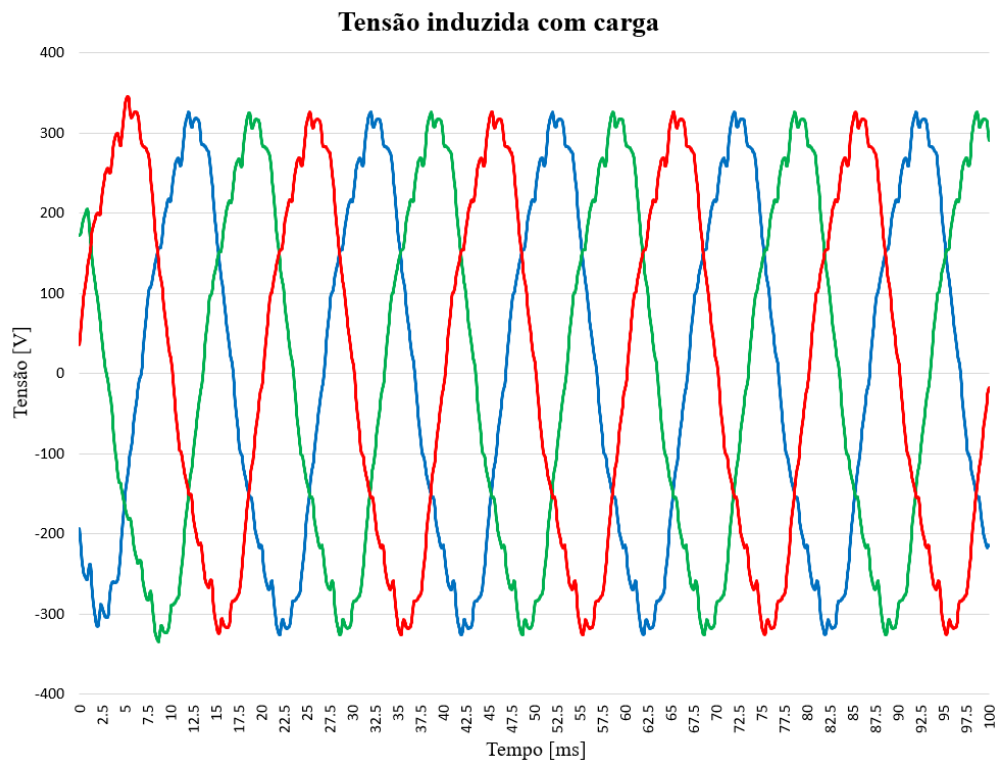
Figura 24 - Distribuição das linhas de fluxo magnético e vetores de indução magnética com carga.



Fonte: Autor.

