



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR
Engenharia

Análise térmica de um motor de indução sujeito a falhas de curto-circuito entre espiras dos enrolamentos estatóricos

(Versão Final Após Defesa)

Ananias da Conceição Pinheiro Muxiri

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletromecânica
(2º ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor António João Marques Cardoso
Co-orientador: Prof. Doutor Davide Sérgio Baptista Fonseca

Covilhã, outubro de 2018

Dedicatória

Dedico este trabalho a todos os profissionais de engenharia eletrotécnica que diariamente trabalham com o objetivo de melhorar a fiabilidade e a segurança na utilização de máquinas elétricas.

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente a Deus, por toda a proteção e ajuda que tive ao longo do Caminho. Ao Prof. Doutor António João Marques Cardoso pelo papel que teve como orientador deste trabalho, bem como pela disponibilização dos meios materiais necessários à sua realização.

Agradeço também ao Prof. Doutor Davide Fonseca, como co-orientador, a amabilidade demonstrada durante a minha estadia no Laboratório de Sistemas Eletromecatrónicos do CISE.

Agradeço ao Departamento de Engenharia Eletromecânica pelo apoio direto e indireto prestados durante a realização do trabalho.

Gostaria de agradecer à minha esposa Eurídice Cruz, por todo o amor, atenção e por estar sempre presente para me apoiar nos bons e nos maus momentos.

Quero agradecer, de forma geral, a todos os meus colegas de laboratório, não deixando de agradecer, em particular, ao Mestre Fernando Bento, ao Doutor lmed e à Doutora Amel, que se mostraram sempre disponíveis para ajudar.

Por fim quero ainda agradecer o contributo de todos os meus colegas e amigos, com os quais partilhei diversos momentos de alegria ao longo deste percurso, pelo apoio e pela entreatajuda que me proporcionaram.

Resumo

O curto-circuito entre espiras apresenta-se como uma das mais severas avarias possíveis de ocorrer nos enrolamentos do estator das máquinas elétricas. Tratando-se de uma avaria com carácter evolutivo, caracteriza-se por, num estado inicial, envolver poucas espiras. A corrente elétrica, nas espiras curto-circuitadas assume um valor extremamente elevado provocando um incremento substancial da temperatura, na região da avaria, que rapidamente se estende para outras seções do enrolamento.

Este trabalho tem como objetivo principal a análise térmica de um motor de indução trifásico com curto-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos.

O comportamento eletromagnético e a dinâmica térmica são analisados tendo por base um modelo computacional, baseado no método de elementos finitos FEM (*Finite Element Method*), desenvolvido com ajuda do software Flux 2D®12.1.

Os resultados obtidos em simulação serão confrontados com resultados experimentais para, assim, validar o modelo computacional desenvolvido.

Adicionalmente, apresentam-se resultados obtidos em simulação, referentes a curto-circuitos elevados, visando ilustrar o impacte térmico da avaria em situações mais extremas, em que a avaliação experimental se apresenta inviável.

Palavras-chave

Motor assíncrono, curto-circuito entre espiras, Análise térmica.

Abstract

The short-circuit between turns is one of the most severe faults occurring in the stator windings of electrical machines. As this is an evolutionary malfunction, it is characterized by involving a few turns, at an initial state. The electric current in the short-circuited turns takes on an extremely high value causing a substantial increase in temperature in the region of the fault, which quickly extends to other sections of the winding.

As the main objective of this work is the thermal analysis of a three-phase induction motor with short-circuits between turns of the stator windings.

The electromagnetic behavior and the thermal dynamics are analyzed based on a computational model, based on the Finite Element Method (FEM), developed with the help of Flux 2D®12.1 software.

The results obtained in simulation will be confronted with experimental results in order to validate the developed computational model.

Additionally, results obtained in simulation, referring to high short circuits, are presented, aiming to illustrate the thermal impact of the malfunction in more extreme situations, in which the experimental evaluation is not feasible.

Keywords

Asynchronous motor, short circuit between turns, Thermal analysis.

Análise térmica de um motor de indução sujeito a falhas de curto-circuito entre espiras dos enrolamentos estatóricos

Índice

Dedicatória.....	
Agradecimentos	
Resumo	
Abstract	
Lista de Figuras.....	
Lista de Tabelas	
Lista de Acrónimos	
Capítulo 1	
Introdução	
1.1 Enquadramento	
1.2 Objetivo	
1.3 Análise térmica de motores de indução	
1.4 Curto-circuito entre espiras	
1.5 Estrutura da Dissertação	
Capítulo 2	
O Motor de Indução de Gaiola de Esquilo.....	
2.1 Aspetos construtivos	
2.2 Princípio de funcionamento.....	
2.3 Balanço Energético do Motor de Indução.....	
2.4 Fenómenos Térmicos.....	
2.4.1 Transferência de Calor por Condução	
2.4.2 Transferência de calor por convecção.....	
2.4.3 Transferência de Calor por Radiação	
Capítulo 3	
Modelo de simulação eletromagnética	
3.1 Introdução	
3.2 Característica da Máquina Assíncrona.....	
3.3 Modelo de Simulação Bidimensional do MIT.....	
3.3.1 Geometria	
3.3.2 Criação das Faces	
3.3.3 Criação da malha	
3.3.4 Circuito elétrico	
3.3.5 Esquema equivalente por fase do MIT	
3.4 Simulação Eletromagnética Transitória.....	
3.4.1 Cenário.....	
3.4.2 Resultado da Simulação Computacional Eletromagnético Transitório	
3.5 Simulação térmica	
3.5.1 Resultados de simulação térmica	

3.5.2 Comparação de resultados de simulação	
Capítulo 4.....	
Análise experimental	
4.1 Descrição da montagem laboratorial.....	
4.2 Resultados Experimentais	
4.2.1 Condição saudável e meia carga	
4.2.2 Condição de curto-circuito com 1,35 Ohm	
4.3 Análise de Resultados	
Capítulo 5	
Conclusões e Proposta para trabalhos Futuros.....	
5.1 Conclusão	
5.2 Proposta para trabalhos futuros	
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	
ANEXO	

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Tipos de falhas no MIT [8].	2
Figura 1.2 - Modelo térmico do MIT [28].	7
Figura 1.3 - Possíveis modos de falhas no estator ligado em estrela [7].	8
Figura 2.1 - Estator do MIT [13].	12
Figura 2.2 - Rotor em gaiola de esquilo do MIT [13].	12
Figura 2.3 - Balanço energético de um motor elétrico [22].	14
Figura 3.1 - Esquema de bobinagem dos enrolamentos do motor em estudo Cortesia WEG [13].	22
Figura 3.2 - Dimensões das ranhuras do estator e do rotor Cortesia [13].	22
Figura 3.3 - Geometria do motor (Flux 2D). Adaptado de [22].	25
Figura 3.4 - Faces do motor (Flux2D).	26
Figura 3.5 - Face da fase U positiva e U negativa (Flux2D).	27
Figura 3.6 - Faces da fase V positiva e V negativa (Flux2D).	27
Figura 3.7 - Faces da fase W positiva e W negativa (Flux2D).	28
Figura 3.8 - Malha do motor em estudo (Flux2D).	29
Figura 3.9 - Circuito de alimentação elétrica (Flux 2D).	32
Figura 3.10 - Circuito equivalente do motor de indução trifásico.	32
Figura 3.11 - Tensão de alimentação ao longo de 0,3 segundos (Flux 2d).	36
Figura 3.12 - Tensão de alimentação durante 3 ciclos (Flux 2d).	36
Figura 3.13 - Corrente de alimentação ao longo de 0,3 segundos (Flux 2d).	37
Figura 3.14 - Corrente de alimentação durante 3 ciclos (Flux 2d).	37
Figura 3.15 - Velocidade ao longo de 0,3 segundos (Flux 2d).	38
Figura 3.16 - Binário eletromagnético ao longo de 0,3 segundos Flux 2D).	39
Figura 3.17 - Potência Mecânica ao longo de 0,3 segundos (Flux 2d).	39
Figura 3.18 - Curva de perda de potência característica do aço silício versus densidade de fluxo [23].	40
Figura 3.19 - Sensor de Temperatura PT100.	42
Figura 3.20 - Localização dos três sensores PT100 no MIT.	43
Figura 3.21 - Comportamento térmico do MIT após 300s, com meia carga em condição saudável (Flux 2D).	44
Figura 3.22 - Comportamento térmico do MIT após 6000s, com meia carga em condição saudável (Flux 2D).	45
Figura 3.23 - Comportamento térmico do MIT após 8000s, com meia carga em condição saudável (Flux 2D).	45
Figura 3.24 - Comportamento térmico do MIT após 300s com r_f de 0,001 Ω (Flux 2D).	46
Figura 3.25 - Comportamento térmico do MIT após 6000s com r_f de 0,001 Ω (Flux 2D).	47
Figura 3.26 - Comportamento térmico do MIT após 8000s com r_f de 0,001 Ω (Flux 2D).	47
Figura 3.27 - Curva de temperatura versus tempo da simulação térmica com r_f 0,001 Ω .	48
Figura 3.28 - Forma de onda da corrente de curto-circuito versus tempo da simulação térmica com r_f 0,001 Ω .	48
Figura 3.29 - Comportamento térmico do MIT após 300s (Flux 2D).	49
Figura 3.30 - Comportamento térmico do MIT após 6000s (Flux 2D).	50
Figura 3.31 - Comportamento térmico do MIT após 8000s (Flux 2D).	51
Figura 3.32 - Curva de temperatura versus tempo da simulação térmica com r_f 0,1 Ω .	51
Figura 3.33 - Corrente de curto-circuito versus tempo com r_f de 0,1 Ω .	52
Figura 3.34 - Comportamento térmico do MIT após 300s com r_f de 1,35 Ω (Flux 2D).	53
Figura 3.35 - Comportamento térmico do MIT após 6000s com r_f de 1,35 Ω (Flux 2D).	53
Figura 3.36 - Comportamento térmico do MIT após 8000s com r_f de 1,35 Ω (Flux 2D).	54
Figura 3.37 - Curva de temperatura versus tempo, simulação do motor em condição defeituosa com r_f de 1,35 Ohm (Flux 2D).	55
Figura 3.38 - Forma de onda da corrente de curto-circuito versus tempo da simulação térmica com r_f 1,35 Ω .	55
Figura 3.39 - Comparação da curva PT100 2A da simulação com diferentes valores de r_f . (Flux 2D).	56
Figura 3.40 - Comparação da curva PT100 3 da simulação com diferentes valores de r_f .	56
Figura 4.1 - Motor assíncrono WEG, 2,2 KW.	59
Figura 4.2 - Caixa de terminais do motor WEG.	60

Figura 4.3 - Diagrama de bloco da montagem experimental. Adaptado de [8].	61
Figura 4.4 - Esquema de enrolamentos do MIT [22].	61
Figura 4.5 - Localização dos sensores de temperatura PT100 no MIT [8].	64
Figura 4.6 - Curva de temperatura versus tempo, experimental do motor em condição saudável.	65
Figura 4.7 - Imagens lateral esquerda, condição saudável meia carga seis espiras.	65
Figura 4.8 - Imagens frontal, motor meia carga seis espiras.	66
Figura 4.9 - Imagens lateral direita, motor saudável.	66
Figura 4.10 - Curva de temperatura versus tempo, experimental do motor em condição defeituosa na fase W com r_f de $1,35 \Omega$ e seis espiras.	67
Figura 4.11 - Imagens lateral esquerda, com r_f de $1,35 \Omega$ meia carga seis espiras.	67
Figura 4.12 - Imagens frontal com r_f $1,35 \Omega$ meia carga seis espiras.	68
Figura 4.13 - Imagens lateral direita, com r_f $1,35 \Omega$ meia carga seis espiras.	68
Figura 4.14 - Curva de temperatura no PT100 2A e 3 versus tempo, simulação e experimental do motor em condição saudável e meia carga (Flux 2D).	69
Figura 4.15 - Curva de temperatura no PT100 3 versus tempo, simulação e experimental do motor com r_f $1,35 \Omega$ seis espiras meia carga (Flux 2D).	69

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Pontos presentes no modelo térmico [28].	7
Tabela 1.2 - Classes térmicas e respectivas temperaturas [3].	9
Tabela 3.1 - Característica da máquina assíncrona.	21
Tabela 3.2 - Etapas de utilização do FEM [38].	23
Tabela 3.3 - Características magnéticas dos materiais e suas respectivas faces [22].	31
Tabela 3.4 - Característica dos componentes do circuito elétrico.	33
Tabela 3.5 - Características das faces das bobinas do estator.	33
Tabela 3.6 - Características das faces das barras do rotor.	34
Tabela 3.7 - Resolução do cenário- estado transitório.	35
Tabela 3.8 - Perdas em regime normal de funcionamento.	41
Tabela 3.9 - Perdas em curto-circuito 6 espiras $r_f=1,35\Omega$.	41
Tabela 3.10 - Perdas em curto-circuito 6 espiras $R_f=0,1\Omega$.	41
Tabela 3.11 - Perdas em curto-circuito 6 espiras $R_f=0,001\Omega$.	41
Tabela 3.12 - Resultado das correntes da simulação com diferentes valores de resistência de falha com meia carga.	57
Tabela 4.1 - Características nominais do motor assíncrono W22.	62
Tabela 4.2 - Características máximas do reóstato Metrel.	62
Tabela 4.3 - Características máxima do dinamómetro de histerese.	62
Tabela 4.4 - Resultado de correntes de simulação e experimental.	70

Lista de Acrónimos

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnica
AC	Corrente Alternada
CFD	Método de Dinâmica Computacional
CPU	Unidade Central de Processamento
DC	Corrente Contínua
FEA	Análise de Elementos finitos
FEM	Métodos de Elementos Finitos
FMM	Força Magnetomotriz
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricista e Eletrônicos
IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional
LPTN	Método de Parâmetro de Rede Concentrado
MIT	Motor de Indução Trifásico
PWM	Modulação de Largura de Impulso
RMS	Raiz Média Quadrática
R_s	Resistência Estatorica
rpm	Rotações Por Minuto

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento

O motor de indução trifásico (MIT) é o principal dispositivo, eletromecânico, de conversão de energia atualmente utilizado em processos industriais, convertendo a energia elétrica, proveniente da rede elétrica, em energia mecânica, necessária ao processo industrial [1]. Responsável pelo consumo de 30 a 40% da energia elétrica gerada em todo mundo, o motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo, devido ao seu baixo custo, tamanho, robustez, baixa manutenção e operação com uma fonte de alimentação facilmente disponível, constitui-se como o tipo de motor mais usado em todos os processos industriais [2]. Atualmente, na União Europeia cerca de 70% do consumo de energia elétrica na indústria é devido aos motores elétricos, nomeadamente em bombas, ventiladores ou compressores, elevadores, moinhos, misturadoras, esmagadores, entre outras, sendo alimentados diretamente a partir da rede ou através de um conversor eletrónico de potência [3],[4],[5]. No motor de indução trifásico, as avarias nas chumaceiras e as avarias nos enrolamentos estatóricos, constituem 3/4 do número total de avarias, sendo que 10% desse valor é relativo a avarias no rotor. As avarias no estator são, em grande medida, curto-circuito entre espiras da mesma fase [6],[7]. Os motores elétricos de indução são máquinas de enorme fiabilidade, no entanto não dispensam uma manutenção cuidada, de modo a evitar possíveis avarias que possam comprometer a produção [8].

Com o objetivo de promover uma redução progressiva do consumo de energia e mitigar o crescente impacte ambiental negativo, além de aumentar a produtividade e consequentemente os lucros, muitos países desenvolveram os seus sistemas de normalização, como o NEMA (*National Electrical Manufacturers Association*) e o CEMEP (*Comité Europeu de Máquinas Elétricas e de Potencia*). Este último em 1998, definiu os níveis de eficiência, englobando assim motores desde potencia 1,1 até 90 KW, 2 e 4 polos, 50 Hz, como EFF1, para motores de alto rendimento; EFF2 para motores com rendimento melhorado e EFF3, para motores de baixo rendimento [9].

Atendendo às normas criadas em cada país, e de maneira a padronizar a eficiência dos motores elétricos a nível Global, em setembro de 2008, o IEC (*International Electrotechnical Commission*) publicou a norma IEC 60034-30 sobre máquinas elétricas rotativas de rotor em gaiola de esquilo desde potencias de 0,75 a 375 KW, 2,4 e 6 polos, 50 e 60 Hz. Esta norma estabelece quatro classes de eficiência energética: IE1 (*standard efficiency*), IE2 (*high efficiency*), IE3 (*premium efficiency*) e IE4 (*super premium efficiency*) [5],[10],[11].

Nos processos produtivos, onde os motores elétricos se destacam, há a necessidade de manter a sua fiabilidade durante todo o tempo de vida útil. Admitindo um rendimento medio de 85% das máquinas, constata-se que aproximadamente 15% da energia elétrica consumida pela industria acaba por ser desperdiçada através de perdas de energia em forma de calor [8][12].

De entre os motores elétricos disponíveis, os motores de indução são os mais comuns, em virtude das seguintes vantagens [13]:

- Podem ser alimentados diretamente a rede trifásica de energia elétrica;
- Facilidade de inverter o sentido de rotação (por simples troca de duas fases);
- Menor custo, sobretudo o de rotor de gaiola de esquilo;
- Mais robusto e simples do ponto de vista construtivo;
- A ausência de anéis coletores e coletores permite uma velocidade de rotação mais elevada.

As avarias passíveis de ocorrer no motor de indução trifásico podem ser categorizadas de acordo com os principais componentes da máquina onde a avaria se desenvolve. Assim, as avarias nos motores de indução podem ocorrer no estator, no rotor, nos rolamentos e outras. Para detetar essas avarias podem ser usados diferentes tipos de sensores, técnicas e métodos. De seguida apresenta-se uma análise detalhada dos principais tipos de avaria [14].

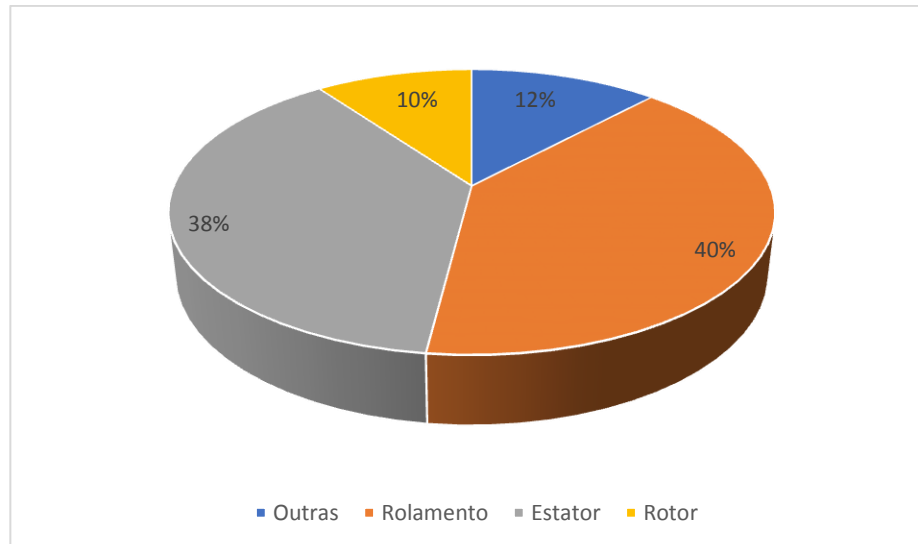


Figura 1.1 - Tipos de falhas no MIT [15].

Avarias no Estator

Cerca de 40% das avarias no motor de indução estão relacionadas com o estator [15]. São normalmente provocadas por falha de isolamento das bobinas de uma das fases, criando curto-circuito entre espiras das quais o isolamento ficou afetado, as correntes induzidas resultantes do curto-circuito provocam um aumento da temperatura nos enrolamentos provocando uma

flutuação no motor [15]. Em contra partida, é conveniente dizer que, de acordo com alguns casos práticos, os efeitos destrutivos de uma avaria inicialmente localizada nos enrolamentos do estator propiciam a propagação da mesma ao circuito magnético, o desequilíbrio do campo magnético pode causar vibração e conseqüentemente falhas nos rolamentos [14]. Existem também diferentes fatores de stress que atuam nos enrolamentos estatóricos, onde se incluem [3]:

- Stress elétrico devido ao efeito corona, transitórios, dielétrico, rastreamento.
- Stress mecânico devido ao golpe do rotor, movimento da bobina.
- Stress ambiental devido a abrasão, objetos estranhos, humidade, produtos químicos.
- Stress térmico devido à imposição de variações térmicas cíclicas, sobrecarga, envelhecimento etc.

Avarias no Rotor

As avarias no rotor são responsáveis por cerca de 10% das avarias no motor. Geralmente em resultado de quebra, total ou parcial, das barras do rotor nas proximidades da união com anéis das extremidades, provocada pelo incremento da temperatura ao longo do funcionamento do motor. Este tipo de avaria origina pulsação de binário, flutuações de velocidade, vibrações e criam bandas de frequência e deslizamento. [14] [16]:

Avarias nas Chumaceiras

Na construção de máquinas elétricas rotativas são utilizados diferentes tipos de chumaceiras. Estas podem ser do tipo rolamentos de rolos, mancais magnéticos, mancais de ar ou outros. As mais utilizadas em máquinas elétricas rotativas são as chumaceiras do tipo rolamentos de rolos [17].

Por várias causas, os rolamentos podem desenvolver avarias, especificamente, defeitos de pista externa, defeitos de pista interna e quebra ou deterioração imoderado dos elementos rolantes.

A presença de irregularidades nas pistas interna e/ou externa faz com que a vibração do motor tenha valores significativos em frequências características. Sendo que os rolamentos apoiam o rotor da máquina qualquer defeito neles origina um movimento radial entre o rotor e o estator, sendo que a avaria pode ser identificada através de frequências características que resulta da velocidade de rotação do veio e das dimensões do rolamento [18].

Outras avarias

De entre as outras avarias que podem ocorrer no MIT destaca-se a excentricidade. A excentricidade ocorre quando o centro geométrico do rotor não coincide com o centro geométrico do estator causando um entreferro não uniforme. Geralmente causado por defeitos nas chumaceiras, desalinhamento no acoplamento com a carga ou defeito de fabrico [14].

Entre as várias avarias suscetíveis de ocorrer no motor de indução trifásico, tais como excentricidade, barras fraturadas, curto-circuito entre fases, etc., o curto-circuito entre espira, seja pelo seu carácter evolutivo ou pela probabilidade de ocorrência, apresenta-se como uma das avarias em que desenvolvimento de ferramentas de diagnóstico e o estudo térmico em estado de avaria é especialmente importante.

Por isso é altamente desejável o desenvolvimento de técnicas de análise e de diagnósticos deste tipo de avarias para que se consiga efetuar uma deteção atempada da mesma, evitando assim a paragem intempestiva do motor por avaria.

A vida útil de um motor elétrico resulta justamente da temperatura de funcionamento dos materiais isolantes do enrolamento, causando envelhecimento gradual. Não obstante, os processos de envelhecimento dos materiais isolantes do enrolamento do estator, estão diretamente relacionados com a temperatura de funcionamento dos motores. Sendo as perdas por efeito de Joule as principais responsáveis pelo aumento da temperatura de funcionamento dos motores elétricos, e conseqüentemente da temperatura dos materiais isolantes. Os curto-circuitos entre espiras, ou a sobrecarga mecânica, causam um aumento da corrente elétrica, no todo ou em parte, dos enrolamentos estatóricos e, conseqüentemente, um aumento da temperatura, que, dependendo das causas, pode apresentar uma distribuição mais ou menos localizada. Assim sendo, o funcionamento em regime nominal é estabelecido tendo por base as seguintes condições ambientais a temperatura ambiente de 40°C e a altitude do local do motor igual a 1000 m acima do nível do mar, devido a rarefação do ar [8].

Em conformidade com a regra de Montsinger, por cada aumento de 10°C, na temperatura do enrolamento de uma máquina, o tempo de vida do material do isolamento dos enrolamentos é reduzido para a metade e conseqüentemente a vida útil [19]. Assim, uma vez que o aumento da temperatura do enrolamento provoca o envelhecimento acelerado dos materiais isolantes, e a conseqüente diminuição da vida útil dos enrolamentos, e dada a influência do curto-circuito entre espiras no aumento da temperatura do motor, considera-se de fundamental importância o estudo destes fenómenos [3].

É neste contexto onde se insere o trabalho apresentado ao longo da dissertação, onde se pretende estudar e analisar o comportamento térmico do MIT de rotor em gaiola de esquilo com curto circuitos entre espiras da mesma bobina.

1.2 Objetivo

O objetivo do presente trabalho consiste na análise computacional e experimental do comportamento térmico dos motores de indução trifásico de gaiola de esquilo em funcionamento normal e em curto-circuito entre espiras da mesma fase.

1.3 Análise térmica de motores de indução

Tendo em consideração a quantidade de trabalhos publicados sobre a análise térmica de máquinas elétricas podemos dizer que o tema teve pouca atenção, quando comparado com o número de trabalhos publicados sobre a análise eletromagnética.

A globalização de mercado e a necessidade de produzir motores elétricos mais eficientes, com menos utilização de menos matéria prima, obriga a uma análise térmica mais detalhada e mais precisa [20].

Modelar os fenómenos de geração e transferência de calor nas máquinas elétricas é um desenvolvimento notável na fase de planeamento e conceção. A modelação térmica pode ser feita analiticamente e/ou por métodos numéricos. Os fenómenos de transferência de calor em máquinas elétricas são: Condução, convecção e radiação, regidos pelas leis de Fourier [21].

Os modelos térmicos são influenciados por parâmetros térmicos críticos como a resistividade térmica do isolamento dos enrolamentos e o coeficiente de convecção natural e forçada, permitindo assim uma estimativa precisa da temperatura em componentes críticos do motor [22].

Existem vários métodos para modelação e simulação de fenómenos térmicos em máquinas elétricas, destacando-se o método de Rede Térmica de Parâmetros Concentrados (LPTN) e a Análise Numérica [23]. O método da rede de parâmetros Concentrados foi o primeiro método utilizado para análise térmica de máquinas elétricas, é um método analítico que descreve a distribuição de temperatura em diferentes pontos da máquina. A análise numérica pode ser efetuada com base em duas abordagens, a Análise de Elementos Finitos (FEA) e a Dinâmica de Fluidos Computacional (CFD) [20] [24]. Ambos os métodos requerem o conhecimento das propriedades térmicas dos materiais usados, assim como as condições de troca de calor entre a máquina e o ambiente externo à máquina, para além de alguns parâmetros difíceis de avaliar [25]. No presente caso de estudo far-se-á a análise térmica da máquina com base na utilização do método de elementos finitos FEM [26].

