



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO TECNOLÓGICO  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Danilo Gartner Aurich

**Modelagem analítica para simulação de interações entre grandezas  
eletromagnéticas em geradores síncronos**

Florianópolis  
2022

Danilo Gartner Aurich

**Modelagem analítica para simulação de interações entre grandezas  
eletromagnéticas em geradores síncronos**

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

Orientador: Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Coorientador: Luis Otavio Steffenmunsberg Grillo, MSc.

Florianópolis

2022

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

Aurich, Danilo Gartner

Modelagem analítica para simulação de interações entre grandezas eletromagnéticas em geradores síncronos / Danilo Gartner Aurich ; orientador, Nelson Jhoe Batistela, coorientador, Luis Otavio Steffenmunsberg Grillo, 2022.

88 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2022.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Máquinas síncronas. 3. Simulação. 4. Formas de onda. 5. Bobinagem de estatores. I. Batistela, Nelson Jhoe. II. Grillo, Luis Otavio Steffenmunsberg. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Danilo Gartner Aurich

**Modelagem analítica para simulação de interações entre grandezas  
eletromagnéticas em geradores síncronos**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aprovado em sua forma final pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 23 de março de 2022.

---

Prof. Jean Viane Leite, Dr.  
Coordenador do Curso

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.  
Orientador

---

Prof. Thiago de Paula Machado Bazzo, Dr.  
Avaliador  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Carlos Alexandre Corrêa Wengerkievicz, Dr.  
Avaliador  
Universidade Federal de Santa Catarina

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço à minha família, que me educou e me direcionou para a vida. Aos meus amigos, pela companhia nos bons e maus momentos. À minha namorada, que sempre esteve presente para me animar e motivar. Aos amigos e colegas de laboratório, que tiveram papel importante em todo o aprendizado e desenvolvimento deste e demais trabalhos dentro do grupo de pesquisa.

Também agradeço ao meu orientador e ao meu coorientador, por terem despendido de seu tempo para as diversas discussões, conversas e correções que foram feitas na realização do trabalho.

*“Our responsibility is to do what we can,  
learn what we can,  
improve the solutions,  
and pass them on.”  
(Richard P. Feynman, 1988)*

## RESUMO

Este trabalho apresenta um modelo analítico para a simulação de formas de onda de grandezas eletromagnéticas – tais como a força magnetomotriz, a permeância, a indução magnética e o fluxo magnético – em geradores síncronos. O método se baseia nas equações fundamentais do eletromagnetismo aplicadas em processos de modulação de amplitudes. Também, utiliza-se de técnicas de bobinagem de estatores trifásicos para modelar a força magnetomotriz produzida pela armadura. Desenvolveram-se algoritmos para simular as grandezas eletromagnéticas a partir de alguns parâmetros construtivos da máquina, e também para a obtenção de formas de onda dessas grandezas de interesse, resultando na obtenção de seus espectros harmônicos. As formas de onda obtidas numericamente através da modelagem são tanto para máquinas consideradas sadias quanto para máquinas com algumas assimetrias provindas de processos construtivos presentes em máquinas reais e/ou provocadas por defeitos. Nas formas de onda são adicionados sinais de ruído estocástico, como se viessem do ruído eletromagnético de fundo presente no ambiente da máquina, assim como na presença de perturbações na frequência, tornando-a variável. São analisadas as formas de onda e seus espectros harmônicos resultantes da simulação de uma máquina de 8 polos e 72 ranhuras. Por fim, são construídos históricos de amplitudes das harmônicas da forma de onda da indução ou fluxo magnético, apresentando os efeitos de alterações que podem ser feitas nos parâmetros da máquina ou nas formas de onda das grandezas na intenção de simular imperfeições construtivas ou a presença de defeitos.

**Palavras-chave:** Máquinas síncronas. Simulação de formas de onda. Bobinagem de estatores.

## ABSTRACT

This work presents an analytical model for the simulation of waveforms of electromagnetic quantities - such as the magnetomotive force, the magnetic permeance and the magnetic induction - in synchronous generators. The method is based on electromagnetism's fundamental equations applied in amplitude modulation processes. Also, stator winding techniques for three-phase machines are used to model the magnetomotive force produced by the armature. Algorithms for the simulation of electromagnetic quantities using constructive parameters of the machine were developed, as well as for obtaining the waveforms of the quantities of interest, resulting in their harmonic spectra. The waveforms obtained by numeric calculations based on the model are for machines considered healthy with some asymmetries from the constructive processes present in real machines and/or caused by defects. Stochastic noise signals are also added to the waveforms, as if they came from the electromagnetic background noise present in the machine environment, as well as in the presence of frequency perturbations, making it variable. The waveforms and their harmonic spectra, resulting from the simulation of a machine with 8 poles and 72 stator slots, are analysed. At last, amplitude history graphs of the magnetic induction or magnetic flux waveforms are constructed, presenting the effects of alterations that can be done to the parameters of the machine or to the quantities waveforms with the intention of simulating constructive imperfections or the presence of defects.

**Keywords:** Synchronous machines. Waveform simulation. Stator winding.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Vista transversal de um estator trifásico de enrolamento concentrado, com indicação de correntes. . . . .	22
Figura 2.2 – Diagrama planificado de um enrolamento concentrado de uma máquina de 4 polos. . . . .	22
Figura 2.3 – Esquema de uma bobina. . . . .	23
Figura 2.4 – Passo polar $\tau_p$ de uma máquina de 4 polos. . . . .	23
Figura 2.5 – Diagrama planificado de um enrolamento concentrado de uma máquina de 4 polos de camada única. . . . .	24
Figura 2.6 – Diagrama planificado de um enrolamento distribuído ( $q = 8$ ) de uma máquina de 4 polos de camada única. . . . .	25
Figura 2.7 – Enrolamento concêntrico. . . . .	25
Figura 2.8 – Enrolamento imbricado. . . . .	26
Figura 2.9 – Passo de bobina: enrolamentos imbricado (esquerda) e concêntrico (direita). . . . .	26
Figura 2.10–Diagrama planificado do enrolamento de uma máquina de 4 polos de camada única. . . . .	27
Figura 2.11–Diagrama planificado do enrolamento de uma máquina de 4 polos de camada dupla. . . . .	27
Figura 2.12–Enrolamento por polos. . . . .	28
Figura 2.13–Enrolamento de polos consequentes. . . . .	28
Figura 2.14–Representação em circuito de uma ligação em série de uma fase de uma máquina de 4 polos. . . . .	29
Figura 2.15–Representação em circuito de uma ligação 2×paralelo de uma fase de uma máquina de 4 polos. . . . .	30
Figura 2.16–Esquema de um rotor de dois polos lisos. . . . .	30
Figura 2.17–Esquema de um rotor de oito polos salientes. . . . .	31
Figura 3.1 – FMM em função do dente em 3 instantes de tempo subsequentes ( $y_1$ , $y_2$ e $y_3$ ). . . . .	35
Figura 3.2 – FMM em função do tempo em 3 dentes adjacentes ( $y_1$ , $y_2$ e $y_3$ ). . . . .	36
Figura 3.3 – FMM em função do tempo e do dente. . . . .	36
Figura 4.1 – Semiciclos de uma máquina de 4 polos. Cada uma das cores representa um semiciclo $i = 0, 1, 2, 3$ . . . . .	43
Figura 4.2 – Semiciclo de $g_n(x)$ para $n=1,5$ (laranja), 2,7 (verde), 10 (azul), 100 (roxo) e semiciclo de $sen(2\pi x)$ (vermelho). . . . .	44
Figura 4.3 – Fluxograma para a obtenção da força magnetomotriz produzida pelo estator. . . . .	45

Figura 4.4 – Esquema de bobinagem gerado pelo programa a partir dos parâmetros definidos pelo usuário. . . . .	46
Figura 4.5 – FMM em função do tempo no primeiro dente. . . . .	46
Figura 4.6 – FMM em função do dente no instante $t = 0$ s. . . . .	47
Figura 4.7 – Permeância de um polo do rotor. . . . .	48
Figura 4.8 – Ciclo mecânico da permeância do rotor. . . . .	48
Figura 4.9 – Ciclo da permeância do estator. . . . .	49
Figura 4.10–Ciclo mecânico da permeância do estator. . . . .	49
Figura 4.11–Fluxo do estator para um ângulo de carga de $10^\circ$ . . . . .	50
Figura 4.12–FFT do fluxo do estator. . . . .	50
Figura 4.13–Fluxo do rotor. . . . .	51
Figura 4.14–FFT do fluxo do rotor. . . . .	51
Figura 4.15–Representação em circuito de quatro impedâncias em série com tensão imposta. . . . .	52
Figura 4.16–Representação em circuito de quatro impedâncias em série com tensão imposta, com uma das impedâncias em curto-circuito. . . . .	53
Figura 4.17–Representação em circuito de quatro impedâncias em série com corrente imposta. . . . .	54
Figura 4.18–Representação em circuito de quatro impedâncias em série com corrente imposta, uma das impedâncias em curto-circuito. . . . .	54
Figura 4.19–FFT de um sinal com frequência constante em 60 Hz. . . . .	59
Figura 4.20–FFT de um sinal com frequência variável ao redor de 60 Hz. . . . .	60
Figura 4.21–Sinal com frequência variável ao redor de 60 Hz. . . . .	60
Figura 4.22–Variação de frequência de forma aleatória ao redor de 60 Hz. . . . .	61
Figura 4.23–Histórico das amplitudes das primeiras 15 harmônicas sem falta e com ruído de fundo. . . . .	62
Figura 4.24–Histórico das amplitudes das primeiras 15 harmônicas com retirada de espiras na sexta aquisição e com ruído de fundo. . . . .	63
Figura 4.25–Histórico das amplitudes das primeiras 15 harmônicas com retirada de espiras na sexta aquisição e sem ruído de fundo. . . . .	63
Figura 5.1 – Gráfico de calor representando a FMM em função dos dentes e do tempo. . . . .	65
Figura 5.2 – Gráfico de calor representando a FMM em função dos dentes e do tempo para o caso de falta na bobina que se situa nas ranhuras 13 e 20. . . . .	66
Figura 5.3 – Gráfico de calor representando a diferença na FMM em função dos dentes e do tempo para o caso de falta na bobina que se situa nas ranhuras 13 e 20 e o caso sadio. . . . .	66
Figura 5.4 – Gráfico de calor representando a FMM em função dos dentes e do tempo para o caso de falta na bobina que se situa nas ranhuras 13 e 20. . . . .	67

Figura 5.5 – Gráfico de calor representando a diferença na FMM em função dos dentes e do tempo para o caso de falta na bobina que se situa nas ranhuras 13 e 20 e o caso sadio. . . . .	67
Figura 5.6 – FMM no primeiro dente para máquina sadia em função do tempo. . . .	68
Figura 5.7 – FMM no primeiro dente para falta de retirada de todas as espiras de 4 bobinas em função do tempo. . . . .	68
Figura 5.8 – FMM do rotor para a condição sadia. . . . .	69
Figura 5.9 – FMM do rotor para a condição da redução de 20% das espiras do terceiro polo do rotor. . . . .	69
Figura 5.10 – Fluxo do estator para a máquina sadia. . . . .	71
Figura 5.11 – Fluxo do rotor para a máquina sadia. . . . .	71
Figura 5.12 – Fluxo do estator para a falta de retirada de todas as espiras de 4 bobinas. . . . .	72
Figura 5.13 – Fluxo do rotor para redução em 20% das espiras do terceiro polo do rotor. . . . .	73
Figura 5.14 – Permeância do rotor para redução da permeância do segundo polo em 10%. . . . .	74
Figura 5.15 – Fluxo do estator para a redução da permeância do segundo polo em 10%. . . . .	74
Figura 5.16 – Histórico do fluxo do estator para a retirada de 20% das espiras do terceiro polo. . . . .	75
Figura 5.17 – Histórico do fluxo do estator para redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4. . . . .	75
Figura 5.18 – Histórico do fluxo do estator com assimetrias na redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4. . . . .	76
Figura 5.19 – Histórico do fluxo do estator com assimetrias para redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4 com a presença de ruído de fundo. . . . .	76
Figura 5.20 – Histórico do fluxo do estator com assimetrias para redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4 com a variação da frequência elétrica da rede. . . . .	77
Figura 5.21 – Histórico do fluxo do estator com assimetrias para redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4 com a presença de ruído e da variação de frequência elétrica da rede. . . . .	78
Figura 5.22 – Histórico do fluxo do estator com assimetrias para redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4 com a presença de ruído de fundo e com a aquisição simulando a resposta em frequência de um sensor de campo. . . . .	78
Figura 5.23 – Histórico do fluxo do rotor obtido por meio de ensaio. . . . .	79
Figura 5.24 – Histórico do fluxo do rotor obtido por simulação com o programa. . . .	80
Figura A.1 – Aba para definições da FMM do estator no programa. . . . .	84

Figura A.2–Aba relativa aos fluxos da máquina no programa. . . . .	85
Figura A.3–Aba para definições do ruído de fundo no programa. . . . .	85
Figura A.4–Aba para definições da variação da frequência da rede no programa. . .	86
Figura A.5–Aba para definições das falas a serem aplicadas no histórico no programa.	86
Figura A.6–Aba para a visualização do histórico de amplitudes no programa. . . . .	87

## LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Limites da frequência da rede elétrica permitidos pela ANEEL. *Em caso de distúrbio no sistema. . . . .	58
--	----

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
1.1	OBJETIVOS	16
<b>1.1.1</b>	<b>Breve descrição da metodologia</b>	<b>16</b>
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	17
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>18</b>
2.1	EQUAÇÕES FUNDAMENTAIS	18
2.2	PROCESSO DE MODULAÇÃO NA MÁQUINA SÍNCRONA	19
<b>2.2.1</b>	<b>A questão da referência no estator ou no rotor</b>	<b>20</b>
2.3	PROCESSOS DE MODULAÇÃO COM FORMAS DE ONDA SENOIDAIS	20
2.4	NOÇÕES DE BOBINAGEM PARA MÁQUINAS SÍNCRONAS CLÁSSICAS	21
<b>2.4.1</b>	<b>Definições e nomenclaturas básicas</b>	<b>22</b>
<b>2.4.2</b>	<b>Passo polar</b>	<b>23</b>
<b>2.4.3</b>	<b>Número de ranhuras por polo e fase</b>	<b>24</b>
<b>2.4.4</b>	<b>Passo de enrolamento</b>	<b>24</b>
<b>2.4.5</b>	<b>Tipos de enrolamentos</b>	<b>24</b>
<b>2.4.6</b>	<b>Número de camadas</b>	<b>26</b>
<b>2.4.7</b>	<b>Ligação de grupos de bobinas</b>	<b>27</b>
<b>2.4.8</b>	<b>Caminho de corrente de um enrolamento</b>	<b>28</b>
<b>2.4.9</b>	<b>Rotor</b>	<b>30</b>
2.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	31
<b>3</b>	<b>OBTENÇÃO DE FORMAS DE ONDA DA INDUÇÃO NO ENTRE-FERRO POR PROCESSOS DE MODULAÇÃO</b>	<b>32</b>
3.1	EQUACIONAMENTO DA INDUÇÃO MAGNÉTICA NO ENTREFERRO DA MÁQUINA	32
3.2	OBTENÇÃO DE FORMAS DE ONDA DE FORÇAS MAGNETOMOTRIZES NA MÁQUINA SÍNCRONA	33
<b>3.2.1</b>	<b>Força magnetomotriz produzida no estator</b>	<b>33</b>
<b>3.2.2</b>	<b>Estator de camada única</b>	<b>33</b>
<b>3.2.3</b>	<b>Estator de camada dupla</b>	<b>34</b>
<b>3.2.4</b>	<b>Considerações sobre a força magnetomotriz</b>	<b>37</b>
<b>3.2.5</b>	<b>Força magnetomotriz produzida no rotor</b>	<b>37</b>
3.3	REPRESENTAÇÕES DE FUNÇÕES DE PERMEÂNCIA	38
<b>3.3.1</b>	<b>Estator</b>	<b>38</b>
<b>3.3.2</b>	<b>Rotor</b>	<b>39</b>
3.4	OBTENÇÃO DE FORMAS DE ONDA DE INDUÇÃO NO ENTREFERRO	40
3.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	41
<b>4</b>	<b>PROGRAMA DE SIMULAÇÃO</b>	<b>42</b>

4.1	GERAÇÃO DAS FORMAS DE ONDAS . . . . .	42
4.1.1	<b>Semiciclo</b> . . . . .	<b>42</b>
4.1.2	<b>Simulação da força magnetomotriz</b> . . . . .	<b>44</b>
4.1.3	<b>Simulação da permeância</b> . . . . .	<b>47</b>
4.1.4	<b>Simulação do fluxo magnético</b> . . . . .	<b>49</b>
4.2	INSERÇÃO DE FALTAS . . . . .	52
4.2.1	<b>Redução do número de espiras efetivas do estator</b> . . . . .	<b>52</b>
4.2.2	<b>Polo do rotor</b> . . . . .	<b>55</b>
4.2.3	<b>Dente do estator</b> . . . . .	<b>55</b>
4.2.4	<b>Retirada de espiras de polo do rotor</b> . . . . .	<b>55</b>
4.3	PEQUENAS ASSIMETRIAS DA MÁQUINA . . . . .	55
4.4	GERAÇÃO DE RUÍDO . . . . .	56
4.4.1	<b>Natureza ruidosa da frequência da rede elétrica</b> . . . . .	<b>57</b>
4.4.2	<b>Ruído de fundo</b> . . . . .	<b>61</b>
4.5	GERAÇÃO DE HISTÓRICO DE AMPLITUDE DAS HARMÔNICAS . . . . .	61
4.6	OUTRAS FUNCIONALIDADES DO PROGRAMA DESENVOLVIDO . . . . .	63
4.7	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO . . . . .	64
<b>5</b>	<b>ANÁLISE DE MÁQUINAS SÍNCRONAS COM DEFEITOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO</b> . . . . .	<b>65</b>
5.1	ALTERAÇÕES NA FMM DEVIDO A DEFEITOS . . . . .	65
5.2	ALTERAÇÕES NA FORMA DE ONDA DA INDUÇÃO E EM SEU ESPECTRO HARMÔNICO . . . . .	70
5.2.1	<b>Redução do número de espiras efetivas do estator</b> . . . . .	<b>71</b>
5.2.2	<b>Redução do número de espiras efetivas do rotor</b> . . . . .	<b>72</b>
5.2.3	<b>Alteração da permeância de polo do rotor</b> . . . . .	<b>73</b>
5.3	FALTAS EM HISTÓRICOS DE AMPLITUDES . . . . .	74
5.4	COMPARAÇÃO COM DADOS DE ENSAIOS . . . . .	79
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	<b>81</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>82</b>
	<b>APÊNDICE A – PROGRAMA DE SIMULAÇÃO</b> . . . . .	<b>84</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Geradores síncronos são amplamente utilizados em sistemas de geração de energia elétrica clássicos, a exemplo de usinas hidrelétricas e termelétricas, que compõem a maior parcela da energia gerada no Brasil [1]. Nessas usinas, utiliza-se o movimento de um fluido para girar uma turbina conectada no rotor da máquina, que então transforma a energia mecânica em seu eixo em energia elétrica.

Essas máquinas têm seu nome devido à sincronia existente entre a frequência elétrica na qual operam e a velocidade de giro do rotor, cuja relação entre estas duas grandezas é sempre constante e proporcional ao número de pares de polos da máquina.

Devido à alta demanda de energia elétrica de maneira contínua, é necessária uma alta confiabilidade dos sistemas de geração. Para evitar o mau funcionamento repentino dos geradores, empregam-se estratégias para identificar o surgimento de problemas para então permitir uma manutenção planejada das máquinas. Uma das estratégias recentes é a monitoração da derivada do campo magnético externo de geradores síncronos, como abordado por [2], [3] e [4]. Nesta abordagem, monitoram-se as harmônicas do espectro de frequências da derivada temporal do campo magnético externo, e com o conhecimento do conteúdo harmônico, infere-se o estado da máquina utilizando-se de informações como os parâmetros construtivos, seu ponto de operação e históricos da evolução de amplitudes das harmônicas.

No desenvolvimento dos métodos de detecção de alterações nas máquinas através das harmônicas do espectro do campo magnético, é necessária a realização de ensaios em máquinas com a imposição de falta. Entretanto a realização dos ensaios é demorada e está sujeita à interação dos diversos fenômenos que estão presentes na operação da máquina, o que dificulta a análise dos dados coletados. Além disso, alguns tipos de falta não são simples de se impor em uma máquina em operação, sem contar a dificuldade de impor faltas de maneira suave, semelhante quando há ocorrência de faltas incipientes em máquinas de usinas em operação.

Além da execução de ensaios em geradores síncronos, pode-se utilizar de simulações numéricas para obter dados referentes à condição estudada na máquina. O uso de simulações permite o estudo de casos mais simples e a separação de fenômenos e não idealidades como a presença de ruídos e erros de medição. Um método de simulação que se utiliza nesses estudos é o método de elementos finitos (MEF) [5]. Este método oferece uma boa representatividade dos fenômenos que ocorrem na máquina síncrona. Entretanto, devido às grande quantidade de elementos necessários nas malhas utilizadas para obter uma boa precisão com o MEF, o tempo de processamento deste tipo de simulação é extenso, inviabilizando o uso do MEF para obter dados com uma resolução espectral satisfatória.

Neste contexto, este trabalho apresenta uma metodologia simplificada para obter formas de onda proporcionais ao fluxo ou à indução magnética no entreferro de geradores

síncronos. Este método permite a análise de períodos de tempo extensos, que resultam em uma resolução espectral refinada, e possibilita o controle e a imposição de alterações no modelo da máquina. A adição no modelo de possíveis defeitos se constitui também uma tarefa que contém certas dificuldades com incertezas na modelagem. Assim, a modelagem empregada, apesar de simples e que atende os objetivos, tem uma capacidade de representar a máquina muito semelhante de quando se emprega o MEF.

## 1.1 OBJETIVOS

Esse trabalho tem como objetivos o desenvolvimento, a descrição e a implementação de um sistema numérico (programa de computador) que represente formas de onda de grandezas eletromagnéticas de geradores síncronos obtidas através de uma modelagem analítica. O emprego desta modelagem permite uma maior eficiência numérica para o programa quando comparado com outros métodos de simulação, tais como o MEF, proporcionando a capacidade de simular maiores períodos de tempo com maior precisão espectral e a obtenção de um espectro com componentes de frequências mais elevadas.

### 1.1.1 Breve descrição da metodologia

Ao longo do presente trabalho, busca-se desenvolver um modelo para a obtenção de formas de onda da força magnetomotriz (FMM) e das permeâncias no estator e no rotor, das quais resulta o fluxo ou a indução no entreferro. A obtenção da força magnetomotriz é feita com base em esquemas de bobinagem, resultando em um modelo analítico da FMM produzida no estator da máquina conforme o esquema de bobinagem. Devido a complexidade e não linearidade do comportamento da permeância em máquinas reais, neste trabalho se procura utilizar modelos mais simples para representá-la através de suas características principais.

Em posse da representação das grandezas base associadas a processos de modulação de amplitudes, obtêm-se as formas de onda das induções (ou fluxos) resultantes do estator e do rotor, proporcionando a análise em frequência. Adicionalmente, como já mencionado, buscou-se desenvolver procedimentos para representar a inserção controlada de algumas não idealidades, tais como ruídos e variações de frequência a fim de aproximar a modelagem das formas de onda aos casos reais onde as formas de onda são obtidas via medição.

Este trabalho também buscou obter modelos simplificados para alterações causadas por faltas em alguns locais da máquina síncrona, que causam mudanças nas formas de onda da FMM e da permeância, e assim da forma de onda resultante do fluxo magnético no entreferro. O programa computacional possui interfaces gráficas onde o usuário pode atuar em cada etapa do processo de representação da máquina em operação, por exemplo, seja na geração das formas de onda provenientes de bobinagens distintas, e/ou em mudanças pontuais de amplitudes, alterações na forma de onda da permeância ao longo do entreferro,

inserção de ruídos, assim por diante.

## 1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho é dividido em 6 capítulos, sendo o capítulo 1 esta introdução ao tema abordado e ao trabalho.

O capítulo 2 apresenta as equações básicas relativas ao contexto deste trabalho, características construtivas das máquinas síncronas empregadas e como foram representados os fenômenos necessários para o desenvolvimento do trabalho.

No capítulo 3, é apresentado como se obtêm as formas de onda da indução a partir dos processos de modulação que acontecem na máquina. Nesse mesmo capítulo, também é apresentado como obter as formas de onda da força magnetomotriz e da permeância relativas ao estator e ao rotor da máquina.

O capítulo 4 apresenta os passos necessários para o desenvolvimento do programa de simulação. Também são descritas algumas maneiras de simular as faltas através de modelos incorporados no programa.

No capítulo 5, o programa desenvolvido é então apresentado, contendo resultados de sua utilização para a análise de máquinas síncronas com a inserção de defeitos. Nesse mesmo capítulo, também se apresentam análises simplificadas das alterações que ocorreram nas formas de onda simuladas e seus espectros harmônicos devido às alterações impostas.

O capítulo 6 contém as conclusões do trabalho desenvolvido através de uma síntese, acrescentando sugestões aprimoramentos ou para possíveis trabalhos futuros.

Ao final, no apêndice A, apresentam-se algumas telas da interface gráfica do programa desenvolvido.

Este trabalho foi motivado e parcialmente custeado no âmbito do programa de P&D ANEEL e desenvolvido no programa de P&D da Engie Brasil Energia e Itá Energética S.A., no projeto PD-00403-0048/2019, intitulado “Equipamento não Invasivo para Detecção de Falhas em Geradores Síncronos através do Campo Magnético Externo”, realizado em parceria com a empresa AQTech Engenharia e Instrumentação S.A..

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Os geradores síncronos são máquinas elétricas amplamente estudadas e utilizadas no setor elétrico. Dessa maneira, as teorias sobre seus fenômenos são conhecidas na literatura. Esse capítulo apresenta os conhecimentos prévios para o desenvolvimento deste trabalho, como as equações fundamentais eletromagnéticas para máquinas elétricas e o processo de bobinagem de estatores trifásicos.