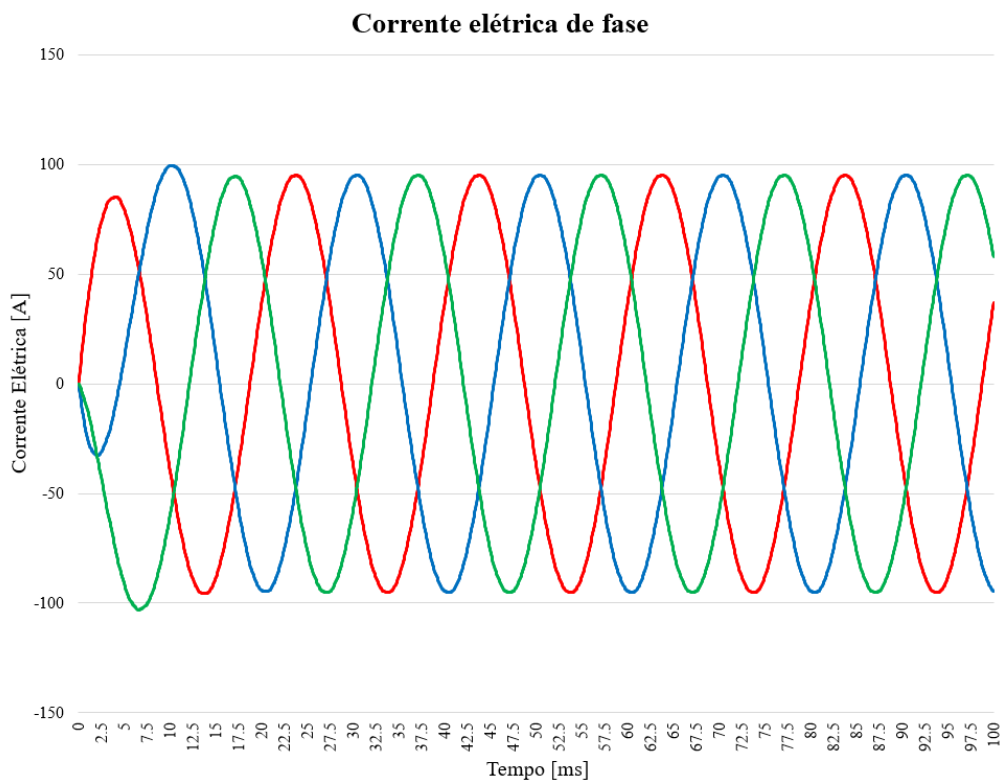
Os resultados de tensão e corrente são mostrados nas figuras 25 e 26, respectivamente. O valor eficaz da tensão terminal de fase é de 219,0261 Vrms com diferença de 0,44 % em relação ao valor nominal esperado. A corrente elétrica por fase atingiu um valor de 67,3995 Arms, assim a diferença é 1,14 % em relação à nominal.

Figura 25 - Tensão nos terminais com carga.



Fonte: Autor.

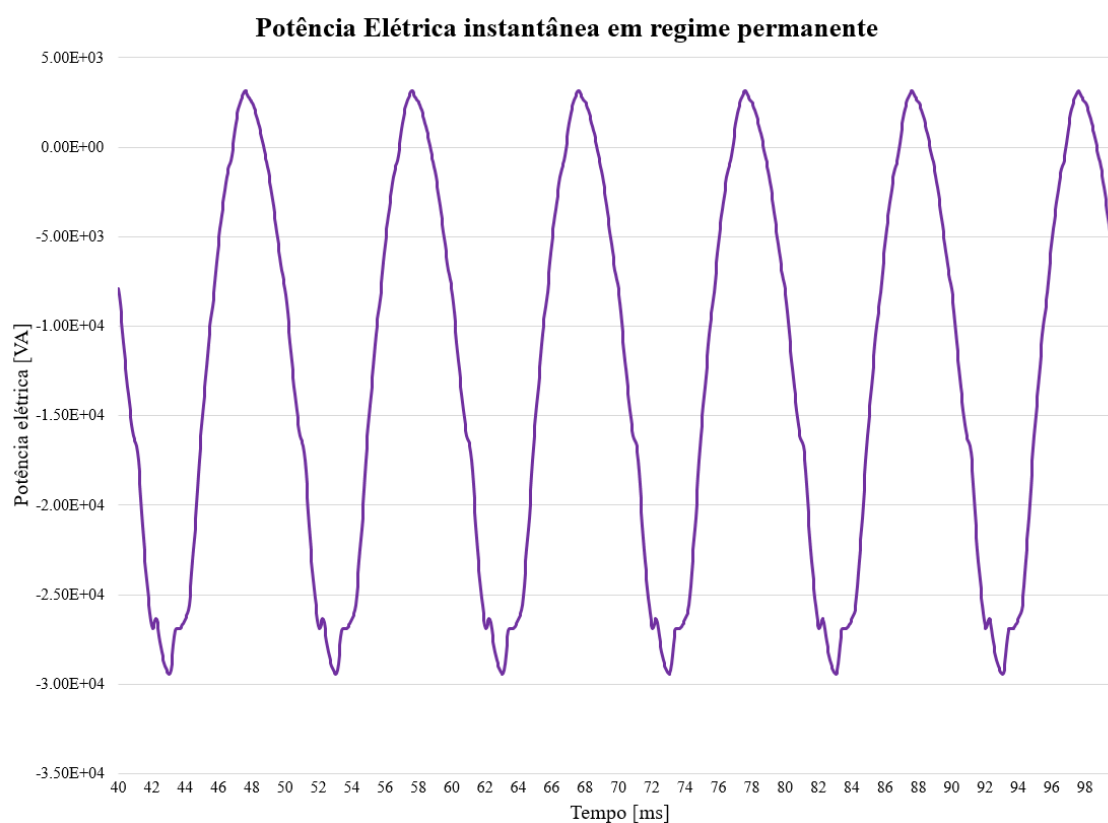
Figura 26 - Corrente elétrica de fase.