O método de dinâmica de fluidos computacional (CFD) pode ser usado para analisar com precisão a transferência de calor por convecção e o fluxo nas regiões de grande complexidade e em volta dos enrolamentos finais e a distribuição de temperaturas de um modelo levando em consideração a transferência de calor por condução, convecção e radiação, uma das principais desvantagens deste método reside no tempo requerido para a sua implementação [19] [27]. O FEM visa a análise e o estudo do comportamento térmico de um motor de indução, para o seu funcionamento em regime nominal, ou com um curto-circuito entre espiras da mesma fase, baseando-se no cálculo do campo magnético usando dimensões e materiais da geometria da máquina. Através do cálculo da distribuição do campo magnético, os parâmetros da máquina, como densidade de fluxo magnético, indutâncias e binários eletromagnéticos podem ser

obtidos, a sua vantagem principal é que pode modelar a condução de componentes sólidos com maior precisão [26] [27].

O método LPTN é usado para calcular o aumento de temperatura em máquinas elétricas tanto para regimes estacionário como em regime transitório, neste modelo o processo de transferência pode ser descrito através de diagramas de circuitos equivalentes e modelada por meio de um condensador que descreve o circuito elétrico [28]. É certo que estudar a falha na máquina elétrica por análise computacional é preferível devido a flexibilidade na segurança e problemas económicos.

O método analítico é baseado numa analogia entre a rede elétrica e a térmica. Este método baseia-se em cálculos de resistências de condução, convecção e radiação relativos a cada material e a cada fronteira entre materiais do motor. Assim sendo, no circuito térmico equivalente do modelo LPTN, o calor q (W), a diferença de temperatura, ΔT (K) e a resistência, R_t (K/W) correspondem, respetivamente, à corrente, I (A), tensão, V (V) e resistência R (Ohm) no circuito elétrico [29]. Para a transferência de calor por condução no modelo térmico equivalente a resistência térmica, R_d , é definida pela seguinte expressão [29]:

$$R_d = \frac{l}{A_d} \cdot K \quad (3)$$

Onde l é o comprimento, A_d é a área da secção transversal, e K a condutividade térmica do material. Para a convecção a resistência térmica, R_c , é definida como:

$$R_c = \frac{l}{A_v} \cdot h \quad (4)$$

Onde A_v é a área da superfície da transferência de calor convectiva e h é o coeficiente convectivo de transferência de calor.

A capacitância térmica dos componentes, que permite determinar a quantidade de calor que é necessário fornecer a cada componente para que este veja a sua temperatura incrementada de um grau, obtém-se de acordo com [30]:

$$C = \rho V C_v \quad (5)$$

Onde C_v é a capacidade calorífica do material, ρ é a densidade e V é o volume.

São escolhidos dose pontos no modelo térmico do motor de indução pelo método LPTN, discriminados na Tabela 1.1 para o monitoramento das suas temperaturas incluindo as perdas que aparecem como fonte de calor e outros parâmetros térmicos, como as resistências e

capacidades, conforme se pode verificar pelo esquema térmico equivalente apresentado na Figura 1.2.

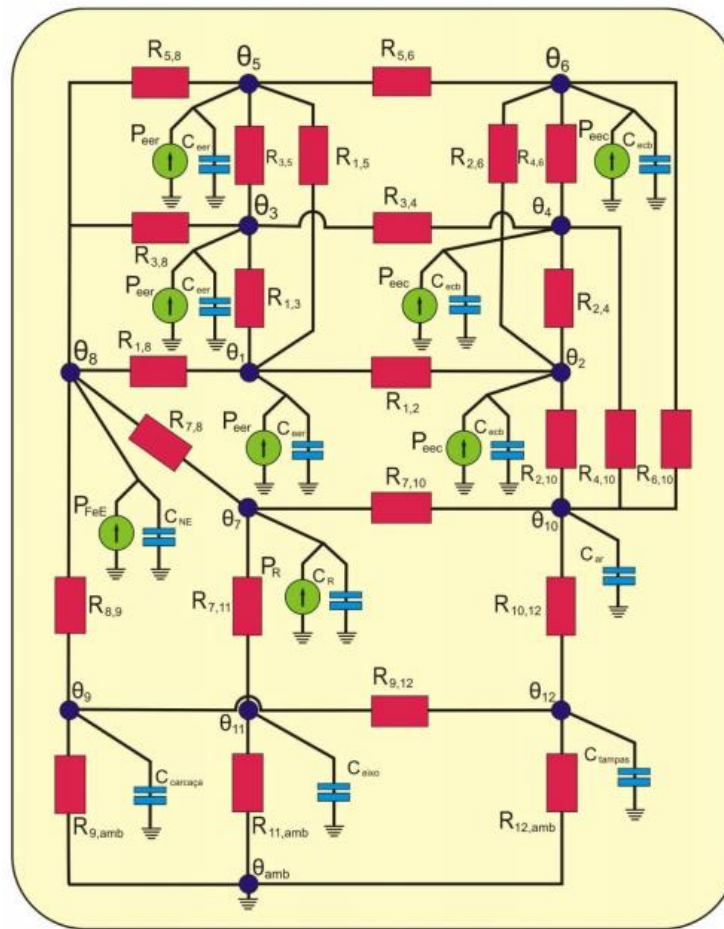


Figura 1.2 - Modelo térmico do MIT [28].

Tabela 1.1 - Pontos presentes no modelo térmico [30].

Nó	Descrição	Temperatura
1	Enrolamento do estator na ranhura - Fase A	θ_1
2	Enrolamento do estator cabeça da bobina Fase - A	θ_2
3	Enrolamento do estator na ranhura - Fase B	θ_3
4	Enrolamento do estator cabeça da bobina Fase - B	θ_4
5	Enrolamento do estator na ranhura - Fase C	θ_5
6	Enrolamento do estator cabeça da bobina Fase - C	θ_6
7	Rotor (Barras e Núcleo)	θ_7
8	Núcleo do estator	θ_8
9	Ar interno	θ_9
10	Eixo	θ_{10}
11	Tampas laterais	θ_{11}
12	Ponto comum de referência - temperatura Ambiente	θ_{amb}

A combinação do método FEA e LPTN, o tamanho do modelo torna se relativamente pequeno e permite executar cálculos transitórios mais rápidos.

O período de crescimento de falhas de curto-circuito entre espiras com destino as demais falhas (curto-circuito entre bobinas da mesma fase e entre bobinas de fases diferentes e, curto-circuito entre fase e terra) não pode ser considerado, já que depende das circunstancias de operação da máquina [31]. O curto-circuito provoca a instabilidade de impedâncias entre as três fases do motor tendo como resultado o aparecimento de componentes de sequências negativas de corrente.

1.4 Curto-circuito entre espiras

O curto-circuito entre espiras sucede em consequência do defeito de isolamento dos condutores constituintes do enrolamento estatórico de uma máquina elétrica.

Conforme se apresenta na Figura 1.3, uma degradação, ou quebra, de isolamento do enrolamento estatórico pode levar a inúmeros tipos de curto-circuitos, sendo o curto-circuito entre espiras de uma mesma fase aquele que acontece com maior periodicidade e que, num estagio inicial, é mais difícil de detetar reforçando a importância da natureza evolutiva da avaria.

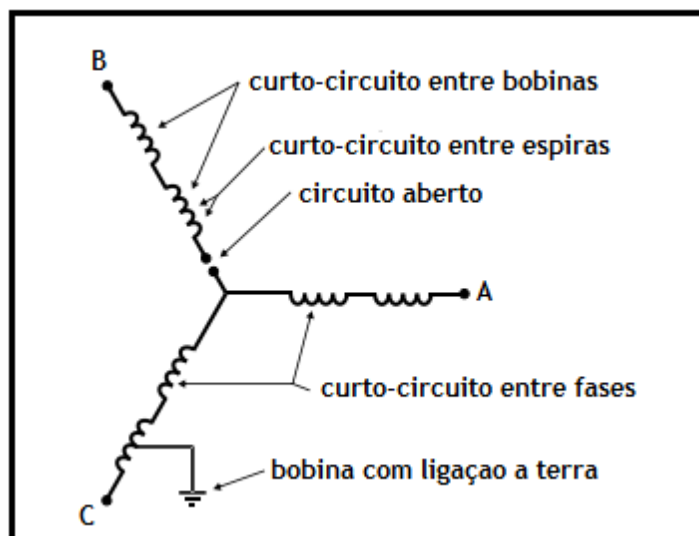


Figura 1.3 - Possíveis modos de falhas no estator ligado em estrela [7].

O material isolante presente no enrolamento do estator é, por regra, aquele que apresenta uma temperatura máxima de funcionamento mais baixa. Adicionalmente, a brevidade de enfraquecimento do isolamento do enrolamento estatórico é justamente dependente da temperatura [7]. Assim, o isolamento do motor é classificado conforme a sua capacidade térmica em classe A suportando a partir de uma temperatura de 105°C até os mais recentes em classe F ou C proporcional a 155°C e 200°C respetivamente [32]. Na Tabela 1.2 apresenta-se a

classificação dos condutores utilizados no fabrico dos enrolamentos do estator das máquinas elétricas de acordo com a capacidade térmica do seu isolamento, e segundo a norma ABNT [33].

Tabela 1.2 - Classes térmicas e respetivas temperaturas [33].

Classe térmica	Temperatura admissível (°C)	Sobre elevação de temperatura admissível máxima (°C)
Y	90	50
A	105	65
E	120	80
B	130	90
F	155	115
H	180	140
N	200	160
R	220	180
S	240	200
C	>240	>200
250	250	210

Assim, é essencial, por forma a maximizar a vida útil de um motor, que a temperatura deste seja mantida abaixo do limite da temperatura do enrolamento, respeitando a condição do fabricante [24] [32].

O curto-circuito entre espiras resulta, principalmente, do envelhecimento do isolamento dos enrolamentos do motor. Sendo a sobrecarga térmica uma das possíveis causas para a redução da vida útil do motor, elencam-se, seguidamente, as principais causas para que os fenómenos de sobrecarga térmica do motor aconteçam [7] [34]:

- Aumento da amplitude da tensão, faz com que aumenta o fluxo da máquina na região do entreferro e eleva a maiores perdas do núcleo, resultando assim em tensões térmicas elevadas;
- Agentes ambientais através da degradação resultante da infiltração de que ocorre por contaminação de humidade, óleo, areia, água, poeira, ferrugem ou por ação de produtos químicos;
- Um aumento de percentual de desequilíbrio nas tensões da rede leva a um aumento da corrente do estator e das suas perdas de cobre, e como consequência aparecimento de temperaturas muito elevadas no interior dos motores, causando a degradação prematura do isolamento;
- O arranque e paragem frequentes dentro de curto intervalo de tempo, devido a dispositivos que limitam a corrente de arranque e paragem, eleva a temperatura dos enrolamentos consequentemente a tensões térmicas visto que durante a partida as correntes podem atingir 4 a 10 vezes superior o seu valor nominal;

- Envelhecimento a degradação natural do material do isolamento dos enrolamentos, provoca alterações nos parâmetros do motor em determinados harmônicos, no caso da corrente em função das suas componentes simétricas;
- O aumento da temperatura no motor é proporcional ao quadrado da sua carga.

1.5 Estrutura da Dissertação

O presente trabalho está estruturado em cinco capítulos: No primeiro capítulo “Introdução” analisa-se a importância do comportamento térmico do motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo. São, também, apresentados os objetivos do presente estudo.

No segundo capítulo é feita a descrição do motor em estudo, assim como o enquadramento do motor assíncrono de gaiola de esquilo. Apresentam-se, também, as noções básicas sobre os modos de transferência de calor.

No terceiro capítulo é apresentado o modelo de simulação computacional onde são descritas as características do modelo, assim como o processo de construção. Apresentam-se, ainda, os resultados obtidos por meio das simulações eletromagnéticas e térmicas. Por fim, apresenta-se uma análise crítica dos resultados.

No quarto capítulo apresenta-se o procedimento utilizado na análise experimental. Apresentam-se, ainda, os resultados experimentais sob diversas condições de funcionamento, e uma análise comparativa com os resultados das simulações.

No quinto capítulo são apresentadas as conclusões, e a descrição das mais-valias deste trabalho, assim como as sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

O Motor de Indução de Gaiola de Esquilo

2.1 Aspectos construtivos

O motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo continua ser a máquina mais utilizada no mundo [32]. Sendo capaz de ser alimentado diretamente da rede de distribuição trifásicas e com potencia de auto-arranque, o motor de indução trifásico é formado por um estator cujo circuito elétrico possui três enrolamentos geometricamente espaçados de 120° elétricos [35]. O circuito elétrico do rotor é formado por barras condutoras, curto-circuitadas, sendo a corrente elétrica, nas barras rotóricas, produzida por fenómenos de indução magnética.

Estator

O estator é, como o próprio nome indica, a parte fixa da máquina. É constituído por uma estrutura robusta, fabricada em ferro fundido, aço laminado ou alumínio injetado resistente a corrosão, designada de carcaça [13]. Tem como função o proteger o interior do motor contra agressões mecânicas, químicas e outras, e suportar todas as partes fixas e moveis do motor, nomeadamente o núcleo de material ferromagnético do estator. Uma vez que a carcaça é a peça do motor que se encontra em contacto direto com o meio ambiente, apresenta, usualmente, uma estrutura alhetada de modo a aumentar a área de contacto com o meio ambiente, e deste modo potenciar os fenómenos de transferência de calor do motor para o meio ambiente contribuindo para uma refrigeração mais eficiente do Motor.

De modo a reduzir no mínimo as perdas de correntes de Foucault, o núcleo ferro-magnético é constituído por chapas magnéticas, justapostas, usualmente com uma espessura compreendida entre 0,35 e 0,5 mm, com revestimento isolante e com o formato de uma coroa circular [36]. Este núcleo é dotado de cavas onde é instalado um conjunto de enrolamentos dispostos simetricamente, que constituem as fases do motor, os enrolamentos são constituídos por condutores de cobre isolados, a parte do enrolamento que fica no interior do núcleo de ferro denominamos parte ativa, e as partes externas ao núcleo são designadas de cabeças ou testas das bobinas.

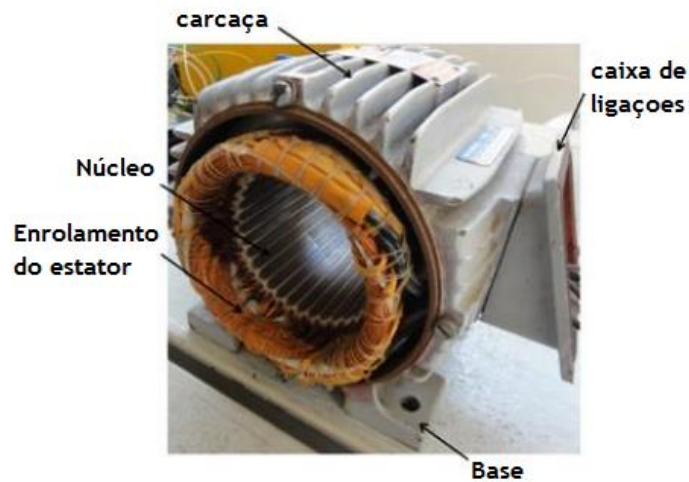


Figura 2.1 - Estator do MIT [13].

Rotor

É a parte móvel da máquina. É colocado no interior do estator, tendo para o efeito, a configuração de um cilindro. São classificados conforme a forma como é constituído o seu circuito elétrico, podendo ser de gaiola de esquilo ou rotor bobinado [35]. Semelhante o estator, o rotor é feito por um composto de chapas ferromagnéticas empilhadas que formam o núcleo magnético [37]. No caso mais comum do rotor em gaiola de esquilo, o circuito elétrico rotórico é constituído por barras condutoras curto-circuitadas por anéis terminais, conforme se ilustra na Figura 2.2 [38].



Figura 2.2 - Rotor em gaiola de esquilo do MIT [13].

O núcleo magnético tem como finalidade suportar mecanicamente o enrolamento rotórico e permitir a obtenção de uma indução magnética intensa para uma F.M.M. relativamente reduzidas, devendo por isso ter uma permeabilidade magnética elevada.

Entreferro

O espaço existente entre o rotor e o estator é designado de entreferro. Necessário para permitir o movimento do rotor com o mínimo de atrito possível, é, geralmente, projetado para ser o menor possível (0,4-0,5mm) para reduzir o fluxo de fugas (Fluxo magnético gerado no estator que não passa pelo rotor) e a corrente de vazio (corrente no estator quando o motor não tem carga mecânica aplicada ao veio), melhorando o fator de potência e o rendimento [38].

2.2 Princípio de funcionamento

O princípio de funcionamento do motor de indução trifásico pode ser enunciado da seguinte forma: O campo magnético gerado pelas correntes do estator, desfasadas de 120°, induz no enrolamento do rotor uma força eletromotriz [35]. Como o circuito rotórico se encontra em curto-circuito, a força eletromotriz induzida conduz à circulação de uma corrente elétrica, no rotor, que, interage com o campo magnético do estator, produzindo um binário capaz de promover o movimento de rotação do rotor.

O Campo magnético gerado por cada uma das correntes de fase do estator apresenta uma distribuição sinusoidal, ao longo do entreferro da máquina estando o seu valor máximo alinhado com o eixo de simetria do enrolamento da fase e com orientação radial, ou seja, normal às superfícies cilíndricas do estator e do rotor.

Visto que as correntes estatóricas, e portanto os concernentes campos magnéticos produzidos, se encontram desfasadas entre si, no tempo, de um ângulo elétrico de 120° desfasados, cada uma delas produzirá um campo magnético girante cuja densidade de indução pode ser representada pelos vetores, \vec{B}_1 , \vec{B}_2 e \vec{B}_3 radialmente orientados e formando um ângulo de 120° elétricos entre si [39].

$$b_1 = B_{MAX} \sin \omega t \quad (6)$$

$$b_2 = B_{MAX} \sin (\omega t - 120^\circ) \quad (7)$$

$$b_3 = B_{MAX} \sin (\omega t + 120^\circ) \quad (8)$$

O Campo magnético resultante da soma dos campos gerados por cada um das fase é designado de campo girante, apresenta o uma distribuição sinusoidal ao longo do entreferro com amplitude contante, mas em que a direção de máxima indutância se encontra num movimento de rotação aparente cuja velocidade de rotação, designada de velocidade síncrona n_s , é [40]:

$$n_s = \frac{60 \times f}{p} \quad (9)$$

Onde: f é a frequência da tensão de alimentação e p o número de pares de polos.

A diferença entre a velocidade síncrona n_s , e a velocidade de rotação do rotor n_r , designa-se por deslizamento s , e expressa-se por:

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (10)$$

Onde: ω_s e ω_r são as velocidades angulares correspondentes a n_s e n_r , respetivamente.

2.3 Balanço Energético do Motor de Indução

O motor elétrico é um equipamento que transforma, em cada instante, a energia elétrica que lhe é fornecida pela rede de alimentação em energia mecânica útil no veio, apesar disso, esta conversão não é completa devido a existência de perdas que ocorrem dentro da máquina no decorrer o processo de conversão [41].

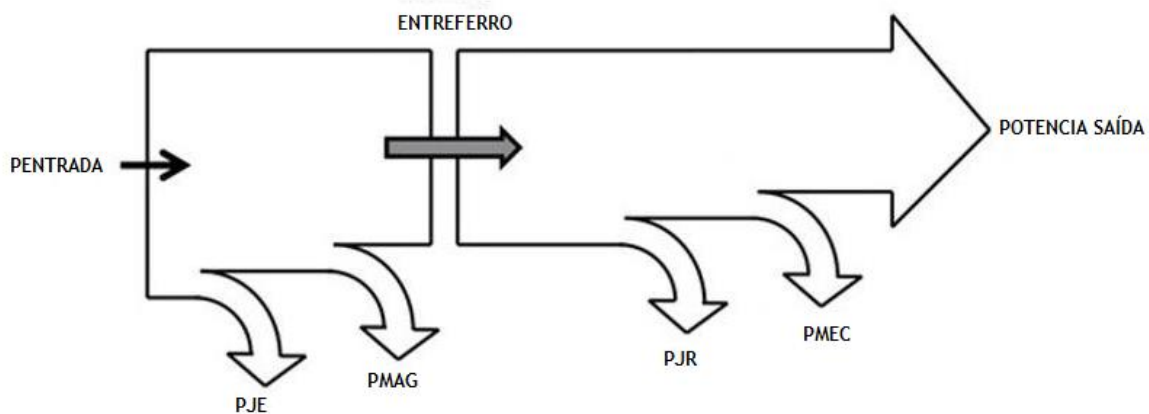


Figura 2.3 - Balanço energético de um motor elétrico [22].

PENTRADA - Potência elétrica fornecida ao MIT,

PJE- Potência de perdas por efeito joule nas bobinas do estator,

PMAG- Potência de perdas no ferro + perdas adicionais,

PJR- Potência de perdas por efeito Joule no rotor,

PMEC- Potência de perdas mecânicas devidas a atrito e ventilação,

POTENCIA SAÍDA - Potência mecânica útil no veio do MIT.

As perdas energéticas nas máquinas elétricas estão relacionadas com o tipo de material utilizado e a tecnologia de fabricação dos motores e constituem as fontes de calor que induzem o aumento da temperatura, essas perdas tem impacto direto no comportamento do motor [21].

As perdas no MIT, segundo a norma IEC/EN 60034-2-1: 2007 são classificadas em perdas elétricas (perdas no cobre), perdas magnéticas (no ferro), perdas mecânicas (perdas por atrito e ventilação) e perdas adicionais. A seguir são descritas a classificação das perdas no motor de indução.

Perdas Elétricas

As perdas elétricas também conhecidas como perdas por efeito de Joule (PJ), resultam da natureza resistiva dos materiais constituintes dos condutores do estator e das barras do circuito elétrico rotórico [8]. Estas perdas são consideradas não lineares e variam consoante a temperatura, sendo que esta variação se deve ao aumento da resistência elétrica com o aumento da temperatura. A relação entre as duas grandezas vem dada por:

$$P_J = I^2 \cdot R \quad (11)$$

$$R = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)) \quad (12)$$

Em que R_0 e R correspondem a resistência elétrica inicial e final a temperatura inicial e final T_0 e T e α é o coeficiente de temperatura do material.

Perdas Magnéticas

Estas perdas também denominadas perdas no núcleo ou no ferro (Pfe), são perdas que ocorrem nas chapas de ferro do estator e do rotor (núcleo) inerentes ao meio ferromagnético sendo separáveis em dois grupos conforme com a sua condição: Perdas por correntes de Foucault e perdas por histerese. Estas perdas variam com a densidade do fluxo e com a frequência [41]. A utilização de núcleos ferromagnéticos constituídos por chapas empilhadas permite um aumento da resistência ao fluxo das correntes de Foucault reduzindo as respectivas perdas. Sendo assim, as perdas magnéticas dependem da densidade do fluxo e da frequência da tensão de alimentação (f_1) no estator, sendo a frequência no rotor (f_2) mais baixa pelo facto de ser dada pelo produto da frequência de alimentação e o deslizamento ($f_2 = s f_1$) [8].

As perdas por histerese magnética dão-se sempre que um material ferromagnético esteja perante ação de campo magnético alternado. Num material ferromagnético os dipolos magnéticos internos tendem a encontrar-se formado com a que o material se encontra sujeito, sempre que a força magneto-motriz inverte o seu sentido, dá-se um movimento dos dipolos no sentido de se ajustarem à nova orientação da força magneto-motriz [41]. Não obstante, uma parcela dos dipolos não segue essas variações, gerando calor. Este atraso pode ser avaliado pelo designado laço de histerese [41].

Segundo a equação de Steinmetz as perdas por histerese podem ser determinadas com grande aproximação de acordo com [41]:

$$P_f = V \cdot K_f \cdot B_m^2 \cdot f^2 \quad (13)$$

Onde: P_f é a perda por corrente de Foucault [$W \cdot m^3$];

K_f é uma constante que depende do material da chapa [-];

B_m densidade de fluxo máximo [$wb \cdot m^2$];

V volume total do material [m³].

Perdas Mecânicas

Essas perdas compreendem as perdas por atrito nas chumaceiras, ventilação, e atrito aerodinâmico entre as peças móveis em rotação e o ar envolvente [8].

Perdas Adicionais

As perdas adicionais estão relacionadas com fluxos de fugas, distribuição de correntes não uniforme, imperfeições mecânicas nas aberturas para escoamento do ar, irregularidades na densidade do fluxo no entreferro, em geral são perdas que acontecem no circuito elétrico e magnético [21].

As perdas mecânicas (fricção) e perdas parasitas, sendo calculadas pela seguinte relação:

$$\sum \text{Perdas} = P_{JE} + P_{MAG} + P_{JR} + P_{MEC} \quad (14)$$

A potência mecânica é a diferença entre a potência de entrada (potencia elétrica) e as perdas do motor, sendo dada por:

$$P_{mec} = P_{electrica} - \sum \text{Perdas} \quad (15)$$

$$\eta = \frac{P_{SAIDA}}{P_{ENTRADA}} \quad (16)$$

2.4 Fenómenos Térmicos

A temperatura é um elemento crítico na indicação da vida útil da máquina elétrica, afeta exatamente os enrolamentos assim como outros componentes da máquina, é desejável que a temperatura do ponto mais quente do motor não ultrapasse o valor limite da estabilidade térmica dos materiais. Os motores elétricos apresentam perdas no cobre (enrolamentos) e no ferro (núcleo do estator), além das perdas por atrito dos rolamentos e ventilação [42].

A análise térmica de máquinas elétricas tem grande importância no projeto e fabricação de motores elétricos. Em função da procura e dos interesses económicos urge a utilidade de adicionar a densidade de potência, isto só é conseguido, com a utilização de materiais que suportam temperaturas mais elevadas [42]. É importante entender o mecanismo de transferência de calor para análise térmica do motor, verificando assim se o motor atende os valores do cálculo do projeto.

Como referido anteriormente, o calor produzido no interior do MIT resulta dos atritos, das perdas ohmicas e das perdas no ferro, sendo o ponto mais vulnerável do motor, em termos de aquecimento, o enrolamento do estator [43]. No entanto o calor produzido no interior da máquina necessita ser dissipado para o exterior, de modo a limitar o aumento da temperatura interna do motor, aumentando a sua vida útil.

É definida transferência de calor como a ciência que procura prever e analisar a transferência de energia (calor) que pode ocorrer em corpos materiais como consequência de uma desigualdade de temperatura em um sistema [44]. Quando há uma taxa de temperatura sobre determinado meio estável, podendo ser um sólido ou líquido empregamos a transferência por condução.

Para um motor de indução é essencial considerar os três modos de transferência de calor que são condução, convecção e radiação.