### 2.1 EQUAÇÕES FUNDAMENTAIS

A força magnetomotriz (ou FMM) é comumente definida pela relação dada em (2.1) [6]. A FMM é análoga a força eletromotriz em circuitos elétricos, o que torna esse conceito muito útil na análise de circuitos magnéticos, podendo-se aplicar os conceitos de circuitos elétricos, já bem conhecidos. A FMM é provinda da corrente que passa por uma bobina, a qual gera um fluxo magnético. Para relacionar o fluxo produzido com a bobina que o gerou, é preciso primeiro definir a FMM. A sua definição provém da lei de Ampère, apresentada em (2.1) [6]. Nessa equação,  $N_{esp}$  representa o número de espiras da bobina, cuja corrente que a circula é  $I$ , o vetor campo magnético gerado é  $\vec{H}$  e  $L$  é o laço fechado que envolve as espiras da bobina.

$$F = N_{esp} \cdot I = \oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (2.1)$$

O fluxo magnético é definido pela relação (2.2) a partir do vetor indução magnética  $\vec{B}$  e da área  $S$  em que se está calculando o fluxo. Em casos que esta área é perpendicular ao sentido da indução, e esta é constante em  $S$ , essa relação se reduz para (2.3).

$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (2.2)$$

$$\phi = B \cdot S \quad (2.3)$$

Dada a relação entre os vetores campo magnético  $\vec{H}$  e o vetor indução magnética  $\vec{B}$  por meio da permeabilidade  $\mu$ , apresentada em (2.4), pode-se expressar  $H$  e  $B$  em termos da FMM e do fluxo, conforme (2.1) e (2.3). Com estas substituições, obtêm-se (2.5)

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.4)$$

$$F = \frac{\mu L}{S} \cdot \phi \quad (2.5)$$

Definindo então a relutância magnética  $\mathcal{R}$  por (2.6), a relação entre a FMM e o fluxo é dada por (2.7).

$$\mathcal{R} = \frac{\mu L}{S} \quad (2.6)$$

$$F = \mathcal{R} \cdot \phi \quad (2.7)$$

Define-se também a permeância  $\mathcal{P}$  como o inverso da relutância  $\mathcal{R}$ , como mostrado por (2.8). Para o cálculo da indução também é conveniente definir a densidade de permeância  $P$  como a permeância por unidade de área  $S$ , conforme (2.9).

$$\mathcal{P} = \frac{1}{\mathcal{R}} \quad (2.8)$$

$$P = \frac{\mathcal{P}}{S} = \frac{1}{S\mathcal{R}} \quad (2.9)$$

Com essas definições, pode-se calcular o fluxo magnético  $\phi$  produzido na máquina pela multiplicação dada por (2.10). Pela relação entre fluxo e indução, o mesmo pode ser dito para a indução magnética, com (2.11).

$$\phi = \mathcal{P} \cdot F \quad (2.10)$$

$$B = P \cdot F \quad (2.11)$$

## 2.2 PROCESSO DE MODULAÇÃO NA MÁQUINA SÍNCRONA

A equação (2.11) pode ser aplicada para valores instantâneos ou para a multiplicação de formas de onda evoluindo ao longo do tempo. Neste contexto de aplicações em formas de onda, pode-se utilizar propriedades da transformada de Fourier. A transformada de Fourier é um tipo de transformada linear muito utilizada na análise de sinais temporais, já que a função no domínio transformado  $\hat{x}(f)$  representa as componentes de diferentes frequências que compõem o sinal original  $x(t)$ . Essa transformada pode ser calculada através de (2.12), em que  $\mathcal{F}$  representa o operador dessa transformada, e  $j = \sqrt{-1}$  é a unidade imaginária.

$$\mathcal{F}\{x(t)\}(f) \equiv \hat{x}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-2\pi jft} dt \quad (2.12)$$

Uma das propriedades da transformada de Fourier é útil para separar sinais multiplicados no domínio do tempo. Essa propriedade é apresentada em (2.13), que mostra que a multiplicação de dois sinais no domínio do tempo é equivalente a convolução desses dois sinais transformados no domínio da frequência.

$$\mathcal{F}\{x \cdot y\} = \mathcal{F}\{x\} * \mathcal{F}\{y\} \quad (2.13)$$

A tese de doutorado de Santos [3] aborda uma parte de um processo de modulação envolvendo as grandezas eletromagnéticas e características construtivas de máquinas síncronas, dadas pela equação (2.11). Este processo de modulação ocorre pela interação das formas de onda da força magnetomotriz com a densidade de permeância, resultando na forma de onda da indução magnética (vide (2.11)). O processo da multiplicação entre  $P$  e  $F$  no tempo, equivale à convolução no domínio da frequência, como apresentado anteriormente por (2.13). Na prática, devido a esse processo, há deslocamentos em frequência de diversas componentes do espectro eletromagnético gerado pelas grandezas eletromagnéticas da máquina. Este fenômeno ficará mais claro durante a apresentação do desenvolvimento do trabalho.

### 2.2.1 A questão da referência no estator ou no rotor

Devido ao movimento relativo entre o rotor e o estator, pode-se definir dois referenciais principais: a referência no estator, e a no rotor.

Neste trabalho a referência estará no estator. A forma de onda da referência por período é estacionária.

Para o referencial no estator (que geralmente é o que corresponde a um observador parado ao lado da máquina), o rotor é a parte que gira, enquanto o estator é estático. Essa é a referência usual, a qual deu origem aos nomes “estator” e “rotor”.

Já para o referencial no rotor, o rotor é a parte que está estática, sendo o estator que gira. Esse referencial é mais conveniente para escrever equações relativas ao rotor.

## 2.3 PROCESSOS DE MODULAÇÃO COM FORMAS DE ONDA SENOIDAIS

Pode-se separar a densidade de permeância em duas componentes, a sua componente média  $P_{med}$  e a sua componente alternada  $P_{ca}$ , como mostrado em (2.14).

$$P = P_{med} + P_{ca} \quad (2.14)$$

No caso mais simples, pode-se considerar  $P_{ca}(t) = \Delta P \cos(f_P t)$ . A multiplicação no tempo de um sinal com um sinal sinusoidal de frequência  $f_P$  é representada no domínio da frequência por duas traslações do sinal por  $+f_P$  e  $-f_P$ . Assim, o espectro da indução é dado por (2.15).

$$\mathcal{F}\{B\}(f) = P_{med} \cdot \mathcal{F}\{F\}(f) + \frac{\Delta P}{2} \cdot \mathcal{F}\{F\}(f + f_P) + \frac{\Delta P}{2} \cdot \mathcal{F}\{F\}(f - f_P) \quad (2.15)$$

Representando a transformada dos sinais por um “chapéu”, (2.15) então reduz para (2.16).

$$\hat{B}(f) = P_{med} \cdot \hat{F}(f) + \frac{\Delta P}{2} \cdot \hat{F}(f + f_P) + \frac{\Delta P}{2} \cdot \hat{F}(f - f_P) \quad (2.16)$$

Esse resultado indica que o espectro produzido pela máquina síncrona terá o espectro da FMM repetido e transladado em outras frequências como  $f_P$ . A tese de Santos [3] aprofunda neste resultado, e apresenta como  $f_P$  a frequência de ranhuras da máquina, i.e., a frequência dada pela existência de ranhuras no estator da máquina. Essa frequência é dada por (2.17), em que  $f_{mec}$  e  $f_{el}$  são as frequências mecânica e elétrica da máquina,  $N_r$  é o número de ranhuras do estator e  $p$  é o número de pares de polos da máquina.

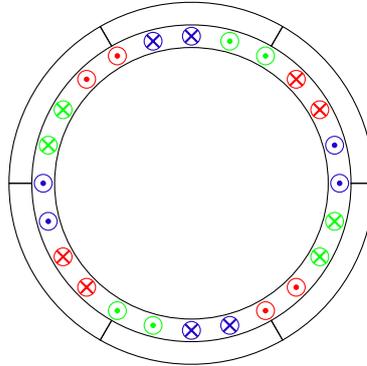
$$f_{ran} = f_{mec} \cdot N_r = f_{el} \frac{N_r}{p} \quad (2.17)$$

Na máquina síncrona entretanto, a componente  $P_{ca}$  não possui apenas uma componente de frequência, possuindo também frequências múltiplas de  $f_{ran}$  além de outras frequências provindas de outros locais da máquina. Entretanto, o resultado apresentado se mantém para mais frequências, como apresentado por Santos [3].

## 2.4 NOÇÕES DE BOBINAGEM PARA MÁQUINAS SÍNCRONAS CLÁSSICAS

Diversos diagramas para representar o enrolamento da máquina são apresentados nesta seção, com a concepção de diagramas planificados: representam em um plano bidimensional o estator, que possui formato circular. A figura 2.1 apresenta uma vista transversal de um estator trifásico com suas correntes indicadas por cada cor relacionada a uma fase distinta.

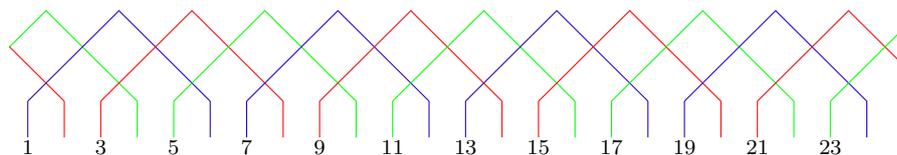
Figura 2.1 – Vista transversal de um estator trifásico de enrolamento concentrado, com indicação de correntes.



Fonte: Elaborada pelo autor.

É possível representar este arranjo com o esquema de bobinagem da figura 2.2, comumente empregado na literatura e manuais. Os números 1, 3, ..., 23 representam algumas ranhuras numeradas do estator. Cada conjunto de 4 segmentos de retas conectado em suas extremidades e da mesma cor representa uma bobina, cujos lados da bobina estão inseridos nas ranhuras relativas aos números indicados no diagrama.

Figura 2.2 – Diagrama planificado de um enrolamento concentrado de uma máquina de 4 polos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

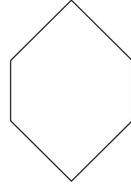
### 2.4.1 Definições e nomenclaturas básicas

Apresenta-se nesta seção definições típicas empregadas para a descrição de bobinas de estatores [7]:

- **Polo:** Região no estator onde o campo magnético possui a mesma polaridade (norte ou sul). Devido à natureza magnética, o número de polos é sempre par.
- **Ranhura:** Cavidades no estator onde são alocados os condutores que formarão os polos. Os locais não ranhurados são chamados por dentes do estator.
- **Espira:** é a volta de um condutor, que pode ser composto por um único fio ou por um conjunto de vários fios em paralelo.

- **Bobina:** um conjunto de espiras, alojado em uma mesma ranhura. A figura 2.3 apresenta o esquema de uma bobina.

Figura 2.3 – Esquema de uma bobina.



Fonte: Elaborada pelo autor.

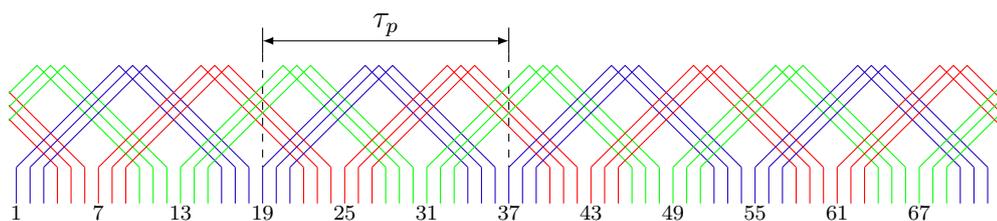
- **Grupo de bobina:** conjunto de uma ou mais bobinas que formam um polo, no exemplo da figura 2.2 os grupos possuem apenas uma bobina.
- **Fase:** conjunto de bobinas que completa uma fase correspondente ao sistema elétrico em que a máquina é conectada.
- **Enrolamento:** é o conjunto total de fases da máquina, constituindo de todos os grupos de bobina da máquina.

#### 2.4.2 Passo polar

O passo polar ( $\tau_p$ ) é a distância entre dois polos consecutivos, como apresentado na figura 2.4.  $\tau_p$  pode ser calculado a partir do número de ranhuras  $N_r$  e o número de pares de polos  $p$  por (2.18).

$$\tau_p = \frac{N_r}{2p} \quad (2.18)$$

Como um exemplo, a figura 2.4 ilustra o passo polar do enrolamento de uma máquina de 4 polos e 72 ranhuras. Utilizando (2.18), tem-se que o passo polar do estator representado nesta figura é  $\tau_p = \frac{72}{4} = 18$  ranhuras.

Figura 2.4 – Passo polar  $\tau_p$  de uma máquina de 4 polos.

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.4.3 Número de ranhuras por polo e fase

O número de ranhuras por polo e por fase  $q$  pode ser calculado, para máquinas trifásicas, por (2.19).

$$q = \frac{N_r}{6p} \quad (2.19)$$

Dependendo do valor de  $q$ , o enrolamento pode ser definido como de ranhuras inteiras ou fracionárias. O enrolamento é dito de *ranhuras inteiras* se  $q \in \mathbb{Z}$ . Caso contrário, o enrolamento é dito de *ranhuras fracionárias*. Nesse caso, deve-se representar  $q$  em sua forma fracionária reduzida.

### 2.4.4 Passo de enrolamento

O passo de enrolamento, também conhecido como passo de bobina ( $\tau_b$ ), é a menor distância entre os dois lados de uma bobina.

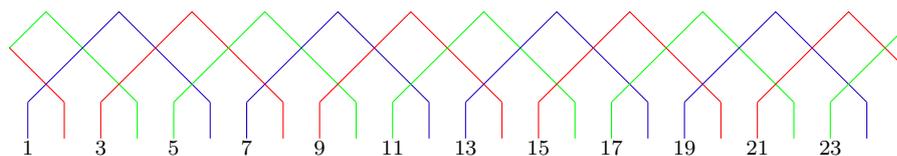
Dependendo do tipo de enrolamento empregado, o passo polar ( $\tau_p$ ) de um grupo de bobina pode ser constante ou variar. Isso é comentado na seção 2.4.6. Para o caso de  $\tau_p > \tau_b$ , diz-se que o enrolamento é de *passo encurtado*. Esse tipo de enrolamento é o mais comum em máquinas trifásicas, pois esta forma de bobinagem atenua as harmônicas de campo geradas pelo enrolamento [7].

A representação do passo de enrolamento é dada da forma  $1 : (\tau_b + 1)$ , ou seja, para uma máquina com passo de enrolamento de 9, a representação será  $1 : 10$ . Essa representação reflete em qual ranhura sai o condutor de uma bobina que entra na ranhura 1.

### 2.4.5 Tipos de enrolamentos

Dependendo do número de ranhuras por polo e por fase ( $q$ ), pode-se classificar o enrolamento da máquina em concentrado ( $q = 1$ ) ou distribuído ( $q > 1$ ). No enrolamento concentrado, cada grupo de bobina é composto por apenas uma bobina, como apresentado na figura 2.5.

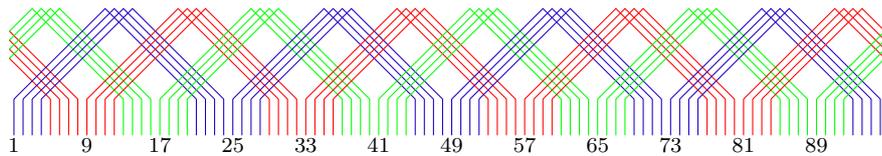
Figura 2.5 – Diagrama planificado de um enrolamento concentrado de uma máquina de 4 polos de camada única.



Fonte: Elaborada pelo autor.

No enrolamento distribuído, cada grupo de bobina é composto por duas ou mais bobinas. Para o caso de um enrolamento fracionário, podem existir grupos de bobinas com uma quantidade distinta de bobinas. A figura 2.6 apresenta um esquema de um enrolamento distribuído.

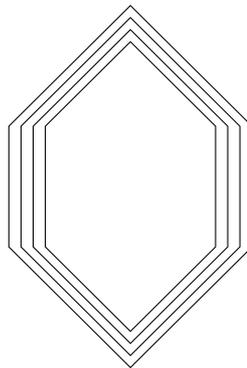
Figura 2.6 – Diagrama planificado de um enrolamento distribuído ( $q = 8$ ) de uma máquina de 4 polos de camada única.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Também se classifica o tipo de bobinamento de acordo com a ligação dos condutores de cada bobina, podendo-se ter bobinas de enrolamento concêntrico e bobinas de enrolamento imbricado. No enrolamento do tipo concêntrico as bobinas que compõem o polo de uma fase não se sobrepõem, semelhantemente a círculos concêntricos, dando origem ao nome. A figura 2.7 apresenta um esquema desse tipo de enrolamento de um grupo de bobina que forma um polo.

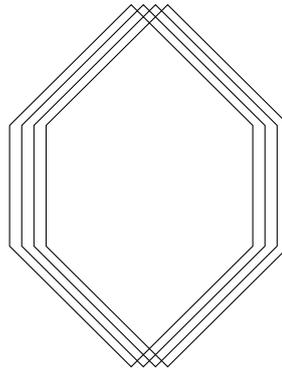
Figura 2.7 – Enrolamento concêntrico.



Fonte: Elaborada pelo autor.

No enrolamento do tipo imbricado, as bobinas que compõem o polo de uma fase se sobrepõem. A figura 2.8 apresenta um esquema desse tipo de enrolamento de um grupo de bobina.

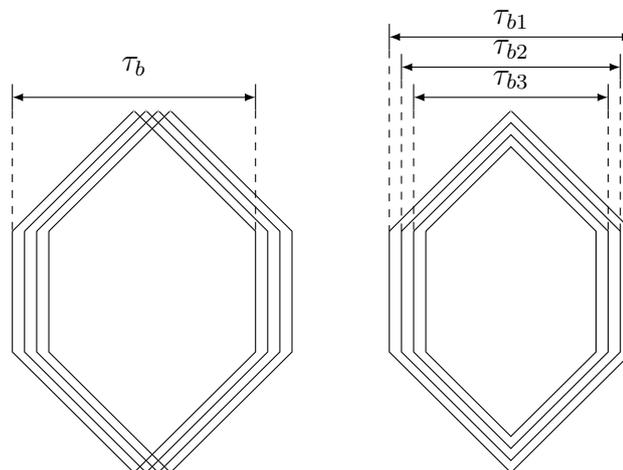
Figura 2.8 – Enrolamento imbricado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O passo de enrolamento tem definições diferentes para os dois tipos de enrolamento. No concêntrico, o passo é variável, mas no imbricado o passo é fixo. Este fato está ilustrado na figura 2.9. Para dois enrolamentos semelhantes, i.e., cuja forma de onda força magnetomotriz produzida por suas bobinas é igual, mas que diferem apenas do tipo de enrolamento, o passo médio do enrolamento concêntrico deve ser igual ao do enrolamento imbricado.

Figura 2.9 – Passo de bobina: enrolamentos imbricado (esquerda) e concêntrico (direita).



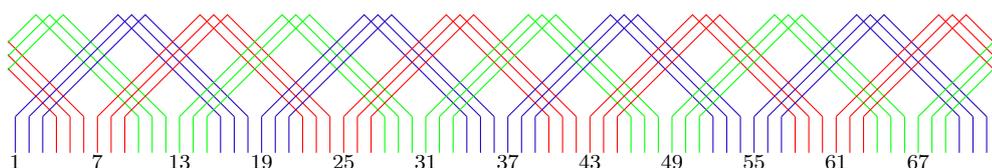
Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 2.4.6 Número de camadas

O número de camadas se refere a quantas bobinas podem ser alocadas em uma mesma ranhura. A princípio esse número pode ser qualquer número inteiro. Entretanto, devido a complicações práticas, as máquinas possuem, em geral, até duas bobinas em uma mesma ranhura [7]. Diz-se, então, que essas máquinas possuem enrolamento de camada

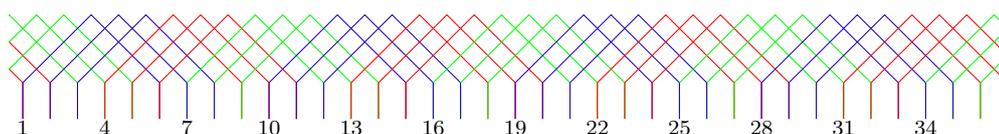
dupla (dois lados de bobina por ranhura). Quando só há um único lado de bobina por ranhura, chama-se de enrolamento de camada única. Para exemplificar, as figuras 2.10 e 2.11 apresentam o diagrama planificado de uma máquina trifásica de 4 polos, com 3 bobinas por grupo, para o caso de camada única e dupla, respectivamente.

Figura 2.10 – Diagrama planificado do enrolamento de uma máquina de 4 polos de camada única.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 2.11 – Diagrama planificado do enrolamento de uma máquina de 4 polos de camada dupla.



Fonte: Elaborada pelo autor.

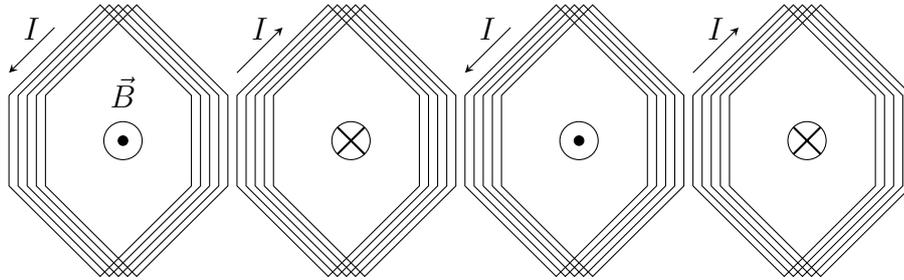
### 2.4.7 Ligação de grupos de bobinas

Para gerar os polos magnéticos alternados produzidos pelo estator na passagem de corrente por suas bobinas, as bobinas de uma mesma fase devem estar conectadas entre si adequadamente. Existem duas formas principais de realizar essa ligação: a ligação por polos, em que cada par de bobina é responsável por um polo sul e um polo norte magnéticos, ou então pela ligação por polos consequentes. Nesse tipo de ligação, cada par de bobina é responsável por dois pares norte-sul, em que metade dos polos (por exemplo, o polo norte) é gerado diretamente pela corrente ao percorrer o conjunto de bobinas dos polos, enquanto a outra metade dos polos (portanto, o polo sul) é gerado por *consequência* de que o fluxo deverá retornar aos polos excitados por corrente. Isto é, formam-se polos *consequentes* (entre os polos das bobinas de mesma polaridade excitadas) sem haver bobinas que os gerem diretamente (vide figura 2.13).

Na ligação por polos, conecta-se o final de dois grupos adjacentes, e o início do grupo é conectado à bobina seguinte, ou seja, conecta-se semelhante com semelhante, dois

a dois, de forma a ter correntes com sentidos contrários em bobinas adjacentes. Nesse tipo de ligação cada grupo de bobinas dá origem a um polo. A figura 2.12 apresenta o diagrama planificado de uma fase conectada com esse tipo de ligação.

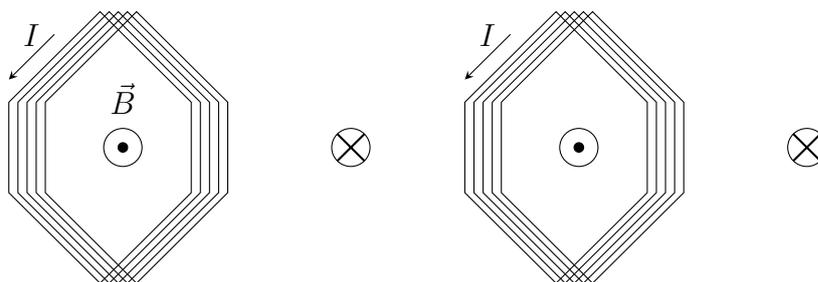
Figura 2.12 – Enrolamento por polos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na ligação por polos consecuentes, conecta-se o final de um grupo com o início do grupo seguinte, de forma que o sentido circular da corrente seja sempre o mesmo (horário ou anti-horário na bobina). Assim, a parte interior da bobina gera um dos polos (norte ou sul) e, na região que compreende um passo polar entre as bobinas, gera-se por consequência do caminho fechado do fluxo magnético o outro polo (sul ou norte). Dessa maneira, cada grupo de bobina dá origem a 2 polos, ou de outra maneira, cada grupo de bobina gera aos seus lados metade de um polo consecutivo. A figura 2.13 apresenta esse tipo de ligação para o enrolamento de uma fase de uma máquina de 4 polos, nota-se que apenas 2 grupos de bobinas são necessários para gerar os 4 polos.

Figura 2.13 – Enrolamento de polos consecuentes.



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 2.4.8 Caminho de corrente de um enrolamento

O caminho de corrente de um enrolamento determina se os seus grupos de bobinas serão conectadas em série ou em paralelo, determinando assim os valores de corrente e de tensão aplicados a essas bobinas.