Fonte: Autor.

A potência elétrica instantânea em regime permanente é mostrada na Figura 27, cujo valor ativo é $-12519,81$ W por fase, obtido através do valor médio da potência instantânea. O sinal negativo é apenas uma convenção por se tratar de um gerador e não uma carga. A potência aparente é a multiplicação do valor de tensão eficaz pelo valor da corrente eficaz, cujo resultado é $14762,25$ VA por fase. Multiplicando esse valor pelas três fases, obtém-se $44,28$ kVA, com uma diferença de $1,58$ % do valor nominal. Divide-se a potência ativa pela potência aparente e obtém-se o fator de potência de $0,848$, com uma diferença de $0,235$ % do requisito ($0,85$) de projeto.

Figura 27 - Potência elétrica instantânea por fase em regime permanente.

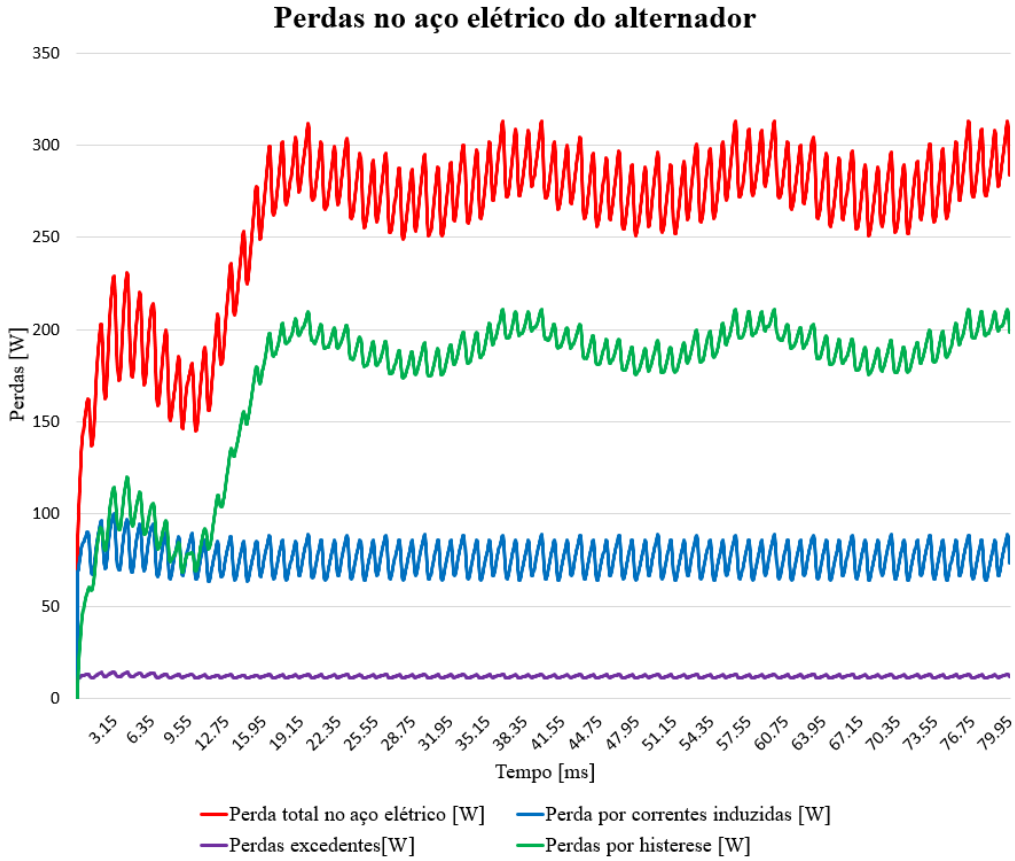


Fonte: Autor.