2.4.1 Transferência de Calor por Condução

A transferência de calor por condução é a transferência de energia das partículas mais energéticas para as menos energéticas das substâncias devido a interação entre elas. Esta ela pode ser vista por meio da equação de Fourier de condução de calor [45]. Assim, o balanço energético entre o calor produzido dentro de um volume V , aquele que induz a variação da sua temperatura e, o calor que é trocado com o meio vizinho, nas fronteiras do volume considerado é dado por [21]:

$$\rho c \cdot \frac{\delta T}{\delta t} = p + \text{div}(\lambda \cdot \overrightarrow{\text{grad}T}) \quad (17)$$

onde c representa a capacidade calorífica específica (J/Kg.K),

ρ a densidade (Kg/m³),

λ a condutividade térmica (W/m.K),

ρc a capacidade térmica por unidade de volume (J/m³),

p o volume de produção de calor (W/m³).

Sendo a condutividade térmica independente da temperatura a equação vem dada por:

$$\rho c \cdot \frac{\delta T}{\delta t} = p + \left(\lambda_x \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \lambda_y \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \lambda_z \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) \quad (18)$$

Onde: λ_x, λ_y e λ_z são a condutividade térmica para a direção X, Y e Z respetivamente dados por (W/m. °C).

Importa salientar que a condutividade térmica é uma propriedade termofísica que depende de um material homogêneo e isotrópico. Depende principalmente do tipo deste material e da sua temperatura, mas muitos autores dizem que ela pode ser tomada como uma constante, porque ela varia ligeiramente dentro da temperatura atingida dentro da máquina elétrica [21].

No caso de uma distribuição de temperatura uniforme ou de um meio homogêneo de temperatura e não sendo fonte de produção de calor a equação de condução torna-se:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \alpha \cdot \Delta T \quad (19)$$

2.4.2 Transferência de calor por convecção

É o modo de transferência de calor que ocorre entre fluido em movimento e uma superfície sólida a diferentes temperaturas, para um motor de indução este tipo de transferência acontece devido a fronteira entre o rotor e o entreferro, estator e o entreferro e entre a carcaça e o meio ambiente.

A transferência de calor por convecção pode ser entendida por: Convecção natural e convecção forçada ou mista (natural + forçada) [46]. A convecção natural é a condução em um fluido deformável, onde os gradientes de densidade são o termo condutor do fluxo do fluido. A convecção forçada é realizada na presença de uma força externa para acelerar o fluxo do fluido sobre a face do sólido, que induz o movimento das moléculas do ar, para ambos o caso a transferência de calor, por convecção, pode ser determinada, de acordo com lei de Newton, com base na seguinte equação:

$$\dot{q} = h \cdot (T_p - T_\infty) \quad (20)$$

onde h representa o coeficiente de transferência de calor por convecção [$W/m^2 \cdot K$],

\dot{q} o fluxo de transferência de calor [W],

T_p a temperatura da superfície sólida [K],

e T_∞ a temperatura do fluido [K].

Para o cálculo da taxa de transferência de calor, usa-se a seguinte expressão [46]:

$$\dot{Q} = h \cdot A \cdot (T_p - T_\infty) \quad (21)$$

onde \dot{Q} é a taxa de transferência de calor por convecção [W] e A a área de troca de calor na superfície sólida [m^2].

O coeficiente de transferência de calor (h) resulta de diversas causas entre eles o movimento do fluido, da geometria e das propriedades físicas e termodinâmicas. Na Tabela 2. 1 apresentam-se os valores médios dos coeficientes de convecção.

Tabela 2. 1 - Valores médios de coeficiente de convecção h [47].

Processo		h [W/m ² .K]
Convecção natural	Ar	5-30
	Gases	4-25
	Líquidos	120-1200
	Água, líquida	20-100
	Água em ebulição	120-24000
Convecção Forçada	Ar	30-300
	Gases	12-120
	Líquidos	60-25000
	Água, líquida	50-10000
	Água em ebulição	3000-100 000
	Água em condensação	5000-100 000

Considerando o motor de indução em estudo, estimou-se um coeficiente de convecção forçada do ar, h, de 80 W/m².K.

2.4.3 Transferência de Calor por Radiação

A transferência de calor por radiação mostra-se no modo de energia térmica emitida pelos corpos no modo de ondas eletromagnéticas por efeito da sua temperatura. Este fenómeno contribui para o desperdício do calor gerado no intrínseco das máquinas, sendo regido pela seguinte equação:

$$\varphi = \epsilon \sigma \cdot S \cdot (T_s^4 - T_\infty^4) \quad (22)$$

onde σ é constante de Stefan-Boltzmann, igual a 5,67032 (W/m².K⁴),

T_s a temperatura da superfície sólida (K),

T_∞ a temperatura de entrada do fluido (K),

ϵ o fator de emissividade.

Capítulo 3

Modelo de simulação eletromagnética

3.1 Introdução

No presente capítulo apresenta-se, de forma detalhada, o modelo desenvolvido com base no software de elementos finitos flux 2D®12.1, para análise do comportamento eletromagnético e térmico do motor de indução na presença de um curto-circuito entre espiras de uma mesma fase.

O software de elementos finitos flux 2D®12.1 é um software para simulação e análise eletromagnética e térmica em regime permanente e transitório de dispositivos eletromagnéticos, foi usado para construção do modelo da máquina, é um software versátil e eficiente, permite que o utilizador projete e crie motores a partir de peças padrão ou personalizadas e permite adicionar bobinas e materiais a partir da sua base de dados para a execução das peças [24],[48].

3.2 Característica da Máquina Assíncrona

No trabalho presente foi considerado um motor de indução trifásico, WEG, modelo W22, de 2,2kW, 1435 rpm, 230/400 V, 50 Hz, classe IE3, IP55-Iron cast, com 4 polos, gaiola de esquilo em alumínio enrolamento estatórico de camada simples. Na Tabela 3.1 apresentam-se as principais características da máquina assíncrona que serve de base a este estudo.

Tabela 3.1 - Característica da máquina assíncrona.

	PARAMETRO	VALOR
Máquina	Potencia	2,2 KW
	Frequência	50 HZ
	Tensão	400 V
	Velocidade	1435 rpm
	Número de polos	4
Estator	Conexão	Y
	Número de espiras por fase	216
	Diâmetro externo	160 mm
	Diâmetro interior	100 mm
	Número de ranhuras	36
Rotor	Número de ranhuras	28
	Diâmetro externo	99,4 mm
	Diâmetro interno	35 mm
Entreferro	Espaço	0,3 mm
Enrolamento	Bitola	0.8mm/0.75mm
	Passo	1:8:10/1:8
	Conexão	Estrela
	Camada	Única
	Resistência	2,1Ω, a 20°C

Na Figura 3.1 apresenta-se o esquema do enrolamento do motor. Como se pode constatar, o motor possui 36 ranhuras no estator, e um enrolamento distribuído com 3 ranhuras por polo e por fase. Importa ainda referir que o motor possui 36 espiras por ranhura.

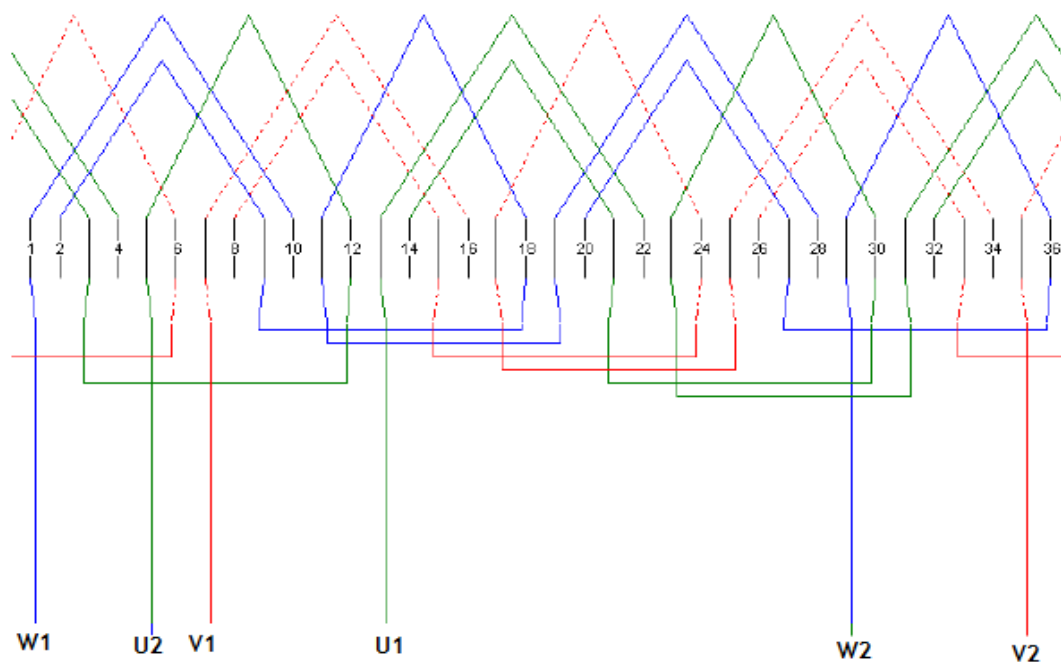
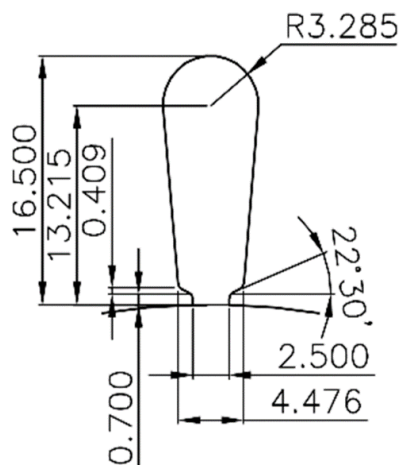


Figura 3.1 - Esquema de bobinagem dos enrolamentos do motor em estudo Cortesia WEG [13].

As dimensões geométricas da máquina são particularmente importantes na construção do modelo. Assim, apresenta-se na Figura 3.2 a geometria das ranhuras estatóricas e das barras rotóricas, necessárias para a construção um modelo suficientemente preciso da máquina.

Ranhuras Estatóricas

DIMENSÕES EM MILÍMETROS



Ranhuras Rotóricas

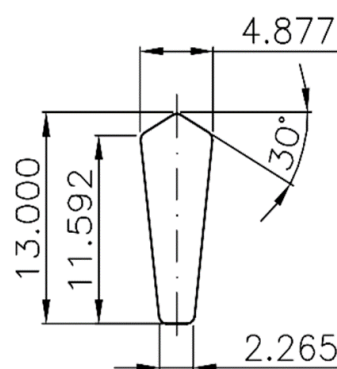


Figura 3.2 - Dimensões das ranhuras do estator e do rotor Cortesia [13].

3.3 Modelo de Simulação Bidimensional do MIT

A simulação computacional do procedimento térmico de um dispositivo eletromagnético, com base no software de elementos finitos FEM- Flux2D®12.1 (Cedrat), é dividida em duas etapas. A primeira etapa está relacionada à simulação eletromagnética em estado transitório e a segunda etapa está relacionado à simulação térmica transitória bidimensional.

A simulação eletromagnética transitória permite o estudo do fenômeno criado por campo variável, sendo esta relacionada com correntes variáveis, permitindo obter variáveis, elétricas, magnéticas e mecânicas. Para a simulação térmica transitória é estudado o fenômeno termodinâmico, desde o estado inicial até o estado de equilíbrio, permitindo assim estudar e observar a evolução da temperatura nos diversos componentes do motor, tendo em consideração os valores determinados, na primeira etapa, para as diversas classes de perdas na máquina.

Deste modo, com a modelação e simulação eletromagnética no MIT, são calculadas as perdas por efeito Joule e utilizando o método de Bertotti calculamos as perdas no ferro, as perdas obtidas serão introduzidas no modelo de simulação térmica bidimensional. Posteriormente são analisados os resultados obtidos das simulações. [49].

O flux é um software absoluto possui a vantagem de proporcionar a conexão com as equações do circuito, igualmente o aumento de um local de área específica para o estudo de máquinas rotativas com diferentes posições do rotor, sem ter que alterar a geometria e a malha [50].

A Tabela 3.2 mostra, de forma resumida, as etapas e as subetapas principais da análise FEM [49].

Tabela 3.2 - Etapas de utilização do FEM [38].

Etapa	Subetapa
Pré-processamento	Estrutura geométrica
	Formulação analítica do problema
	Definição do domínio e do tipo de simetria do problema
	Condições de contorno
	Geração da malha de elementos finitos
Processamento	Resolução do problema
Pós-processamento	Análise de resultados

Para análise de simulação eletromagnética utilizando o método de elementos finitos podem ser divididas em três etapas que são: pré processamento, processamento e pós processamento.

Pré-Processamento

Nesta etapa (pré processamento), são definidas as características geométricas, as propriedades elétricas do modelo, assim como o tipo de simetria e as condições de contorno do domínio do problema. No caso do motor em estudo IE3 da WEG, os dados referentes aos materiais, a sua geometria e as ligações do circuito elétrico foram fornecidas pelo fabricante.

A simetria do modelo eletromagnético é do tipo simétrica, mas não foi possível dividi-lo em fração mais pequena e racionalizar o tempo de simulação computacional, uma vez que o funcionamento na presença de uma avaria causa um comportamento assimétrico da máquina em estudo. Assim, foi construído um modelo que contempla a geometria completa do motor em causa, como mostra a Figura 3.3.

Após a construção da geometria, o passo a seguir foi a geração da malha. A geração da malha foi feita com elementos triangulares, pois com este tipo de malha o potencial elétrico/magnético varia linearmente dentro do triângulo [51].

Processamento

Na segunda etapa (processamento), utiliza as equações constitutivas da matéria e as equações de Maxwell [49]. São definidos os materiais a cada região do modelo e efetua-se os cálculos computacionais, por meio de métodos iterativos, podendo ser rápida ou não dependendo da complexidade do modelo, ou seja, é efetuada a simulação computacional, nos quais as equações numéricas são discretizadas e implementadas diretamente no programa computacional.

Pós-Processamento

A terceira etapa (pós processamento), é onde são obtidos os resultados de variáveis elétricas, magnéticas, mecânicas e as perdas por efeito Joule e no ferro, assim como a distribuição dos campos calculados. Esta etapa, também permite calcular parâmetros, como o binário eletromagnético ou a força aplicada a um contorno fechado, a densidade de fluxo magnético em cada ponto, as indutâncias, etc. [52].

3.3.1 Geometria

Com base nas características construtivas do motor descritas na Tabela 3.1 a geometria é formada através de posicionamento de pontos em um plano e posteriormente esses pontos são interligados por linhas que compõem o formato do motor. Todos os parâmetros do motor devem ser bem empregues de maneira a obter uma geometria o mais próxima possível do motor através do software Flux2D 12.1, a Figura 3.3 mostra a geometria do motor assíncrono em

estudo. De modo a avaliar o funcionamento na presença de um curto-circuito entre espiras as áreas de duas ranhuras, correspondentes aos condutores de ida e de volta da bobina de entrada de uma fase (Fase W) foi dividida de modo proporcional ao respetivo número de espira.

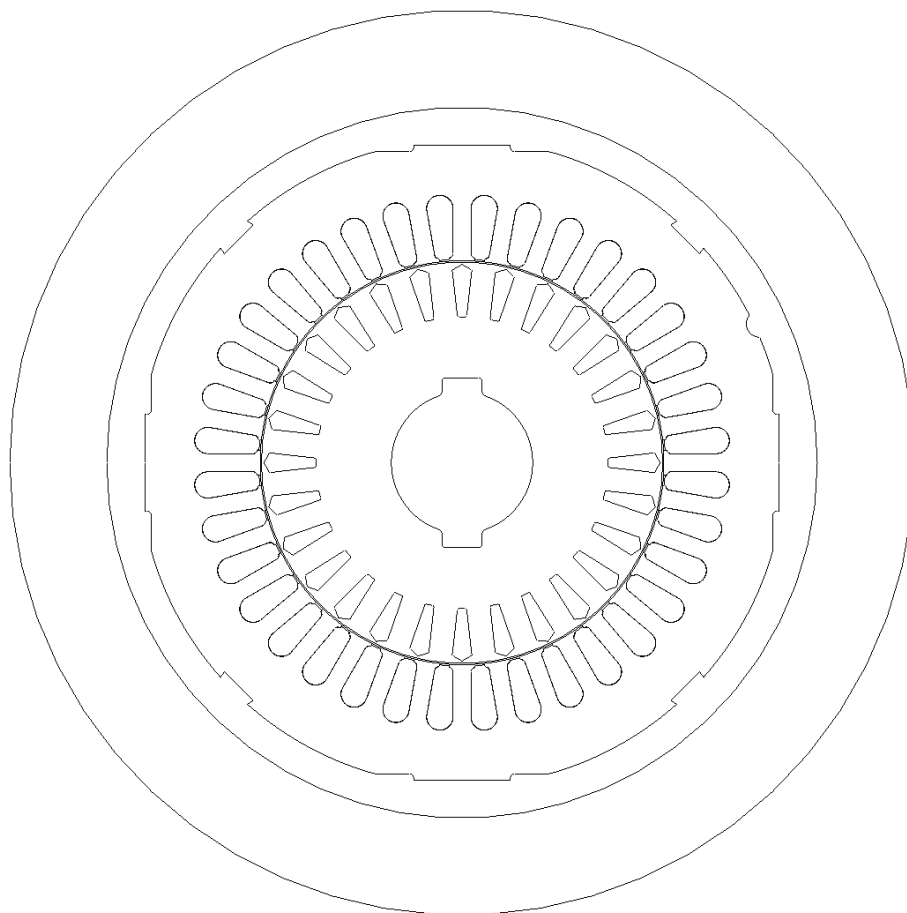


Figura 3.3 - Geometria do motor (Flux 2D). Adaptado de [24].

3.3.2 Criação das Faces

Após a construção da geometria, é necessário definir as suas faces, de modo a que o software incorpore a composição do motor. Para tal é utilizado um comando `Geometry Assign Regions to Faces`. As áreas a azul escuro representam os núcleos ferromagnéticos do estator e do rotor, são constituídos de material ferromagnético (aço silício). As áreas em branco representam o ar, podem corresponder à zona do entreferro ou ao ambiente exterior à máquina. A superfície amarela corresponde ao veio é constituído de aço AISI 1040 sem qualquer característica magnética, ou seja, tem permeabilidade magnética nula. As áreas a preto correspondem às barras do rotor, sendo constituídas por alumínio. Finalmente as três superfícies a vermelho, verde e azul claro correspondem as ranhuras preenchidas por condutores. Para melhor compreensão a Figura 3.4 ilustra a distribuição das faces e suas regiões.

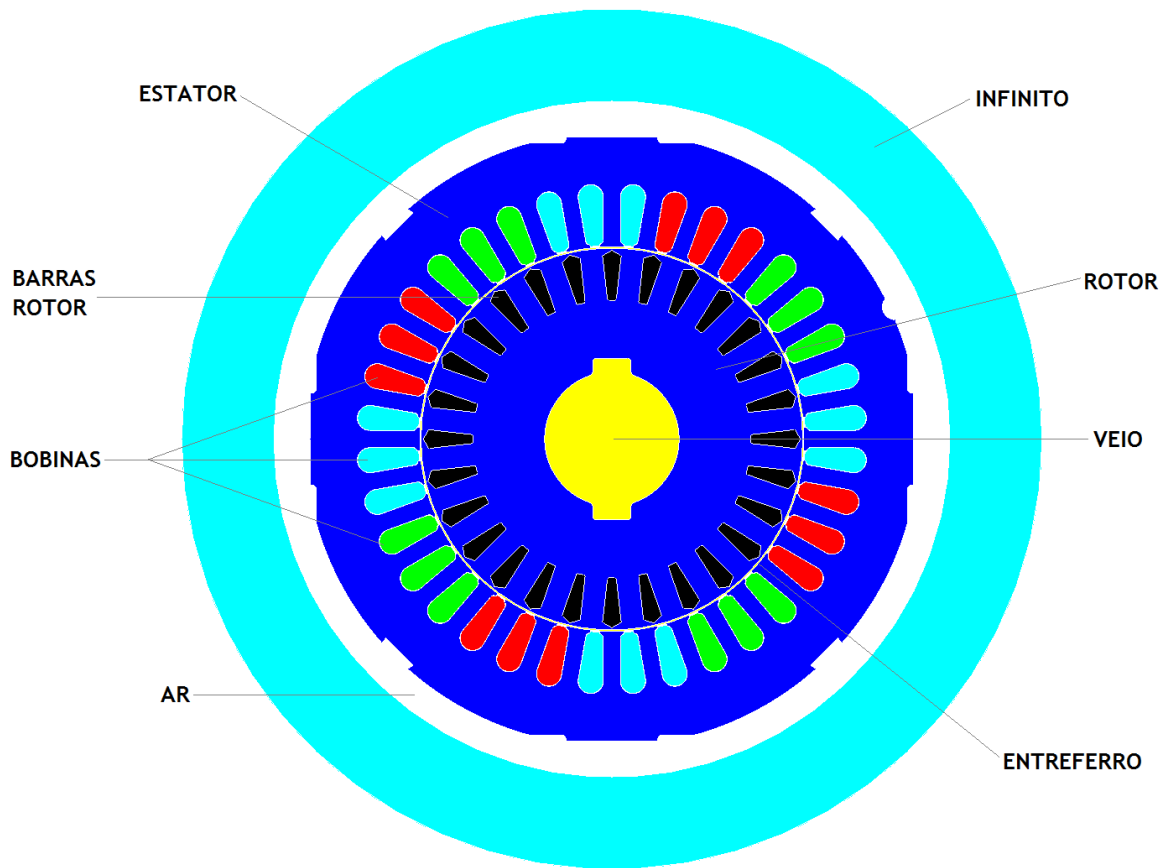


Figura 3.4 - Faces do motor (Flux2D).

As Figura 3.5 à Figura 3.7 apresentam a distribuição das fases nos enrolamentos do estator do motor de indução trifásico.

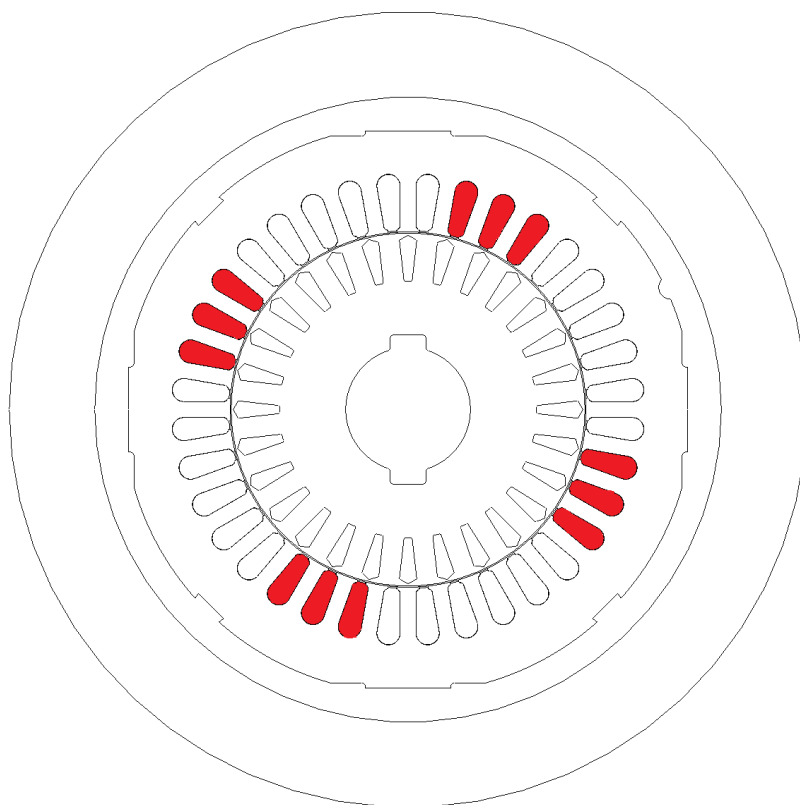


Figura 3.5 - Face da fase U positiva e U negativa (Flux2D).

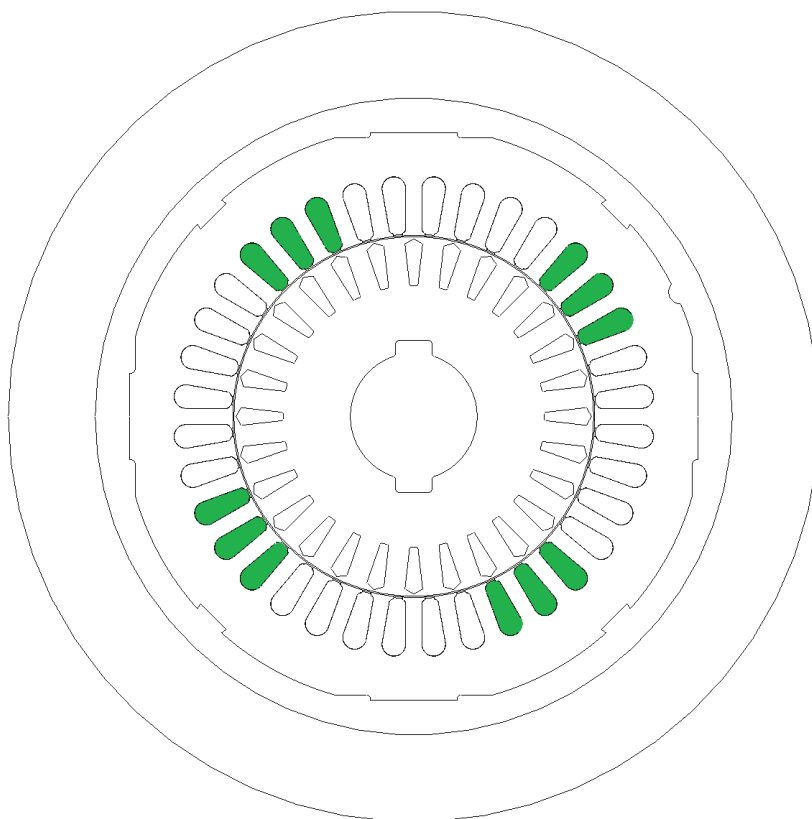


Figura 3.6 - Faces da fase V positiva e V negativa (Flux2D).