Na conexão em série, todos os grupos são conectados em série, de forma que a corrente que os circula é a mesma. Já na conexão  $N_L \times$  paralelo, conectam-se os enrolamentos de maneira a formar  $N_L$  caminhos paralelos, cada caminho possuindo características semelhantes. Desta maneira, para que haja uma distribuição semelhante de corrente nos caminhos paralelos, tem-se que  $N_L$  deve satisfazer a relação (2.20).

$$\frac{2p}{N_L} \in \mathbb{Z} \quad (2.20)$$

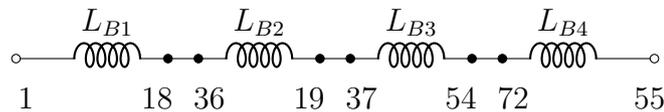
Com  $V_1$  e  $I_1$  sendo a tensão e a corrente que entram nos terminais do estator em uma fase,  $V_b$  e  $I_b$  a tensão e correntes em cada grupo de bobinas,  $N_b$  o número total de grupos por fase, e  $N_L$  o número de caminhos paralelos ( $N_L = 1$  no caso da conexão série), tem-se as relações entre  $V_1$  e  $V_b$  e entre  $I_1$  e  $I_b$  apresentadas em (2.21) e (2.22), respectivamente.

$$V_b = V_1 \frac{N_L}{N_b} \quad (2.21)$$

$$I_b = \frac{I_1}{N_L} \quad (2.22)$$

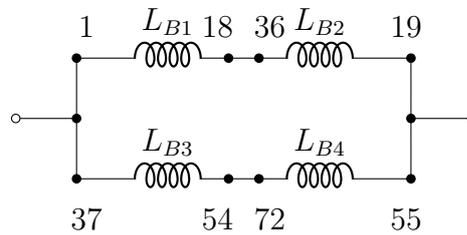
As figuras 2.14 e 2.15 apresentam, respectivamente, os circuitos equivalentes da ligação em série e  $2 \times$  paralelo das bobinas de uma fase em uma máquina de 4 polos. As numerações nessas figuras representam quais terminais (em relação à numeração das ranhuras) devem ser conectados para fazer a conexão em um bobinamento por polos de uma máquina semelhante àquela apresentada na figura 2.10.

Figura 2.14 – Representação em circuito de uma ligação em série de uma fase de uma máquina de 4 polos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 2.15 – Representação em circuito de uma ligação 2×paralelo de uma fase de uma máquina de 4 polos.

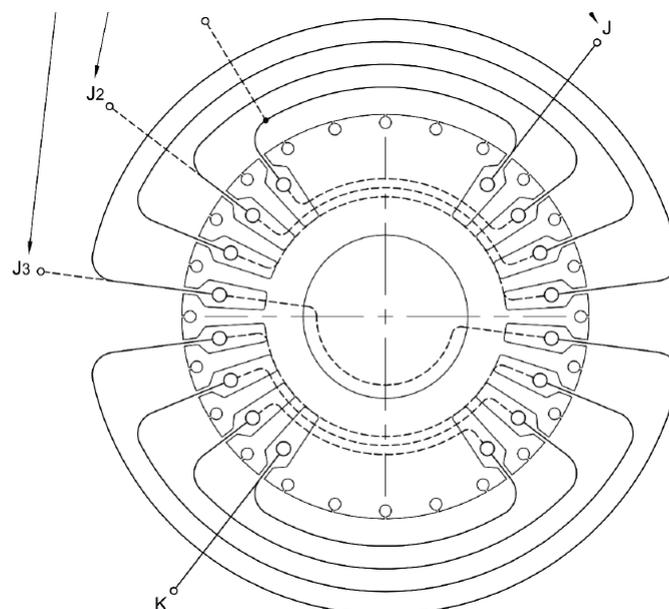


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.4.9 Rotor

Em máquinas síncronas, existem dois tipos principais de rotores utilizados, os de polos lisos e os de polos salientes. No rotor de polos lisos, cada polo é distribuído em diversos pares de ranhuras, de maneira que a FMM gerada no polo se aproxime de uma senoide. Entretanto, devido à dificuldades construtivas desse tipo de rotor, polos lisos são utilizados mais em máquinas com um número relativamente menor de pares de polos. Além disso, e conforme a potência da máquina, com menor número de polos, a velocidade do rotor é maior, inviabilizando tecnicamente o emprego de polos salientes devido às vibrações que podem ocorrer. A figura 2.16 apresenta um esquema de um rotor de dois polos lisos, que possui alguns terminais (J, J2, J3 e K, presentes na figura) para inserção de defeitos [2].

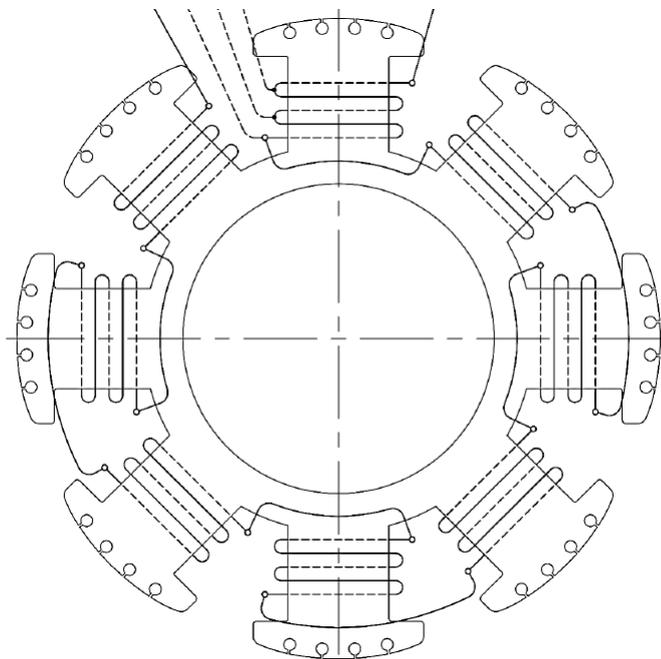
Figura 2.16 – Esquema de um rotor de dois polos lisos.



Fonte: Adaptada de [2].

No rotor de polos salientes, cada polo é constituído apenas de uma bobina, o que faz com que a FMM produzida não seja tão bem distribuída na região da sapata polar, mas este efeito pode ser reduzido no fluxo resultante com a utilização de alguns tipos de perfis dos polos, modificando-se sua permeância. Entretanto, a maior simplicidade deste tipo de rotor a torna mais viável para máquinas com um número de polos mais elevado. Quando a velocidade do eixo é relativamente baixa, geralmente se prefere que haja a saliência de polos por causa do torque de relutância. Assim, simultaneamente facilita a construção do bobinamento do rotor com o acréscimo do torque de relutância. A figura 2.17 mostra um esquema de um rotor de oito polos salientes.

Figura 2.17 – Esquema de um rotor de oito polos salientes.



Fonte: Adaptada de [2].

## 2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo, apresentaram-se as equações que relacionam as grandezas eletromagnéticas da máquina. A interação destas grandezas por meio de processos de modulação produz espectros harmônicos que caracterizam a máquina. Também, apresentou-se um breve resumo sobre bobinagem de estatores trifásicos, cuja nomenclatura é utilizada no restante do trabalho.

No capítulo seguinte são apresentadas as equações utilizadas para produzir a força magnetomotriz, a permeância e o fluxo magnético resultante da interação das grandezas.

### 3 OBTENÇÃO DE FORMAS DE ONDA DA INDUÇÃO NO ENTREFERRO POR PROCESSOS DE MODULAÇÃO

Com o equacionamento e as definições apresentadas nos capítulos anteriores, neste capítulo é apresentada a metodologia para a obtenção de formas de onda representativas da indução magnética no entreferro da máquina, empregando processos de modulação. Procura-se obter formas de onda de maneira qualitativa, contendo conteúdos espectrais de interesse para o estudo do comportamento de campos externos, principalmente para a definições de padrões quando ocorrem tipos diversos de faltas [3]. Em Rigoni [2] e Santos [3], mostra-se que o conteúdo espectral presente nas grandezas no entreferro é muito próximo ao conteúdo espectral do campo magnético medido externamente à carcaça da máquina.

#### 3.1 EQUACIONAMENTO DA INDUÇÃO MAGNÉTICA NO ENTREFERRO DA MÁQUINA

A indução no entreferro da máquina é composta por duas componentes dominantes, a indução provinda do estator e a indução provinda do rotor, como apresentada em (3.1). Nessa equação,  $B_e(t)$  representa a indução magnética em um dado ponto no entreferro em função do tempo,  $B_s(t)$  a indução provinda do estator e  $B_r(t)$  a indução provinda do rotor.

$$\vec{B}_e(t) = \vec{B}_s(t) + \vec{B}_r(t) \quad (3.1)$$

A soma de induções em (3.1) não é trivial devido à natureza vetorial da indução, cuja direção pode nem sempre ser fácil de calcular, já que o módulo e ângulo de  $\vec{B}_s$  variam com a carga. Além disso, quando há conteúdos harmônicos, a operação de soma se torna ainda mais complexa, e provavelmente inviável de ser realizada neste contexto. Porém, os módulos das induções do estator e do rotor podem ser calculados por processos de modulação, como apresentado na seção 2. As equações (3.3) e (3.2) contêm implicitamente os processos de modulação. Em (3.3),  $P_s(t)$  representa a densidade de permeância do estator e  $F_r(t)$  representa a força magnetomotriz produzida pelo rotor. Em (3.2),  $P_r(t)$  representa a densidade de permeância do rotor e  $F_s(t)$  a força magnetomotriz produzida pelo estator.

$$B_r(t) = P_s(t) \cdot F_r(t) \quad (3.2)$$

$$B_e(t) = P_r(t) \cdot F_s(t) \quad (3.3)$$

Assim, para se obter as induções no estator e no rotor, deve-se então conhecer as respectivas densidades de permeância e forças magnetomotrizes produzidas.

## 3.2 OBTENÇÃO DE FORMAS DE ONDA DE FORÇAS MAGNETOMOTRIZES NA MÁQUINA SÍNCRONA

Como mencionado anteriormente, a força magnetomotriz  $F$  é originada da corrente que circula em uma bobina com um determinado número de voltas, sendo definida a partir da lei de Ampère em (3.4). Nessa equação, o vetor campo magnético é representado por  $\vec{H}$ , o laço fechado no qual se calcula a integral é  $L$ , o número de espiras da bobina é  $N_{esp}$  e a corrente que circula na bobina é  $I$ .

$$F = N_{esp} \cdot I = \oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (3.4)$$

Com essa equação, pode-se obter a força magnetomotriz num dado local envolto por bobinas, como uma seção de ferro, onde circulará a maior parte do fluxo magnético. Apenas é necessário o conhecimento da corrente e do número de espiras da bobina, sem se preocupar com os valores de campo e de caminhos magnéticos.

### 3.2.1 Força magnetomotriz produzida no estator

A força magnetomotriz produzida no estator é causada pelas correntes nas bobinas de armadura. Em um gerador síncrono, a tensão em uma bobina é induzida pelo giro do rotor excitado magneticamente. Então, havendo uma carga conectada aos terminais das fases do estator, esta situação faz com que correntes circulem nos seus enrolamentos. Pela sua definição (3.4), e do conhecimento do esquema de bobinagem do estator, a força magnetomotriz pode ser calculada para cada região de dente do estator da máquina.

Seja  $\tilde{F}$  um conjunto de FMMs, em que cada componente  $F_i$  é a FMM relacionada ao dente  $D_i$ , entre as ranhuras  $r_{i-1}$  e  $r_i$ , como apresentado por (3.5).

$$\tilde{F} = \{F_i\}, i \in \{1, \dots, N_r\} \quad (3.5)$$

Tendo os valores individuais do conjunto de FMMs, tem-se o conhecimento também da força magnetomotriz em função do ângulo mecânico do estator, em passos discretos. A relação entre dente e ângulo correspondente é dada por (3.6), em que  $\theta_{s,i}$  é o  $i$ -ésimo ângulo analisado,  $D_i$  é o  $i$ -ésimo dente do estator e  $N_r$  é o número de ranhuras do estator, com o ângulo de referência “zero” correspondendo ao centro de um dos dentes do estator.

$$\theta_{s,i} = \frac{D_i}{N_r} \cdot 2\pi = \frac{D_i}{N_r} \cdot 360^\circ \quad (3.6)$$

### 3.2.2 Estator de camada única

Nos estatores com esquema de bobinagem com camada simples, cada ranhura comporta apenas um lado de bobina, de maneira que apenas metade das ranhuras do

estator possui o lado da bobina que entra, e a outra metade possui o lado que sai. Assim, a força magnetomotriz para o  $i$ -ésimo dente do estator pode ser calculado por (3.7), em que  $I_k(t)$  é a corrente que circula a bobina que sai na ranhura  $k$ ,  $N_{esp}$  é o número de espiras dessa bobina e  $\xi_k$  é uma variável binária (valendo 0 ou 1), indicando se na ranhura  $k$  está o lado da bobina que entra ( $\xi = 0$ ) ou que sai ( $\xi = 1$ ), dada por (3.8). Nesta equação, utiliza-se da operação módulo para obter o resto da divisão do valor por dois e da operação de arredondamento para baixo, denotada por  $\lfloor \cdot \rfloor$ . É importante denotar também que (3.8) não é válida para todos os tipos de esquemas de bobinagem, já que, por exemplo, um enrolamento concentrado não pode ser representado por esse conjunto de equações corretamente.

$$F_i(t) = \sum_{k=i+1}^{i+\tau_b} N_{esp} I_k(t) \cdot \xi_k \quad (3.7)$$

$$\xi_k \equiv \left\lfloor \frac{2k}{q} \right\rfloor \pmod{2} \quad (3.8)$$

A corrente da bobina que passa na  $k$ -ésima ranhura pode ser calculada por (3.9), considerando uma máquina trifásica. Nessa expressão  $I_p$  é o valor de pico da corrente e  $\nu_k$  é relativo a fase e polaridade de cada bobina  $k$ , sua definição é apresentada em (3.10). Nessa definição, os termos  $\tau_b$  e  $N_q$  representam o passo de bobina e o número de bobinas por polo e fase, respectivamente.

$$I_k(t) = (-1)^{\nu_k} I_p \sin \left( 2\pi f_{el} t - \nu_k \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.9)$$

$$\nu_k = \left\lfloor \frac{k - \tau_b}{N_q} \right\rfloor \quad (3.10)$$

Cada valor de  $\nu_k = \{0, 1, 2, 3, 4, 5\}$  corresponde a uma fase elétrica distinta, sendo que os termos menores que o número de fases (no caso trifásico, para  $\nu_k < 3$ ) são referentes à polaridade positiva de cada fase, os demais termos são referentes à polaridade negativa.

### 3.2.3 Estator de camada dupla

Para um enrolamento de camada dupla, tem-se sempre o mesmo número de bobinas agindo no mesmo dente, já que quando uma bobina acaba numa ranhura, outra começa. Assim, a quantidade de bobinas agindo num dente é igual ao passo de bobina, como apresentado em (3.11).

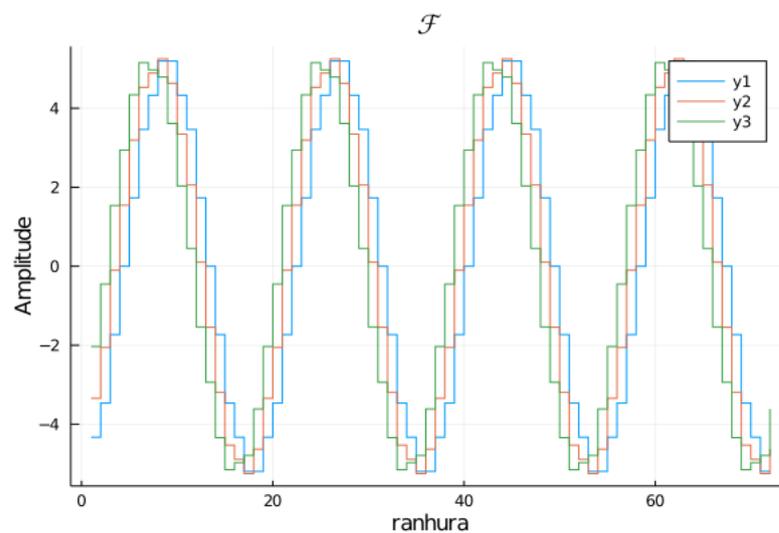
$$F_i(t) = \sum_{k=i+1}^{i+\tau_b} N_{esp} I_k(t) \quad (3.11)$$

Assumindo um comportamento senoidal para a corrente  $I_k$ , esta pode ser descrita por (3.12). Nota-se que esta definição (3.12) de corrente é idêntica para os dois tipos de camadas (3.9).

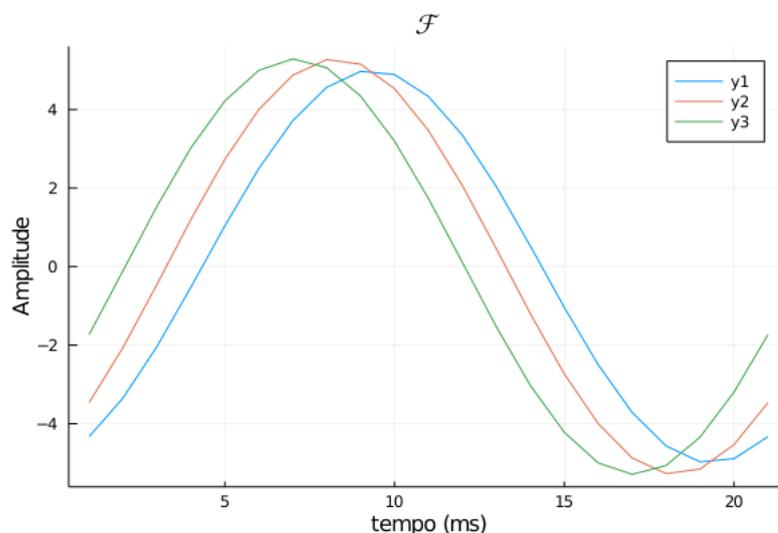
$$I_k(t) = (-1)^{\nu_k} I_p \sin \left( 2\pi f_{el} t - \nu_k \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.12)$$

As figuras 3.1 e 3.2 apresentam a força magnetomotriz produzida pelo estator de uma máquina de 8 polos, 72 ranhuras, camada dupla e passo de bobina de 7 ranhuras. A figura 3.1 apresenta a FMM em função do dente para três instantes subsequentes de tempo. A figura 3.2 mostra a FMM em função do tempo em três dentes distintos adjacentes. Nota-se na figura 3.1 um formato tendendo ao sinusoidal da FMM, proporcionado pelo esquema de bobinagem. Também, há quatro períodos completos da forma de onda em função do dente do estator, pois a máquina possui quatro pares de polos.

Figura 3.1 – FMM em função do dente em 3 instantes de tempo subsequentes (y1, y2 e y3).



Fonte: Elaborada pelo autor.

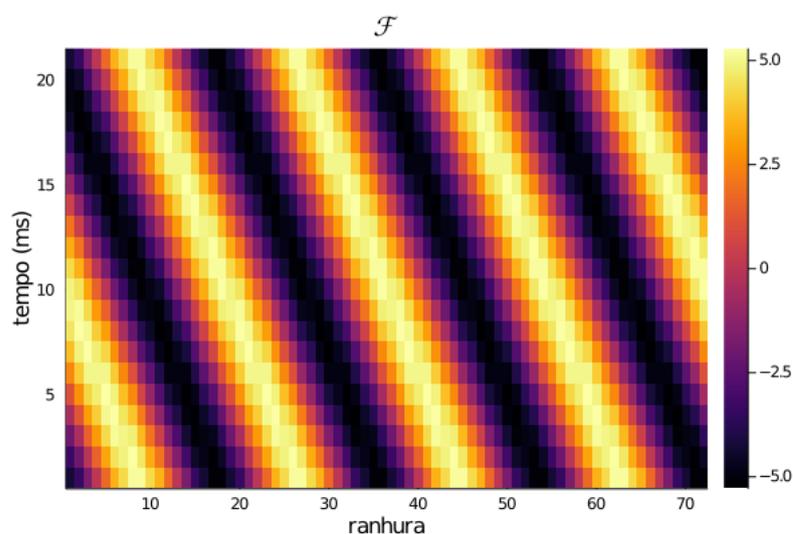
Figura 3.2 – FMM em função do tempo em 3 dentes adjacentes ( $y_1$ ,  $y_2$  e  $y_3$ ).

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na figura 3.2, também se observa uma forma de onda de formato sinusoidal, devido à corrente ser sinusoidal. Percebe-se também que a FMM produzida nos três dentes é similar, possuindo uma leve diferença em amplitude, causada pelas posições distintas (e não simétricas) desses dentes no esquema de bobinagem, e uma defasagem devido à posição distinta de cada dente.

Juntando-se as duas figuras apresentadas, a figura 3.3 apresenta a FMM em função do tempo e do número do dente em um gráfico de calor, em que a cor de cada ponto representa a amplitude da FMM.

Figura 3.3 – FMM em função do tempo e do dente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Percebe-se na figura 3.3 os quatro polos norte (em branco amarelado) e os quatro polos sul (em preto) que compõem a FMM gerada pelo estator da máquina de 8 polos.

Nota-se também que a configuração correspondente a cada polo se repete diagonalmente devido ao giro percebido da força magnetomotriz da máquina (relacionado ao campo girante).

### 3.2.4 Considerações sobre a força magnetomotriz

Com a definição de  $F_i(t)$  em função do tempo  $t$  e do número  $i$  do dente correspondente, tem-se a descrição tempo-espacial do estator da máquina.

Assumindo que as correntes  $I_k(t)$  possuem um formato sinusoidal no tempo, de mesma frequência, mas não necessariamente fase e amplitude entre si, tem-se que a componente  $F_i(t)$  pode ser descrita por uma senoide com a mesma frequência das correntes, levando em conta sua amplitude e fase. Assim, pode-se afirmar que o formato temporal em um dado ponto da força magnetomotriz para uma máquina linear e com correntes sinusoidais também possui formato sinusoidal, com uma certa amplitude  $F_{ip}$  e fase  $\phi_{Fi}$ , como dado por (3.13).

$$F_i(t) = F_{ip} \sin(2\pi f_{el}t - \phi_{Fi}) \quad (3.13)$$

O formato espacial, devido à existência de um número finito de espiras alocadas em ranhuras na máquina, não é contínuo. É semelhante a um sinal discreto com espaçamento uniforme devido ao espaçamento também uniforme das ranhuras na máquina. O formato da FMM em função da ranhura é devido ao projeto do esquema de bobinagem, o qual geralmente procura-se assemelhar uma senoide, com o objetivo de reduzir as harmônicas produzidas na tensão terminal da máquina. Dessa maneira, espera-se que o formato da FMM em função do espaço se assemelhe a um sinal sinusoidal discreto.

### 3.2.5 Força magnetomotriz produzida no rotor

Semelhantemente à força magnetomotriz produzida no estator, a força magnetomotriz produzida no rotor de uma máquina de rotor bobinado é dada pelo produto entre o número de espiras e da corrente. A distribuição das bobinas no rotor depende se este é de polos lisos ou salientes. Para o rotor de polos salientes, a distribuição das bobinas é mais simples. Nesse tipo de rotor, cada polo possui uma bobina enrolada em seu corpo.

Devido às interações entre a permeância da massa férrea e o campo gerado pelas bobinas, o fluxo magnético visto pelo estator terá um formato mais suavizado. Para esse trabalho, é inicialmente considerado que a força magnetomotriz do rotor pode ser representadas por uma curva sinusoidal, em que seus picos positivos representam os polos nortes magnéticos, e os seus picos negativos representam os polos sul magnéticos. Essa consideração é feita para qualquer tipo de rotor.

Com essas considerações, a força magnetomotriz é dada por (3.14). Nessa relação,  $\delta_{sr}$  representa o ângulo entre a FMM do estator e a FMM do rotor.

$$F_r(t) = \sin(2\pi f_e t + \delta_{sr}) \quad (3.14)$$

### 3.3 REPRESENTAÇÕES DE FUNÇÕES DE PERMEÂNCIA

Para se obter o fluxo magnético (ou a indução magnética, também conhecida como densidade de fluxo magnético) a partir da FMM, é necessário conhecer a forma de onda correspondente à permeância (ou densidade de permeância) do circuito magnético em questão. A necessidade de se definir uma função permeância no lugar de apenas se ter um valor de permeância constante provém da variação do entreferro (ou da quantidade de material ferromagnético) conforme o rotor se movimenta em relação ao estator da máquina. Ou seja, variando-se o posicionamento entre o rotor e o estator, a permeância do circuito magnético também varia. A representação dessas funções de permeância pode ser feita em função do ângulo mecânico entre o rotor e o estator. Conhecendo-se a velocidade de rotação da máquina, a variação de permeância em função do ângulo mecânico pode ser traduzida em função do tempo. A função de densidade de permeância  $\mathcal{P}$  pode ser decomposta em duas parcelas: uma parte contínua  $\mathcal{P}_{med}$  relativa a um entreferro constante médio e uma parte alternada  $\mathcal{P}_{ca}$  relativa à existência de ranhuras ou de saliências, como apresentado por (3.15).

$$\mathcal{P} = \mathcal{P}_{med} + \mathcal{P}_{ca} \quad (3.15)$$

Para uma primeira aproximação, pode-se considerar que a parte alternada é composta principalmente por uma componente cossenoidal de frequência  $f_{\mathcal{P}}$ , como apresentado por (3.16).

$$\mathcal{P} = \mathcal{P}_{med} + \Delta\mathcal{P}\cos(2\pi f_{\mathcal{P}} t) \quad (3.16)$$

#### 3.3.1 Estator

Normalmente, as máquinas elétricas são projetadas para possuir material ferromagnético em seu estator e rotor, de forma a condicionar adequadamente as trajetórias do fluxo magnético e, conseqüentemente, reduzir as relutâncias (equivalente a aumentar a permeância) de caminhos magnéticos na máquina. Entretanto, devido à necessidade de um espaço para as bobinas de armadura da máquina, existem diversos espaços e saliências no estator da máquina, denominados por ranhuras e dentes do estator, respectivamente, como já abordado anteriormente.

Devido à variação da quantidade de material ferromagnético ao longo do entreferro do estator, a permeância do estator vista pelo rotor não é constante durante a rotação da

máquina. Considerando-se que cada ranhura e cada dente são idênticos, a permeância do estator se repetirá a cada ângulo de  $\theta_{ran}$  (que é o ângulo ocupado pelo par ranhura-dente). O valor deste ângulo é calculado por (3.17). Portanto, devido a rotação da máquina com velocidade  $f_{mec}$ , tem-se que a permeância terá uma componente de frequência principal  $f_{ran}$ , denominada aqui por frequência de ranhura, dada por (3.18).

$$\theta_{ran} = \frac{2\pi}{N_r} = \frac{360^\circ}{N_r} \quad (3.17)$$

$$f_{ran} = f_{mec} \cdot N_r = f_{el} \frac{N_r}{p} \quad (3.18)$$

Como a variação de permeância devido à existência das ranhuras não é representada perfeitamente por uma forma de onda puramente sinusoidal, existirão outras frequências múltiplas de  $f_{ran}$  no espectro de  $\mathcal{P}_s$ . Devido às imperfeições inerentes a qualquer processo de fabricação, as ranhuras e os dentes da máquina não são todos idênticos, levando a alterações na permeância que não possuem período de  $\theta_{ran}$ . Assim, já que cada ranhura é na prática distinta das demais, a forma de onda de  $\mathcal{P}_s$  só se repetirá exatamente a cada ciclo da máquina.