Para o cálculo da eficiência da máquina, considera-se a potência ativa subtraída das perdas no aço elétrico e nos enrolamentos do rotor e do estator. As perdas no aço são decompostas em perdas por correntes induzidas, perdas por histerese e perdas excedentes ou anômalas. Nesse trabalho, o foco não é estudar as perdas e sim utilizar os resultados para o cálculo de eficiência da máquina. As perdas no aço são mostradas na Figura 28 e as perdas nos enrolamentos na Figura 29. O valor médio das perdas no aço é $279,41$ W e

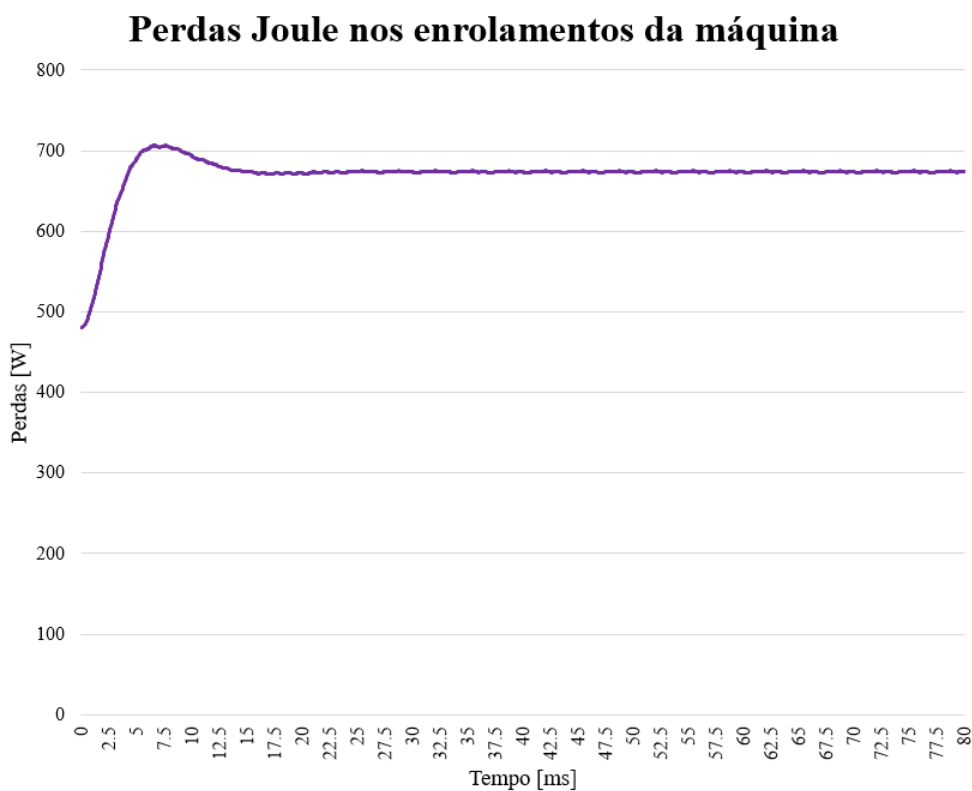
o das perdas nos enrolamentos 673,64 W. Subtraindo esses valores da potência ativa gerada, obtém-se um rendimento de 97,23 %. Este valor é consideravelmente maior do que o esperado devido à não consideração das perdas mecânicas presentes no alternador.