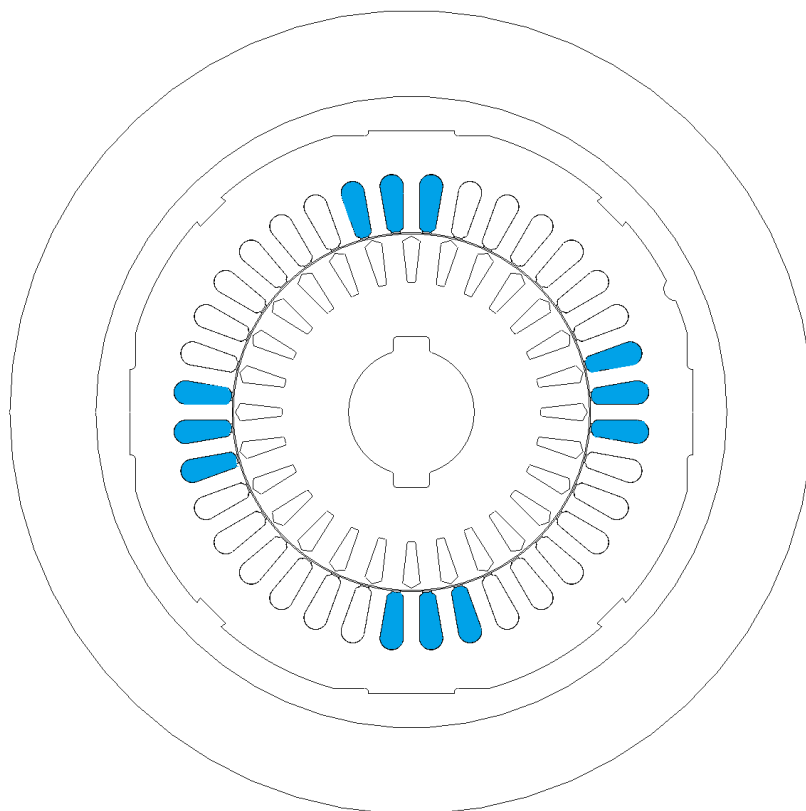


Figura 3.7 - Faces da fase W positiva e W negativa (Flux2D).

3.3.3 Criação da malha

Após a criação da geometria, o passo a seguir foi a geração da malha. Para a geração da malha foi utilizado o software Flux2D, a malha definida a geometria do modelo é de segunda ordem, do tipo triangular resultando em 1257868 nós, 83794 número de linhas e 627690 elementos finitos, isto é, para discretizar a geometria do motor em pequenos elementos finitos por intermedio de pontos nodais ligados entre si, esses elementos são calculados por meio de equações diferenciais levando em conta as condições de fronteira definidas, para tal usou-se o comando Mesh faces ou Mesh domain, conforme mostra a Figura 3.8.

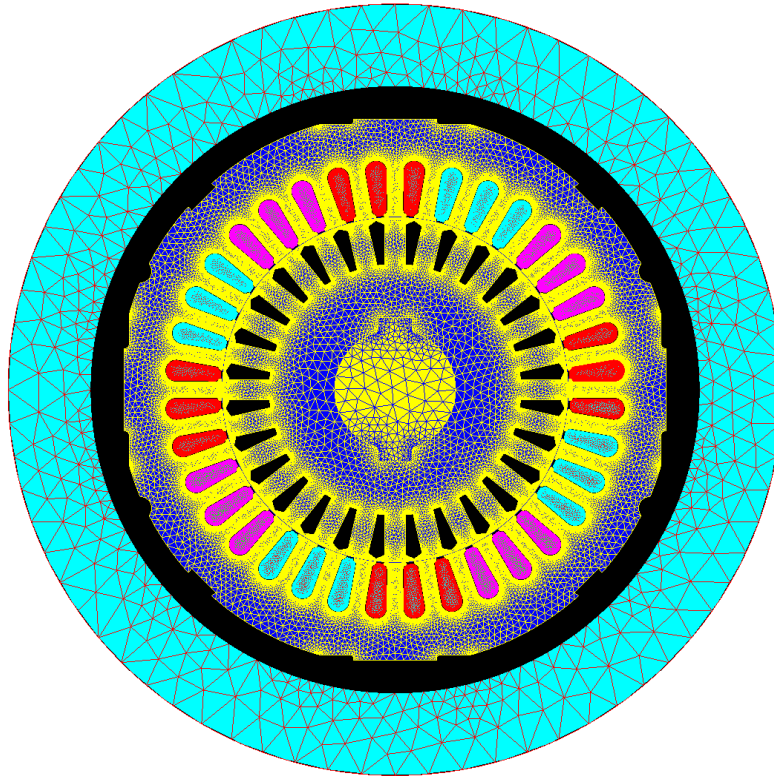


Figura 3.8 - Malha do motor em estudo (Flux2D).

A malha é mais compacta na região do entreferro já que nesta área se desenvolve maior energia eletromagnética, e é menos densa na parte externa da máquina. A fim de calcular os elementos da malha é de fundamental importância indicar as propriedades dos materiais em cada face criada. A seguir são apresentadas os materiais e as suas propriedades que serão usados nas simulações eletromagnética e térmica [24].

Material e Propriedades

Cobre:

- Propriedade Magnética: Permeabilidade relativa = 1;
- Propriedades elétricas: Resistividade = $1,72 \times 10^{-8}$ [$\Omega \text{ m}$];
- Densidade da massa = 8940 [kg/m^3];
- Propriedade Térmica: Condutividade térmica = 388 [$\text{W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$];
- Inércia Térmica = 3441900 [$\text{J} \cdot \text{m}^{-3} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$].

Alumínio:

- Propriedade Magnética: Permeabilidade relativa=1;
- Propriedades elétricas: Resistividade = $2,7 \times 10^{-8}$ [$\Omega \text{ m}$];
- Densidade da massa = 2698,9 [kg/m^3];

- Propriedade Térmica: Condutividade Térmica = $210 \text{ [W.m-1.}^\circ\text{C-1]}$;
- Inercia térmica = $2429010 \text{ [J.m-3.}^\circ\text{C-1]}$.

Aço silício:

- Propriedades magnéticas: Permeabilidade relativa = 11368.21;
- Magnetização de saturação = 1,97 [T];
- Coeficiente de ajuste do joelho = 2,89;
- Propriedade Elétrica: Resistividade = $4,8 \times 10^{-7} \text{ [}\Omega\text{.m]}$;
- Densidade da massa = 7650 [kg/m³];
- Propriedade Térmica: Condutividade térmica = $39 \text{ [W.m-1.}^\circ\text{C-1]}$;
- Inércia Térmica = $3800000 \text{ [J.m-3.}^\circ\text{C-1]}$.

Isolamento:

- Condutividade Térmica = $0,083 \text{ [W.m-1.}^\circ\text{C-1]}$;
- Propriedade Térmica: Inércia Térmica = $1456000 \text{ [J.m-3.}^\circ\text{C-1]}$;
- Massa Densidade = 680 [Kg / m³].

Entreferro:

- Densidade da massa = 1,18415 [Kg/m³];
- Propriedade Térmica: Condutividade Térmica = $0,03 \text{ [W.m-1.}^\circ\text{C-1]}$;
- Inércia Térmica = $1214,4 \text{ [J.m-3.}^\circ\text{C-1]}$.

Veio:

- AISI 1040;
- Propriedades magnéticas: Permeabilidade relativa = 40000;
- Propriedade Elétrica: Resistividade = $171\text{E-9} \text{ [}\Omega \text{ mm]}$;
- Propriedade Térmica: Condutividade térmica = $50,7 \text{ [W.m-1.}^\circ\text{C-1]}$;
- Inércia Térmica = $486000 \text{ [J.m-3.}^\circ\text{C-1]}$.
- Massa = 7860 [Kg/m³].

O estator e o rotor são compostos por aço silício referente as propriedades do material Silicon stell M400.

As barras do rotor são compostas de alumínio referente as propriedades ALU A 207.

As bobinas são compostas de cobre referentes ao material ASTM.

Os parâmetros de alumínio, cobre e aço foram retirados em www.Matweb.com.

Com a ajuda do software Flux 2D, podemos modelar todos os movimentos dos dispositivos, sejam de translação, rotação e movimentos livres, é necessário introduzir no software dois conjuntos um fixo e outro rotativo, a parte fixa representa o estator e a móvel o rotor da máquina. Na Tabela 3.3, apresenta-se a distribuição dos materiais e as suas respectivas faces, assim como os componentes mecânicos.

Tabela 3.3 - Características magnéticas dos materiais e suas respectivas faces [24].

Face	Região	Materiais	Conjunto Mecânico
Estator	Magnética não condutora	Aço silício M400	Estator
Rotor	Magnética não condutora	Aço silício M400	Rotor
Bobinas	Bobina condutora	Cobre	Estator
Veio	Ativa	Aço carbono 1040	Rotor
Barras do rotor	Condutor sólido	Alumínio ALU 207	Rotor
Infinito	Ar ou vácuo	—	Estator
Isolação	Ar ou vácuo	—	Estator
Ar	Ar ou vácuo	—	Estator

3.3.4 Circuito elétrico

O circuito elétrico da Figura 3.9 é um acoplamento entre a simulação magnética do FEM e uma simulação elétrica. Os vinte cilindros que se mostram no circuito elétrico, representam as bobinas dos enrolamentos do estator tendo um lado de ida da corrente e outro lado de volta. A resistência dos enrolamentos é de $2,1 \Omega$ por fase, medida a uma temperatura de $21 \text{ }^\circ\text{C}$, valor este que serviu para “afinar” o *fill factor* das cavas de modo a que os enrolamentos apresentassem o valor desejado [24].

Alguns parâmetros e condições não podem ser incorporados no modelo FEM, são incorporados em circuitos elétricos externos [53]. Para representar, com maior detalhe o circuito elétrico da máquina, seria necessário acrescentar, no circuito externo do modelo, um valor residual de indutância de fugas do estator referente aos topos das bobinas. É também no circuito externo que se deve colocar o valor residual da resistência dos condutores que ligam as bobinas à caixa de terminais. Na parte inferior direita do circuito elétrico, há um componente chamado de gaiola de esquilo, na gaiola de esquilo três parâmetros tem de ser dados o número de barras do rotor, a resistência dos anéis de curto-circuito R_r e a indutância de dispersão das barras curto circuitadas L_r . As barras do rotor estão interligadas através de impedâncias externas que representam as impedâncias e resistências do anel das extremidades [8]. A Figura 3.9 ilustra o circuito elétrico do motor em estudo ligado em estrela.

O circuito é alimentado mediante uma fonte de corrente alternada sinusoidal (VU, VV, VW) V, desfasada de 120°, introduzida ao modelo do motor.

No presente trabalho foi decidido utilizar uma resistência em paralelo com o número de espiras a ser curto circuitada para limitar o valor da corrente de curto-circuito e evitar danos permanentes a bobina do enrolamento do estator e a máquina. No modelo computacional a mesma é colocada no circuito externo, em paralelo com as espiras (COIL B1) em curto-circuito.

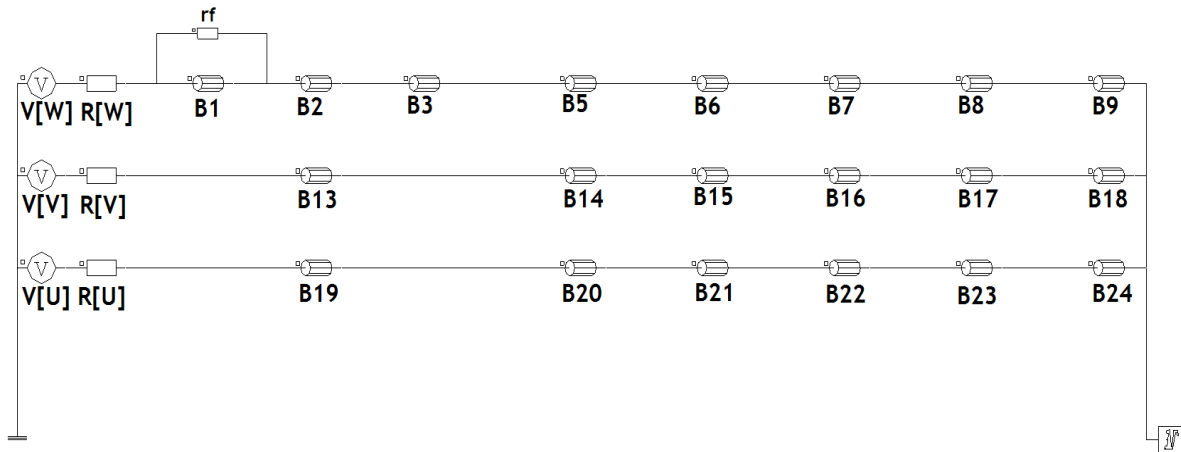


Figura 3.9 - Circuito de alimentação elétrica (Flux 2D).

3.3.5 Esquema equivalente por fase do MIT

As características de comportamento do motor dependem principalmente das reactâncias de dispersão do estator e do rotor e das suas resistências. Estes valores foram calculados a partir do esquema equivalente do motor, tendo em vista os parâmetros do motor foi efetuado dois ensaios, na condição em vazio e com rotor bloqueado e os valores alcançados encontram-se na Tabela 3.4 [24].

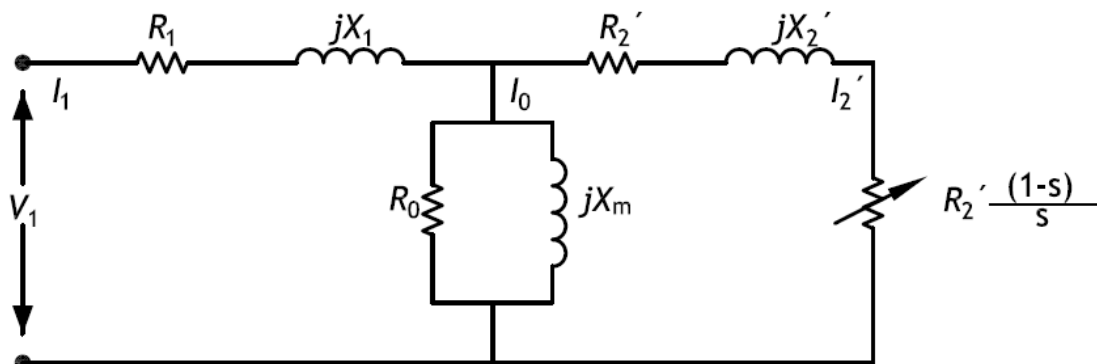


Figura 3.10 - Circuito equivalente do motor de indução trifásico.

Onde:

R_1 : resistência elétrica estatórica;

X_1 : reactância elétrica estatórica;
 R_0 : resistência das perdas do núcleo;
 X_m : reactância de magnetização do núcleo;
 R_2' : resistência elétrica estatórica;
 X_2' : reactância do rotor referido ao estator;
 $R_2'(1-S)/S$: carga mecânica.

A tabela a seguir são exibidos os resultados atingidos dos ensaios bem como as características do motor em estudo.

Tabela 3.4 - Característica dos componentes do circuito elétrico.

Componentes	Valor
V [U] 0° V [V] 120° V [W] -120°	$\frac{400}{\sqrt{3}} = 230,9V$
Ls [U, V, W]	14,9 mH
Rs [U, V, W]	2,1 Ω
Gaiola de esquilo (28 barras)	$R_{RER} = 5,1987E-6\Omega$ $L_{RER} = 1E-9 H$

A tabela a seguir mostra a distribuição dos componentes elétricos e mecânicos do motor e a sua respectiva região.

Tabela 3.5 - Características das faces das bobinas do estator.

Face	Componente	Número de espiras	Fill Factor	Orientação	Conjunto mecânico
Fase U positiva	B19 B20 B21 B22 B23 B24	6x36	0,19	Positiva	Estator
Fase U Negativa	B19 B20 B21 B22 B23 B24	6x36	0,19	Negativa	Estator
Fase V positiva	B13 B14 B15 B16 B17 B18	6x36	0,19	Negativa	Estator
Fase V Negativa	B13 B14 B15 B16 B17 B18	6x36	0,19	Positiva	Estator
Fase W positiva	B1 B2 B3 B5 B6 B7 B8 B9	6+9+21+5x36	0,19	Positiva	Estator
Fase W Negativa	B1 B2 B3 B5 B6 B7 B8 B9	6+9+21+5x36	0,19	Negativa	Estator

Tabela 3.6 - Características das faces das barras do rotor.

Face	Tipo de condutor	Condutor associado	Componente mecânico
Rotor gaiola de esquilo Barra 1	Circuito	Barra 1	Rotor
.....
Rotor gaiola de esquilo Barra 28	Circuito	Barra 28	Rotor

3.4 Simulação Eletromagnética Transitória

Neste ponto serão apresentadas as simulações que foram realizadas e a descrição dos resultados. Estas simulações foram realizadas com o software flux 2D® 12.1 que tem como objetivo mostrar os resultados que validam o modelo e comparar quando submetido a condição saudável e defeituosa. A análise transitória é uma simulação onde o parâmetro principal é o tempo, foi usada para simular o início e o cálculo das perdas em operação contínua, incluindo os harmônicos de tempo. Na simulação eletromagnética transitória deve se considerar o movimento do rotor em relação ao estator [54].

Esta simulação foi realizada a uma velocidade rotacional nominal constante de 1435 rpm, ajustada ao motor de indução, foi efetuada na condição de meia carga e carga nominal. A condição nominal permitiu, ainda, comparar os valores nominais da chapa de característica. Como resultado são obtidos os valores das perdas por efeito joule e das perdas no ferro para posteriormente serem introduzidas na simulação térmica.

Para validar o modelo serão mostradas algumas grandezas elétricas através da simulação como a tensão aos terminais do motor, a corrente aos terminais do motor, binário eletromagnético, velocidade e potencia mecânica. Para tal é necessário criar um cenário, o valor da tensão aplicada no software Flux 2D® 12.1 para a simulação transitória neste cenário seja para condição saudável ou defeituosa é apresentado a seguir:

$$V [U] = \frac{400}{\sqrt{3}} \times \sqrt{2} \times \sin(2\pi \times \text{frequência} \times \text{tempo} + 0) \quad (23)$$

$$V [V] = \frac{400}{\sqrt{3}} \times \sqrt{2} \times \sin\left(2\pi \times \text{frequência} \times \text{tempo} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (24)$$

$$V [W] = \frac{400}{\sqrt{3}} \times \sqrt{2} \times \sin\left(2\pi \times \text{frequência} \times \text{tempo} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (25)$$

3.4.1 Cenário

Para iniciar a simulação eletromagnética em estado transitório o parâmetro principal é o tempo, para tal foi criado um cenário de 0,3 segundos para a resolução do modelo, ver Tabela 3.7.

Tabela 3.7 - Resolução do cenário- estado transitório.

Parâmetro controlado	Limite inferior	Limite superior	Métodos	Valor
Tempo	0	0,3	Valor de passo	5E-4

3.4.2 Resultado da Simulação Computacional Eletromagnético Transitório

Na etapa que se segue, são exibidos os resultados das simulações. Após um tempo de 0,3 segundos, necessário para que a máquina alcance um funcionamento em regime permanente, tendo em consideração as grandezas eletromagnéticas, de binário e velocidade. Para uma melhor análise dos resultados no período transitório, em condição saudável e carga nominal, foram extraídas as seguintes curvas: tensões de alimentação, correntes de alimentação, velocidade, binário eletromecânico e potência mecânica, as quais estão seguidamente apresentadas.

A Figura 3.11 mostra o comportamento da tensão sinusoidal nas três fases desfasadas de 120° com um valor de pico 322 V, ao longo de 0,3 segundos em condições nominais. Para achar o valor eficaz da tensão usamos a seguinte relação:

$$V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (26)$$

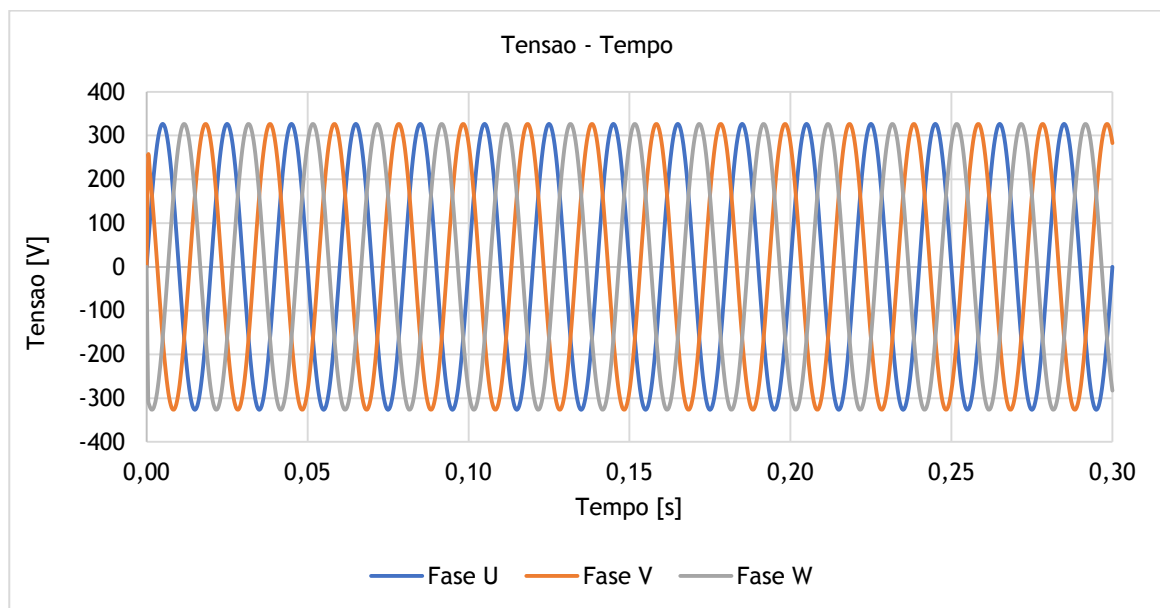


Figura 3.11 - Tensão de alimentação ao longo de 0,3 segundos (Flux 2d).

A Figura 3.12 expõe a forma de onda da tensão de alimentação do circuito durante três ciclos.

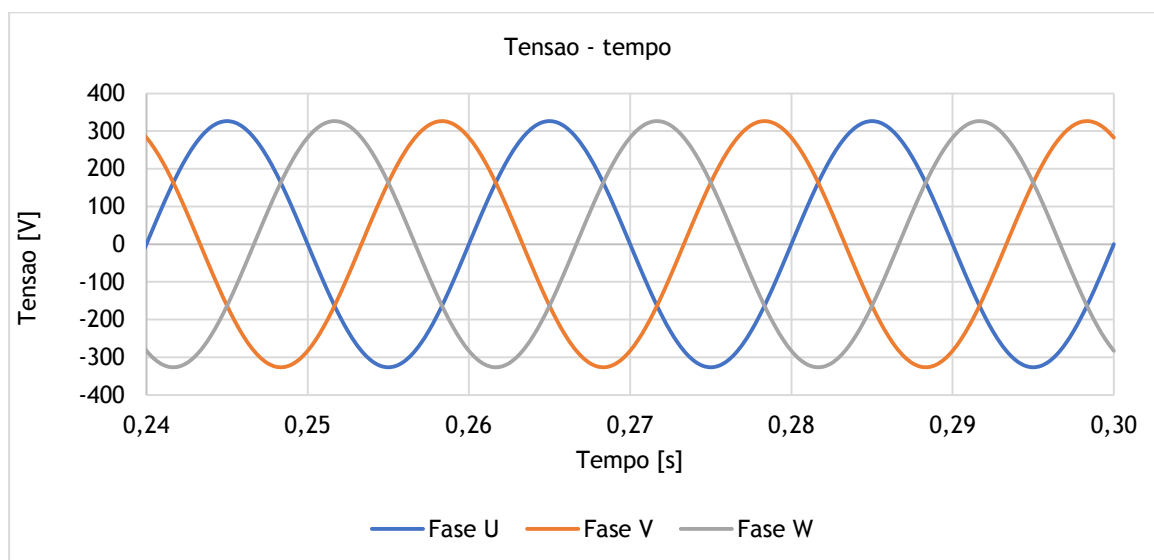


Figura 3.12 - Tensão de alimentação durante 3 ciclos (Flux 2d).

Pode observar-se, através da Figura 3.13, que no momento de arranque as correntes nas fases do motor podem atingir cerca de 8 a 10 vezes da sua corrente nominal. Em regime permanente, o valor 6.4 A é o valor máximo da corrente, para achar o valor eficaz divide-se este pela raiz quadrada de dois, obtendo-se o valor da corrente nominal do motor que neste caso é 4.5 A.

Como visto, a simulação para uma velocidade de rotação constante de 1435 rpm leva ao aparecimento de harmônicos da corrente, o intervalo definido para esta simulação é de 0,3 segundos. A Figura 3.13 está caracterizada a forma de onda da corrente do arranque ao regime nominal.

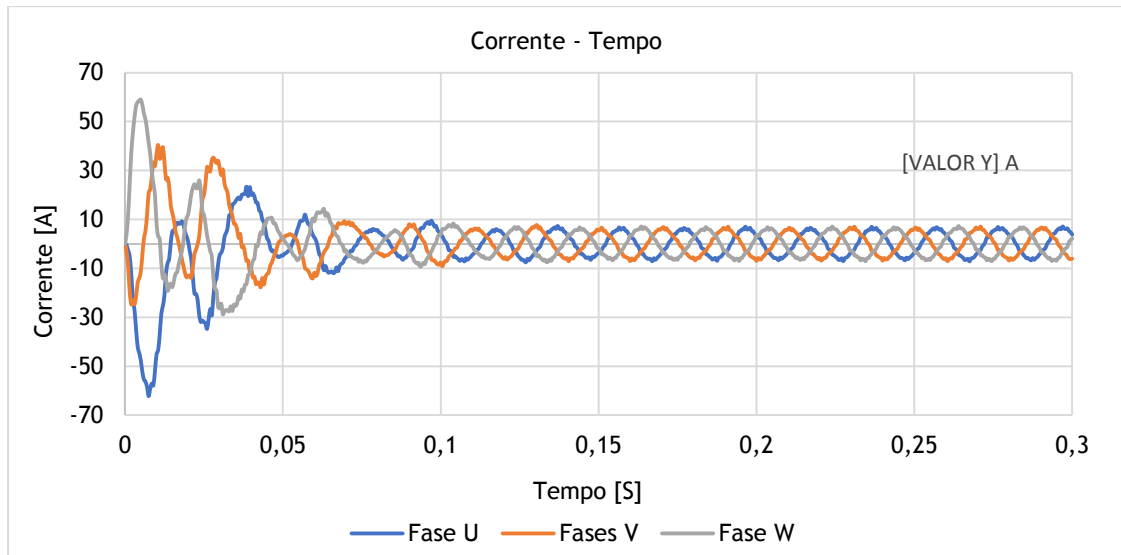


Figura 3.13 - Corrente de alimentação ao longo de 0,3 segundos (Flux 2d).

A Figura 3.14 ilustra o comportamento da corrente durante três ciclos do regime permanente, o eixo vertical é autoexplicativo enquanto o horizontal corresponde ao tempo, podemos notar que devido aos harmônicos a forma de onda da corrente não é sinusoidal pura.