### 3.3.2 Rotor

A permeância do rotor  $\mathcal{P}_r$  também pode ser separada por um nível contínuo (relacionado ao valor de entreferro médio) e por um nível alternado (parte variável do entreferro), podendo ser aqui aproximada por uma cossenoide conforme é apresentada em (3.19), em que  $\mathcal{P}_{rmed}$  representa um nível constante (ou médio) da permeância,  $\Delta\mathcal{P}_r$  representa a ondulação da permeância,  $f_{el}$  representa a frequência elétrica e  $n_{rr}$  é o número de ranhuras/saliências do rotor (também pode-se levar em conta a soma de mais uma função relativa às ranhuras de enrolamentos amortecedores, caso existam. Isto não é abordado por este trabalho, sendo uma sugestão para continuidade e aperfeiçoamento da modelagem).

$$\mathcal{P}_r(t) = \mathcal{P}_{rmed} + \Delta\mathcal{P}_r \cos(2\pi t f_{el} n_{rr}) \quad (3.19)$$

Para um rotor de polos salientes, a maior variação da massa de material ferromagnético é dada pelos polos do rotor. Portanto a permeância desse tipo de rotor deve possuir um número de picos igual ao número de polos da máquina. Assim, a frequência fundamental da permeância de rotores salientes é dada por (3.20).

$$f_{Psal} = 2f_{el} = 2p \cdot f_{mec} \quad (3.20)$$

Já no rotor de polos lisos não existem as saliências em cada polo. Entretanto, existem as ranhuras do rotor para alocar as bobinas de campo da máquina. Como o rotor possui seus polos simétricos (ou anti-simétricos se considerarmos as polaridades elétricas e magnéticas), tem-se que a frequência fundamental da permeância de rotores de polos lisos é igual à da de polos salientes, indicado em (3.21).

$$f_{Plis} = f_{Psal} = 2f_{el} = 2p \cdot f_{mec} \quad (3.21)$$

Entretanto, devido a grande diferença na quantidade de material ferromagnético nos dois tipos de rotor, a variação de permeância ao longo do entreferro existente no rotor de polos salientes é maior que a variação no rotor de polos lisos.

### 3.4 OBTENÇÃO DE FORMAS DE ONDA DE INDUÇÃO NO ENTREFERRO

Modelando-se funções das FMMs do estator e do rotor, assim como das suas densidades de permeância, pode-se obter as funções da indução no entreferro a partir da multiplicação temporal em um ponto fixo do espaço das formas de onda de FMM e da densidade permeância, como apresentadas em (3.22) e (3.23) para o estator e o rotor, respectivamente.

$$B_s = P_r \cdot F_s \quad (3.22)$$

$$B_r = P_s \cdot F_r \quad (3.23)$$

Considerando o processo como linear, i.e., considerando material isotrópico, homogêneo e que não há saturação e histerese do material, obtém-se a indução no entreferro por (3.24), como já apresentado anteriormente.

$$\vec{B}_e = \vec{B}_s + \vec{B}_r \quad (3.24)$$

Pela característica vetorial da indução, para obter a indução no entreferro, deve-se realizar a soma vetorial das induções do estator e do rotor, devendo-se conhecer a direção das induções sendo somadas. O módulo da indução no entreferro poderia ser calculado pela lei dos cossenos, como dado por (3.25). Com essa formulação, basta conhecer a diferença do ângulo entre as induções do estator e do rotor para obter o módulo da indução no entreferro.

$$B_e = \sqrt{B_s^2 + B_r^2 + B_s B_r \cos(\angle B_s - \angle B_r)} \quad (3.25)$$

### 3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo, demonstraram-se as equações que podem ser utilizadas para se obter as funções de força magnetomotriz e de permeância, e a partir destas, o fluxo magnético ou a indução magnética. Adicionalmente, apresentou-se como se somar as induções relativas ao rotor e ao estator para obter uma indução resultante no entreferro.

No capítulo seguinte apresenta-se a base do programa de simulação desenvolvido neste trabalho, com a definição das funções utilizadas para gerar os semiciclos das formas de onda e outras funções que foram utilizadas para gerar as formas de onda. Inclui-se uma abordagem inicial sobre a modelagem de como acrescentar a imposição de faltas na simulação de máquinas síncronas. Ainda neste próximo capítulo, apresentam-se as equações implementadas para a inclusão de ruídos e assimetrias na simulação, características que estão presentes na máquina real e em medições. Por fim, apresenta-se como são gerados os históricos de amplitudes das fundamentais de giro mecânico e elétrica, assim como de suas harmônicas, e outras funcionalidades que foram desenvolvidas na elaboração do programa.

## 4 PROGRAMA DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo é apresentada a implementação numérica dos processos descritos nas seções anteriores para a simulação das grandezas eletromagnéticas de interesse. Adicionalmente, apresenta-se como são inseridas as faltas e os modelos utilizados, assim como são geradas as pequenas assimetrias necessárias para produzir o espectro harmônico da máquina.

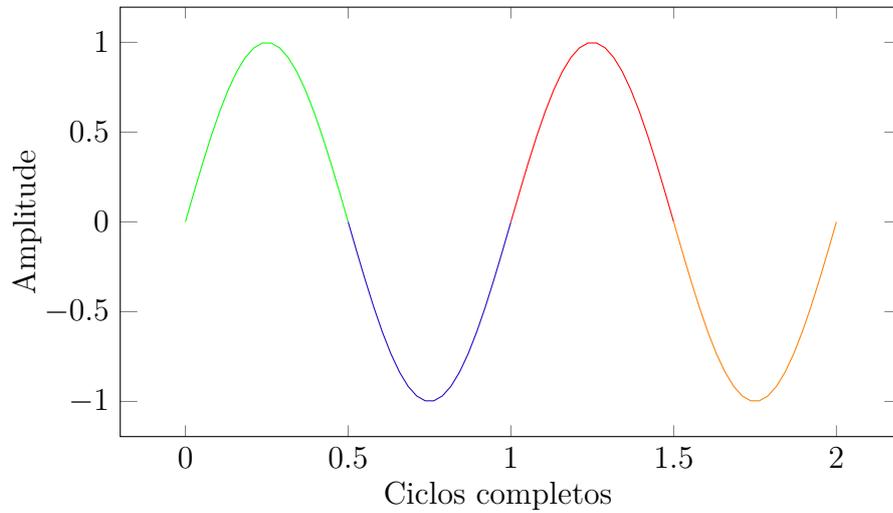
### 4.1 GERAÇÃO DAS FORMAS DE ONDAS

Para poder representar as curvas e formas de onda em um programa computacional, deve-se primeiro implementar as equações do problema a ser analisado em função do tempo (ou outra grandeza base na qual se quer observar o comportamento). Nesta seção, apresentam-se os modelos e técnicas utilizados para as tais formas de onda a partir dos parâmetros fornecidos pelo usuário, relativos à máquina e sua condição de operação.

#### 4.1.1 Semiciclo

Uma forma de onda com uma dada frequência fundamental possui um ciclo de duração temporal com período inverso à essa frequência. Para formas de onda sinusoidais, um ciclo inclui dois picos de amplitudes, um pico positivo (um máximo) e um pico negativo (um mínimo). Nas máquinas elétricas cada ciclo é produzido por um par de polos adjacentes, um polo norte e outro sul. Dessa maneira, é mais conveniente para a geração das formas de onda relacionar cada polo da máquina com metade do ciclo elétrico, denominado de semiciclo elétrico. Um semiciclo possui apenas um pico, podendo ser positivo ou negativo, dependendo da natureza do polo que o produz, e seu período é metade do período do ciclo elétrico. A figura 4.1 representa os semiciclos de uma máquina de 4 polos, com forma de onda senoidal.

Figura 4.1 – Semiciclos de uma máquina de 4 polos. Cada uma das cores representa um semiciclo  $i = 0, 1, 2, 3$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A função e os parâmetros que produzem o semiciclo também definem o seu formato, que pode variar de acordo com sua construção. Neste trabalho, foca-se especialmente em formas de onda sinusoidais devido à sua simplicidade de análise e à maior facilidade de observar/analisar os processos que ocorrem na máquina.

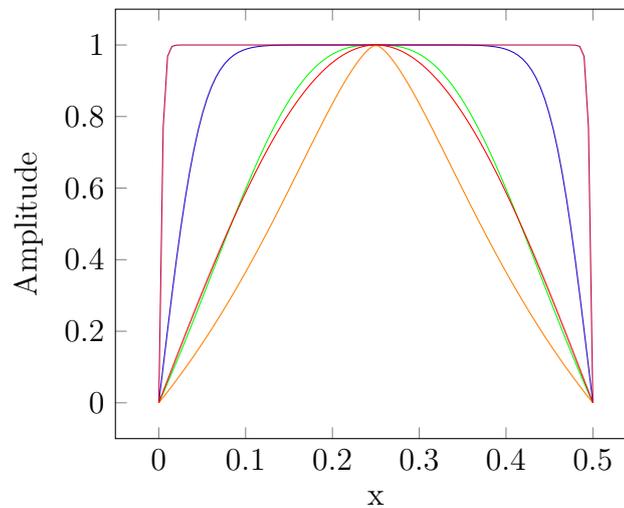
As funções que são apresentadas nesta seção possuem a variável  $x$  como entrada. Pode-se conceber essa variável como o número de ciclos completos do sinal, i.e., dada a frequência  $f$  do sinal e o instante  $t$ , calcula-se o número de ciclos completos do sinal por  $x = tf$ , para o caso de frequência constante.

Outra função que se utilizou na implementação do programa para obter um resultado mais próximo ao real é a função  $g_n$ , definida por (4.1) [3]. Essa função pode aproximar algumas funções periódicas com semiciclos simétricos e com simetria de quarto de onda. Para  $n \approx 1,5$ ,  $g$  assemelha-se a uma onda triangular suavizada (possui primeira derivada contínua), e para  $n \approx 2,7$ ,  $g$  aproxima uma forma de onda senoidal (com distorção harmônica próxima a 2%). Para  $n \rightarrow \infty$ , tem-se uma forma de onda quadrada.

$$g_n(x) = \left( \frac{2}{1 + |2 \cdot fr(2 \cdot x) - 1|^n} - 1 \right) (-1)^{\lfloor 2 \cdot x \rfloor} \quad (4.1)$$

Nessa equação,  $fr(x)$  representa a parte fracionária de  $x$ , que é equivalente a  $fr(x) = x - \lfloor x \rfloor$ . A figura 4.2 apresenta os formatos de curvas da equação para alguns valores de  $n$  em contraste com uma senoide de mesma frequência.

Figura 4.2 – Semiciclo de  $g_n(x)$  para  $n=1,5$  (laranja),  $2,7$  (verde),  $10$  (azul),  $100$  (roxo) e semiciclo de  $\text{sen}(2\pi x)$  (vermelho).



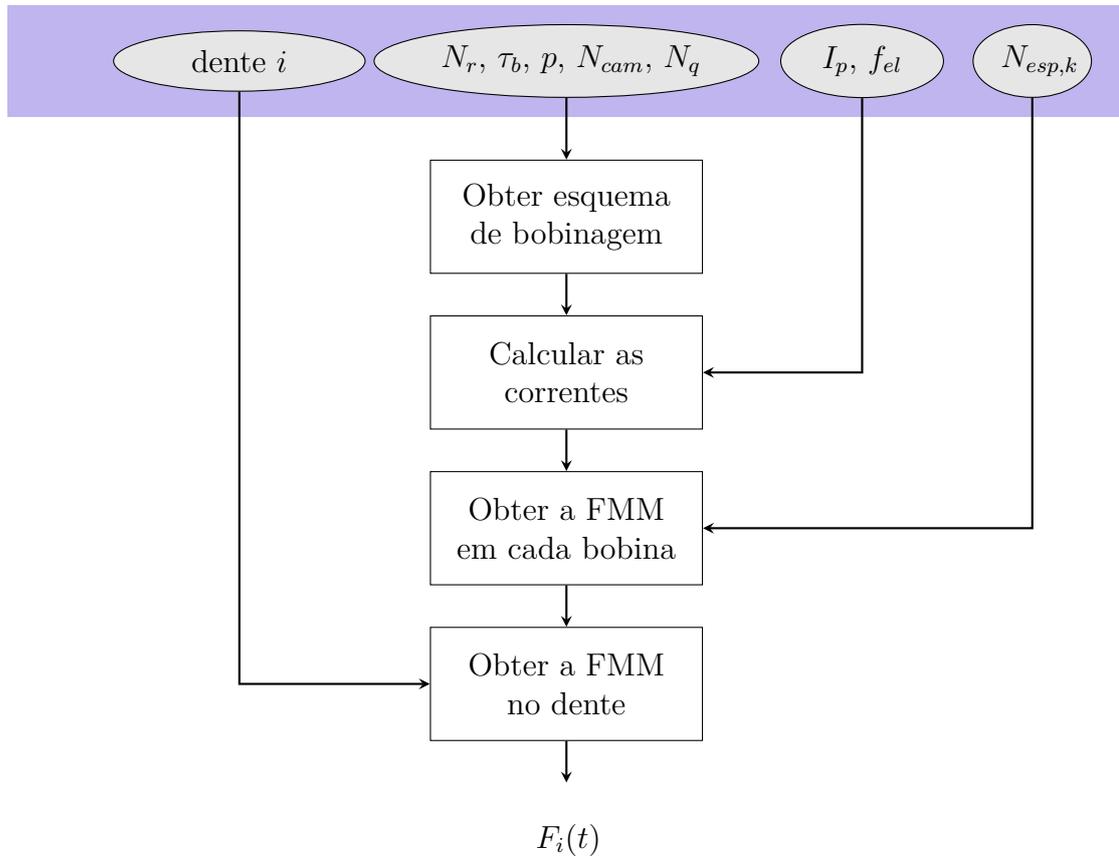
Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.1.2 Simulação da força magnetomotriz

Com as definições das formas de onda, apresentadas no capítulo anterior, pode-se calcular a forma de onda da força magnetomotriz. Partindo dos parâmetros do esquema de bobinagem do estator definidos pelo usuário, assim como da amplitude da corrente e da frequência do sistema, calcula-se a força magnetomotriz produzida pelo estator  $F_s(t)$  para cada dente desejado.

Um fluxograma que apresenta um algoritmo para a geração da FMM produzida pelo estator levando em conta o esquema de bobinagem é apresentado na figura 4.3. A partir dos parâmetros indicados pelo usuário: número de ranhuras  $N_r$ , passo de bobina  $\tau_b$ , número de par de polos  $p$ , número de camadas  $N_{cam}$  e número de bobinas por grupo  $N_q$ , obtém-se o esquema de bobinagem do estator da máquina. Com o esquema de bobinagem e a forma de onda da corrente, que pode ser dada por sua amplitude e frequência, calculam-se as correntes em cada fase com (3.12), e então com conhecimento do número de espiras em cada bobina  $N_{esp,k}$ , obtém-se a FMM em cada bobina. Finalmente, pode-se obter a FMM em um dado dente  $D_i$ , com o uso de (3.7) ou (3.11).

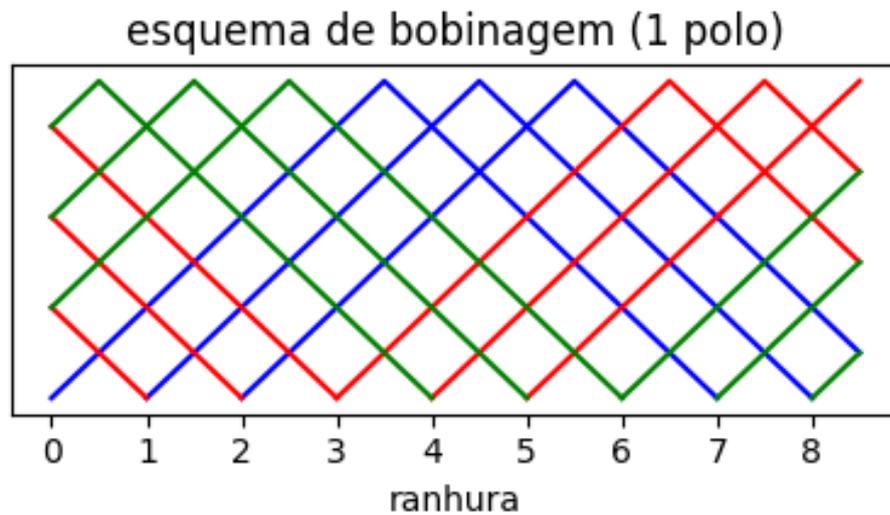
Figura 4.3 – Fluxograma para a obtenção da força magnetomotriz produzida pelo estator.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 4.4 apresenta o esquema de bobinagem (para apenas um dos polos, resultante das três fases) que será utilizado para produzir a FMM apresentada a seguir. Este esquema de bobinagem foi gerado automaticamente pelo programa a partir dos parâmetros inseridos pelo usuário. Para a geração desse esquema de bobinagem, se considerou uma máquina de 8 polos, 72 ranhuras, camada dupla e  $\tau_b = 7$ .

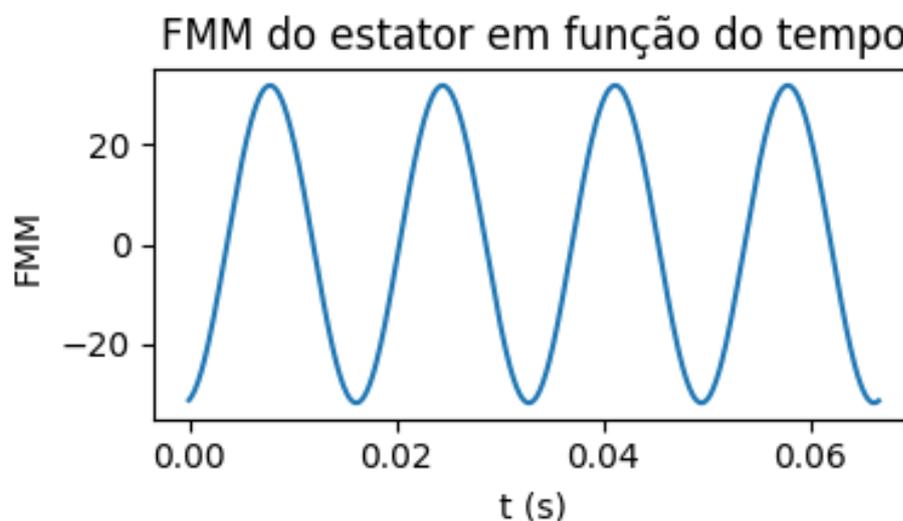
Figura 4.4 – Esquema de bobinagem gerado pelo programa a partir dos parâmetros definidos pelo usuário.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As figuras 4.5 e 4.6 apresentam a força magnetomotriz obtida pelo programa para uma máquina com o esquema de bobinagem apresentado na figura 4.4. A figura 4.5 apresenta a FMM no primeiro dente do estator em função do tempo decorrido em um ciclo mecânico. A figura 4.6 apresenta a FMM em cada dente no instante  $t = 0$  s. As formas de onda da FMM apresentada foram geradas considerando uma corrente de formato sinusoidal.

Figura 4.5 – FMM em função do tempo no primeiro dente.

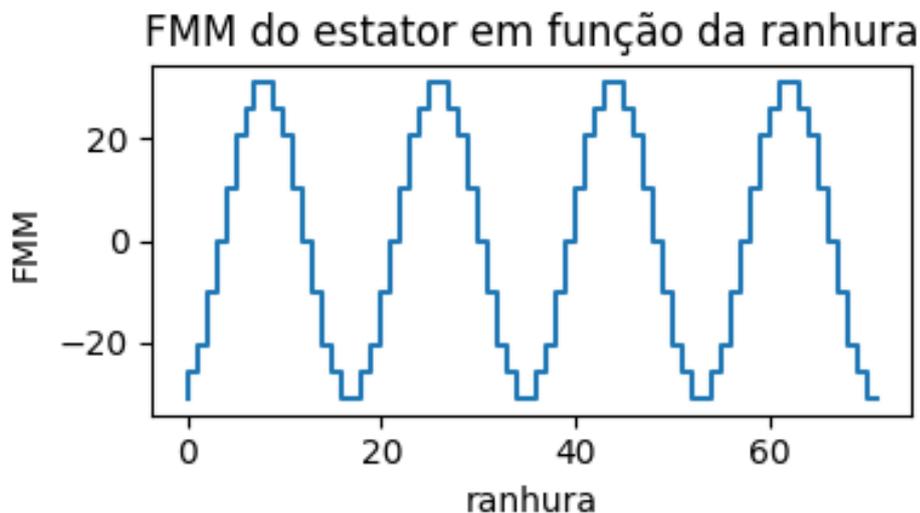


Fonte: Elaborada pelo autor.

Nota-se na figura 4.5 que a forma de onda da FMM em função do tempo apresenta

um formato sinusoidal, como esperado e indicado pela equação (3.13).

Figura 4.6 – FMM em função do dente no instante  $t = 0$  s.



Fonte: Elaborada pelo autor.

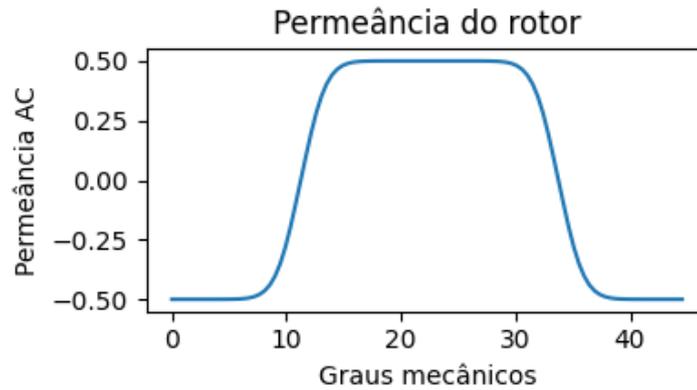
Na figura 4.6, a força magnetomotriz não é mais suave, sendo composta por seções de retas e descontinuidades. Isso é devido ao número finito de ranhuras no estator, que cria esse padrão discreto. Percebe-se também que essa forma de onda se assemelha a uma forma de onda sinusoidal, já que o esquema de bobinagem é projetado com este objetivo.

### 4.1.3 Simulação da permeância

Para simular as formas de onda da permeância (ou da densidade de permeância) do estator e do rotor, são necessários o conhecimento do número de ranhuras e do número de polos da máquina. Além disso, também é necessário o conhecimento do formato base da forma de onda de cada ciclo que representa a permeância. Na permeância do rotor, o ciclo se refere à permeância de um polo do rotor, e na permeância do estator, o ciclo se refere à permeância de um par dente-ranhura do estator. Por simplicidade, utiliza-se neste trabalho, principalmente, um formato sinusoidal para representar essas permeâncias, de maneira a obter resultados mais simples de interpretar e analisar os resultados. Entretanto, também implementou-se a função apresentada em (4.1) devido a sua capacidade de representar sinais mais próximos a uma onda quadrada.

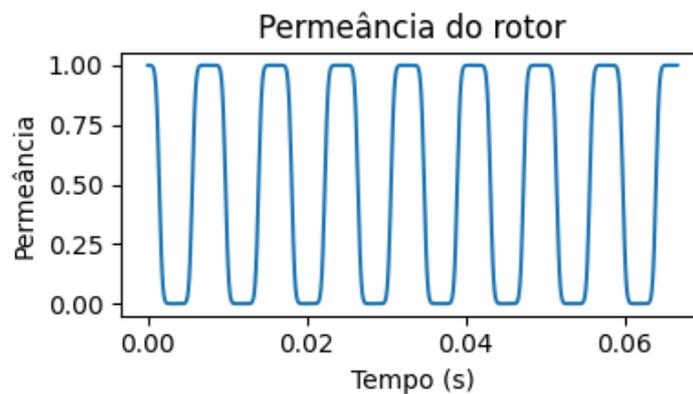
Utilizando os parâmetros de uma máquina de 8 polos salientes e 72 ranhuras, operando em 60 Hz, pode-se gerar as figuras 4.7 a 4.10. Para essas figuras considerou-se a função  $g(x)$  para o seu formato, utilizando seu parâmetro  $n = 10$ . A figura 4.7 apresenta a permeância de um polo do rotor, em função de graus mecânicos, e a figura 4.8 apresenta o ciclo mecânico completo da permeância do rotor em um ponto fixo, em função do tempo.