Figura 28 - Perdas no aço elétrico.



Fonte: Autor.

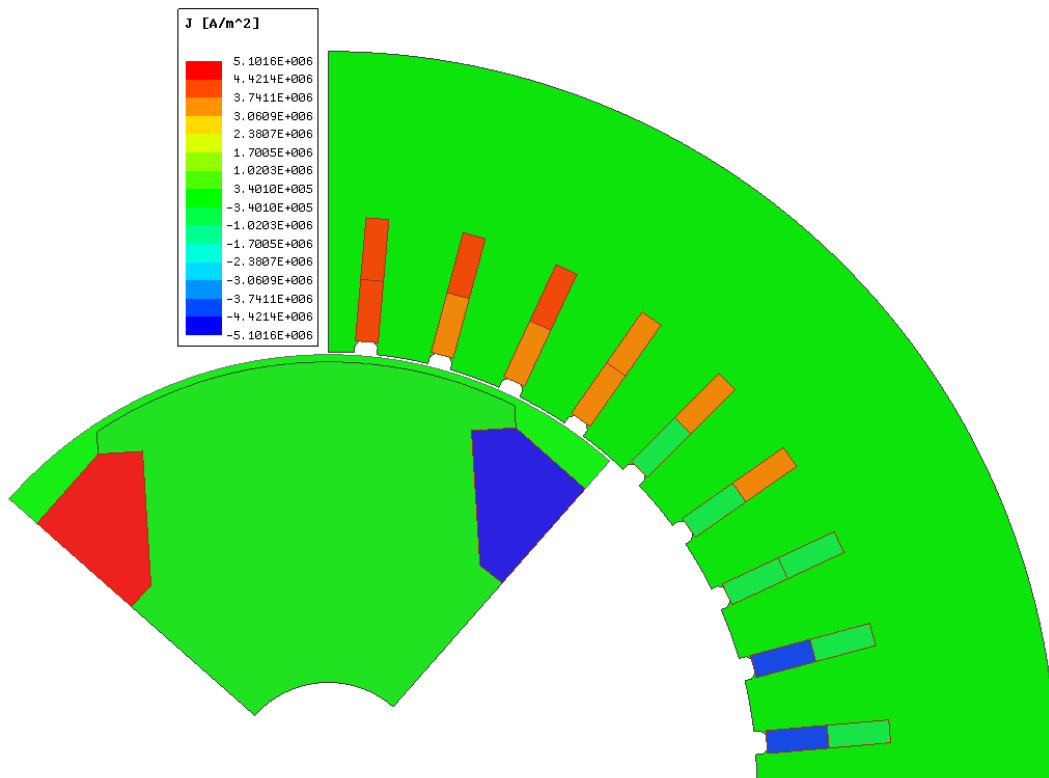
Figura 29 - Perdas nos enrolamentos da máquina.



Fonte: Autor.

Por fim é importante analisar a densidade de corrente elétrica no rotor, já que foi alterado o valor inicial de projeto. Percebe-se, na Figura 30 que o valor máximo nas bobinas do estator extrapola o usual para $5,1 \text{ A/mm}^2$. Com isso, em condições que o gerador precise operar em situação de carga nominal é fundamental que exista um projeto de refrigeração adequado para que não haja sobreaquecimento.

Figura 30 - Densidade de corrente elétrica na simulação com carga.



Fonte: Autor.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este Trabalho de Conclusão de Curso apresentou um conjunto de equações analíticas para obtenção das dimensões iniciais de um alternador síncrono de polos salientes. Nesta etapa, diversas considerações empíricas e definições de projeto foram necessárias para obtenção de todas as variáveis. As dimensões iniciais são de fundamental importância para análises posteriores e pode-se efetuar correções nas equações para obter um projeto inicial tão assertivo que dispense outros estudos.