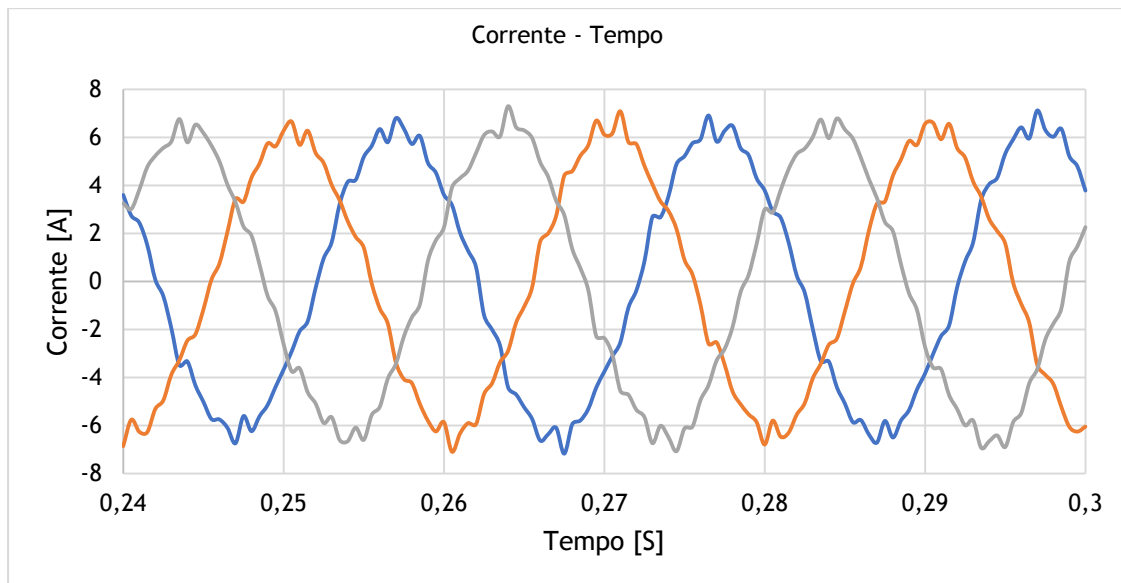


Figura 3.14 - Corrente de alimentação durante 3 ciclos (Flux 2d).

Na Figura 3.15, está descrita a velocidade mecânica do motor, n . A simulação inicia-se considerando uma velocidade inicial de 435 rpm, com um binário de carga igual ao binário nominal (14 Nm), isto implica que a velocidade diminui e depois se estabiliza. No ponto referenciado no gráfico a velocidade de 1474 rpm, ainda não estava totalmente estabilizado.

A Figura 3.15 ilustra mostra o comportamento da velocidade ao longo de 0,3 segundos.

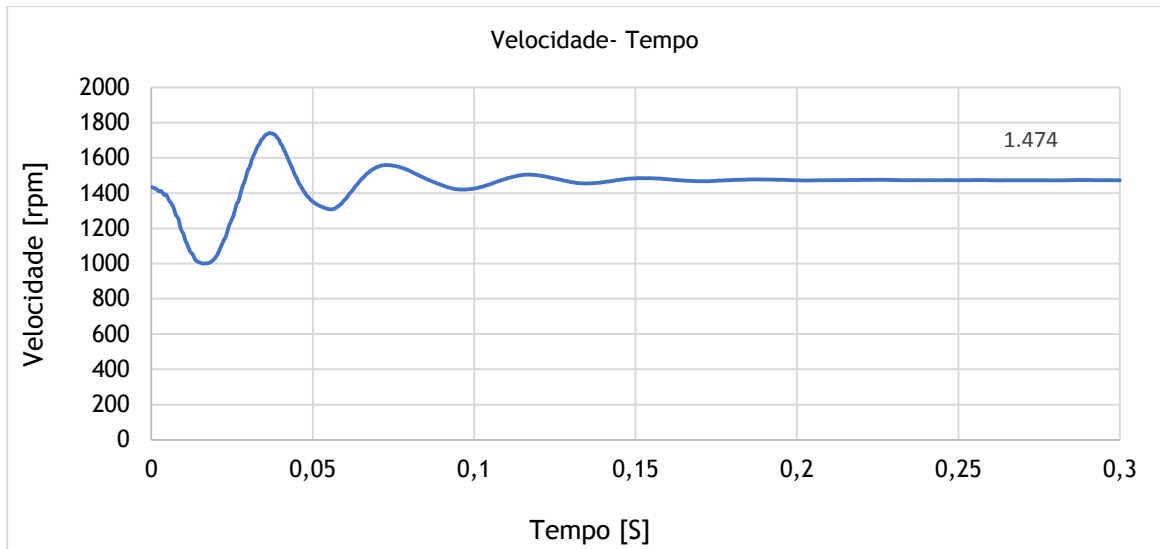


Figura 3.15 - Velocidade ao longo de 0,3 segundos (Flux 2d).

Na Figura 3.16 mostra a característica mecânica do binário eletromagnético desenvolvido pelo motor em função do tempo (0,3 segundos), no início o binário é alto atingindo aproximadamente 8% do binário nominal, no decorrer do tempo vai se estabilizando, para verificar o ponto de funcionamento nominal é de importância determinar o binário do motor (τ), a velocidade angular mecânica (ω_{mec}) é obtida pelo meio da equação 27, e posteriormente calcula-se a potencia mecânica através da equação 29.

$$\omega_{mec} = \frac{2\pi \times n}{60} \quad (27)$$

$$\tau_{nom} = \frac{P_{nom}}{\omega_{mec}} \quad (28)$$

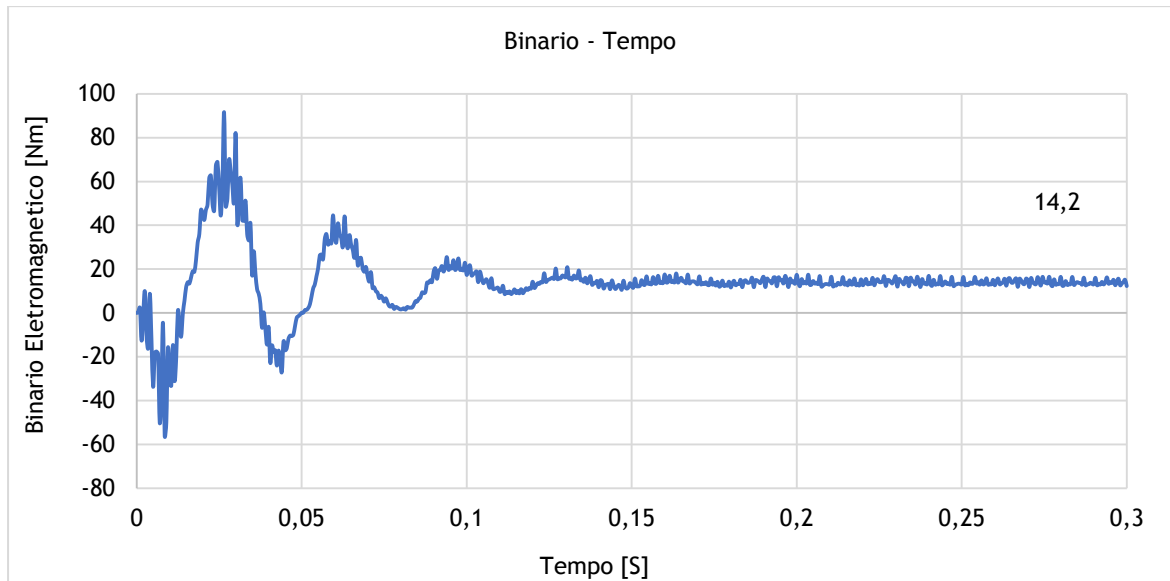


Figura 3.16 - Binário eletromagnético ao longo de 0,3 segundos Flux 2D).

A Figura 3.17 apresenta o comportamento da potência mecânica ao longo de 0,3 segundos. Pode verificar-se que, a potência mecânica apresenta um perfil de variação semelhante ao do binário, já que, em termos relativos, a variação da velocidade é relativamente pequena e a potência mecânica é consequência do binário, conforme a equação (29).

$$P_{mec} = \tau \times \omega_{mec} \quad (29)$$

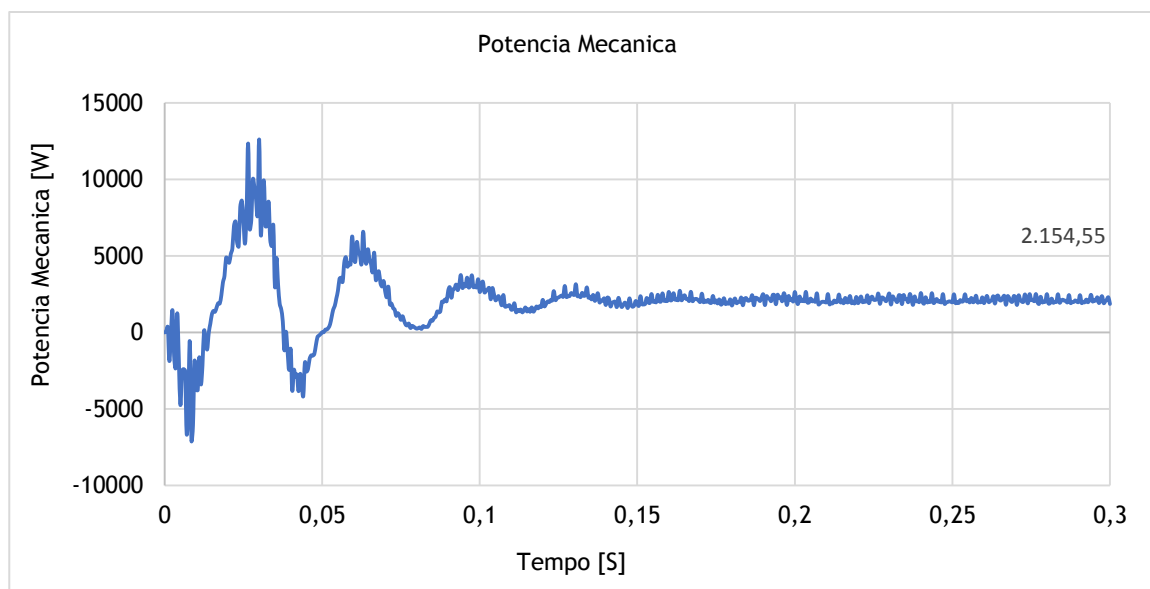


Figura 3.17 - Potência Mecânica ao longo de 0,3 segundos (Flux 2d).

Apresentação das perdas

Com ajuda do software Flux 2D, são retiradas as perdas por efeito joule e perdas no ferro da simulação magnética transitória, as perdas no ferro são retiradas recorrendo no método de

Bertotti. Pelo método de Bertotti são retiradas três perdas, as perdas por histerese, as perdas por Foucault e perdas por excesso [8]. O modelo de Bertotti baseia-se nas propriedades dos materiais para o nosso caso de estudo é o aço silício [24],[51].

A equação fundamental para determinação das perdas no ferro pelo método de Bertotti é dado pela equação 30:

$$dP_{TOT}(t) = \left[K_h B_m^{\alpha_h} f^{\beta_h} + \sigma \frac{d^2}{12} \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^{\alpha_c} + k_e \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^{\alpha_e} \right] K_f \quad (30)$$

Onde: d espessura de laminação (0,0005 m),
 σ condutividade do material (2083333 S/m),
 K_f fator de enchimento (0,97),
 f frequência,
 K_h coeficiente das perdas por histereses,
 K_e coeficiente das perdas adicionais,
 B_m valor de pico da densidade do fluxo magnético.

Considerando que para uma densidade de fluxo máxima $B_m = 1,39T$ (50Hz) vide anexo B1, se obtém um valor de perdas no ferro $dP_m = 3,2W$ e que para uma densidade de fluxo máxima $B_m = 1,43T$ (50Hz) vide anexo B2, se obtém $dP_m = 3,5W$. Substituindo esses valores em (30) é exequível calcular os valores de $K_h = 81,2$ e $K_e = 8,5$.

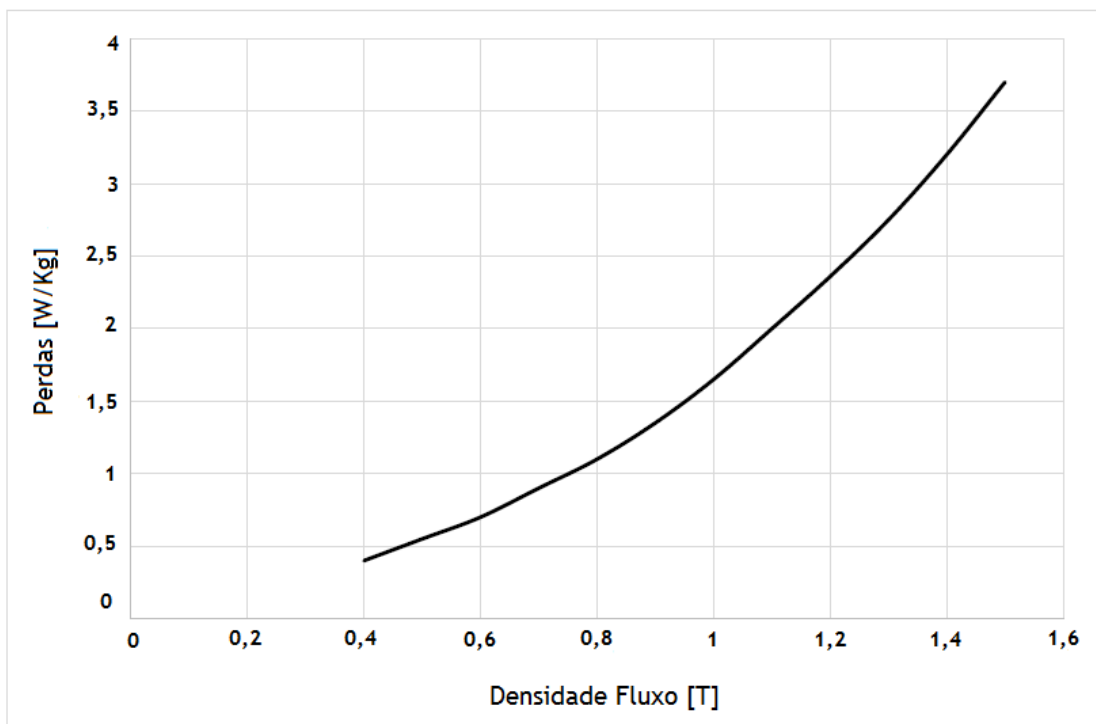


Figura 3.18 - Curva de perda de potência característica do aço silício versus densidade de fluxo [23].

Em (30), $\alpha_h=2$; $\alpha_c=2$; $B_h=1$ e $\alpha_e=1,5$ são os valores das constantes dos expoentes das perdas por histerese perdas de Foucault e perdas adicionais respectivamente. Os coeficientes são inseridos no software de forma a alcançar as perdas no ferro [24]. Nas tabelas seguintes apresentam-se os valores obtidos, para as perdas por efeito Joule e perdas no ferro, com 7 Nm em diferentes condições de funcionamento.

Tabela 3.8 - Perdas em regime normal de funcionamento.

Perdas por efeito Joule [W]					Perdas no Ferro [W]	
Fase U	Fase V	Fase W (B1)	Fase W (B2 a B9)	Barras Rotor	Estator	Rotor
19.83	18.60	19.88		12.87	16.95	1.76

Tabela 3.9 - Perdas em curto-circuito 6 espiras $r_f=1,35\Omega$.

Perdas por efeito Joule [W]					Perdas no Ferro [W]	
Fase U	Fase V	Fase W (B1)	Fase W (B2 a B9)	Barras Rotor	Estator	Rotor
37.80	36.72	1.14	39.96	13.52	17.58	2.72

Tabela 3.10 - Perdas em curto-circuito 6 espiras $R_f=0,1\Omega$.

Perdas por efeito Joule [W]					Perdas no Ferro [W]	
Fase U	Fase V	Fase W (B1)	Fase W (B2 a B9)	Barras Rotor	Estator	Rotor
48.30	36.00	89.90	47.76	15.93	17.67	2.96

Tabela 3.11 - Perdas em curto-circuito 6 espiras $R_f=0,001\Omega$.

Perdas por efeito Joule [W]					Perdas no Ferro [W]	
Fase U	Fase V	Fase W (B1)	Fase W (B2 a B9)	Barras Rotor	Estator	Rotor
66.76	35.09	348.04	59.22	19.17	17.87	3.62

3.5 Simulação térmica

Com a finalidade da simulação térmica, foi reaproveitada a geometria utilizada no modelo da análise magnética, e a mesma malha consoante a Figura 3.3, foi removida as configurações magnéticas como os componentes mecânicos. De seguida foi definida uma aplicação térmica de domínio 2D em regime transitório, uma frequência de 50 Hertz e um domínio de profundidade de 120 mm, e adicionada algumas propriedades térmicas como inércia térmica e condutividade térmica.

Os resultados obtidos das perdas (por efeito Joule e no ferro), das simulações eletromagnéticas transitórias. Por forma a comparar os valores obtidos em simulação como os resultados práticos, foi dada especial atenção à temperatura nos pontos nos quais o motor, utilizado para validação experimental, possui sensores de temperatura PT100.

A utilização de Termo resistência para medição de temperatura teve início por volta dos anos 1830, contudo só a partir de 1925 foi realizada nos processos industriais através de sensores PT100 [55]. Para o nosso caso de estudo foi utilizado três sensores PT100 1, PT100 2A e PT100 3, localizados no motor como mostra a Figura 3.20. O material utilizado para a sua fabricação é a platina. O valor de temperatura inicial ou laboratorial utilizado em todas as simulações foi de 25° C. A Figura 3.19 ilustra um sensor de temperatura PT100.

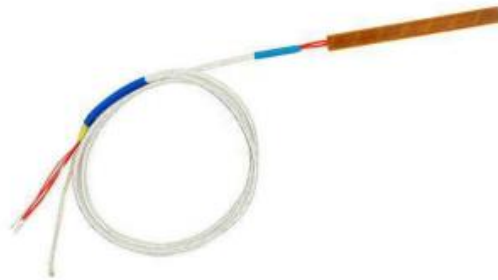


Figura 3.19 - Sensor de Temperatura PT100.
Fonte: www.pt100sensores.com.br, 2015.

Para a análise térmica o parâmetro mais crítico para resfriamento do motor são os coeficientes de transferência de calor isto é o coeficiente de radiação e convecção, o coeficiente por convecção depende da geometria, da direção e da velocidade de escoamento do fluido [8] [56]. Para o nosso caso de estudo, utilizou-se um coeficiente de emissividade e absorção de 0,95 para definir o comportamento térmico no interior e exterior do modelo referente ao aço silício. A transferência de calor por convecção acontece entre a carcaça e o ar, no entreferro e nas superfícies interiores e exterior do motor, isto é, dentro do rotor e fora do estator [8]. No exterior do estator a convecção é forçada, procedente da ventoinha do motor, foi no modelo como 80 W/m²K, uma vez que a convecção forçada está entre 20-300 W/m²K [8]. No interior do rotor considera-se que não existe convecção, visto que o exterior do rotor fica junto ao veio e depende da rotação do veio [8]. A Figura 3.20 nos ilustra os locais onde os sensores de temperatura estão localizados no MIT utilizados para validação experimental.

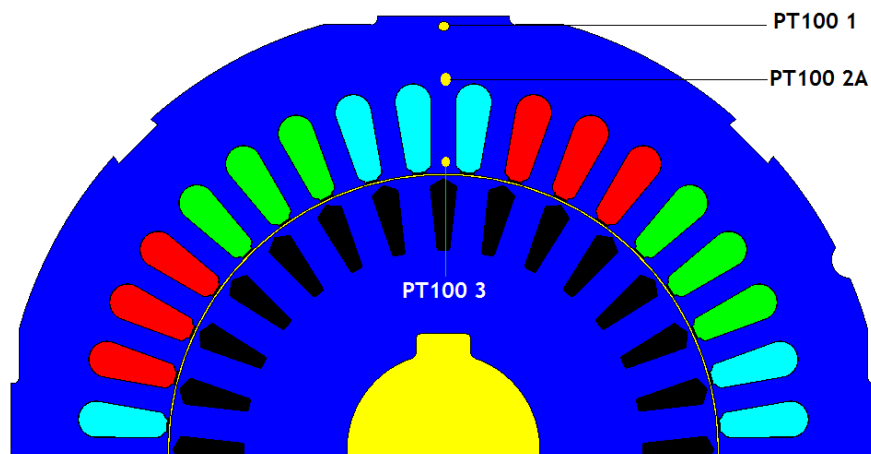


Figura 3.20 _ Localização dos três sensores PT100 no MIT.

3.5.1 Resultados de simulação térmica

Na etapa que se segue, será apresentada os resultados das simulações térmicas. As imagens foram retiradas a partir do software flux2D®12.1. As figuras e os gráficos apresentados irão nos dar uma melhor compreensão sobre o resultado da simulação térmica efetuada.

O curto-circuito realizado nos ensaios experimentais e em simulações são assimétricos, razão pela qual haverá diferenças de temperaturas nas três fases do enrolamento estatorico, portanto, haverá cores diferentes na ranhura do estator, uma vez que o valor de perdas na fase onde foi aplicado a falha e bastante superior. Apresentaremos apenas três imagens, isto é, no início da simulação no meio e no fim estado térmico estacionário.

O modelo de falha é usado para estudar a máquina com diferentes valores de resistência de falha, com meia carga isto é 7 Nm e seis espiras, as condições realizadas são a seguir:

- Condição saudável;
- Curto-circuito franco $r_f=0,001 \Omega$;
- Curto-circuito com $r_f=0,1 \Omega$;
- Curto-circuito de $r_f=1,35 \Omega$.

Condição saudável

O resultado da simulação tem um impacto imediato na interpretação dos resultados do que aquele que poderia acontecer no caso de implementação com ensaios experimentais. Podem ser vistos os valores de temperatura em diferentes partes do motor. Durante os primeiros 300 segundos aproximadamente cinco minutos o rotor do motor tem a parte mais fria, e a parte mais quente do modelo corresponde a do estator.

De modo a estabelecer uma referência comparativa com os resultados obtidos para o modelo, apresenta-se de seguida, a análise de comportamento térmico em funcionamento normal. A Figura 3.21 ilustra o comportamento térmico do motor durante cinco minutos de funcionamento. Nesta etapa da simulação o motor ainda está no processo de aquecimento, muito embora registando se temperatura maior na região do estator.

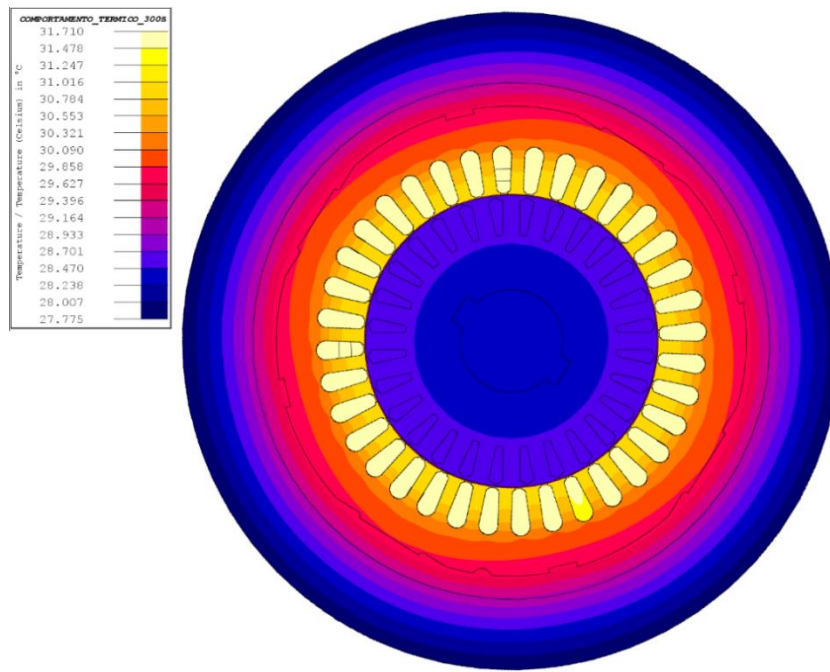


Figura 3.21 - Comportamento térmico do MIT após 300s, com meia carga em condição saudável (Flux 2D).

Após decorridos 6000 segundos de simulação pode ser visto através da Figura 3.22 que a região do rotor já está mais quente que o estator.

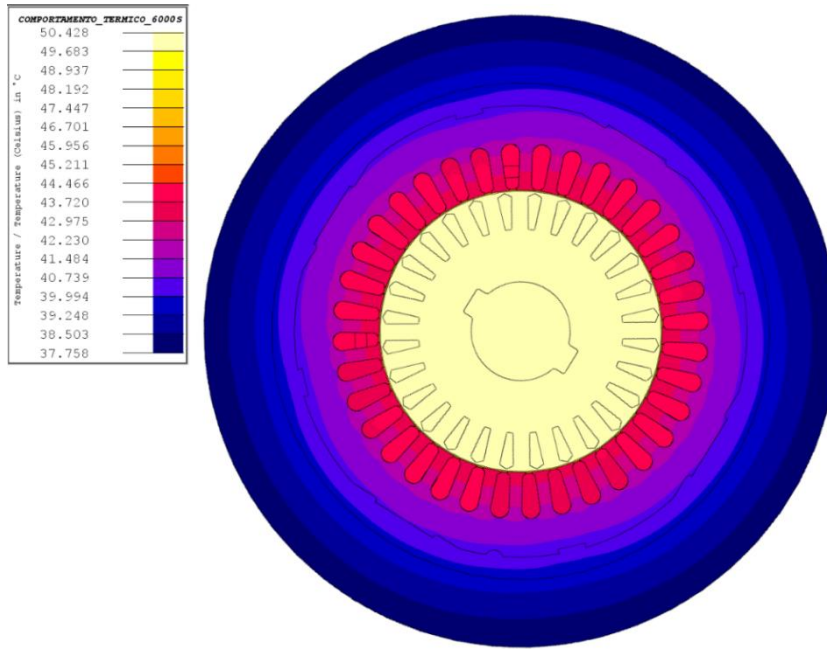


Figura 3.22 - Comportamento térmico do MIT após 6000s, com meia carga em condição saudável (Flux 2D).

A Figura 3.23 mostra que passados 8000 segundos, o motor praticamente já atingiu o seu estado térmico estacionário, porque a temperatura não varia muito em relação a anterior e segundo o IEEE e IEC é alcançado o estado térmico estacionário se a temperatura variar menos de 1°C durante meia hora ou menos de 2°C a cada uma hora [57].