Figura 4.7 – Permeância de um polo do rotor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

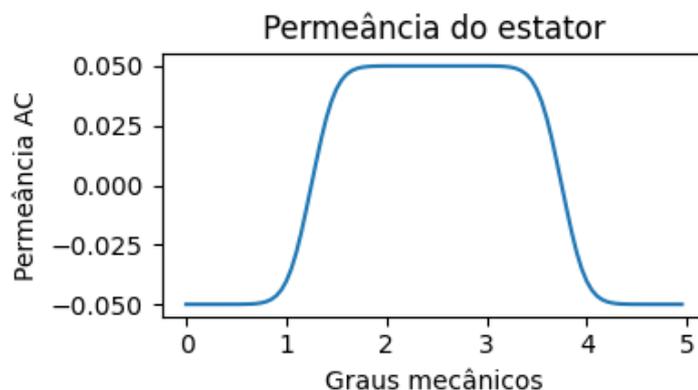
Figura 4.8 – Ciclo mecânico da permeância do rotor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

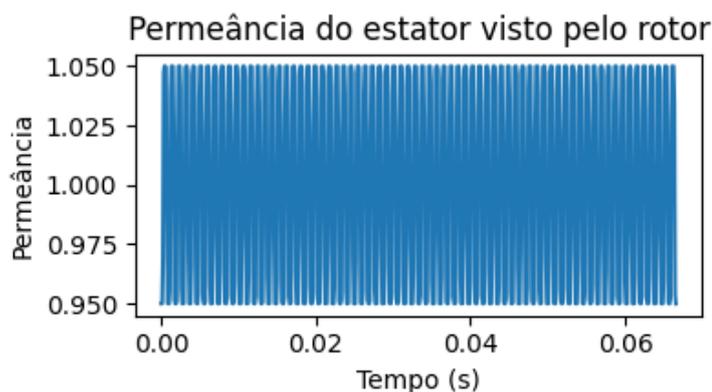
As figuras 4.9 e 4.10 apresentam as formas de onda da permeância do estator. A figura 4.9 apresenta o formato só para um conjunto ranhura-dente do estator (equivalendo a apenas um ciclo da função utilizada), em função de graus mecânicos, sem o acréscimo do valor médio (por isso há valores negativos) e de 0,05 p.u. de amplitude. A figura 4.10 apresenta o ciclo mecânico completo (equivalente a  $N_r = 72$  ciclos) em um ponto fixo em função do tempo sendo acrescido um valor médio de 1,00 p.u., de maneira a considerar uma máquina cuja variação de sua permeância seja de 5% de seu valor médio.

Figura 4.9 – Ciclo da permeância do estator.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.10 – Ciclo mecânico da permeância do estator.



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.1.4 Simulação do fluxo magnético

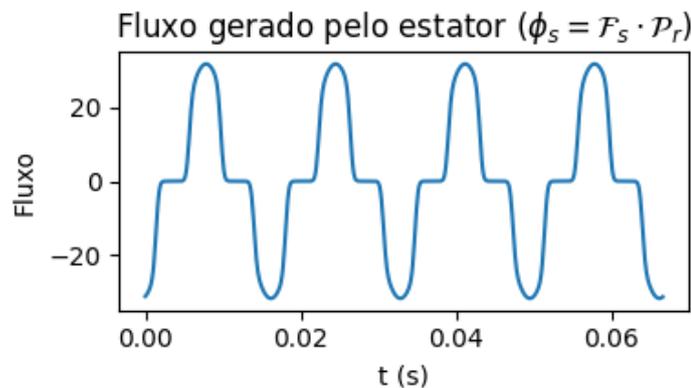
Após a geração das formas de onda das forças magnetomotrizes e das funções de permeância, tanto do rotor, quanto do estator, pode-se multiplicá-las para se obter os fluxos magnéticos gerados pelo estator e pelo rotor. A partir das formas do fluxo, pode-se obter os seus espectros de frequências, com a utilização da FFT, por exemplo.

Entretanto, deve-se levar em conta a diferença de fase entre o estator e o rotor para que a forma de onda represente corretamente o sinal no tempo. Essa diferença de fase é a fase entre o ciclo elétrico e o ângulo do rotor, também conhecido como ângulo de carga.

As figuras 4.11 e 4.13 apresentam o fluxo gerado pelo estator e pelo rotor, respectivamente. As figuras 4.12 e 4.14 apresentam os respectivos espectros de frequência obtidos pela FFT com uma janela retangular, já que a frequência do sistema é bem determinada e o período de simulação é igual ao período (mecânico) da forma de onda. Para a geração destes sinais, foram utilizados os parâmetros de uma máquina de 8 polos, 72 ranhuras,

camada dupla e com passo de bobina de 7 ranhuras. Também foi considerado um ângulo de carga de  $10^\circ$ .

Figura 4.11 – Fluxo do estator para um ângulo de carga de  $10^\circ$ .

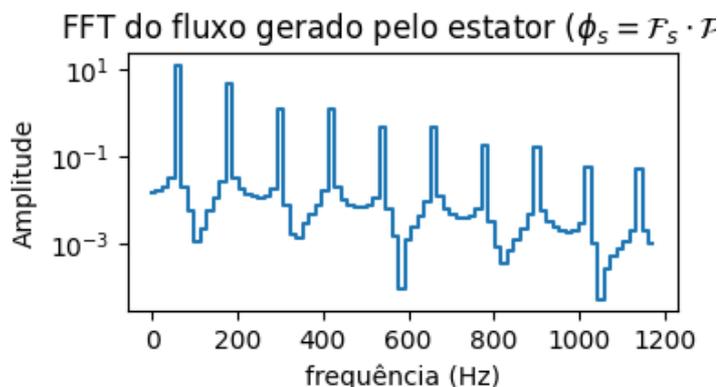


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na forma de onda da figura 4.11, o fluxo gerado pelo estator, nota-se que os picos de fluxo correspondem à presença dos polos do rotor, permitindo a passagem do fluxo. Também percebe-se que os semiciclos não possuem simetria temporal, i.e., o se o sinal fosse invertido no tempo, o resultado não seria idêntico ao observado [8]. A ausência da simetria temporal é causada pela utilização de um ângulo de carga não nulo, causando uma defasagem entre a forma de onda da FMM e da permeância. Esta constatação pode ser mais facilmente visualizada para valores maiores do ângulo de carga.

No espectro do fluxo gerado pelo estator, vide figura 4.12, percebe-se a existência das harmônicas ímpares elétricas, causadas pelo formato da forma de onda da permeância ser não-sinusoidal.

Figura 4.12 – FFT do fluxo do estator.

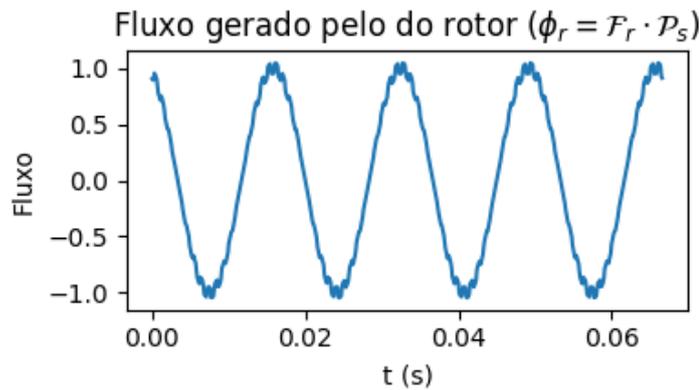


Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 4.13 apresenta a forma de onda do fluxo gerado pelo rotor. Como foi considerado que a FMM do rotor é sinusoidal, tem-se que a forma de onda é praticamente

sinusoidal, com ondulações, que são mais fáceis de serem observadas visualmente perto dos extremos da forma de onda. Essas ondulações devem-se à variação da permeância (no caso da forma de onda da indução, as ondulações devem-se à variação da densidade de permeância) causada pela existência das ranhuras do estator.

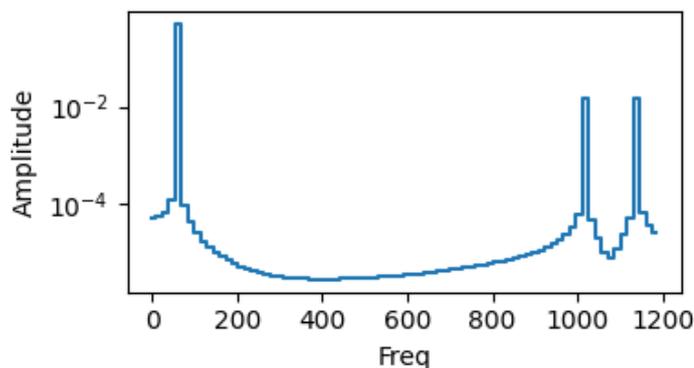
Figura 4.13 – Fluxo do rotor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na figura 4.14 é apresentado o espectro do fluxo gerado pelo rotor. Nota-se em especial 3 componentes, a componente fundamental elétrica de 60 Hz e duas componentes entre 1000 Hz e 1200 Hz. Estas componentes são causadas pela ondulação das ranhuras junto com o processo de modulação. A presença da ondulação das ranhuras resulta na adição do espectro da FMM transladado pela frequência de ranhura. Como a máquina possui 4 pares de polos, 72 ranhuras e opera em 60 Hz, tem-se que a sua frequência de ranhuras é  $72 \cdot 60/4 = 1080$  Hz. Assim, a frequência fundamental elétrica da máquina aparecerá transladada nas frequências de 1020 Hz e 1140 Hz ( $1080 \pm 60$  Hz) [3], que são as componentes observadas neste resultado.

Figura 4.14 – FFT do fluxo do rotor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

## 4.2 INSERÇÃO DE FALTAS

O aparecimento de faltas em máquinas síncronas resulta na modificação dos formatos e amplitudes das formas de onda da força magnetomotriz e/ou da permeância da máquina. Essas alterações podem ser simuladas com alterações dos parâmetros que definem as formas de onda simuladas pelo programa.

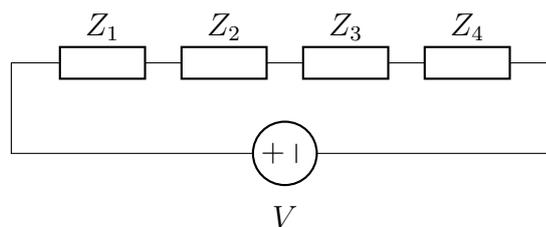
### 4.2.1 Redução do número de espiras efetivas do estator

Uma falta que pode ocorrer no estator da máquina é o curto de espiras do estator, que pode ser simulada como a redução do número de espiras efetivas do estator. Neste tipo de falta, algumas espiras de uma (ou mais) bobina do estator são retiradas do circuito da bobinagem, i.e., de maneira que não passe corrente por elas. Como a força magnetomotriz gerada pela bobina que sai na ranhura  $k$  é dada por (4.2), a redução do número de espiras em  $N_{esp,k}$  desta bobina irá reduzir na FMM produzida por ela.

$$F_{den,k}(t) = N_{esp,k} \cdot I_k(t) \quad (4.2)$$

A natureza elétrica da falta de redução do número de espiras pode ser mais facilmente analisada utilizando circuitos elétricos, em que as bobinas são representadas por impedâncias. Neste contexto, a retirada de espiras pode ser representada pelo curto-circuito de uma das impedâncias do circuito elétrico equivalente (obviamente, isto ocorrendo na máquina, a parte em curto-circuito poderá ter correntes induzidas que irão gerar uma forma magnetomotriz pontual na região do curto-circuito. Este fenômeno não é tratado aqui e é uma das sugestões de aprimoramento do programa desenvolvido). O circuito apresentado na figura 4.15 apresenta um esquema em que quatro impedâncias são alimentadas em série com tensão imposta  $V$ . Nesse circuito, a corrente que circula pelas impedâncias é dada pela lei de Ohm. Assumindo que as impedâncias são de mesmo valor, tem-se (4.3).

Figura 4.15 – Representação em circuito de quatro impedâncias em série com tensão imposta.



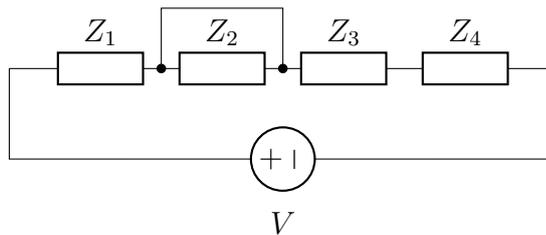
Fonte: Elaborada pelo autor.

$$I_{ex} = \frac{V}{Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4} = \frac{V}{4Z} \quad (4.3)$$

Se a impedância  $Z_2$  for curto-circuitada, não passará corrente nesta impedância, sendo que a corrente que circula nas outras três impedâncias será dada por (4.4). O circuito resultante é apresentado na figura 4.16. Na prática, seria a simulação de um defeito com abertura de uma bobina sem que houvesse um interrompimento do circuito de corrente das bobinas da fase.

$$I_{ex} = \frac{V}{Z_1 + Z_3 + Z_4} = \frac{V}{3Z} \quad (4.4)$$

Figura 4.16 – Representação em circuito de quatro impedâncias em série com tensão imposta, com uma das impedâncias em curto-circuito.



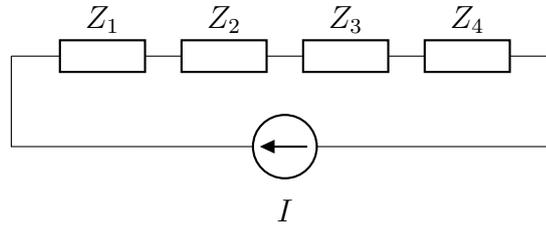
Fonte: Elaborada pelo autor.

Essa relação pode ser generalizada para qualquer número de impedâncias, como apresentado em (4.5). Nessa equação,  $N_Z$  representa o número total de impedâncias,  $N_{cc}$  representa o número de impedâncias em curto-circuito,  $I_{ret}$  a corrente atual que circula nos componentes não curto-circuitados, e  $I_n$  a corrente original nas impedâncias.

$$I_{ret} = I_n \frac{N_Z}{N_Z - N_{cc}} \quad (4.5)$$

Outro caso é quando as impedâncias estão sendo alimentadas por uma fonte de corrente constante  $I$ , como apresentado no circuito da figura 4.17.

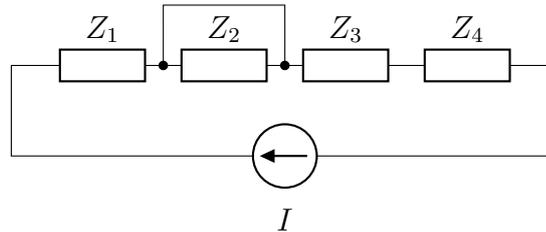
Figura 4.17 – Representação em circuito de quatro impedâncias em série com corrente imposta.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Neste caso, a corrente é definida pela fonte, e a tensão nos componentes é dada de acordo com suas impedâncias. Portanto, no caso do curto-circuito da impedância  $Z_2$ , o circuito equivalente é apresentado na figura 4.18.

Figura 4.18 – Representação em circuito de quatro impedâncias em série com corrente imposta, uma das impedâncias em curto-circuito.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como a corrente é definida pela fonte, esta se mantém com o mesmo valor pré-falta. Porém, a tensão total fornecida pela fonte será dada por (4.6).

$$V_{ex} = (Z_1 + Z_3 + Z_4)I = 3ZI \quad (4.6)$$

Assim, para uma falta de retirada de espiras do estator, pode-se modelar a corrente que percorre a bobina na ocorrência da falta por (4.7), em que  $N_{ret,k}$  é o número de espiras retiradas da bobina em questão, e  $\beta_s$  é um fator de ganho de corrente aplicado a todas as espiras em série. Caso se assume que a corrente é imposta (ou seja, a corrente é fixa), tem-se que  $\beta_s = 1$ . Caso a tensão imposta nos terminais da bobina for constante, tem-se que  $\beta_s$  é definido por (4.8), em que  $N_b$  é o número total de grupos de bobina por fase e  $N_L$  o número de caminhos em paralelo.  $N_{ret}$  é o número das espiras retiradas que pertencem ao ramo de bobinas em série.

$$F_{den,k}(t) = \beta_s \cdot (N_{esp} - N_{ret,k})I_k(t) \quad (4.7)$$

$$\beta_s = \frac{qN_bN_{esp}}{qN_bN_{esp} - N_{cam}N_LN_{ret}} = \frac{N_r}{N_r - N_{cam}N_LN_{ret}} \quad (4.8)$$

Assim, por exemplo, se em uma máquina trifásica de 4 polos com seus enrolamentos em série for colocada uma falta na fase a, curto-circuitando 6 bobinas do polo 1 e 3 bobinas do polo 2, teria-se  $N_{ret,1} = 6$ ,  $N_{ret,2} = 3$  e  $N_{ret} = 9$  relacionadas a fase a.

#### 4.2.2 Polo do rotor

Considerando a função que representa a permeância (ou densidade de permeância, caso esteja-se tratando da indução magnética, e não de fluxo) do rotor, cada semiciclo da forma de onda é relativo a cada um dos polos do rotor. Assim, se ocorrer algum problema que reduza a permeância de um dado polo (como uma degradação do material), pode-se modelar o defeito com a diminuição da amplitude deste polo.

#### 4.2.3 Dente do estator

Considera-se que uma falta em dentes do estator modifica um ou mais dentes que compõe o estator, modelada por uma alteração da permeabilidade do dente (ou dos dentes). Uma maneira de implementar este tipo de falta pode ser alterando a amplitude do semiciclo da função de permeância do estator  $P_s$  relativo ao dente (ou aos dentes com defeito).

#### 4.2.4 Retirada de espiras de polo do rotor

Na simulação de uma falta de retirada de espiras de polo do rotor, i.e., quando algumas espiras de um determinado polo do rotor são desconectadas da bobina, passando a não mais produzir a força magnetomotriz anterior à falta, pode-se diminuir a FMM gerada pelo polo do rotor afetado.

### 4.3 PEQUENAS ASSIMETRIAS DA MÁQUINA

As máquinas síncronas reais possuem pequenas imperfeições, não homogeneidades, assimetrias, relativas a seu processo de construção e/ou aos materiais empregados [3]. Essas assimetrias dão origem a diversas harmônicas no campo magnético da máquina, as quais podem então ser utilizadas em processos de monitoramento para a detecção de faltas incipientes. No capítulo 5 são apresentados algumas formas de onda relativas a essas assimetrias.

Assim, essas assimetrias devem estar presentes na modelagem implementada para simulação, pois um dos objetivos do programa desenvolvido neste trabalho é a sua utilização para obtenção de resultados para testes de algoritmos de detecção das faltas incipientes, e até mesmo para a definição de padrões característicos dos tipos de falta.

As assimetrias são geradas relacionando-as a algumas das faltas já tratadas anteriormente neste capítulo, mas com amplitudes relativamente reduzidas, ou quando a simulação for para uma máquina considerada saudável. Assim, dados alguns parâmetros usados nas funções de descrição das funções temporais da máquina, inserem-se pequenas variações aleatórias de maneira a gerar as assimetrias em níveis adequados.

#### 4.4 GERAÇÃO DE RUÍDO

A inserção de ruídos com uma determinada densidade espectral de potência, também conhecido como ruído colorido, é muito utilizada em processos de simulação para aproximá-la resultados típicos de processos de medição. O nome “ruído colorido” vem da relação que cores distintas possuem frequências distintas (ou então são composições de outras cores) no espectro visível [9]. Cores avermelhadas têm frequência menor, cores azuladas têm frequência maior e a cor branca é a presença de todas as cores, ou frequências do espectro. De maneira similar, definem-se as cores de ruído. O ruído vermelho (ou rosa, dependendo do autor) possui maior energia em frequências baixas, ruído azul (ou roxo) possui maior energia em frequências maiores, e ruído branco possui energia distribuída igualmente em todas as faixas de frequência.

Como a distribuição temporal de um sinal de ruído é difícil de caracterizar devido à sua natureza aleatória, a caracterização do ruído pode ser feita mais facilmente no domínio da frequência. Para isso, utiliza-se da autocorrelação do sinal para o estudo de seu espectro, o que é possível devido ao teorema de Wiener–Khinchin [9]. Este teorema diz que se pode obter a densidade espectral de potência de um sinal aleatório estacionário (ou seja, de um sinal cuja característica probabilística não altera com o tempo) realizando a transformada de Fourier de sua autocorrelação. Assim, o espectro  $S(f)$  do sinal é dado por (4.9), em que  $R(\tau)$  representa a autocorrelação do sinal com atraso  $\tau$ .

$$S(f) = \mathcal{F}\{R(\tau)\} \quad (4.9)$$

Dessa maneira, para um sinal  $w(t) = z(t)$ , em que  $z(t)$  é uma variável aleatória de média nula e variância  $\sigma_z^2$ , e sua autocorrelação é dada por  $R_w(\tau)$ , apresentada em (4.10).

$$R_w(\tau) = E(w(t) \cdot w(t + \tau)) = \int_{-\infty}^{+\infty} w(t) \cdot w(t + \tau) dt \quad (4.10)$$

Como para  $\tau \neq 0$ , tem-se que  $z(t)$  e  $z(t + \tau)$  são independentes e centrados em zero. Assim, obtém-se (4.11) [9]. Para o caso de  $\tau = 0$ , tem-se (4.12).

$$R_w(\tau \neq 0) = 0 \quad (4.11)$$

$$R_w(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} w(t)^2 dt \rightarrow \infty \quad (4.12)$$

Pela definição da variância, pode-se reescrever  $R_w(0)$  por (4.13).

$$R_w(0) = E(w(t)^2) = \lim_{n \rightarrow \infty} n \cdot E\left(\frac{w(t)^2}{n}\right) \equiv \lim_{n \rightarrow \infty} n \cdot \text{var}(w) \quad (4.13)$$

Então, tem-se que  $R_w(\tau) = q^2 \delta(\tau)$ , em que  $q^2 = \sigma_z^2 > 0$  é uma constante de proporcionalidade, em que  $\delta$  é a função delta de Dirac. Com isso, pelo teorema de Wiener–Khinchin, tem-se que a densidade espectral de  $w$ ,  $S_w$ , é dada por (4.14).

$$S_w(f) = \mathcal{F}\{R_w(\tau)\} = \mathcal{F}\{q^2 \delta(\tau)\} = q^2 \quad (4.14)$$

Assim,  $w$  descreve o tipo de ruído conhecido por ruído branco, o qual possui sua densidade espectral constante. Pela relação entre densidade espectral de potência e a magnitude do espectro de frequência,  $S_w(f) = |W(f)|^2$ , tem-se a magnitude esperada do espectro de frequência de  $w$  dada por (4.15).

$$|W(f)| = q = \sigma_z \quad (4.15)$$

Com este resultado, e utilizando as propriedades da transformada de Fourier, pode-se obter, a partir de  $w$ , outras funções temporais referentes a ruídos com diversos espectros. Isso pode ser obtido filtrando  $w$  por algum filtro linear que resulte no espectro desejado. Desta maneira gera-se ruído colorido nas simulações com o programa desenvolvido.

#### 4.4.1 Natureza ruidosa da frequência da rede elétrica

Os sistemas de geração e de distribuição de energia elétrica geralmente operam em corrente alternada, cujo valor da frequência nominal é 50 Hz ou 60 Hz, dependendo do local. Devido a vários fatores, tais como a variação da oferta e da demanda de potência do sistema elétrico, às oscilações eletromecânicas do sistema elétrico, conexão de cargas assim por diante, tem-se que a frequência da rede elétrica não é constante, mas levemente variável ao longo do tempo em torno de seu valor nominal.

Devido à variação da frequência, as concessionárias geradoras de energia devem regular a sua geração de maneira a manter a frequência do sistema dentro dos limites estabelecidos pelo órgão regulador do local. No Brasil as normas reguladoras do sistema de energia são mantidas pela ANEEL. O documento *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST* [10] apresenta os limites que a frequência do sistema pode assumir em dada condição. Conforme este documento, a frequência da rede deve se manter com variação máxima de 0,1 Hz, em condições normais,

e de 0,5 Hz por menos de 30 s. Em caso de distúrbios, a frequência da rede não pode ultrapassar 62 Hz por mais de 30 s, e 63,5 Hz por mais de 10 s, e não pode permanecer abaixo de 58,5 Hz, por mais de 10 s, e 57,5 Hz, por mais de 5 s. Entretanto, em nenhuma condição a frequência da rede pode estar fora da faixa de 56,5 Hz a 66 Hz. O quadro 1 apresenta esses limites de maneira compacta.

Quadro 1 – Limites da frequência da rede elétrica permitidos pela ANEEL. \*Em caso de distúrbio no sistema.

Tempo permitido (s)	$f_{min}$ (Hz)	$f_{max}$ (Hz)
Ilimitado	59,9	60,1
30	59,5	60,5
30*	-	62
10*	58,5	63,5
5*	57,5	-
0	56,5	66

Fonte: Adaptado de [10].

Como a variação da frequência é dada pela potência injetada e retirada do sistema, que é, de certa maneira, imprevisível, pode-se modelar a variação da frequência da rede como uma variável aleatória. Para modelar a variação da frequência instantânea, é conveniente usar o conceito de fase instantânea do sinal,  $\theta(t)$ , que pode substituir o termo  $2\pi ft$  na geração das formas de onda. A definição da fase instantânea do sinal  $\theta(t)$  é dada por (4.16).

$$\theta(t) = 2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau \quad (4.16)$$

Quando não há variação de frequência,  $\theta(t) = 2\pi ft$ . Entretanto a definição (4.16) permite a generalização e análise de sinais com frequências e fases variáveis. Este conceito e definição são idênticos à modulação em frequência (ou modulação de fase) utilizada em comunicação sem fio, conhecida como modulação FM [9].

A modulação FM é um formato comumente utilizado para transmissões de rádio, já que possui algumas vantagens no controle da relação sinal-ruído recebido no receptor após sua demodulação. Matematicamente, a modulação FM é produzida a partir de um sinal modulante e um sinal portador.