O método de circuitos de relutâncias, cujo objetivo é analisar sistemas magnéticos de baixa frequência, foi implementado em linguagem *Python*. Os resultados obtidos com o circuito magnético foram comparados com os resultados de simulações bidimensionais realizadas em um software comercial de elementos finitos. Os resultados demonstraram diferenças que variaram de 1 % até no máximo 8 %. Assim, pode-se considerar uma diferença aceitável, visto que, futuramente, é possível efetuar melhoras no circuito utilizando métodos de otimização.

O diferencial desse trabalho foi o cálculo da força magnetomotriz em um processo iterativo simultâneo com a resolução do sistema não linear que representa o circuito magnético. Através desse método, a assertividade do cálculo desse parâmetro é superior à de métodos simplificados que desconsideram a influência não linear dos materiais ferromagnéticos.

Portanto, o objetivo desse trabalho foi concluído, mas diversos estudos posteriores podem ser aplicados utilizando principalmente a metodologia de resolução de circuitos. Trabalhos futuros podem avaliar a influência da reação de armadura diretamente no circuito magnético de relutâncias e, dessa forma, propor um método que otimize as dimensões geométricas e a força magnetomotriz objetivando a redução de material, custo, volume e peso. Além disso, o método apresentado permite a modelagem do entreferro de forma que considere as harmônicas espaciais através da série de Fourier e possibilite propor uma otimização do tamanho e formato das ranhuras para a suavização da curva de tensão induzida.

REFERÊNCIAS

- Barhoumi, E. M., Chillet, C., Wurtz, F., & Salah, B.** (2015). Efficient Reluctance Network Model for Modelling, Design and Optimization of Linear Switched Reluctance Motor.
- Bastos, J. P.; Sadowski, N.** (2003). *Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods*. CRC Press.
- Boldea I.; Nasar S. A.** (2010). *The Induction Machine Handbook*. CRC Press.
- Boldea, I.** (2015). *Synchronous Generators*. CRC Press.
- Carvalho, E. S.** (2011). *Projeto e Otimização de um Gerador Síncrono de Polos Lisos*. UFSC.
- Chapman, S. J.** (2013). *Fundamentos de Máquinas Elétricas*. Amgh.
- Meeker, D.** (2019). Fonte: femm: <http://www.femm.info/wiki/HomePage>
- Gurleyen, H.; Mese, E.** (2017). Analytical Modeling of Magnetically Saturated Inductance by Lambert W Function.
- Hameyer, K.; Belmans, R.** (1999). *Numerical Modelling and Design of Electrical Machines and Devices (Advances in Electrical and Electronic Engineering)*. WIT Press.
- Krause, P. C.; Wasynczuk, O.; Sudhoff, S. D.** (2002). *Analysis of Machinery and Drive Systems*. Wiley-IEEE Press.
- LeGuyadec, M.; Gerbaud, L.; Vinot, E.; Reinbold, V.; Dumont, C.** (2019). Use of reluctance network modelling and software component to study the influence of electrical machine pole number on hybrid electric vehicle global optimization.
- Lipo, T. A.** (2001). *Analysis of Synchronous Machines*. CRC Press.

- Miller, T. J.** (1989). *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*. Oxford University Press.
- Oberg, E.; Jones, F., Horton, H.; Ryffel, H.; McCauley, C.** (2016). *Machinery's Handbook*. INDUSTRIAL PRESS INC.
- Oro, C. D.** (2017). Determinação de valores dos parâmetros de geradores síncronos em regime permanente usando metodologias analítica, por elementos finitos e experimental. UFSC.
- Ostovic, V.** (2011). *Dynamics of Saturated Electric Machines*. Springer.
- Pyrhonen, J.; Jokinen, T.; Hrabovcova, V.** (2014). *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons.
- Sykulski, J. K.** (1994). *Computational Magnetism*. Springer.
- Vishnu Murthy, K. M.** (2015). *Computer-aided Design of Electrical Machines*. BS Publications.