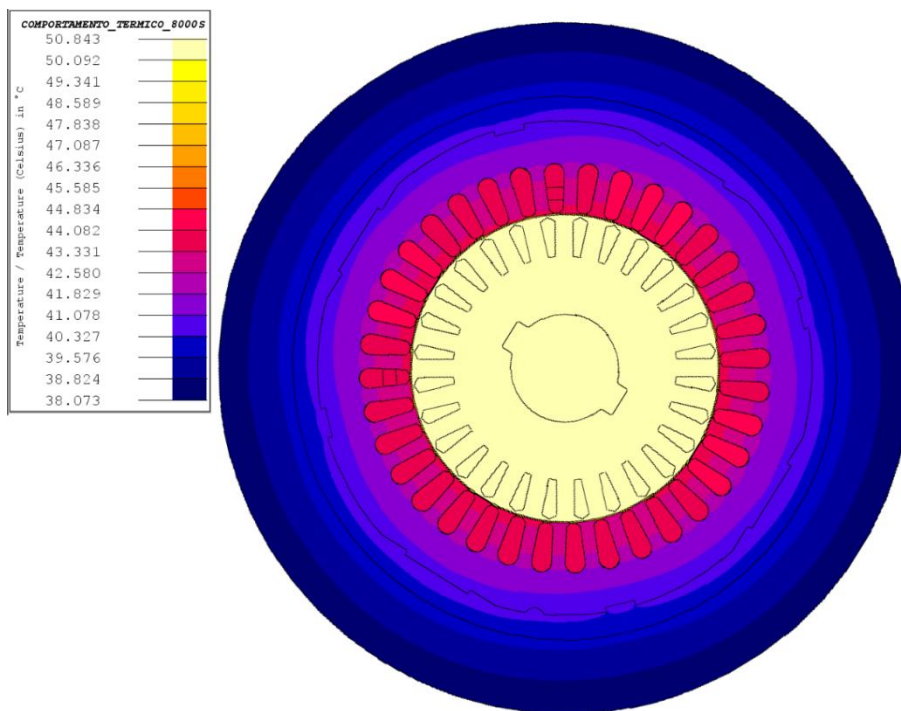


Figura 3.23 - Comportamento térmico do MIT após 8000s, com meia carga em condição saudável (Flux 2D).

Curto-circuito franco ($r_f=0,001 \Omega$)

De modo a analisar a situação extrema do comportamento térmico da máquina na presença de um pequeno curto-circuito entre espiras, a seguir serão exibidos os resultados da simulação térmica a quando submetida a curto-circuito quase franco ($r_f=0,001\Omega$)

A Figura 3.24 mostra o Comportamento térmico do motor durante 300 segundos aproximadamente cinco minutos. Já se pode notar que a zona aonde foi aplicada a falha tem a temperatura mais elevada neste instante o rotor tem a parte mais fria do modelo.

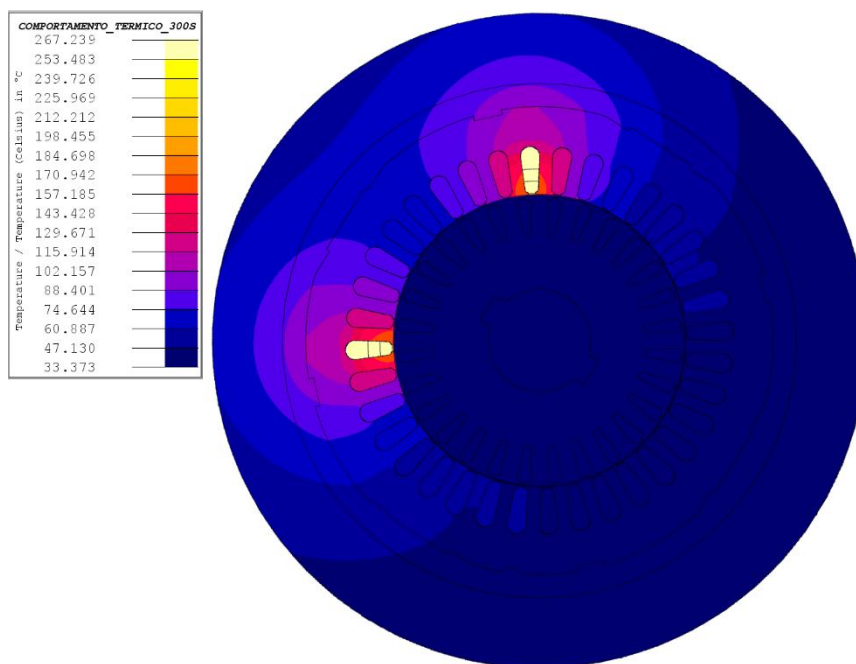


Figura 3.24 - Comportamento térmico do MIT após 300s com r_f de $0,001\Omega$ (Flux 2D).

Na Figura 3.25 podemos ver que esta simulação teve uma duração de 6000 segundos aproximadamente (1h11 minutos), podem ser vistos que vai aumentando a temperaturas no estator onde foi aplicada a falha e conseqüentemente no rotor devido a convecção do ar.

A Figura 3.26 mostra a imagem da simulação térmica na condição de falha de curto-circuito com $r_f=0,001\Omega$, que teve uma duração de 8000 segundos, aproximadamente minutos 2h13 minutos, podemos notar que na ranhura aonde foi aplicada o curto-circuito tem a temperatura mais elevada afetando assim também a temperatura das regiões próximas.

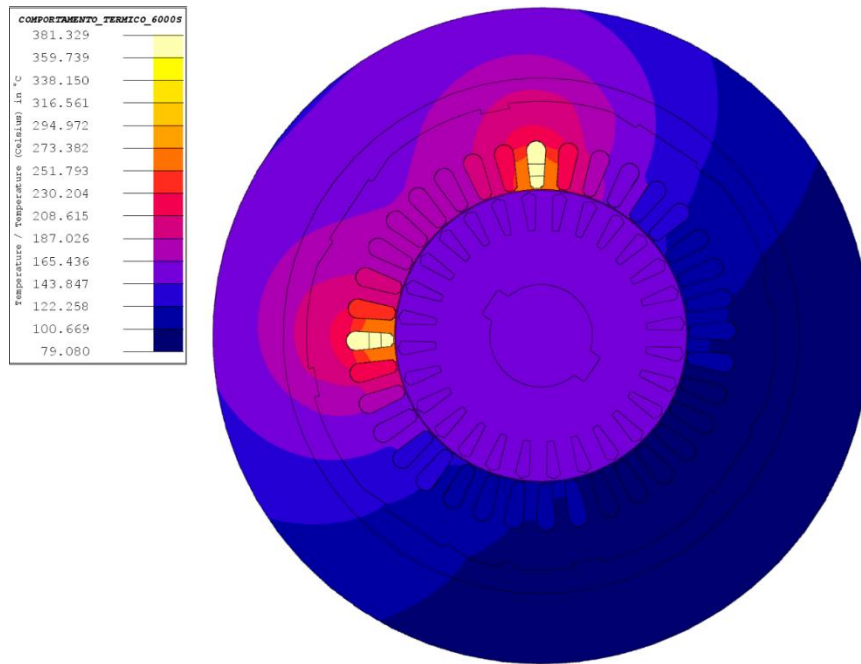


Figura 3.25 - Comportamento térmico do MIT após 6000s com r_f de 0,001 Ω (Flux 2D).

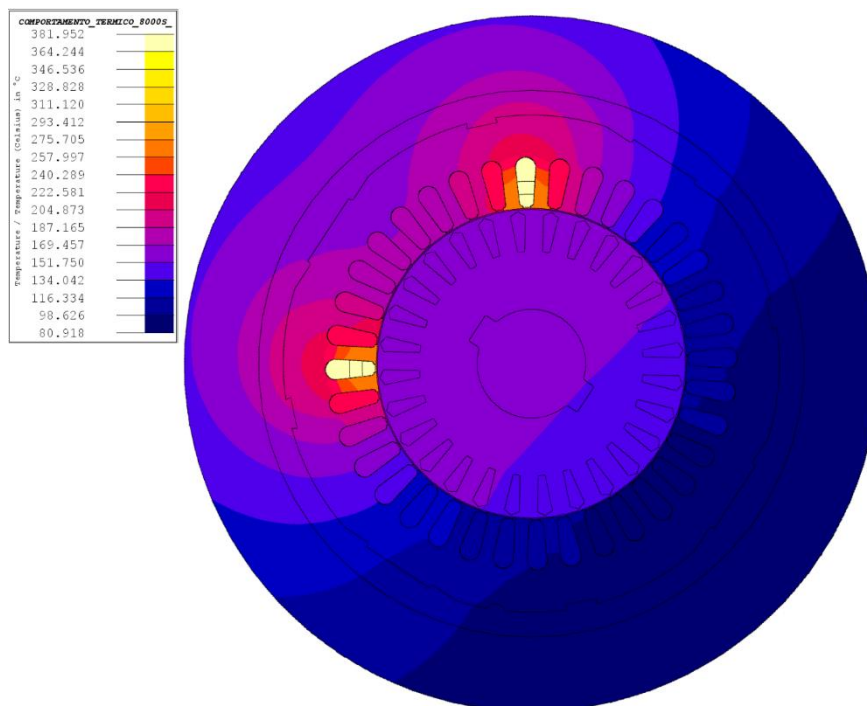


Figura 3.26 - Comportamento térmico do MIT após 8000s com r_f de 0,001 Ω (Flux 2D).

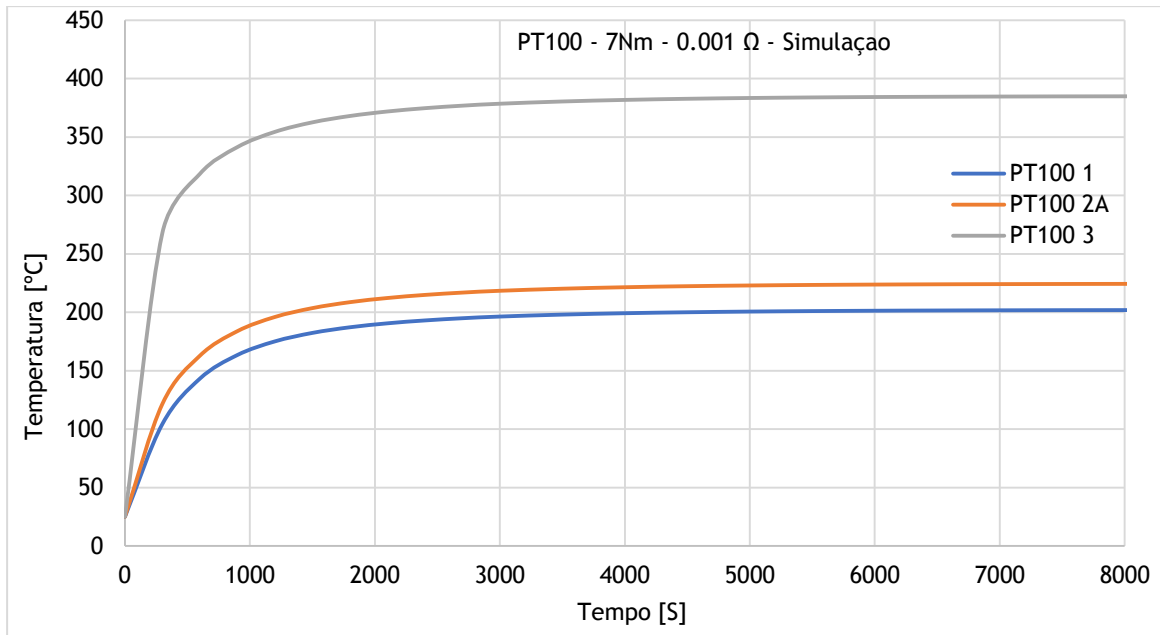


Figura 3.27 - Curva de temperatura versus tempo da simulação térmica com r_f 0,001Ω.

Com base nos resultados obtidos, em simulação simulações, para o comportamento térmico da máquina considerando um curto circuito entre espira quase franco, ($r_f=0,001\Omega$), pode concluir-se, como era de esperar, que a avaria apresentará uma evolução rápida visto que as perdas por efeito Joule e a corrente nesta fase são muito elevadas, justificando assim o valor de temperatura muito alta. A primeira fase a “queimar” será a fase na qual foi aplicado a falha, pois está sujeita a uma corrente eficaz excessiva de 63 A.

O gráfico da Figura 3.27 mostra a curva de cada sensor PT100 dos testes de simulação térmica a quando submetido a um curto-circuito franco de seis espiras na fase W, e $r_f=0,001\Omega$.

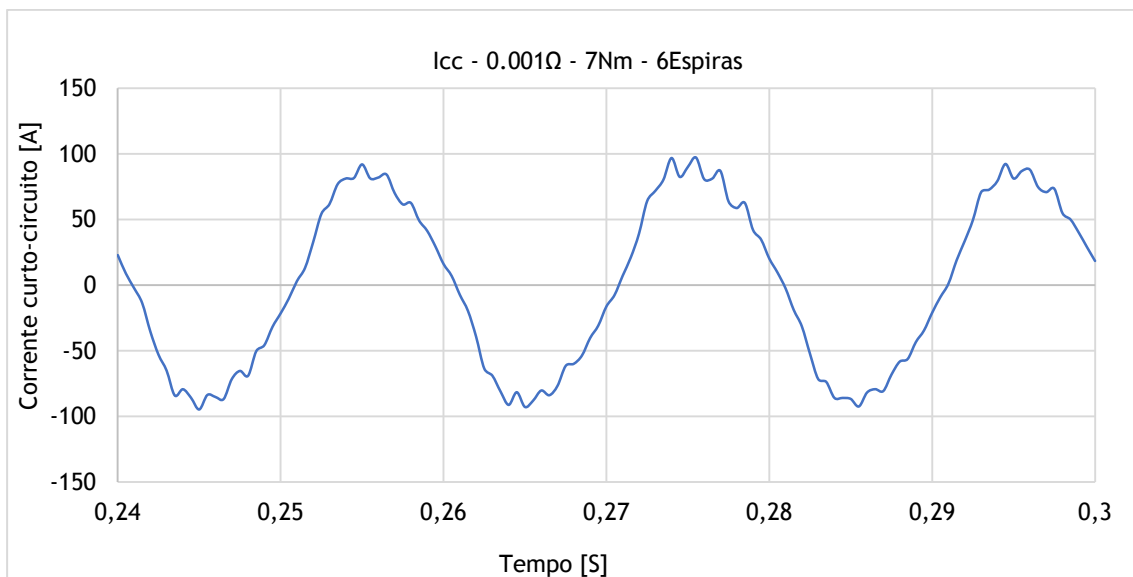


Figura 3.28 - Forma de onda da corrente de curto-circuito versus tempo da simulação térmica com r_f 0,001Ω.

Sendo o curto-circuito uma mudança estrutural no motor, sendo modelada por uma impedância de baixo valor ou nula, no qual resultam correntes muito elevada. A Figura 3.28 ilustra o comportamento da corrente de curto-circuito com resistência de falha de $0,001 \Omega$.

Curto-circuito com $r_f=0,1\Omega$

Uma vez que a validação experimental do modelo não pode ser efetuada considerando o curto-circuito franco, devido ao elevado valor de temperatura expectável dentro da máquina, especialmente na região da avaria, e sabendo-se que usualmente a resistente de contacto em curto-circuito considerados francos, em ambiente real é de aproximadamente $0,1 \Omega$, importa analisar o Comportamento térmico da máquina nestas circunstâncias.

A Figura 3.29 mostra a imagem da simulação térmica na condição de falha de curto-circuito com $r_f = 0,1 \Omega$, que teve uma duração de 300 segundos, aproximadamente 5 minutos. Neste instante o rotor tem a região mais fria da máquina, já se pode nota a zona mais quente é aonde foi aplicada o curto-circuito.

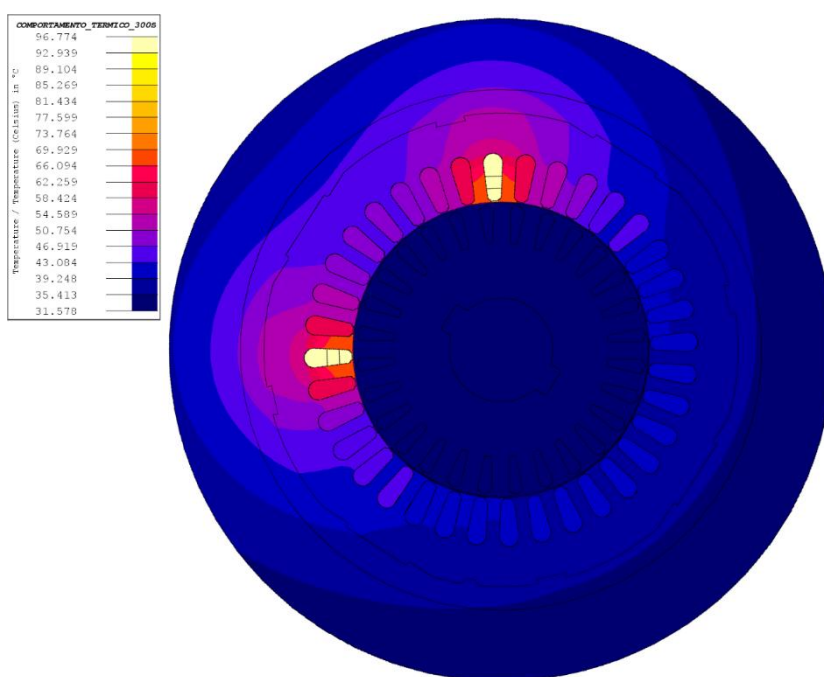


Figura 3.29 - Comportamento térmico do MIT após 300s (Flux 2D).

A Figura 3.30 nos apresenta o resultado obtido de uma simulação térmica bidimensional, esta simulação teve uma duração de 6000 segundos, aproximadamente 1h40 minutos, neste período, a temperatura no rotor começa a aumentar e as regiões adjacentes, isto dá se em grande parte devido a convecção do ar.

A Figura 3.30 ilustra o comportamento térmico do motor durante 6000 segundos.

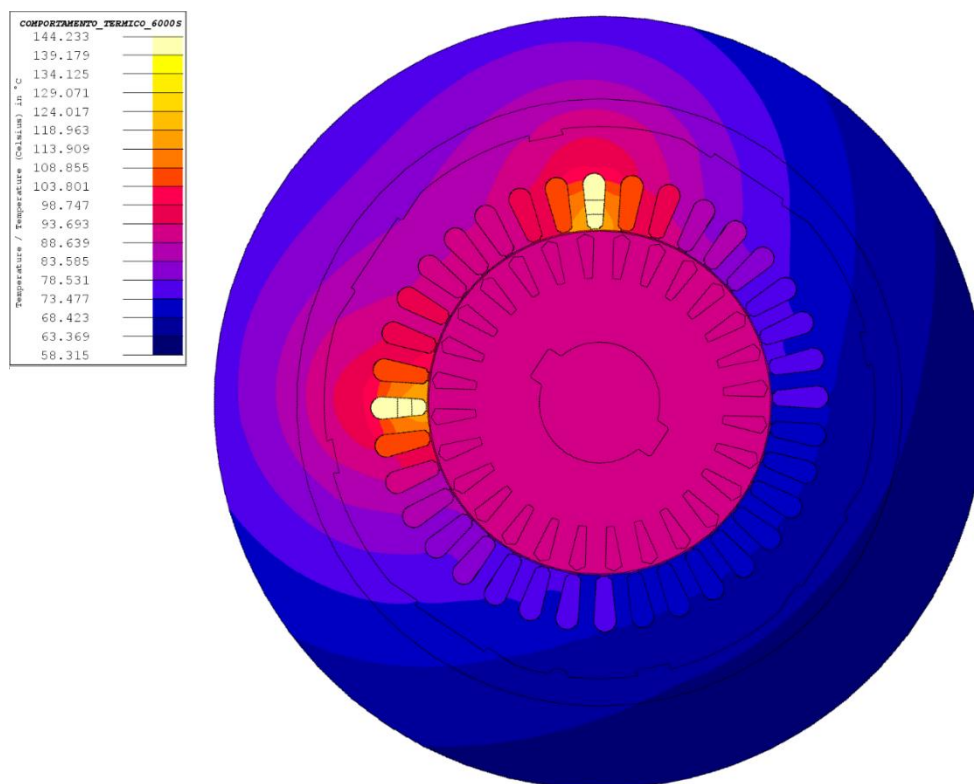


Figura 3.30 - Comportamento térmico do MIT após 6000s (Flux 2D).

Finalmente após 8000 segundos (2h13 minutos) a temperatura do motor praticamente já não varia, podemos dizer que o motor atinge o estado térmico estacionária, isto porque o comportamento térmico da figura anterior em relação a atual não varia muito tendo uma diferença de aproximadamente 0,3°C como nos mostra a Figura 3.31.

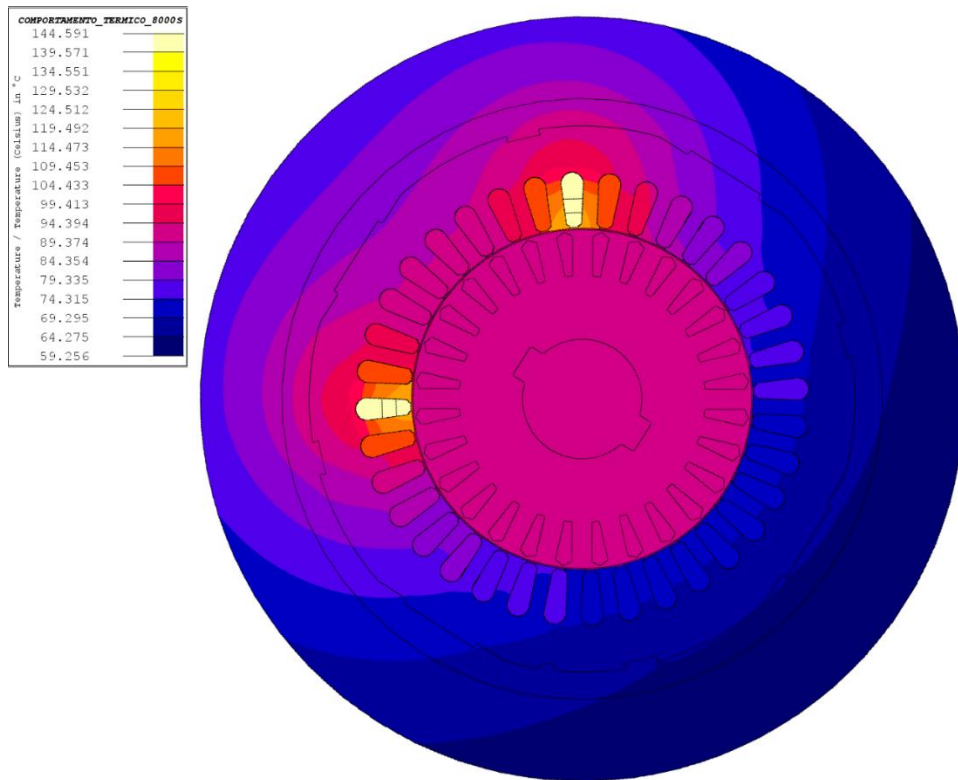


Figura 3.31 - Comportamento térmico do MIT após 8000s (Flux 2D).

Contudo, o gráfico da Figura 3.32 ilustra o comportamento das curvas dos sensores de temperatura PT100 instaladas no motor, desde 0 segundos até ao estado térmico estacionário 8000 segundos.

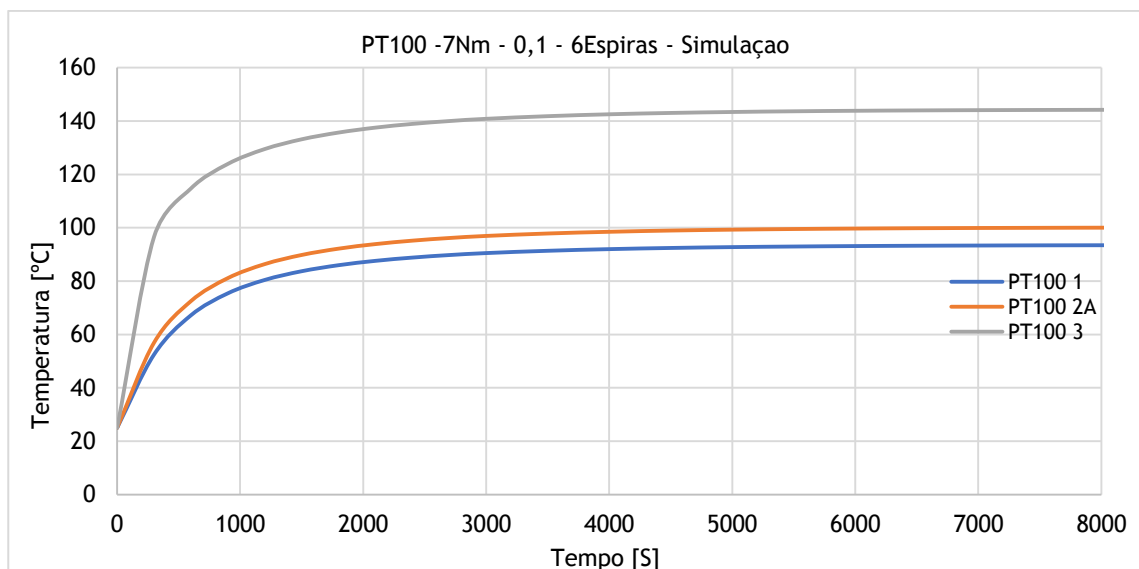


Figura 3.32 - Curva de temperatura versus tempo da simulação térmica com $r_f 0,1\Omega$.

Podemos notar através das curvas dos sensores PT100, a curva mais elevada representa a curva do sensor PT100 3 que fica mais próxima dos enrolamentos do estator onde a falha foi aplicada e consequentemente a temperatura será mais elevada, como era de esperar a curva é mais

visível. Paralelamente o gráfico da temperatura, está o gráfico da corrente de curto-circuito, com uma resistência de falha de $0,1 \Omega$.

Podemos ver no gráfico da Figura 3.33 que a corrente de falha tem um valor de pico elevado de 48 A, mas para achar o valor eficaz devemos dividir este valor por raiz quadrada de dois.