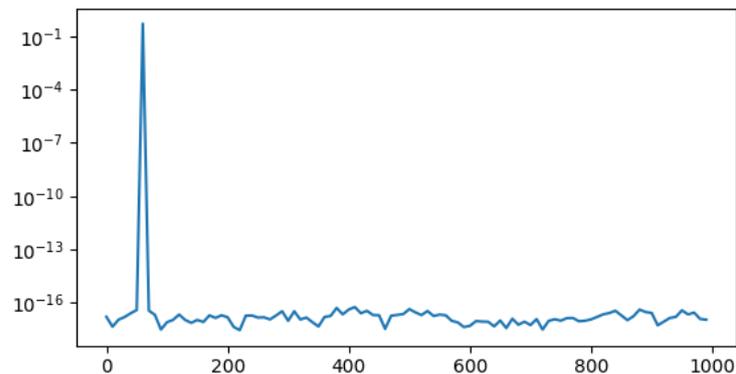
Um candidato para simular o ruído em frequência é o movimento browniano, que explica o movimento aleatório de partículas movimentando-se em um meio, equacionado primeiramente por [11]. Esse tipo de sinal aleatório possui a característica de ser contínuo, característica que a frequência da rede possui, devido à inércia existente no giro do rotor das máquinas, além da inércia do sistema elétrico. O movimento browniano pode ser descrito por (4.17). Nesta equação,  $r_b$  representa o ruído browniano e  $w$  representa o ruído branco, cuja formulação foi descrita acima.

$$r_b(t) = \int_0^t w(\tau) d\tau \quad (4.17)$$

A variância da variável aleatória resultante do modelo do ruído é  $\sigma_{r_b} = \sigma_z^2 \cdot t$ , que é proporcional ao tempo decorrido [9], i.e., com a passagem do tempo, o sinal de frequência modelado com este tipo de ruído pode atingir valores bem distantes do seu valor inicial. Isto indica que deve haver uma interferência externa para fazer com que a frequência volte para o seu valor nominal (caso contrário, devido aos altos valores de variância atingidos depois de certo tempo, a frequência ultrapassaria os valores permitidos por norma). Portanto, esse modelo pode representar as mudanças do sistema elétrico, e não as interferências que as concessionárias geradoras fazem (utilizando sistemas de controle em malha fechada) para ajustar e manter a frequência para o seu devido valor.

A variação de frequência causa alterações no espectro de frequência da forma de onda. As figuras 4.19 e 4.20 apresentam a FFT de um sinal cossenoidal de 60 Hz realizada em 6 períodos completos do sinal (equivalente a um intervalo de 0,1 s). A figura 4.19 apresenta o caso em que a frequência é fixa durante o período de 0,1 s. A figura 4.20 apresenta o caso com variação de frequência conforme (4.17), em que o desvio padrão de  $w$  é  $\sigma_z = 2 \cdot 10^{-3}$  Hz.

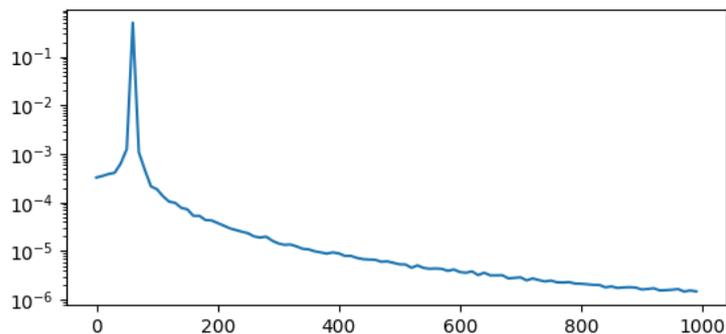
Figura 4.19 – FFT de um sinal com frequência constante em 60 Hz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como se pode observar na figura 4.19, a FFT do sinal apresenta um pico em 60 Hz, que representa a sua frequência fundamental. Também é possível observar que o resto do sinal possui valores próximos à  $10^{-16}$ , mas esse valor é devido à limitação numérica do ponto flutuante utilizado pelo programa de simulação.

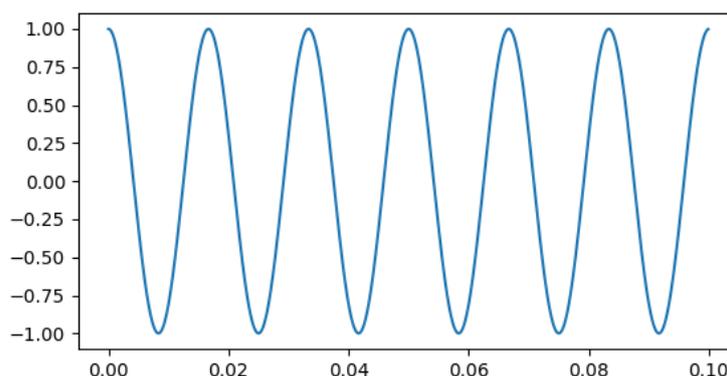
Figura 4.20 – FFT de um sinal com frequência variável ao redor de 60 Hz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na figura 4.20, observa-se a ocorrência do pico em 60 Hz. Entretanto, as amplitudes das componentes ao redor de 60 Hz estão presentes, com sua amplitude decaindo conforme a frequência se distancia de 60 Hz. Isto é, tem-se que todo o espectro apresentado possui amplitudes superiores a  $10^{-6}$ , dependendo da distância em relação a 60 Hz. Esse decaimento é causado pela variação da frequência de comportamento aleatório. A figura 4.21 mostra o sinal com frequência variável, cuja FFT gerou a figura 4.20. O sinal gerado com essa variação de frequência não aparenta visualmente ter deformidades, sendo muito semelhante a um sinal sem variações de frequência.

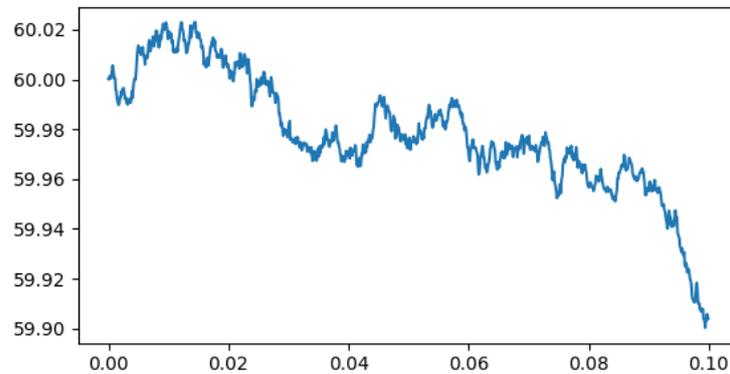
Figura 4.21 – Sinal com frequência variável ao redor de 60 Hz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 4.22 apresenta o comportamento do valor da frequência que se aplicou ao sinal apresentado na figura 4.21. Nota-se, conforme o quadro 1, que o valor da frequência nesse período não ultrapassou os limites da regulação da ANEEL, atingindo o valor de 59,9 Hz apenas no final do período. Caso permanecesse abaixo desse valor, alguma ação deveria ser tomada.

Figura 4.22 – Variação de frequência de forma aleatória ao redor de 60 Hz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.4.2 Ruído de fundo

O ruído de fundo, o qual geralmente é atribuído ao ruído térmico quando se trata da utilização de componentes eletrônicos, tem sua potência  $S_x$  distribuída conforme (4.18) [9], em que,  $h$  é a constante de Planck, ( $h = 6.626 \cdot 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s}$ ),  $k$  a constante de Boltzmann, ( $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ ) e  $T$  a temperatura absoluta, dada em Kelvin. Conforme esta equação, tem-se que para  $f \ll kT/h \approx 6 \text{ THz}$  a densidade espectral de potência é aproximadamente constante, valendo  $S_x(f) \approx kT/2 \approx 2 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz}$ . O ruído de fundo no contexto da aplicação deste trabalho também pode provir de outras fontes, principalmente com a interferência de campos eletromagnéticos típicos dos ambientes industriais no processo de medição de campos magnéticos dispersos, e que não são levados em conta nesta modelagem. Como geralmente equipamentos estão conectados na rede elétrica, cuja frequência no Brasil é de 60 Hz, o ruído de fundo geralmente contém picos próximos a este valor com a inclusão de suas harmônicas.

$$S_x(f) = \frac{h|f|}{2(e^{\frac{h|f|}{kT}} - 1)} \quad (4.18)$$

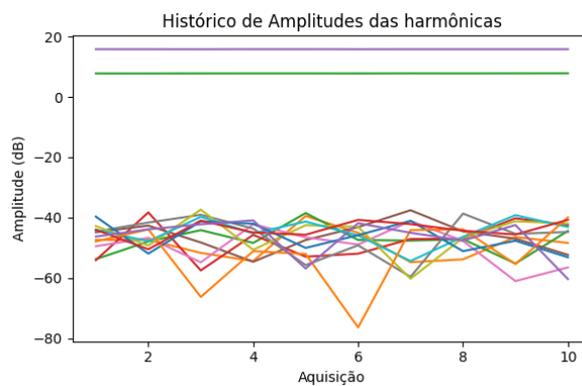
No contexto deste trabalho, trabalha-se com frequências muito menores que a faixa de THz, que corresponde à banda infravermelha. Pode-se então considerar que o ruído térmico é um ruído branco, distribuído de forma normal (gaussiana) com densidade espectral de potência na faixa de zW/Hz ( $10^{-21} \text{ W/Hz}$ ).

#### 4.5 GERAÇÃO DE HISTÓRICO DE AMPLITUDE DAS HARMÔNICAS

A análise do espectro harmônico de uma função temporal apresenta várias informações quando se analisa o comportamento das diversas componentes do sinal. Entretanto, duas análises (uma de referência e outra subsequente para comparação) apenas, com

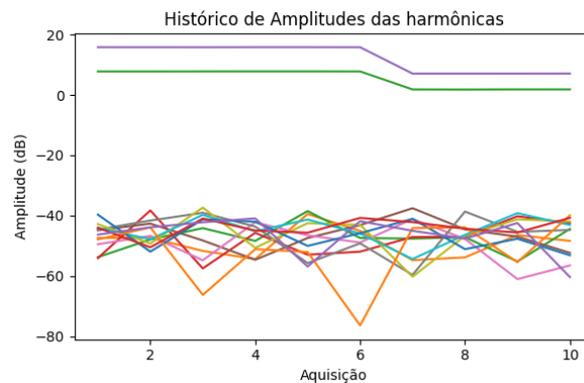
duas amostragens da forma de onda pode não ser o suficiente para se concluir sobre uma alteração efetiva da fonte geradora do sinal. Para isso, pode-se realizar o cálculo do espectro de frequências para diversas janelas de tempo subsequentes, e então obter a evolução das amplitudes das componentes harmônicas. Neste caso de análise de formas de onda de máquinas síncronas, o espectro de interesse é formado pela fundamental de giro mecânico  $f_{mec}$  e suas harmônicas. Aplicando-se então os métodos apresentados repetidas vezes, para instantes de tempo subsequentes, pode-se então obter o histórico de amplitude das harmônicas. As figuras 4.23, 4.24 e 4.25 apresentam alguns históricos de amplitude obtidos via simulação para um gerador de oito polos alimentado em 60 Hz. O histórico da figura 4.23 é para uma máquina sem alterações no seu comportamento, mas com a adição de ruído de fundo. O histórico da figura 4.24 foi obtido com a simulação na ocorrência de uma falta de retirada de espiras do estator no instante da sexta aquisição de sinal. O histórico da figura 4.25 apresenta o mesmo caso simulado de inclusão de uma falta, mas agora sem a adição de ruído. A amplitude dos históricos é apresentada em escala de dB relativos à 1 p.u.

Figura 4.23 – Histórico das amplitudes das primeiras 15 harmônicas sem falta e com ruído de fundo.



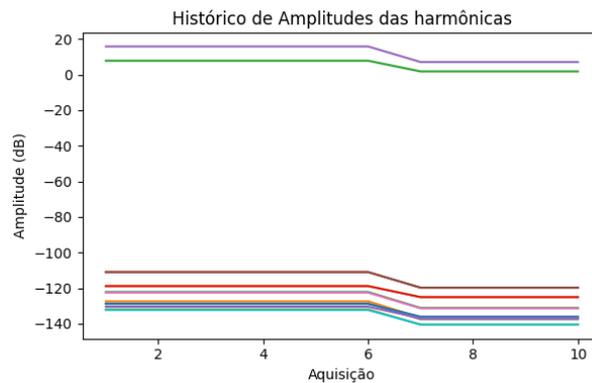
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.24 – Histórico das amplitudes das primeiras 15 harmônicas com retirada de espiras na sexta aquisição e com ruído de fundo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 4.25 – Histórico das amplitudes das primeiras 15 harmônicas com retirada de espiras na sexta aquisição e sem ruído de fundo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.6 OUTRAS FUNCIONALIDADES DO PROGRAMA DESENVOLVIDO

No desenvolvimento do programa, foi necessária a inclusão de outras funcionalidades para a sua melhor utilização. Uma dessas funcionalidades foi a representação do esquema de bobinagem do estator a partir dos seus parâmetros definidos pelo usuário. Essa representação pode ser utilizada para conferir o esquema de bobinagem inserido no programa e também para mais facilmente relacionar as ranhuras e dentes do estator com suas bobinas.

Outra funcionalidade do programa é a possibilidade de utilizar uma função transferência para representar um sensor utilizado para obter o sinal. Essa funcionalidade pode ser utilizada para comparar os resultados obtidos por simulação e com resultados obtidos em um ensaio, e então ter um melhor conhecimento do comportamento das amplitudes das harmônicas a serem analisadas.

Uma funcionalidade de grande utilidade é o salvamento dos dados (e possibilidade de carregar dados antigos) que produzem a simulação, de forma a permitir a reprodutividade dos resultados. Também foi implementado o salvamento do histórico obtido pela simulação, assim como uma barra de progresso e uma estimativa de conclusão da simulação.

#### 4.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo apresentou-se a base do programa de simulação desenvolvido, incluindo como são geradas as formas de onda das grandezas eletromagnéticas e as não idealidades, tais como ruídos eletromagnéticos e variação da frequência fundamental em torno de seu valor, que sempre estão presentes em ensaios ou medições em máquinas reais. Apresentou-se também maneiras de simular faltas que ocorrem na máquina síncrona no programa de simulação numérico. O resultado importante do programa é a obtenção de históricos da evolução das amplitudes da fundamental e suas harmônicas das formas de onda estudadas.

No capítulo seguinte serão realizadas análises das alterações causadas nas formas de onda e nos espectros harmônicos das grandezas eletromagnéticas obtidas via simulações de uma máquina.

## 5 ANÁLISE DE MÁQUINAS SÍNCRONAS COM DEFEITOS ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO

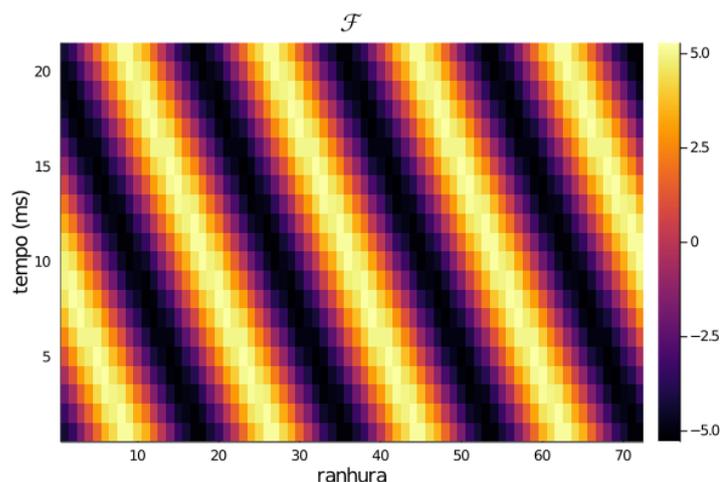
Nos capítulos anteriores, abordou-se sumariamente alguns parâmetros construtivos de interesse de geradores síncronos, e como utilizá-los para obter formas de onda de forças magnetomotrizes, de permeâncias e de fluxos magnéticos, empregando processos de modulação. Foi também tratado como modelar algumas alterações nessas grandezas devido à ocorrência de faltas na máquina. Neste capítulo são apresentados alguns resultados de obtenção de formas de ondas, principalmente com a inclusão de defeitos, assim como de espectros harmônicos da indução, empregando o programa numérico desenvolvido.

As simulações realizadas são para um gerador síncrono de 8 polos e 72 ranhuras, operando em 60 Hz. O esquema de bobinagem do estator é de camada dupla, com passo de bobina de 7 ranhuras, e cada bobina possui 6 espiras. As unidades utilizadas nos gráficos apresentados são em p.u. para as grandezas do rotor (FMM do rotor, permeância do rotor e fluxo do rotor). Para a permeância do estator considerou-se seu valor médio de 1 p.u. e sua ondulação de 0,05 p.u.. As unidades da FMM do estator são referentes à uma corrente com amplitude 1 p.u., de forma que a FMM gerada por uma bobina tenha amplitude 6 p.u., devido ao número de espiras utilizado.

### 5.1 ALTERAÇÕES NA FMM DEVIDO A DEFEITOS

A figura 5.1 apresenta o comportamento da força magnetomotriz produzida pelo enrolamento do estator de uma máquina com os parâmetros mencionados no início deste capítulo. Nesse gráfico de calor, o eixo das abscissas corresponde à numeração das ranhuras (eixo horizontal) e o eixo das ordenadas ao tempo (eixo vertical). A cor em cada parcela discreta está relacionada à amplitude da FMM, cuja escala é apresentada à direita da imagem.

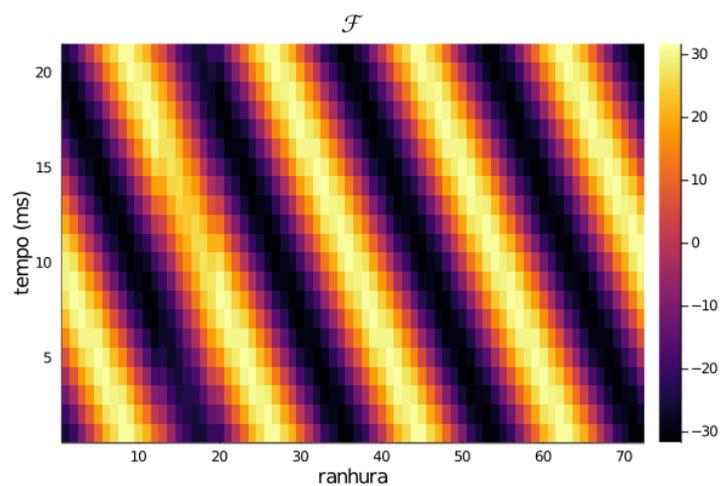
Figura 5.1 – Gráfico de calor representando a FMM em função dos dentes e do tempo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

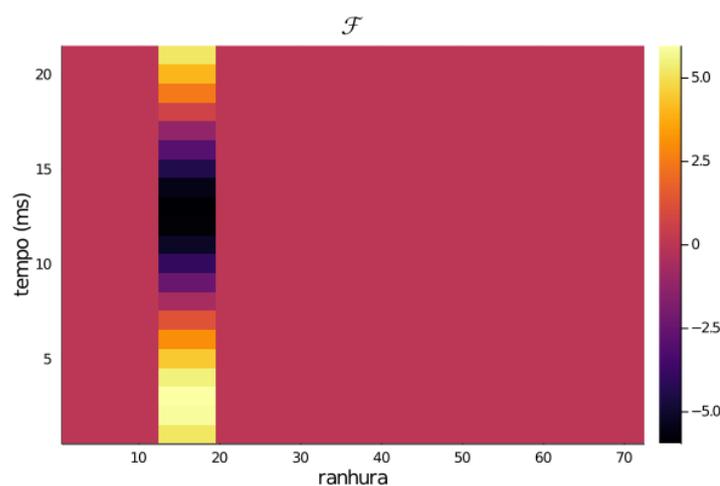
Para o caso em que a amplitude da corrente é constante e imposta pela fonte, o comportamento da FMM para o caso de uma falta da retirada de 6 das 6 espiras da bobina nas ranhuras 13 e 20 (equivalente a remoção da bobina por completo) é apresentado pela figura 5.2. É difícil uma análise visual do gráfico com falta, mesmo que seja feita uma comparação visual com o caso sadio. Então, fazendo numericamente a diferença entre o comportamento da FMM para o caso com falta (figura 5.2) e sem falta (figura 5.1), obtém-se o gráfico apresentado na figura 5.3. Percebe-se visualmente no resultado da figura 5.3 que somente há diferenças entre as FMMs dos dois casos nos dentes que são envolvidos pela bobina retirada. Isso ocorre porque as correntes das outras bobinas não são alteradas devido à corrente fornecida ser imposta pela fonte.

Figura 5.2 – Gráfico de calor representando a FMM em função dos dentes e do tempo para o caso de falta na bobina que se situa nas ranhuras 13 e 20.



Fonte: Elaborada pelo autor.

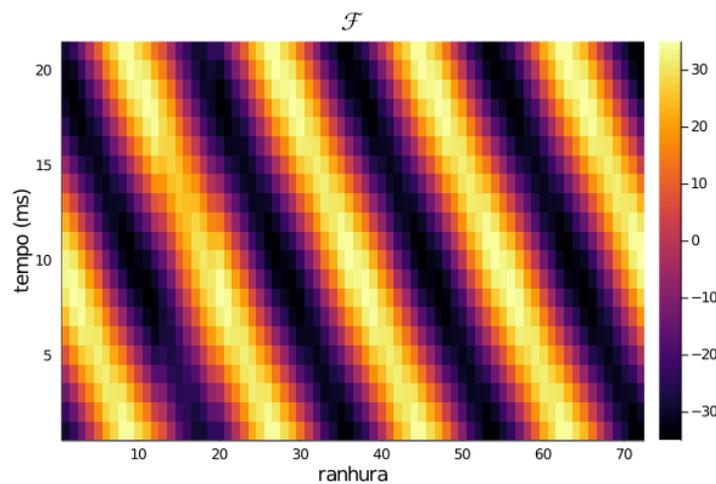
Figura 5.3 – Gráfico de calor representando a diferença na FMM em função dos dentes e do tempo para o caso de falta na bobina que se situa nas ranhuras 13 e 20 e o caso sadio.



Fonte: Elaborada pelo autor.

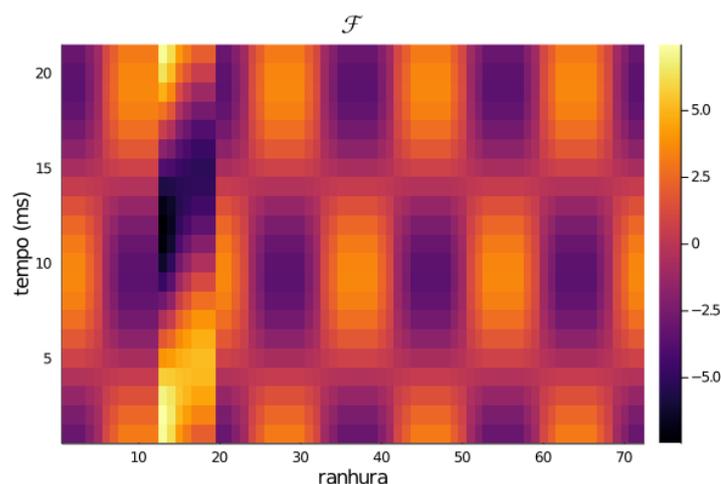
Para o caso em que a amplitude da tensão é constante e imposta pela fonte, e a corrente é dada pela razão entre a tensão e impedância, o comportamento da FMM de falta é apresentado pela figura 5.4, e a diferença de comportamento entre as FMMs para o caso com falta (figura 5.4) e sem falta (figura 5.1) é apresentado na figura 5.5.

Figura 5.4 – Gráfico de calor representando a FMM em função dos dentes e do tempo para o caso de falta na bobina que se situa nas ranhuras 13 e 20.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.5 – Gráfico de calor representando a diferença na FMM em função dos dentes e do tempo para o caso de falta na bobina que se situa nas ranhuras 13 e 20 e o caso sadio.



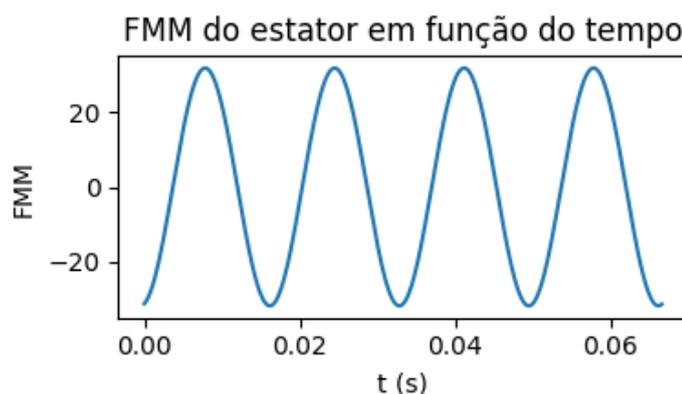
Fonte: Elaborada pelo autor.

Nota-se que, comparando os comportamentos apresentados na figura 5.5 com o da figura 5.3, diferentemente de quando a corrente era imposta pela fonte com amplitude constante, o comportamento da FMM possui alterações em todos os dentes. Pois, devido à retirada de uma das bobinas, a impedância total se alterou e, portanto, a corrente que percorre as bobinas aumentou. Percebe-se no gráfico da figura 5.5 que as alterações

na FMM possuem comportamento estacionário, e não girante, já que não aparecem os padrões diagonais. Isso ocorre porque apenas uma das fases foi alterada pela falta, não sendo por si suficiente para produzir um campo girante.

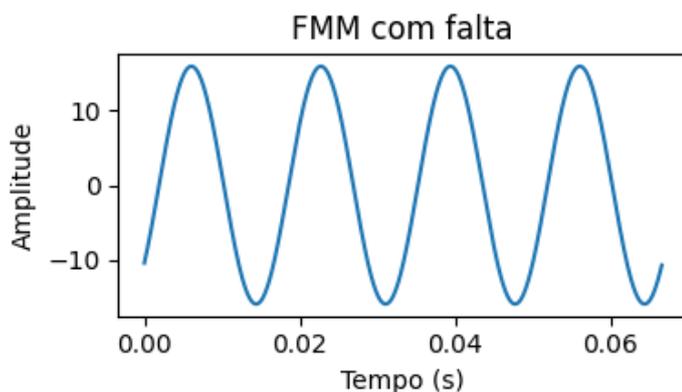
Como mostrado anteriormente, o programa possibilita a observação do comportamento da FMM em um determinado dente, que pode ser um envolvido pela bobina afetada pela falta. A figura 5.6 apresenta a forma de onda da FMM no primeiro dente da região de uma falta, mas para a máquina sadia. A figura 5.7 apresenta a forma de onda no mesmo dente, só que para a máquina com a falta de retirada de 4 das 7 bobinas (são retiradas todas as 6 espiras de 4 bobinas) que envolvem o dente analisado. Nota-se a diminuição de amplitude (para cerca de metade do valor inicial) e a leve mudança de fase em relação ao caso sadio. Enfatizando, comparando as figuras 5.6 e 5.7, a ocorrência da falta resulta em uma redução da FMM e uma mudança de fase. Porém, o formato da forma de onda continua sinusoidal no tempo.