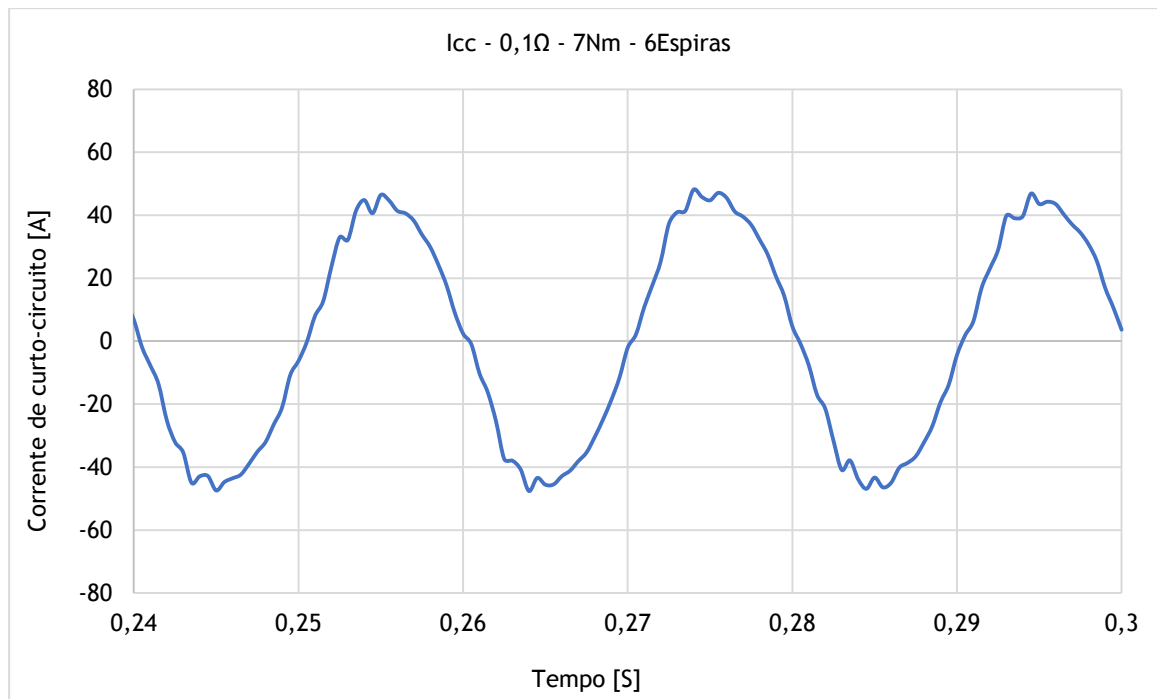


Figura 3.33 - Corrente de curto-circuito versus tempo com r_f de $0,1 \Omega$.

Curto-circuito de $r_f=1,35 \Omega$.

Neste ponto serão apresentadas algumas imagens do comportamento térmico assim como os gráficos de temperatura e de corrente de falha da simulação térmica com uma falha de $1,35 \Omega$ que teve duração total de 8000 segundos.

A Figura 3.34 mostra a imagem da simulação térmica na condição de falha de curto-circuito com $r_f 1,35 \Omega$, que teve uma duração de 300 segundos, aproximadamente 5 minutos. Podemos notar que o rotor tem a região mais fria e a ranhura aonde foi aplicada a falha tem a região mais quente durante os primeiros instantes de simulação e conseqüentemente apresenta cor diferente das restantes faces do motor.

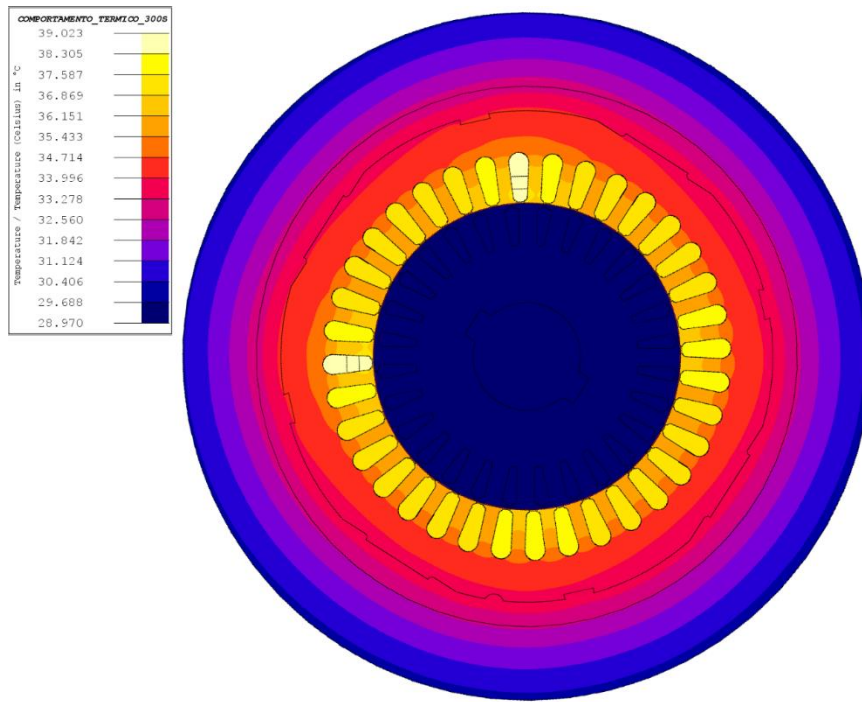


Figura 3.34 -Comportamento térmico do MIT após 300s com r_f de 1,35 Ω (Flux 2D).

Na Figura 3.35, podemos ver que esta simulação teve uma duração de 6000 segundos aproximadamente (1h40 minutos), podem ser vistos que vai aumentando as temperaturas no estator e no rotor devido a convecção do ar.

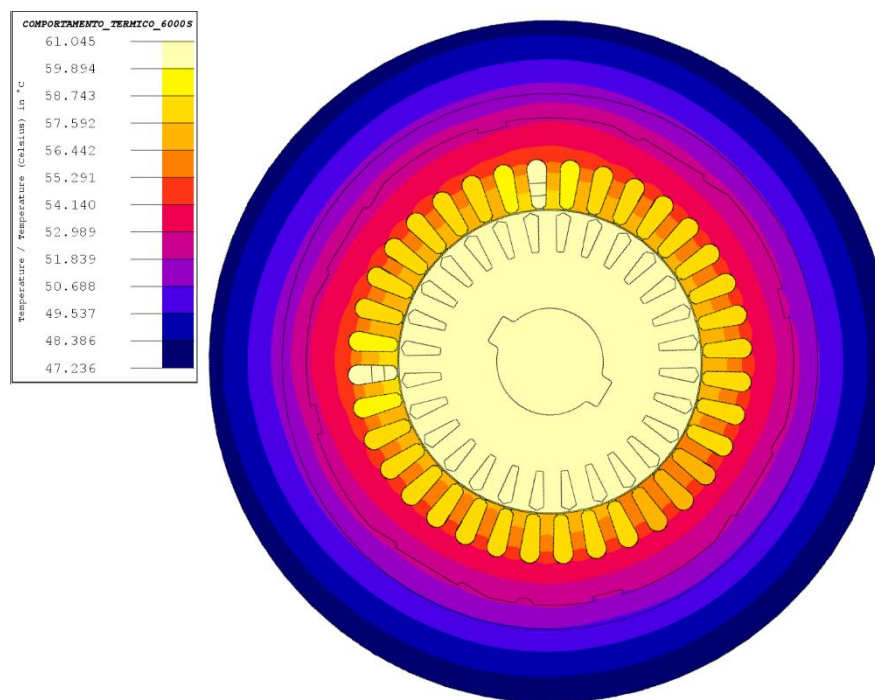


Figura 3.35 - Comportamento térmico do MIT após 6000s com r_f de 1,35 Ω (Flux 2D).

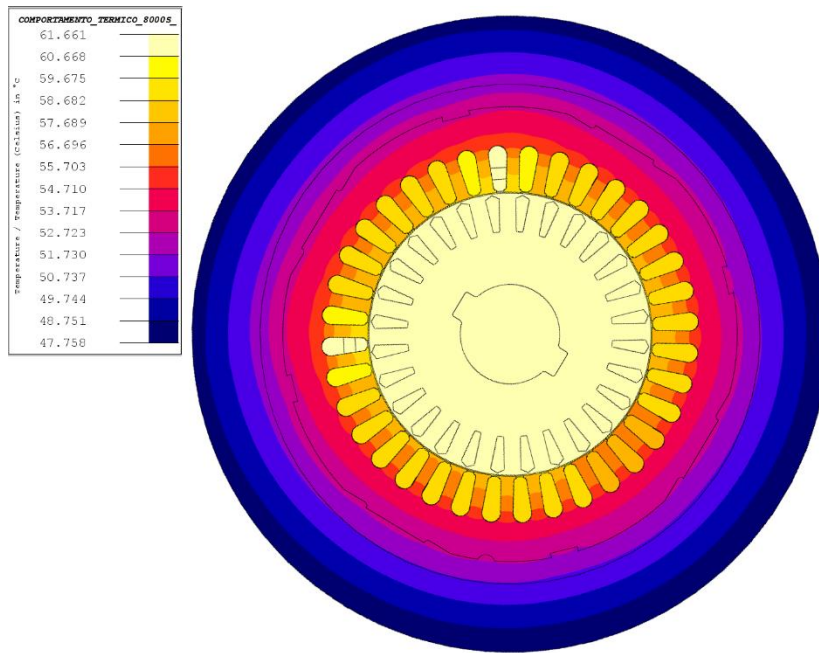


Figura 3.36 - Comportamento térmico do MIT após 8000s com r_f de $1,35 \Omega$ (Flux 2D).

Finalmente após 8000 segundos aproximadamente 2h13 minutos, podemos ver que a temperatura da figura Figura 3.36 em relação a anterior não varia muito e segundo o IEEE e IEC é alcançado o estado térmico estacionário se a temperatura variar de 1°C durante meia hora ou 2°C a cada uma hora [57]. Para melhor compreensão sobre o comportamento do motor nesta condição, o gráfico da Figura 3.37 mostra as curvas das termoresistências PT100 instaladas no motor.

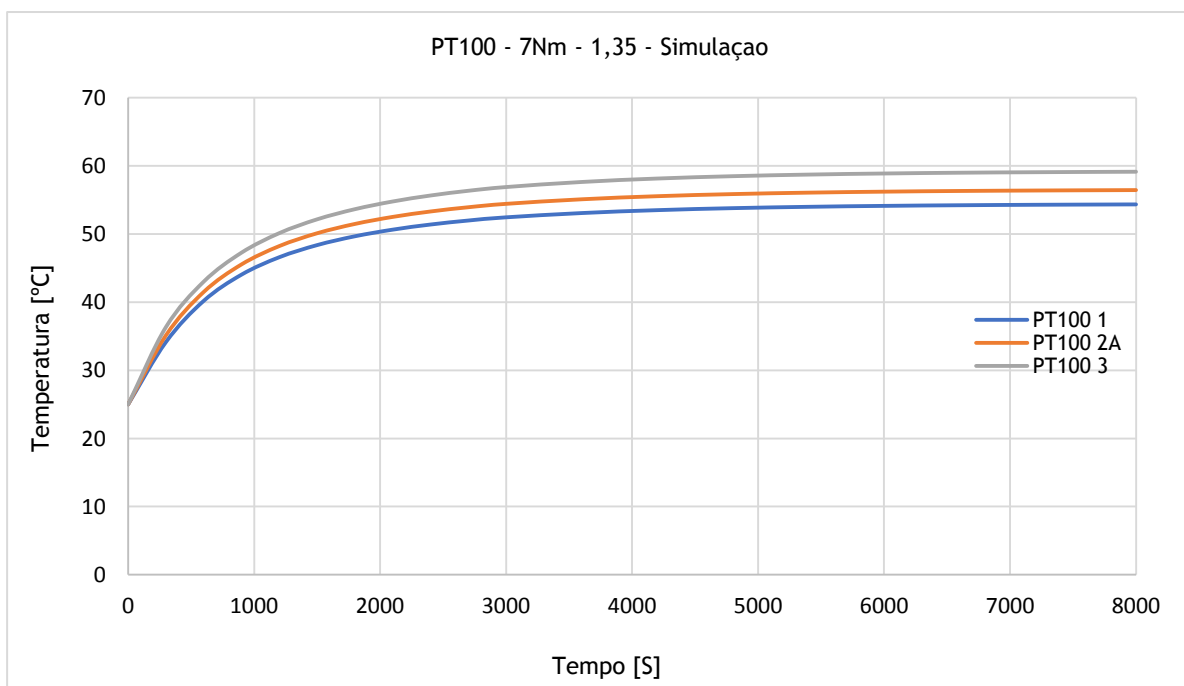


Figura 3.37 - Curva de temperatura versus tempo, simulação do motor em condição defeituosa com r_f de 1,35 Ohm (Flux 2D).

A Figura 3.38 ilustra o comportamento da corrente de curto-circuito com resistência de falha de 1,35 Ohm.

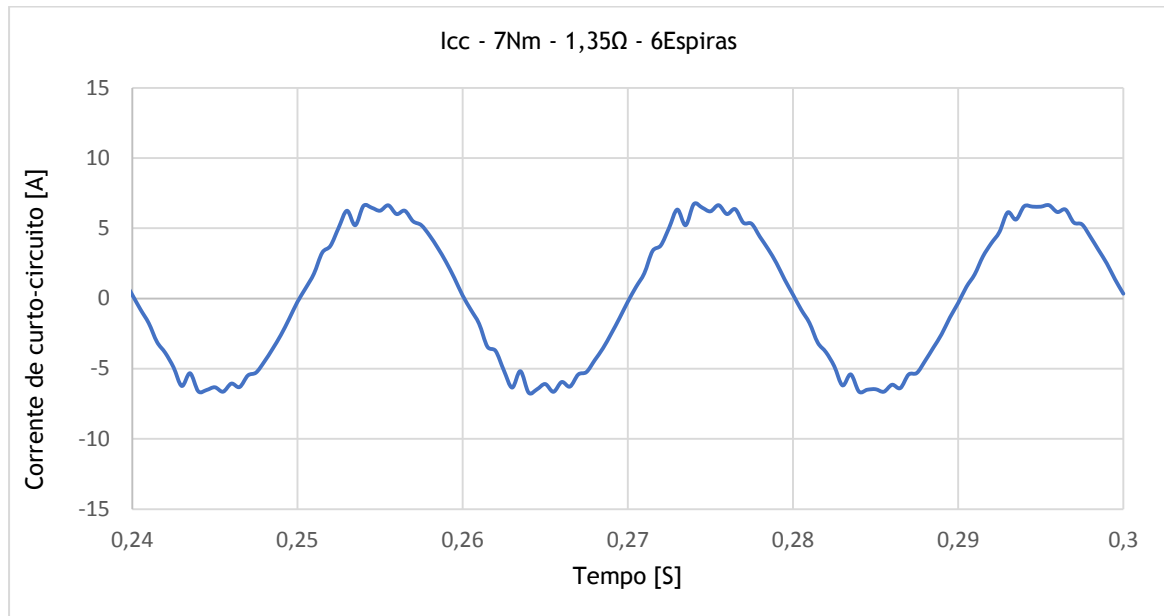


Figura 3.38 - Forma de onda da corrente de curto-circuito versus tempo da simulação térmica com r_f 1,35 Ω .

3.5.2 Comparação de resultados de simulação

A seguir são apresentadas a comparação dos valores dos sensores de temperatura PT100 3, PT100 2A, assim como o resultado das correntes para diferentes valores de resistência de falha (r_f).

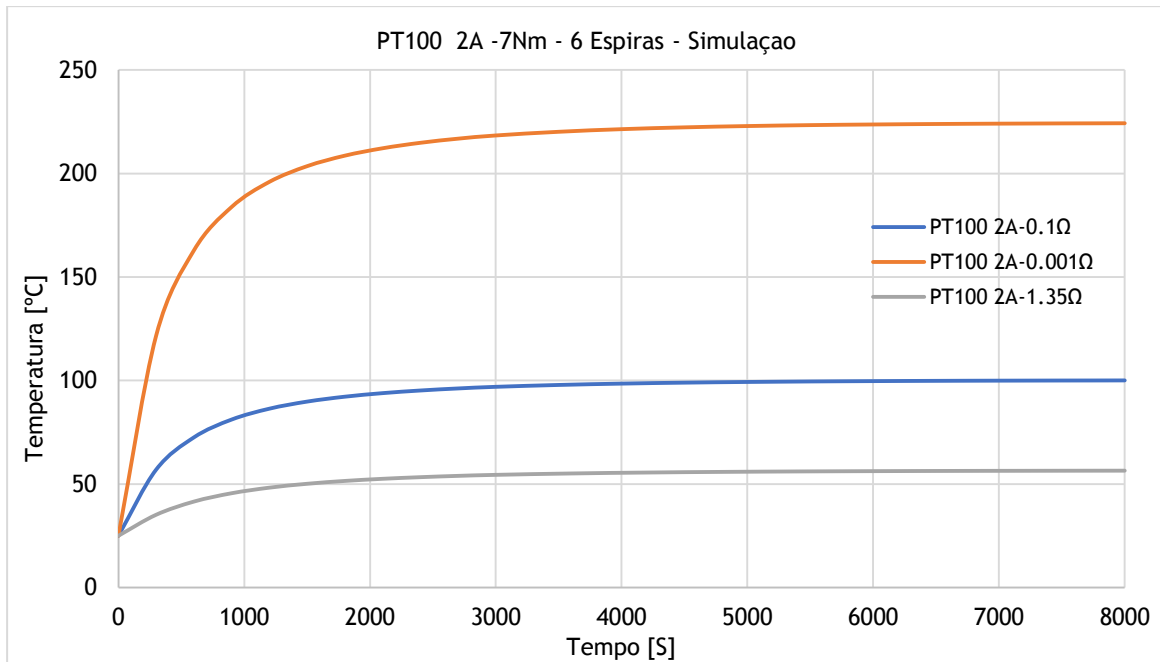


Figura 3.39 - Comparação da curva PT100 2A da simulação com diferentes valores de r_f . (Flux 2D). A Figura 3.40 ilustra o comportamento da temperatura nos sensores PT100 2A para diferentes valores de resistências de falha.

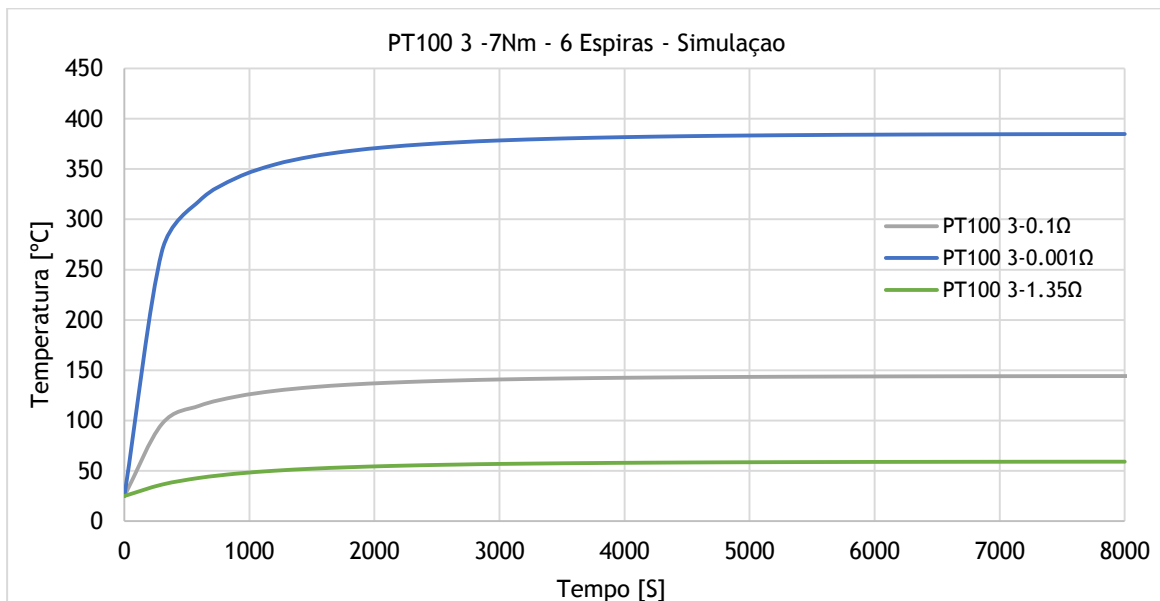


Figura 3.40 - Comparação da curva PT100 3 da simulação com diferentes valores de r_f .

Assim as curvas apresentadas mostram se coerentes continuando a manter a relação tempo versus temperatura. Podemos notar que a temperatura mais elevada é obtida na curva com menor resistência pois esta obteve maior perda na simulação magnética.

A Tabela 3.12 mostra o resultado das correntes obtidas em condição saudável e com diferentes valores de resistência de falha ($r_f=0,001\Omega$; $0,1\Omega$ e $1,35\Omega$).

Tabela 3.12 - Resultado das correntes da simulação com diferentes valores de resistência de falha com meia carga.

	<i>r_f</i>			
	<i>I_{nf}</i> (Motor saudável)	1,35 Ω	0,1 Ω	0,001 Ω
<i>I_U</i>	3,1A	3,11A	3,5A	4,13A
<i>I_V</i>	3,07A	3,07 A	3,0 A	2,96 A
<i>I_W</i>	3,1 A	3,16 A	3,45 A	3,84 A
<i>I_{rf}</i>	-	4,68 A	32,1 A	63,1 A
<i>I_w-I_{rf}</i>	-	3,41 A	30,2 A	59,4 A

Capítulo 4

Análise experimental

4.1 Descrição da montagem laboratorial

Para validação experimental foi utilizado um motor de indução especialmente preparado, tendo sido rebobinado de forma a possibilitar o acesso a diversos pontos intermédios do enrolamento estatórico conforme presente nas Figura 4.1 e Figura 4.2. Adicionalmente, foram colocados no motor um conjunto de sensores de temperatura PT100, de modo a ser possível monitorizar o valor da temperatura dentro da máquina durante o ensaio.

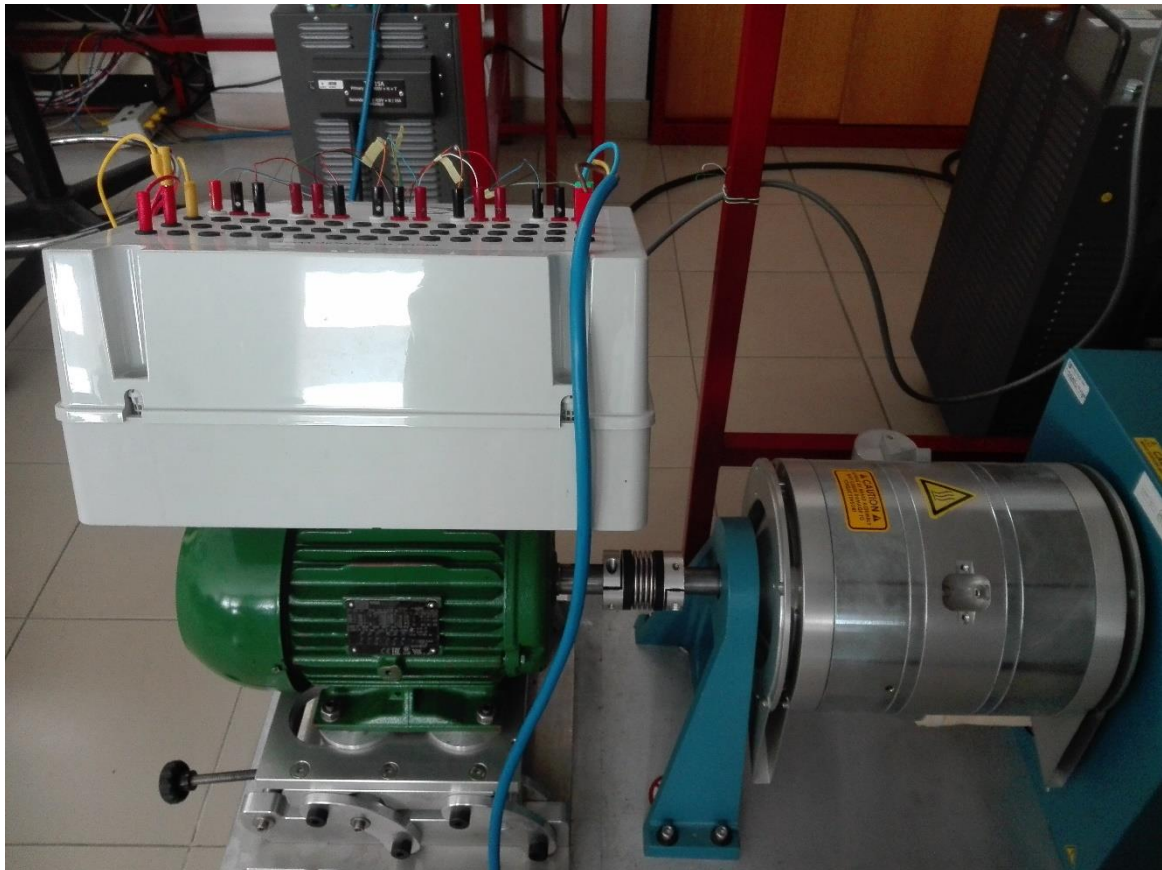


Figura 4.1 - Motor assíncrono WEG, 2,2 KW.

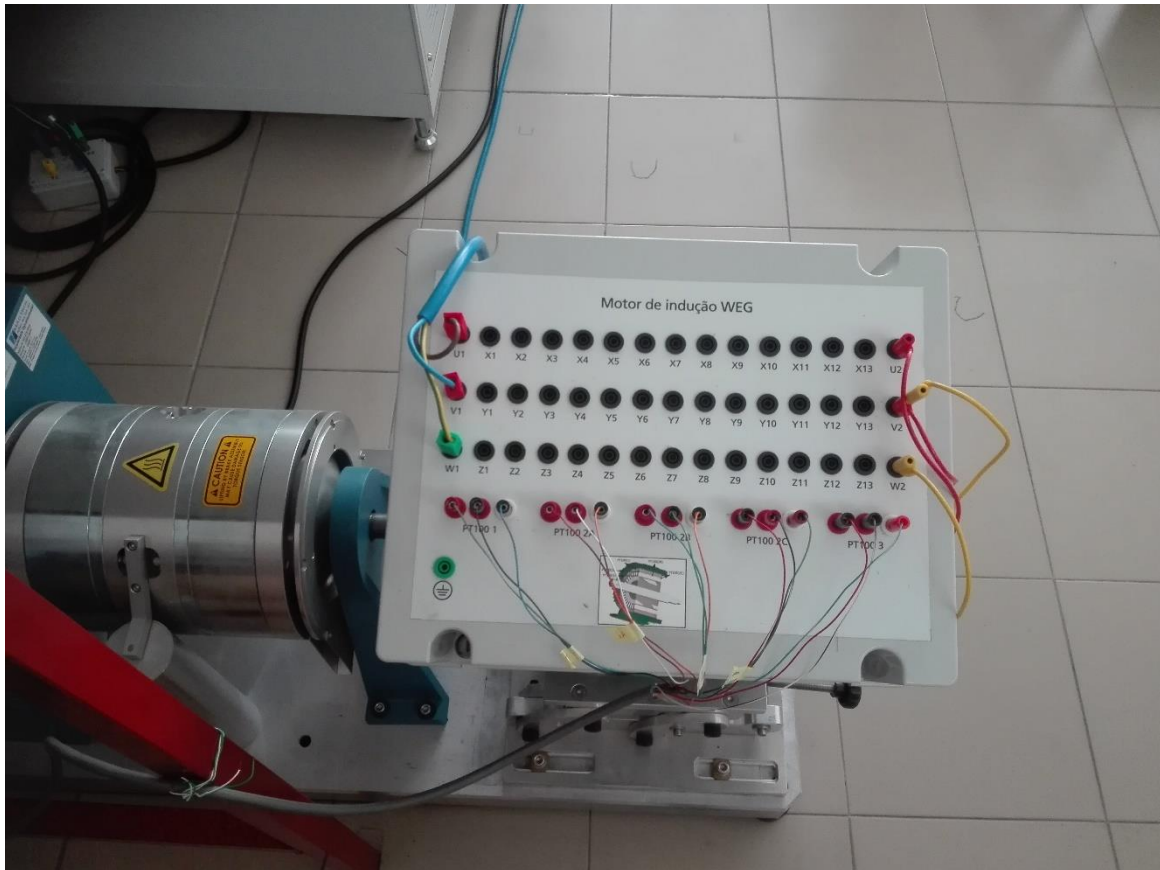


Figura 4.2 - Caixa de terminais do motor WEG.