Figura 5.6 – FMM no primeiro dente para máquina sadia em função do tempo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.7 – FMM no primeiro dente para falta de retirada de todas as espiras de 4 bobinas em função do tempo.

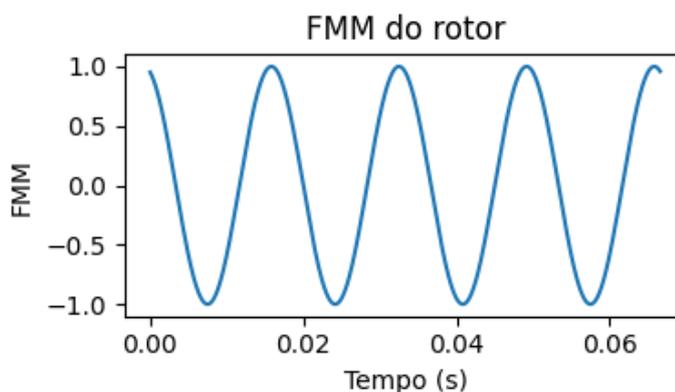


Fonte: Elaborada pelo autor.

A outra força magnetomotriz presente no modelo no programa de simulação é a FMM gerada pelo rotor, que também está sujeita a faltas, tais como a retirada (perda) de espiras efetivas de polos do rotor. As figuras 5.8 e 5.9 apresentam formas de onda da FMM produzida pelo rotor para a condição da máquina sadia e na condição da retirada de 20% das espiras do terceiro polo do rotor, respectivamente. Para fins de simplicidade, considerou-se que a FMM produzida pelos polos do rotor possui formato sinusoidal.

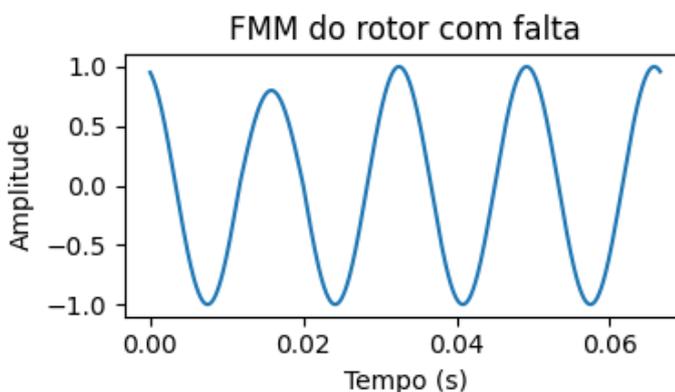
Comparando-se as formas de onda das figuras 5.8 e 5.9, nota-se a diminuição da amplitude do segundo pico positivo da FMM do rotor no caso de falta devido à redução do número de espiras. A redução da amplitude é proporcional à redução do número de espiras, que neste caso, resulta em uma amplitude 20% menor que a original.

Figura 5.8 – FMM do rotor para a condição sadia.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.9 – FMM do rotor para a condição da redução de 20% das espiras do terceiro polo do rotor.



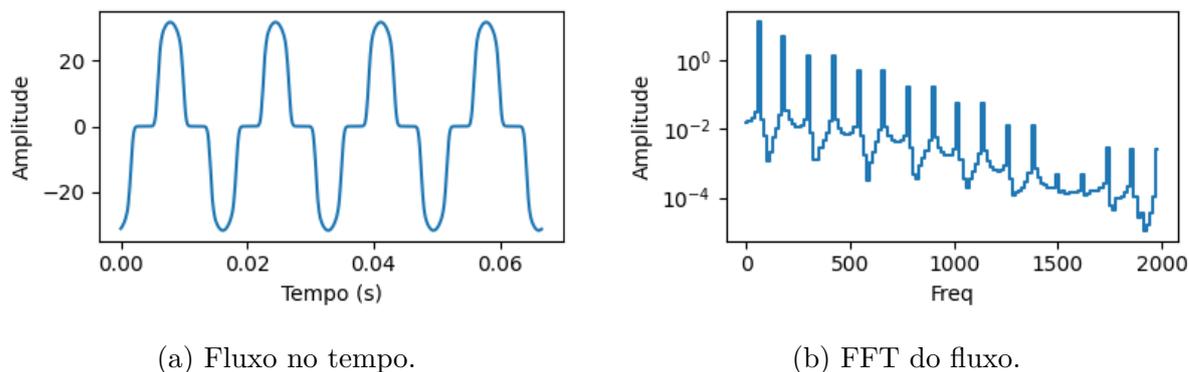
Fonte: Elaborada pelo autor.

## 5.2 ALTERAÇÕES NA FORMA DE ONDA DA INDUÇÃO E EM SEU ESPECTRO HARMÔNICO

As alterações devidas às faltas que ocorrem na forma de onda da indução (ou do fluxo) são resultantes de alterações que ocorrem na força magnetomotriz e/ou na densidade de permeância (ou permeância). As alterações que modificam a forma de onda da indução no tempo também alteram os espectros de frequência da indução. As formas de onda do fluxo do estator e do rotor em um determinado dente, resultados de um caso simulado da máquina sem defeitos, considerando ainda uma máquina ideal sem assimetrias, são apresentadas nas figuras 5.10 e 5.11, respectivamente. Do lado direito das figuras são apresentadas as respectivas FFTs. Os espectros harmônicos apresentados se referem apenas à amplitude da harmônica, e neste caso simulado só ocorrem a fundamental elétrica e suas harmônicas ímpares (múltiplas da  $f_{el} = 60$  Hz). Elas também são harmônicas da fundamental de giro mecânico, pois são múltiplas da  $f_{mec} = 15$  Hz. Porém, devido à natureza da questão, a fundamental mecânica e suas harmônicas não estão presentes.

Na figura 5.10a, onde se apresenta a forma de onda do fluxo em função do tempo, obtido para um ângulo de carga de  $10^\circ$ . Nota-se que todos os polos são simétricos (o que pode ser observado pela simetria entre os semiciclos). Devido à função utilizada para a permeância, tendo como referência um ponto fixo do entreferro, o valor máximo do fluxo do estator será também influenciado quando um dos polos do rotor passa por ele, devido à variação de relutância do rotor girando. No espectro harmônico relativo à essa forma de onda, apresentado na figura 5.10b, nota-se a presença das harmônicas elétricas ímpares. Convém chamar a atenção se caso o rotor fosse idealmente cilíndrico com material ferromagnético linear e isotrópico, sem ranhuras, em um ponto fixo no entreferro a forma de onda da FMM seria sinusoidal para uma corrente sinusoidal, como comentado na seção 3.2.4. Embora a FMM espacialmente tenha a presença de harmônicas ímpares, em um ponto fixo, a sua forma de onda é apenas função da forma de onda da corrente. Assim, a principal parte do conteúdo harmônico da forma de onda do fluxo do estator provém da função que representa a permeância. Isto é, o formato utilizado para representar a permeância do rotor, que por sua vez possui harmônicas ímpares por não ser apenas uma forma de onda sinusoidal, também contribui para a presença das demais harmônicas ímpares elétricas no fluxo do entreferro. Entretanto, há um processo de modulação que influencia as amplitudes da fundamental elétrica e sua terceira harmônica. Este fato é devido a modulação que ocorre entre a FMM produzida pelo estator (de frequência elétrica  $f_{el}$ ) e a variação da permeância do rotor ocasionada pelo giro mecânico, cuja frequência fundamental é  $2f_{el}$  (em um semiciclo elétrico, a parte alternante da permeância do rotor completa um ciclo: alternância de entreferros maior e menor). Isto faz resultar em uma forma de onda do fluxo obtido em um ponto fixo do entreferro com contribuições das frequências laterais à portadora com frequência central  $2f_{el}$ , as frequências  $2f_{el} - f_{el} = f_{el}$  e  $2f_{el} + f_{el} = 3f_{el}$ , se for levado em conta apenas a fundamental elétrica.

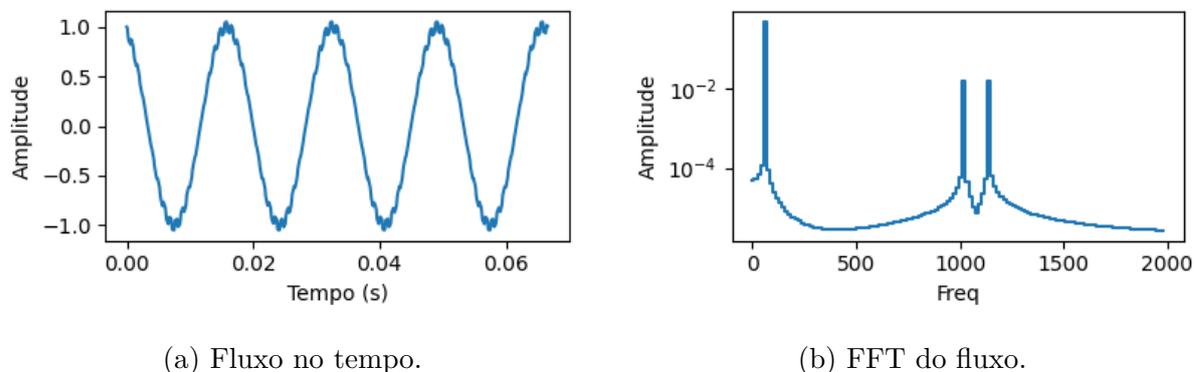
Figura 5.10 – Fluxo do estator para a máquina sadia.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.11a apresenta a forma de onda do fluxo produzido pelo rotor. Como a FMM do rotor foi considerada idealmente com formato sinusoidal, resulta uma forma de onda praticamente sinusoidal com ondulação causada pelas ranhuras do estator. Esse formato reflete suas características no espectro harmônico apresentado na figura 5.11b, em que se observa a frequência fundamental elétrica e as harmônicas ao redor da frequência de ranhura, como previsto pelo processo de modulação.

Figura 5.11 – Fluxo do rotor para a máquina sadia.



Fonte: Elaborada pelo autor.

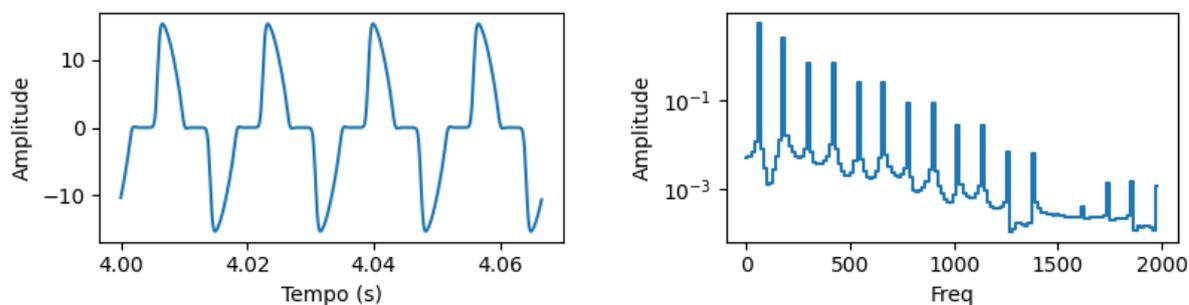
As formas de onda apresentadas e seus espectros são modificados pelas alterações que ocorrem na máquina devido à ocorrência de uma falta. A seguir são apresentadas formas de ondas e os seus respectivos espectros referentes aos casos com alteações nas formas de onda da FMM e nas de permeância.

### 5.2.1 Redução do número de espiras efetivas do estator

Nesta seção, investiga-se por simulação o defeito de redução de espiras efetivas do estator. A figura 5.12 apresenta a forma de onda no tempo e seu espectro harmônico para a remoção de todas as espiras de 4 das 7 bobinas que envolvem um dente na região analisada. Nota-se na forma de onda apresentada pela figura 5.12a uma diminuição da

amplitude do fluxo em relação ao caso sadio da figura 5.10a, assim como da distorção de sua forma de onda. Na simulação, não é levado em conta os efeitos para compensação da carga e potência gerada, i.e. o ângulo de carga da máquina permaneceu constante. Entretanto, o defeito proporciona que haja um defasamento da forma de onda da FMM gerada pelo estator na região afetada pelo defeito, fazendo com que haja uma mudança no alinhamento da amplitude da FMM com a passagem do rotor, resultando então em uma maior distorção na forma de onda do fluxo. Comparando os espectros harmônicos da figura 5.12b com o da figura 5.10b, não aparecem alterações significativas em termos de componentes de frequência, mas sim em suas amplitudes, devido à redução de amplitude do fluxo ocasionada pela falta.

Figura 5.12 – Fluxo do estator para a falta de retirada de todas as espiras de 4 bobinas.



(a) Fluxo no tempo.

(b) FFT do fluxo.

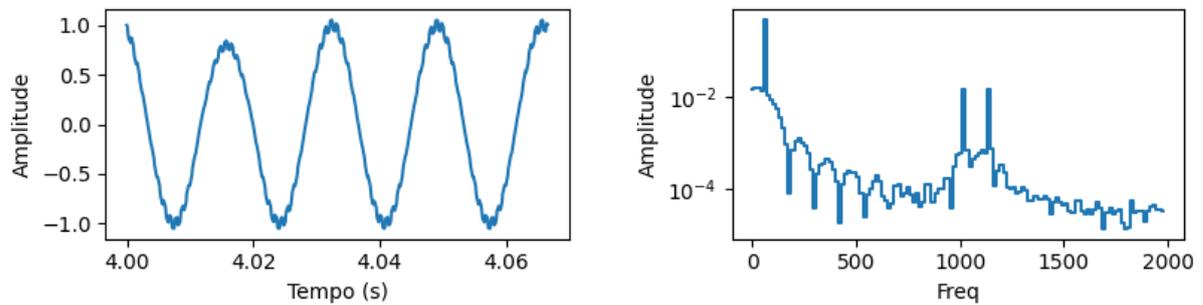
Fonte: Elaborada pelo autor.

### 5.2.2 Redução do número de espiras efetivas do rotor

A figura 5.13 apresenta a forma de onda e o espectro harmônico do fluxo produzido pelo rotor no caso da redução do número de espiras efetivas de um polo (no caso da figura 5.13, o terceiro) em 20%. Como foi considerado um rotor de polos salientes para essas simulações, cada polo do rotor possui apenas uma bobina para gerar a sua FMM. Devido a isto, a redução do número de espiras efetivas de um polo do rotor não provoca um defasamento da FMM em relação ao caso sadio. Não há a redução das amplitudes de toda a forma de onda, mas apenas do semiciclo relativo ao polo com defeito.

No espectro harmônico correspondente a essa forma de onda, apresentado na figura 5.13b, há o aparecimento das harmônicas da fundamental de giro mecânico e suas harmônicas, pares e ímpares, bem como um nível contínuo não nulo. Nota-se também a ausência de harmônicas ímpares elétricas.

Figura 5.13 – Fluxo do rotor para redução em 20% das espiras do terceiro polo do rotor.



(a) Fluxo no tempo.

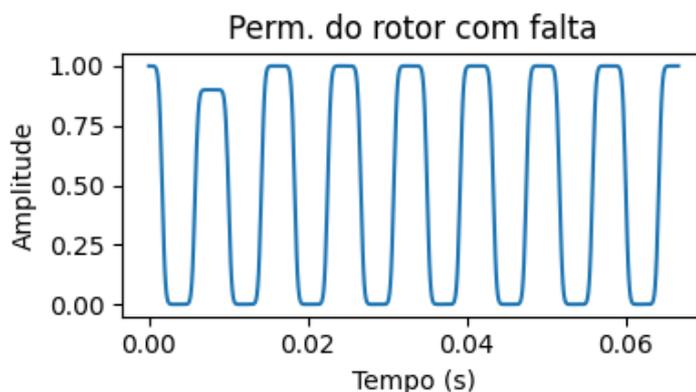
(b) FFT do fluxo.

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 5.2.3 Alteração da permeância de polo do rotor

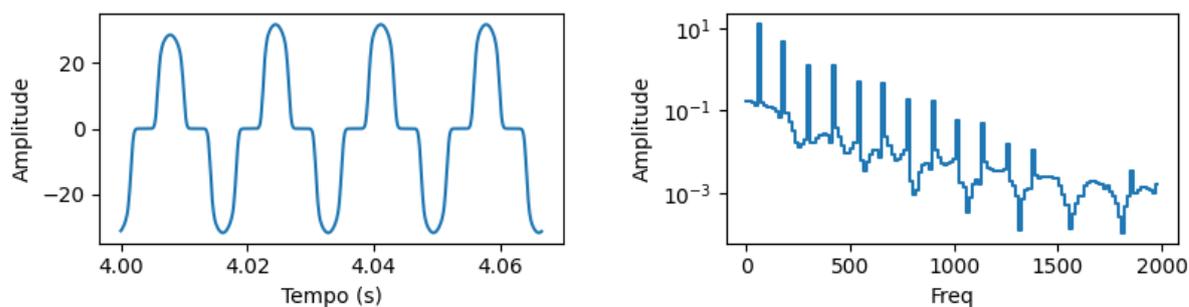
Outra alteração que tem efeitos no fluxo do estator é a alteração da permeância do rotor. Esse tipo de falta foi imposto reduzindo-se a permeância relativa a um polo do rotor em 10% (segundo polo da figura 5.14). O resultado na forma de onda da permeância é apresentado na figura 5.14. Utilizando esta forma de onda para a permeância do rotor e a forma de onda da FMM do estator sem falta, gerou-se a forma de onda do fluxo gerado pelo estator apresentada na figura 5.15. Observa-se na figura 5.15a que o primeiro semiciclo positivo da forma de onda apresenta uma amplitude inferior aos demais. Isto é, devido à redução da permeância no polo do rotor correspondente. No espectro harmônico apresentado na figura 5.15b, tem-se o aparecimento de componentes mecânicas, semelhante como ocorrido na alteração da FMM do rotor na obtenção do fluxo gerado pelo rotor. Entretanto, devido à presença das componentes elétricas ímpares providas da frequência natural da permeância do rotor ( $2f_{el}$ ), as componentes elétricas ímpares ainda estão presentes. Além disso, devido à amplitude das harmônicas elétricas ímpares ser quase 100 vezes maior que as das harmônicas mecânicas na sua vizinhança, não se pode concluir se este tipo de defeito simulado insere ou não harmônicas elétricas ímpares no espectro.

Figura 5.14 – Permeância do rotor para redução da permeância do segundo polo em 10%.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.15 – Fluxo do estator para a redução da permeância do segundo polo em 10%.



(a) Fluxo no tempo.

(b) FFT do fluxo.

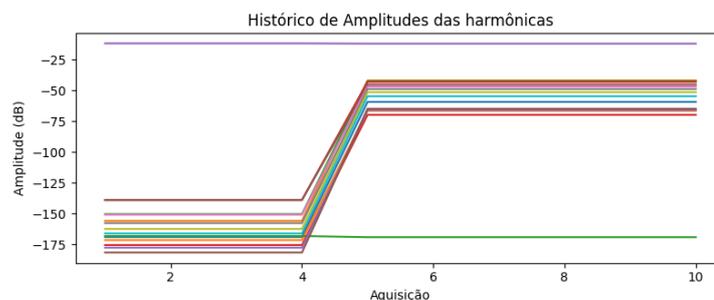
Fonte: Elaborada pelo autor.

### 5.3 FALTAS EM HISTÓRICOS DE AMPLITUDES

A utilização do histórico de amplitudes de harmônicas facilita a análise das alterações que ocorrem na máquina no decorrer do tempo de sua vida útil. Entretanto, devido à presença de ruídos e da variação de frequência, tipicamente presentes em máquinas reais, as amplitudes a serem monitoradas em suas evoluções em histórico nunca permanecem constantes. A presença dessas variações dificulta o processo de detecção de anomalias que ocorrem na máquina. Esta realidade deve ser levada em conta no desenvolvimento de programas de detecção, de análise e diagnóstico no monitoramento da condição de máquinas através do campo magnético externo. Assim, a inclusão de maneira controlada de não idealidades em um programa de simulação para gerar dados de testes para esses algoritmos é desejada, o que permite avaliar níveis diversos de ruídos e outros fatores importantes que ocorrem na prática, bem como auxiliar no desenvolvimento de programas de detecção de faltas robustos a falsos positivos.

A figura 5.16 apresenta o histórico de amplitudes do conteúdo espectral do fluxo gerado pelo rotor no caso da retirada de 20% das espiras de um polo do rotor após a quarta aquisição. Nos históricos apresentados nessa seção, reduziu-se o número de harmônicas apresentadas para 15 (equivalendo até a frequência 225 Hz) para fins de visualização. Em algoritmos de detecções de faltas, utiliza-se um número consideravelmente maior de harmônicas, passando-se facilmente de 100 harmônicas analisados providas de apenas um sensor de campo magnético externo à máquina [4] [12]. Como pode-se perceber na figura 5.16, após a alteração inserida, houve o aumento das amplitudes das harmônicas mecânicas, como tratado na seção anterior. Nota-se também que as amplitudes da fundamental elétrica (a de maior amplitude, em roxo) e da terceira harmônica (com amplitude de aproximadamente -170 dB, em verde) mantiveram-se com valores constantes.

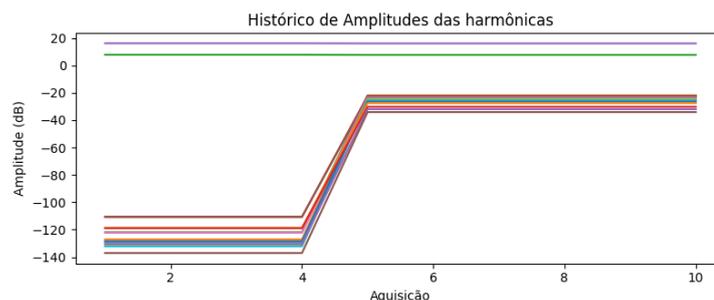
Figura 5.16 – Histórico do fluxo do estator para a retirada de 20% das espiras do terceiro polo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.17 apresenta o histórico de amplitudes do conteúdo espectral do fluxo do estator, para o caso da redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a quarta aquisição. Há um aumento nas harmônicas mecânicas na inserção da falta. Novamente, não se observam alterações em componentes elétricas ímpares. Percebe-se também que as harmônicas que variaram tiveram uma alteração de cerca de 100 dB, chegando ao patamar próximo a -30 dB.

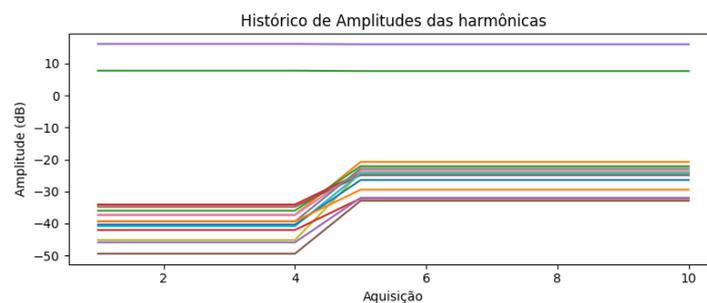
Figura 5.17 – Histórico do fluxo do estator para redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.18, apresenta o mesmo defeito tratado no histórico da figura 5.17, mas agora com a inclusão de assimetrias na permeância do rotor. Essas assimetrias foram geradas de maneira estocástica, i.e., foram geradas de forma pseudo-aleatória pelo programa, com suas amplitudes variando conforme a distribuição normal (gaussiana), com desvio padrão de 1% de seu valor máximo. Neste resultado do histórico da figura 5.18, tem-se que a presença das assimetrias faz com que as amplitudes iniciais das harmônicas mecânicas sejam consideravelmente maiores do que no caso ideal. Dessa maneira, a ocorrência da falta apenas alterou as amplitudes em cerca de 10 dB.

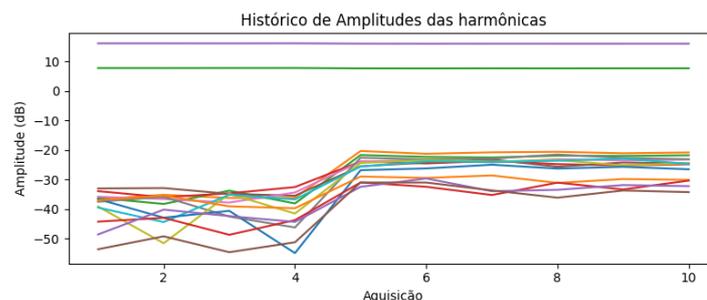
Figura 5.18 – Histórico do fluxo do estator com assimetrias na redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para a inclusão de ruído de fundo, utilizou-se de um ruído branco de característica gaussiana, i.e., que possui seu espectro de frequência esperado constante, conforme abordado no capítulo 4. A amplitude utilizada para esse ruído foi de 1 p.u., o que equivale a cerca de 5% da amplitude do fluxo produzido pelo estator. O histórico das amplitudes do conteúdo espectral resultante é apresentado na figura 5.19. Pode-se observar a variação das amplitudes harmônicas mecânicas entre cada aquisição. Isto ocorre por causa da presença de ruído de fundo. Essa variação só é visível nas harmônicas mecânicas devido às amplitudes do conteúdo espectral.

Figura 5.19 – Histórico do fluxo do estator com assimetrias para redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4 com a presença de ruído de fundo.

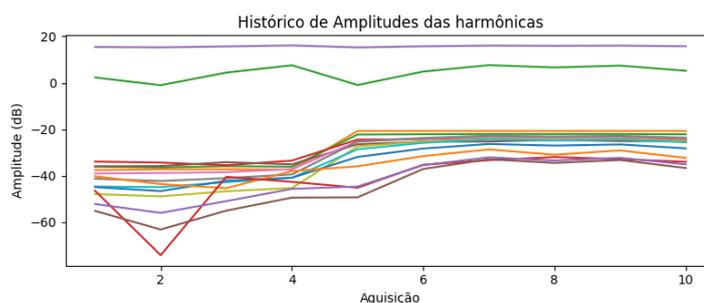


Fonte: Elaborada pelo autor.

Outra alteração que pode variar as amplitudes das harmônicas é a variação da frequência elétrica, que além de incluir outros fenômenos, e então alterar algumas formas de onda, também dificulta o processo de obtenção das harmônicas por um sistema de monitoramento, necessitando de um algoritmo adequado de rastreamento do valor das raiais.

A figura 5.20 apresenta um histórico de amplitudes do conteúdo espectral do fluxo do estator com variação da frequência. Como a implementação de um algoritmo de rastreamento não está no escopo deste trabalho, variou-se pouco a frequência da fundamental elétrica, de maneira que o processo utilizado para a obtenção das harmônicas ainda seja aplicável. Mesmo havendo uma leve alteração da frequência, o histórico apresentado representa certa imprecisão. Algoritmos de rastreamento nunca terão uma precisão perfeita, possuindo sempre imprecisões. Como se pode observar na figura 5.20, o comportamento da alteração da frequência é semelhante à inclusão de ruído de fundo. Entretanto o comportamento das diversas harmônicas não depende da sua amplitude, mas sim da sua frequência, já que quanto maior a frequência do sinal, maior o desvio de frequência absoluto resultante da variação da frequência elétrica. Isto pode ser observado com a pouca variação de amplitude que a grande maioria das harmônicas mecânicas apresenta, assim como na fundamental elétrica. Para a terceira harmônica elétrica (em verde) e as harmônicas mecânicas de frequência mais elevadas, ocorrem alterações mais significativas.

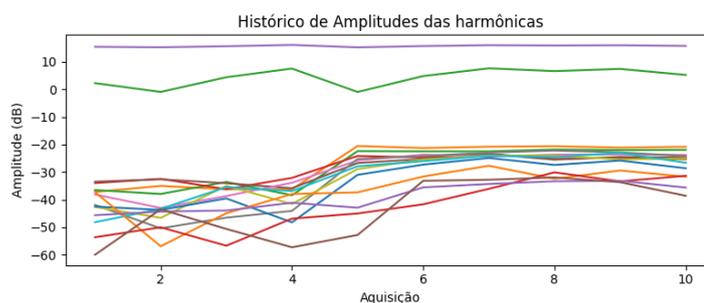
Figura 5.20 – Histórico do fluxo do estator com assimetrias para redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4 com a variação da frequência elétrica da rede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Juntando-se as influências do ruído de fundo e da variação de frequência elétrica, obtém-se o resultado apresentado na figura 5.21. Nota-se a influência dos dois fatores nas variações das amplitudes das harmônicas, aumentando ainda mais a aleatoriedade no comportamento. A alteração devido à falta inserida aqui é considerada elevada. Assim, com um menor grau severidade nas alterações provocadas por faltas, as variações de amplitude das harmônicas podem se confundir com as alterações naturais devido a essas não-idealidades do ruído de fundo e da variação do giro mecânico ou da frequência elétrica da rede.

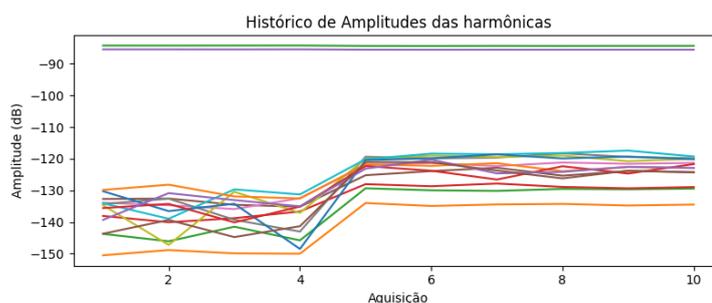
Figura 5.21 – Histórico do fluxo do estator com assimetrias para redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4 com a presença de ruído e da variação de frequência elétrica da rede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A figura 5.22 apresenta o histórico de amplitudes das harmônicas com ruído obtidas com a simulação da resposta em frequência de um sensor de campo por indução. Nesse sensor, obtém-se em seus terminais um sinal proporcional à derivada do campo magnético que atravessa a seção do sensor. Assim, as harmônicas do sinal do sensor serão amplificadas com um fator devido a sua ordem, i.e., harmônicas de ordem mais elevada são amplificadas em relação às de ordem mais baixa.

Figura 5.22 – Histórico do fluxo do estator com assimetrias para redução da permeância de um polo do rotor em 10% após a aquisição 4 com a presença de ruído de fundo e com a aquisição simulando a resposta em frequência de um sensor de campo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como se pode observar na figura 5.22, a terceira harmônica elétrica possui amplitude levemente maior que a fundamental elétrica, devido ao efeito de amplificação no domínio da frequência da derivada temporal do sinal. Em relação ao histórico de amplitude da figura 5.19, observa-se também que as harmônicas mecânicas no espectro de frequência da figura 5.22 aparecem em outros patamares de amplitudes: as amplitudes mais afetadas pelo ruído não são as que aparecem com menor amplitude no histórico, porque o ruído presente no sinal também é amplificado pelo sensor.

A utilização do histórico de amplitudes pode facilitar a visualização das alterações das harmônicas da máquina síncrona, como foi observado nesta seção e proposto por

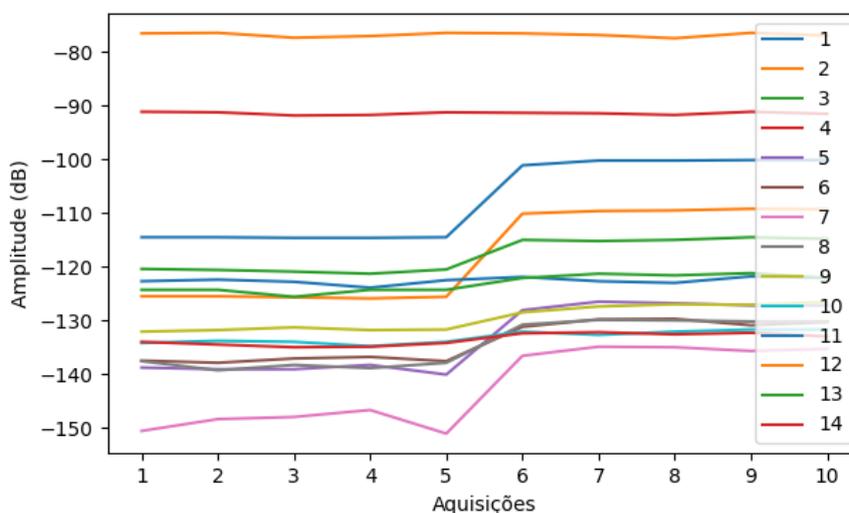
Santos [3]. Com esta ferramenta numérica desenvolvida, pode-se também observar os efeitos que o ruído, a alteração da frequência elétrica e a utilização da função transferência do sensor utilizado causam sobre o histórico de amplitudes.

#### 5.4 COMPARAÇÃO COM DADOS DE ENSAIOS

A figura 5.23 apresenta os históricos de amplitudes de harmônicas de um gerador síncrono de 8 polos da bancada experimental apresentada nos trabalhos de Rigoni [2] e [3]. Esses dados são obtidos de medições em um ensaio feito com a bancada experimental, utilizando um sistema de medição apresentado em [13]. Em comparação, a figura 5.24 apresenta um histórico de amplitudes de harmônicas de uma máquina com as mesmas características que a da bancada experimental, simulada com ruído de fundo e utilizando a função transferência do sensor de campo, com característica de derivada, semelhante ao sensor utilizado na medição do ensaio. Ambas figuras apresentam as 15 primeiras harmônicas da fundamental de giro mecânico (15 Hz) para o caso de uma inserção de falta de retirada de espiras de um polo do rotor.

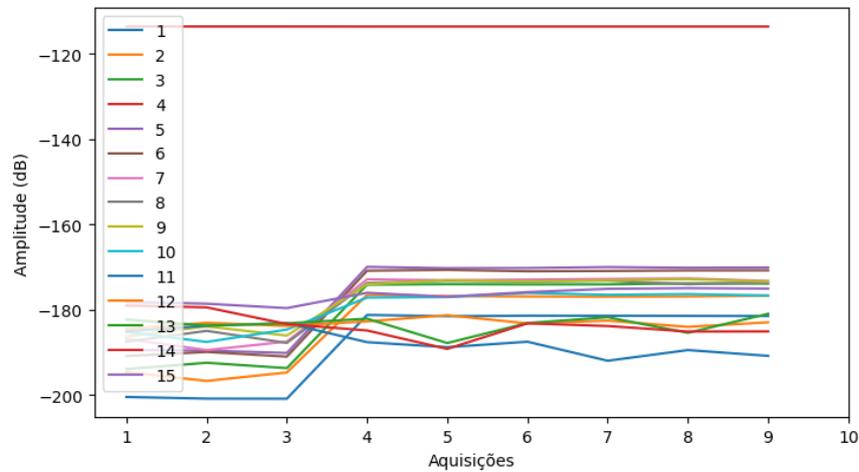
Nota-se que as harmônicas apresentadas no histórico das figuras 5.23 e 5.24 não são idênticas, entretanto, ambas apresentam um comportamento semelhante perante à inserção da falta, ocorrendo um aumento de amplitude das harmônicas mecânicas nos dois casos (as de número não múltiplas de 4). A fundamental elétrica (de número 4, na legenda das figuras) possui uma das maiores amplitudes nos dois casos e permaneceu sem muitas alterações. Já a terceira harmônica elétrica, possui amplitude relativamente mais baixa no caso simulado, isto ocorre pela ausência de harmônicas ímpares na forma de onda do fluxo produzido pelo rotor na simulação.

Figura 5.23 – Histórico do fluxo do rotor obtido por meio de ensaio.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.24 – Histórico do fluxo do rotor obtido por simulação com o programa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com essa comparação constatou-se que o método proposto é capaz de produzir dados simulados bem aproximados a dados reais obtidos em ensaios diante da imposição de faltas. Isto indica que o método proposto pode ser utilizado para o estudo da máquina para fins de detecção de faltas.

## 6 CONCLUSÃO

Neste trabalho exploraram-se métodos analíticos para simular algumas grandezas eletromagnéticas de máquinas síncronas, tais como a força magnetomotriz, a permeância (ou a densidade de permeância) e o fluxo magnético (ou a indução magnética), tanto calculadas para o estator e quanto para o rotor. O interesse não foi obter valores precisos em termos de amplitudes, mas sim dos formatos das formas de onda mais próximos ao de uma máquina real. Para a obtenção da força magnetomotriz do estator, utilizou-se a modelagem analítica de esquemas de bobinagem de estatores trifásicos. Para outras grandezas, foram consideradas formas de onda mais simples para facilitar a representação e análise de fenômenos.

Foram apresentados processos de modulação existentes na geração da forma de onda da indução magnética a partir da FMM e da densidade de permeância. Foi desenvolvido um programa numérico para obter, formas de onda da indução (ou do fluxo magnético) no entreferro de máquinas sadias e em possíveis condições de falta. Apresentou-se ainda como inserir na simulação não idealidades e aleatoriedades presentes em uma máquina real. Ainda, foram apresentados alguns históricos de amplitudes das harmônicas obtidos através de simulação, e avaliados os efeitos que algumas alterações e não idealidades produzem no histórico.

A execução deste trabalho resultou em um programa computacional com interface gráfica que poderá ser utilizado para a obtenção de dados para testes de algoritmos que busquem detectar o surgimento de alterações em geradores síncronos devido a faltas incipientes. Uma versão inicial do programa desenvolvido já foi utilizado para o desenvolvimento da dissertação de Hoegen [4] e na qualificação de doutorado de Grillo [12] para auxiliar no processo de desenvolvimento de algoritmos para a detecção de faltas em GS.

A finalização deste trabalho de conclusão de curso não implica na finalização de desenvolvimentos a serem feitos nos modelos empregados no programa numérico desenvolvido, havendo aprimoramentos que podem ser realizados. Alguns pontos que poderiam ser acrescentados no modelo de simulação envolvem a inclusão de mais não idealidades presentes em máquinas reais, tais como a implementação de um modelo de saturação e de histerese, que possibilite a simulação de fenômenos não-lineares. Pode-se incluir também modelos para o enrolamento amortecedor em rotores de polos salientes. Também pode-se incluir outros tipos de modelos de faltas, como faltas mecânicas e faltas de curto-circuito, que acabam produzindo bobinas de sombra, produzindo um fluxo atrasado na máquina.

## REFERÊNCIAS

- [1] Empresa de Pesquisa Energética (EPE). *Balanço energético nacional: ano base 2020 = Brazilian energy balance: year 2020*. Rio de Janeiro : EPE, 2021. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-601/topico-596/BEN2021.pdf>.
- [2] M. Rigoni. “Desenvolvimento de um sistema de detecção e avaliação de faltas em geradores síncronos por meio do campo magnético externo.” Tese de dout. Universidade Federal de Santa Catarina, 2014.
- [3] H. F. Santos. “Detecção e Avaliação de Faltas em Geradores Síncronos por meio de Históricos de Harmônicos do Campo Magnético Externo.” Tese de dout. Universidade Federal de Santa Catarina, 2021.
- [4] M. Hoegen. “Estratégias de Detecção de Alterações no Comportamento do Campo Magnético Externo de Geradores Síncronos.” Diss. de mest. Universidade Federal de Santa Catarina, 2021.
- [5] H. F. dos Santos *et al.* “Synchronous Generator Fault Investigation by Experimental and Finite-Element Procedures”. In: *IEEE transactions on magnetics*, vol. 52, no. 3 (2016).
- [6] J.P.A. Bastos. *Eletromagnetismo e calculo de campos*. Ed. da UFSC, 1996. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=s80ulwEACAAJ>.
- [7] James Alberto Giacomazzi Junior. “Enrolamentos de motores de indução trifásicos utilizando a teoria da modulação de polos”. Diss. de mest. Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.
- [8] B. P. (Bhagwandas Pannalal) Lathi. *Sinais e Sistemas Lineares*. 2.ed. Porto Alegre: Bookman, 2007, 856p. ISBN: 85-60031-13-8.
- [9] C. A. Bruce. *Communication Systems: an introduction to signals and noise in electrical communication*. McGraw-Hill, 1975.
- [10] *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST*. Disponível em: [http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Modulo8\\_Revisao\\_0.pdf](http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Modulo8_Revisao_0.pdf). 2008.
- [11] A. Einstein. “Über die von der molekularkinetischen Theorie der Wärme geforderte Bewegung von in ruhenden Flüssigkeiten suspendierten Teilchen”. In: *Annalen der Physik (em Alemão)* (1905), pp. 549–560.

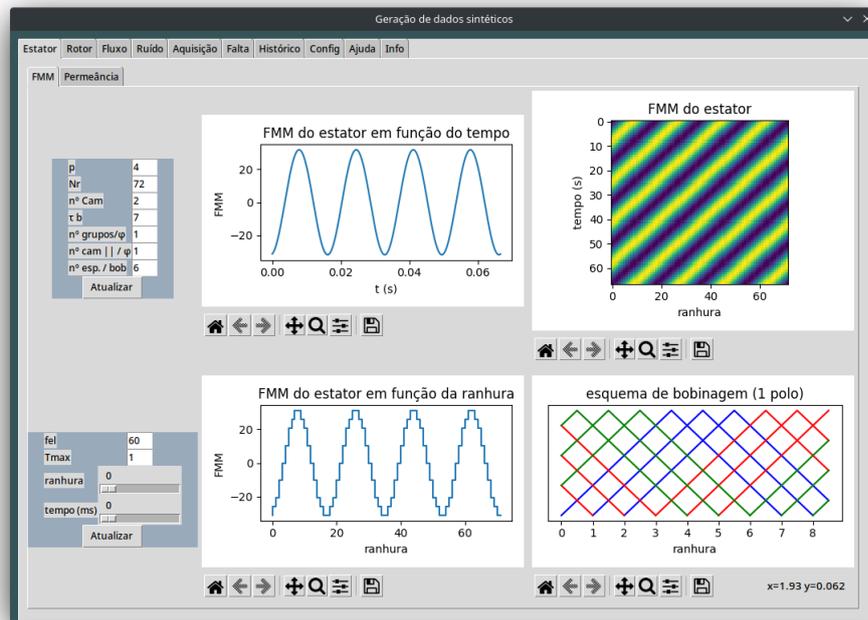
- 
- [12] L. O. S. Grillo. *Desenvolvimento de Procedimentos Automáticos para Detecção e Avaliação de Falhas em Geradores Síncronos*. Qual. de dout. Universidade Federal de Santa Catarina, 2021.
- [13] H. F. Santos. “Desenvolvimento De Um Equipamento Para Monitoração De Geradores Síncronos Através Do Campo Magnético Externo.” Diss. de maestr. Universidade Federal de Santa Catarina, 2016.

## APÊNDICE A – PROGRAMA DE SIMULAÇÃO

Neste apêndice são apresentadas algumas telas do programa resultante deste trabalho de conclusão de curso. O programa foi feito em python, utilizando as bibliotecas: numpy, matplotlib, control e tkinter.

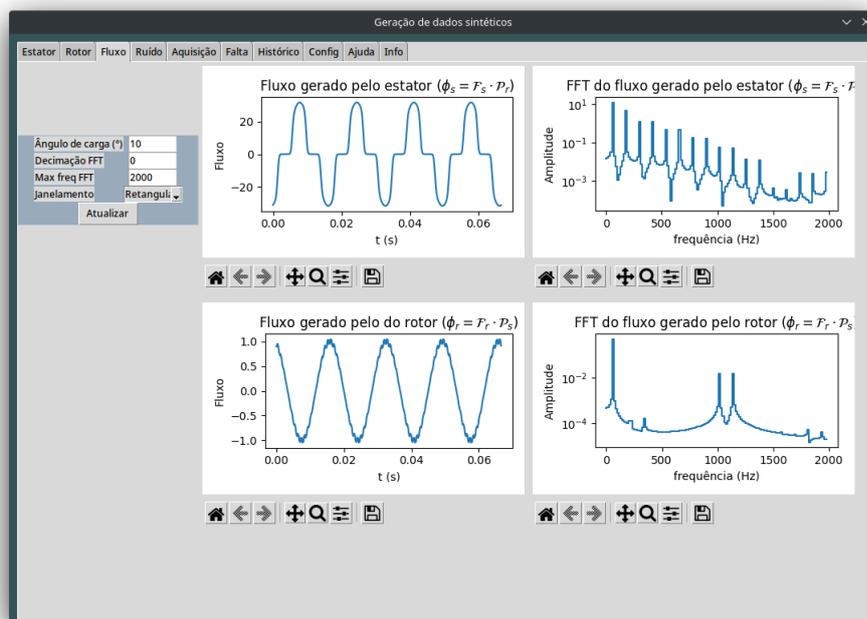
As figuras A.1 até A.6 apresentam algumas das telas do programa, onde são definidos os parâmetros da máquina e observadas as formas de onda resultantes de cada etapa.

Figura A.1 – Aba para definições da FMM do estator no programa.



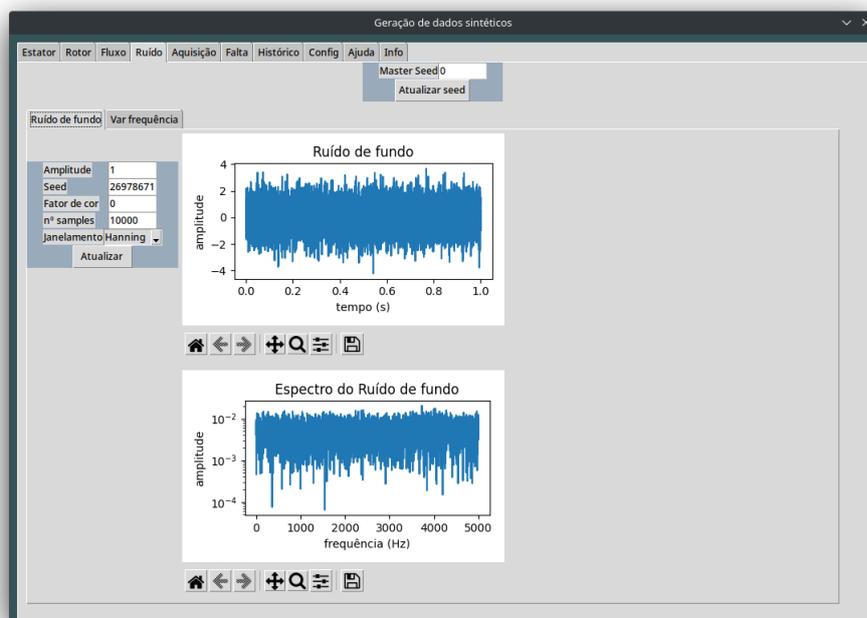
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura A.2 – Aba relativa aos fluxos da máquina no programa.



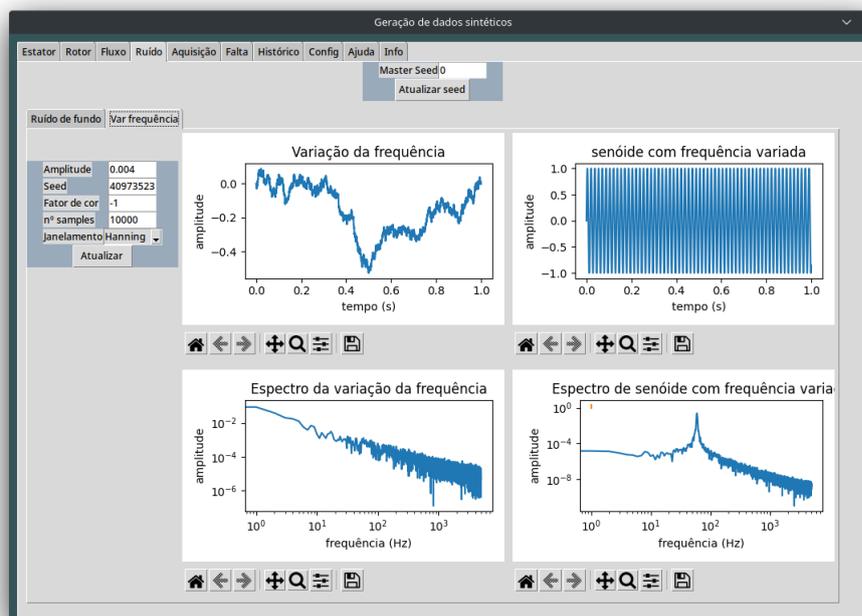
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura A.3 – Aba para definições do ruído de fundo no programa.



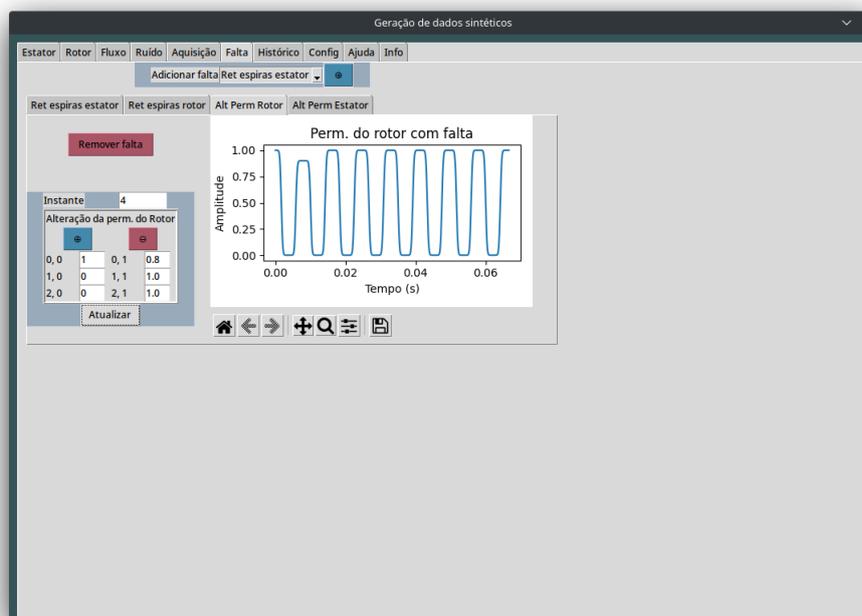
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura A.4 – Aba para definições da variação da frequência da rede no programa.



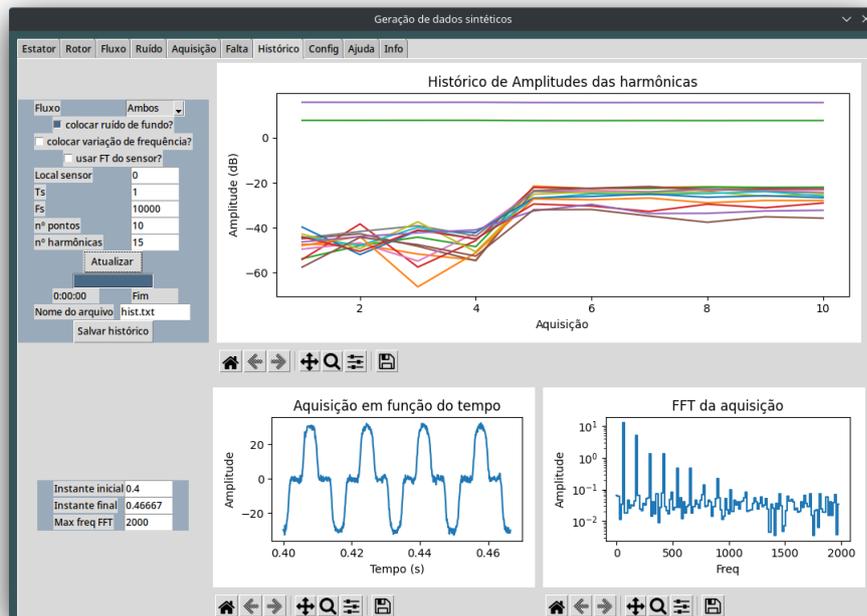
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura A.5 – Aba para definições das falhas a serem aplicadas no histórico no programa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura A.6 – Aba para a visualização do histórico de amplitudes no programa.



Fonte: Elaborada pelo autor.