Assim, para o ensaio do motor foi empregue a seguinte lista de equipamentos, de acordo com esquema apresentado na Figura 4.3:

- Motor assíncrono de 2,2 KW da WEG;
- Autotransformador/alimentação trifásica;
- Dinamómetro de histerese HD-815-8NA com ventilador;
- Analisador de potência YOKOGAWA WT 1800;
- Pinça amperimétrica Fluke ST-337;
- Medidor de temperatura por infravermelhos;
- Placa de aquisição de dados da national instrument NI 9217;
- Reóstato Metrel;
- Sensores PT100.

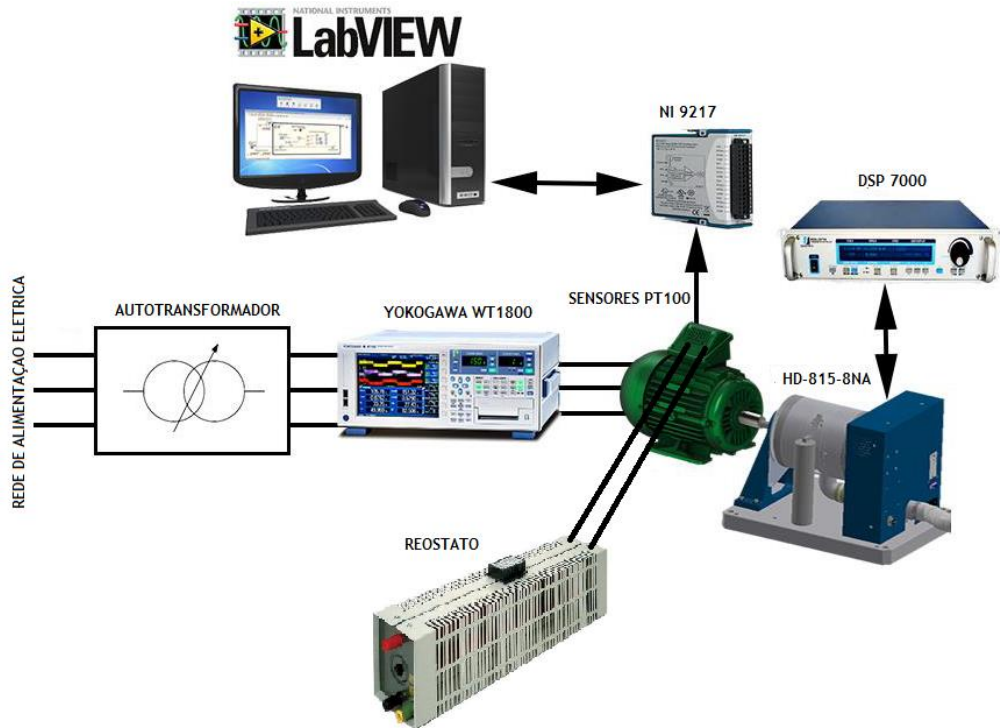


Figura 4.3 - Diagrama de bloco da montagem experimental. Adaptado de [8].

Na Figura 4.4, apresenta-se o esquema de enrolamento, onde é possível avaliar o número de espiras em cada bobina, bem como o número de espiras entre cada terminal acessível na caixa de terminais.

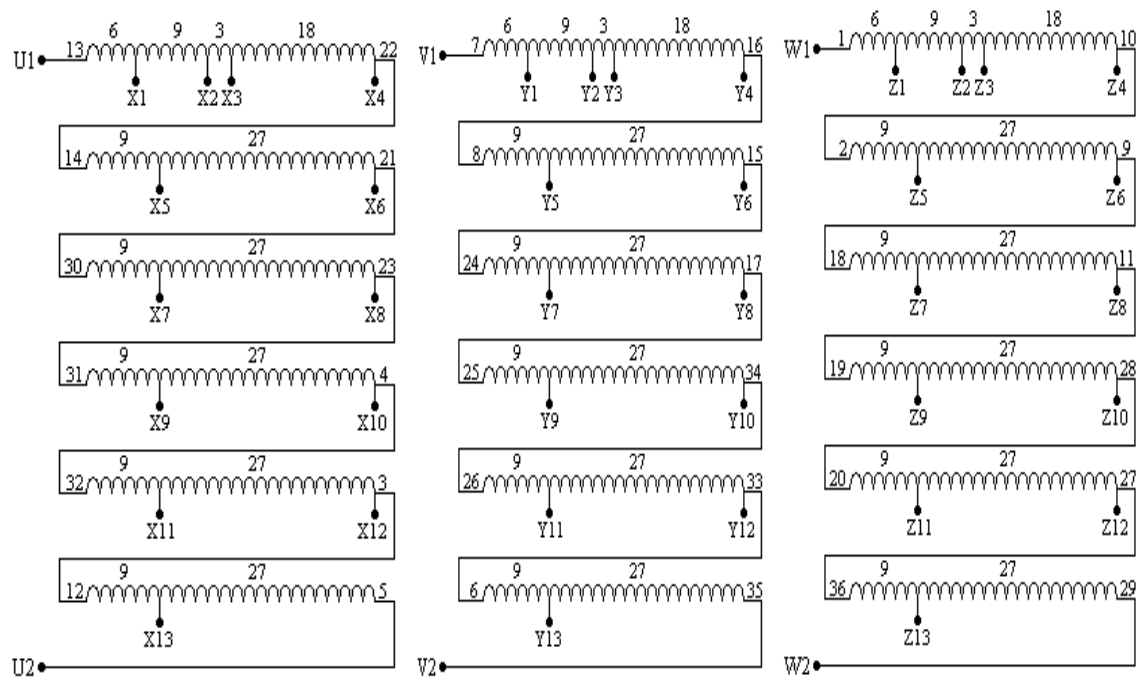


Figura 4.4 - Esquema de enrolamentos do MIT [22].

As principais características do MIT, do dinamômetro de histerese e do reóstato utilizados na montagem experimental são apresentadas na tabela 4.1, 4.2 e 4.3 respectivamente, bem como na Figura 4.3 o esquema principal da montagem experimental.

Tabela 4.1 - Características nominais do motor assíncrono W22.

Binário	14.64 Nm
Potência	2200 W
Velocidade	1435 rpm
Deslizamento	0,043
Frequência	50 Hz
Tensão	400 V
Corrente	4,56 A
Fator de potência	0,8

Tabela 4.2 - Características máximas do reóstato Metrel.

Resistência	3,3 Ω
Corrente	10 A

A seguir são descritos os restantes componentes utilizados nos ensaios:

➤ **Dinamômetro de histerese HD-815-8NA**

O dinamômetro de histerese HD-815-8NA utilizado tem como função principal permitir o controlo do binário do motor, absorve a potência através da frenagem por histerese sem atrito independentemente da velocidade do motor, é refrigerado por um ventilador. A característica principal do dinamômetro de histerese é mostrada na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Características máxima do dinamômetro de histerese.

Binário	28 Nm
Potência	2,2 KW
Velocidade	12000 rpm
Momento de inercia	1,19E-2 Kgm ²
Arrefecimento	Ar (Ventilador)

➤ **Autotransformador**

O autotransformador permite modificar o valor eficaz da tensão aos terminais do motor, foi intercalado entre a rede de distribuição e a alimentação do motor de indução trifásico.

➤ **Placa de aquisição de dados da National Instruments NI 9217**

O sistema de aquisição de dados é formado por um computador com o programa LabView da national instruments NI 9217. O computador recebe os dados enviados pelos sensores de temperatura PT100 que estão diretamente ligados a placa e fornece-nos as curvas de temperatura, de referir que as curvas de temperaturas foram retiradas depois da estabilidade térmica do motor.

➤ Reóstato Metrel

O reóstato utilizado no ensaio, teve como a função principal limitar o valor da corrente na fase em curto-circuito protegendo assim o motor contra eventual excesso de corrente prevenindo, deste modo, uma degradação perigosa do isolamento do motor.

➤ Analisador de energia YOKOGAWA WT1800

Com ajuda do analisador de energia digital YOKOGAWA WT1800, foi possível obter todas as medições necessárias dos parâmetros elétricos em estado transitório como a tensão e a corrente em cada fase assim como corrente e tensão na resistência de curto-circuito, e a potência mecânica e o binário eletromagnético, com a mais alta precisão disponível. Este dispositivo é ligado em série com o circuito de alimentação (autotransformador). Os valores de rendimento do motor podem ser calculados diretamente, através da potência elétrica de entrada e a potencia de saída do motor, que nada mais é do que a potencia disponível no eixo do motor, e estão relacionadas através da seguinte equação matemática:

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{elec}} \times 100\% \quad (31)$$

4.2 Resultados Experimentais

Nesta secção serão apresentados os ensaios realizados à meia carga (7 Nm) tendo em conta a condição do motor saudável e a condição defeituosa com uma resistência de falha de 1,35 Ω . De modo possibilitar uma comparação das temperaturas no interior da máquina, a temperatura ambiente ajustada para 25 °C.

Após a estabilização térmica do motor, para o funcionamento saudável, foi introduzida a situação de avaria com seis espiras em curto-circuito e analisada a evolução das diferentes grandezas estudadas, ao longo de um período suficientemente longo para permitir a estabilização térmica do motor.

A fim de analisar a evolução temporal da temperatura do motor são mostrados gráficos de figuras do comportamento térmico e imagens termográficas.

Conforme descrito anteriormente, foram colocados no motor um conjunto de sensores de temperatura que permitam analisar, não só a distribuição radial da temperatura (2D), conforme

analisada no modelo de simulação computacional, mas também, analisar a distribuição da temperatura na direção axial. A Figura 4.5 mostra a localização dos sensores de temperatura adicionado ao modelo do motor.

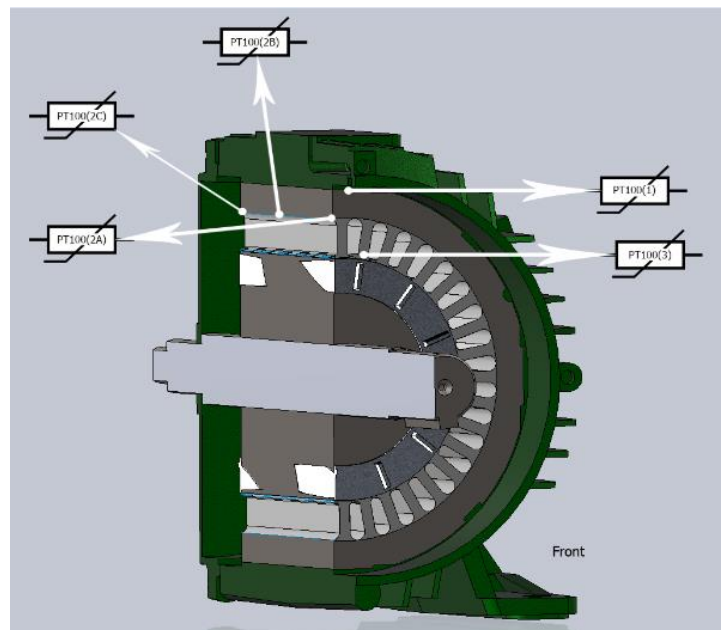


Figura 4.5 - Localização dos sensores de temperatura PT100 no MIT [8].

A análise térmica da máquina mediante imagens termográficas, foi efetuada com recurso a uma câmara termográfica infravermelha Fluke Ti450. Foi configurado um coeficiente de emissividade e absorção de 0,95 igual ao valor utilizado para a simulação, as imagens térmicas foram retiradas após a estabilidade térmica do motor.

4.2.1 Condição saudável e meia carga

Após a realização do ensaio sobre a condição saudável e meia carga é apresentada a distribuição de temperatura através dos sensores PT100 localizados no interior do motor. O gráfico da Figura 4.6 ilustra o comportamento térmico do motor. Este ensaio teve uma duração de 8000 segundos, ou seja, até que o motor chegasse ao seu estado térmico estacionário.

A curva mais acima do gráfico é a que corresponde a temperatura do sensor PT100 3, é mais elevada visto que o sensor está localizado da região inferior na ranhura do estator, ou seja, a região que está mais próxima do entreferro como nos mostra a curva de cor laranja corresponde ao sensor PT100 2A, que fica na parte superior a ranhura e a curva azul corresponde ao sensor PT100 1, este sensor fica mais a norte do motor.

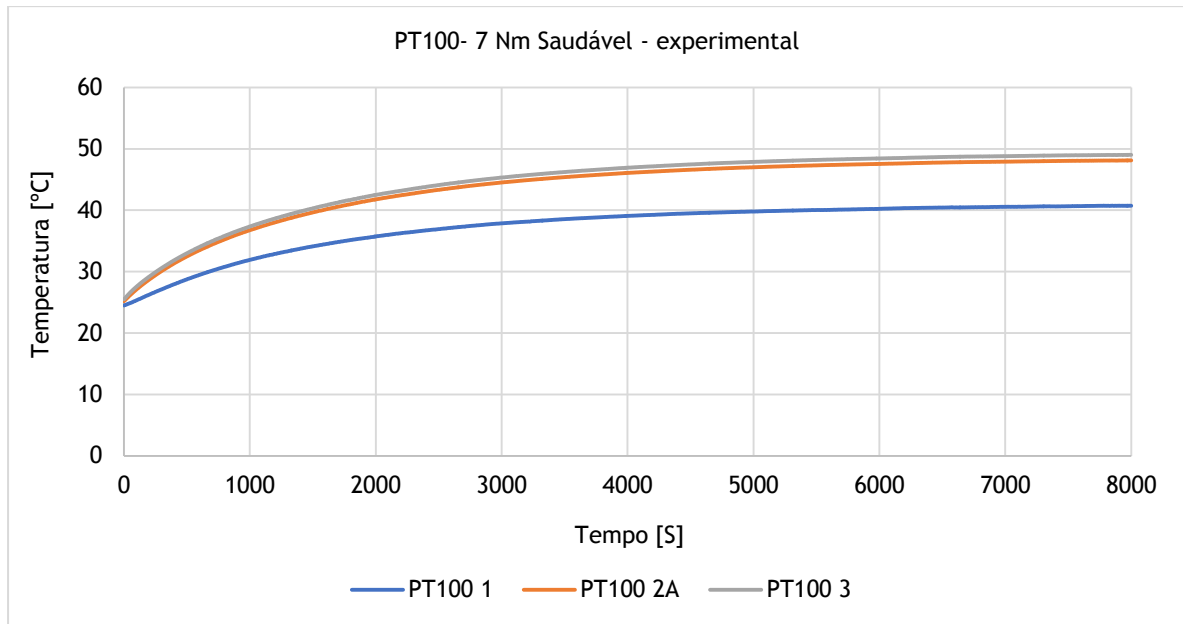


Figura 4.6 - Curva de temperatura versus tempo, experimental do motor em condição saudável.

A seguir são apresentadas algumas imagens termográficas para análise externa da temperatura do motor.

Foi mantida uma distância entre a câmara e o motor de 0,50 m. Assim sendo, foram retiradas algumas imagens dos ensaios, e o resultado são apresentados nas figuras abaixo. A imagem térmica infravermelha, mostra o mapa de temperatura no exterior do motor. A Figura 4.7 mostra a imagem termográfica na posição frontal após 8000 segundos.

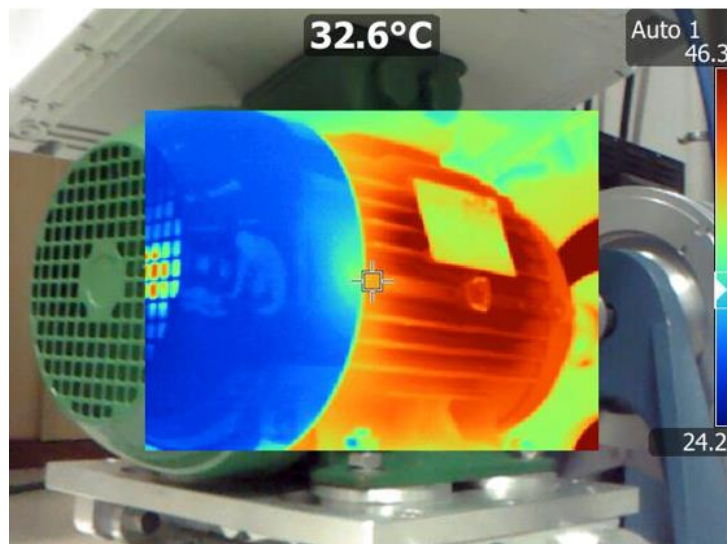


Figura 4.7 - Imagens lateral esquerda, condição saudável meia carga seis espiras.

Na Figura 4.8 apresenta-se a temperatura exterior do motor na posição frontal, a quando do funcionamento após 8000 segundos. Podemos ver que o lado frontal do motor, corresponde a parte mais quente, o que se esperava considerando que o ventilador se encontra no lado oposto.

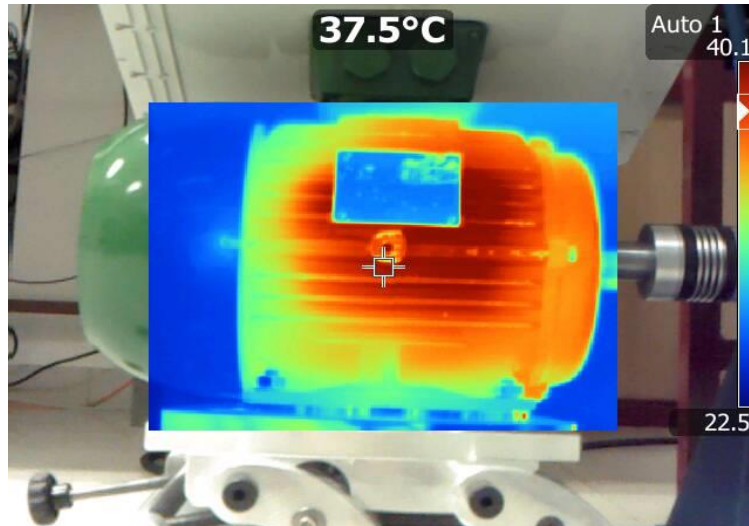


Figura 4.8 - Imagens frontal, motor meia carga seis espiras.

A Figura 4.9 ilustra a temperatura do motor na posição lateral direita após 8000 segundos de funcionamento.

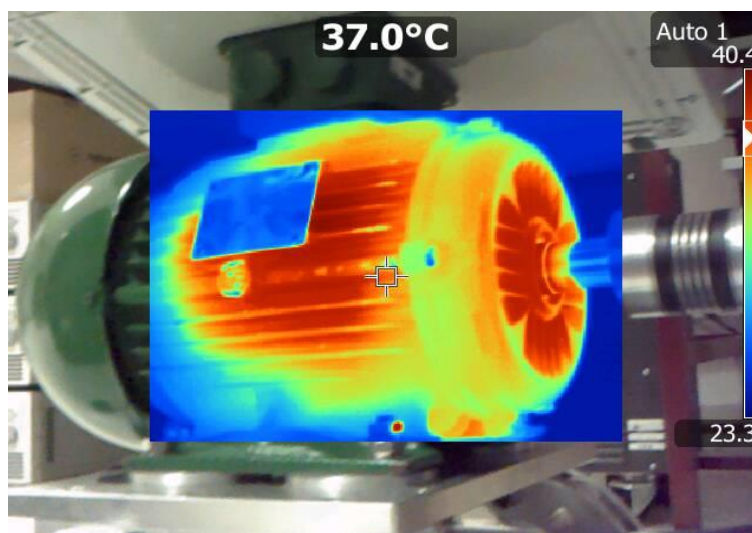


Figura 4.9 - Imagens lateral direita, motor saudável.

4.2.2 Condição de curto-circuito com 1,35 Ohm

Nesta etapa será apresentada o ensaio do motor sob a condição defeituosa e meia carga é apresentada a distribuição de temperatura através dos sensores PT100 localizados no interior do

motor assim como algumas imagens termográficas. A Figura 4.10 ilustra o gráfico do Comportamento térmico do ensaio realizado.

Podemos observar através do gráfico de temperatura versus tempo que a temperatura máxima é verificada no sensor PT100 3 com o valor de 49,1°C, durante 8000 segundos, podemos dizer que neste tempo a máquina atinge o estado térmico estacionário.

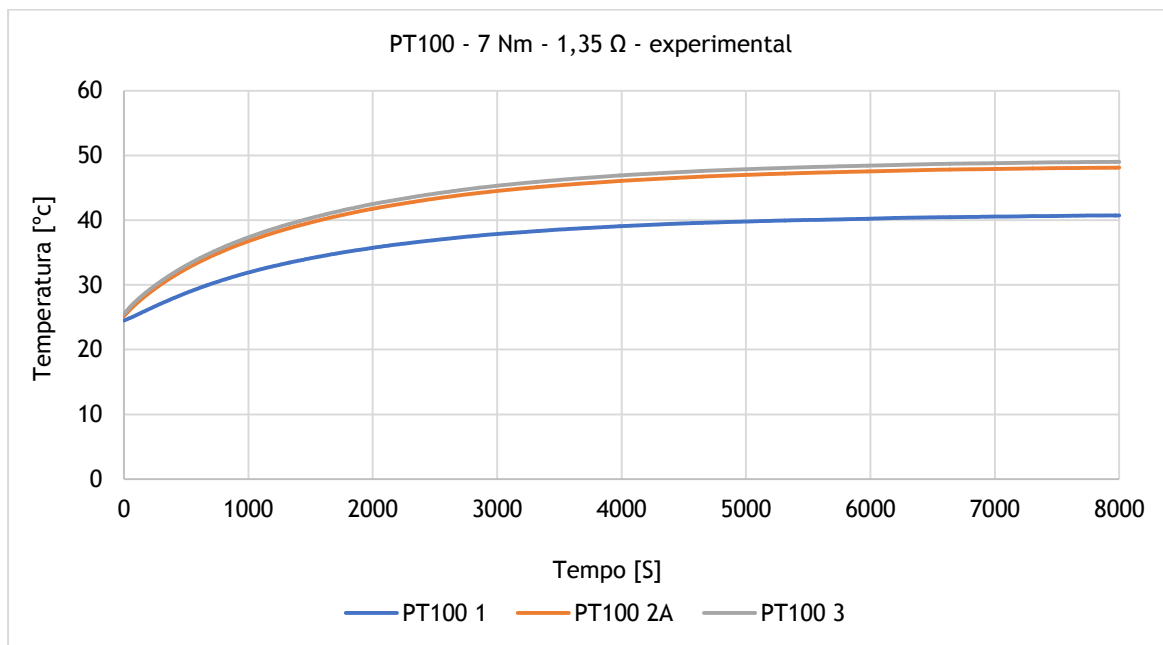


Figura 4.10 - Curva de temperatura versus tempo, experimental do motor em condição defeituosa na fase W com r_f de 1,35 Ω e seis espiras.

As Figura 4.11 à Figura 4.13 mostra o estado térmico do motor após 8000 segundos em posição lateral esquerdo, frontal e lateral direito.

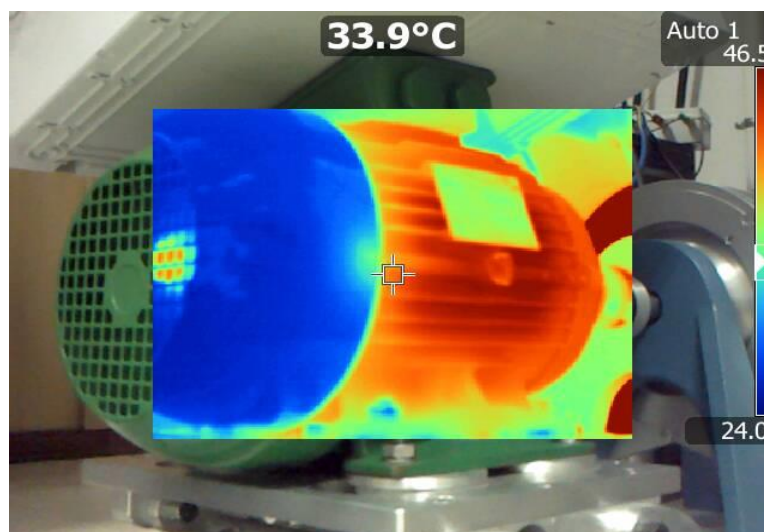


Figura 4.11 - Imagens lateral esquerda, com r_f de 1,35 Ω meia carga seis espiras.

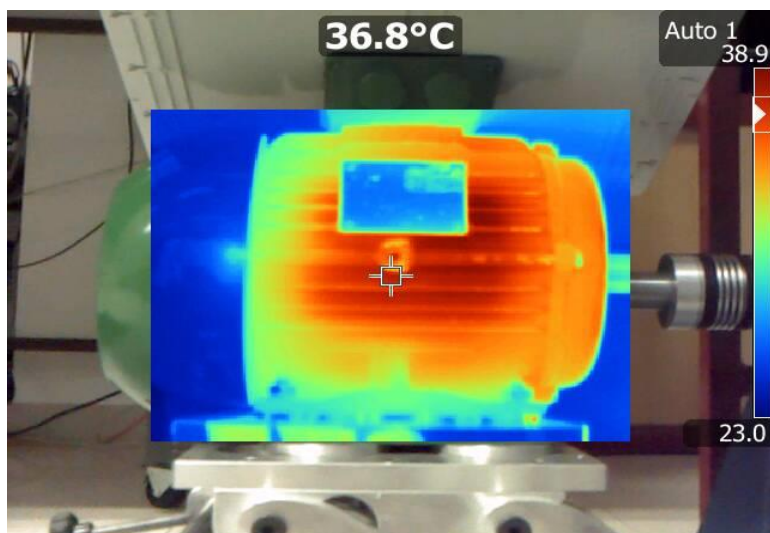


Figura 4.12 - Imagens frontal com $r_f 1,35 \Omega$ meia carga seis espiras.

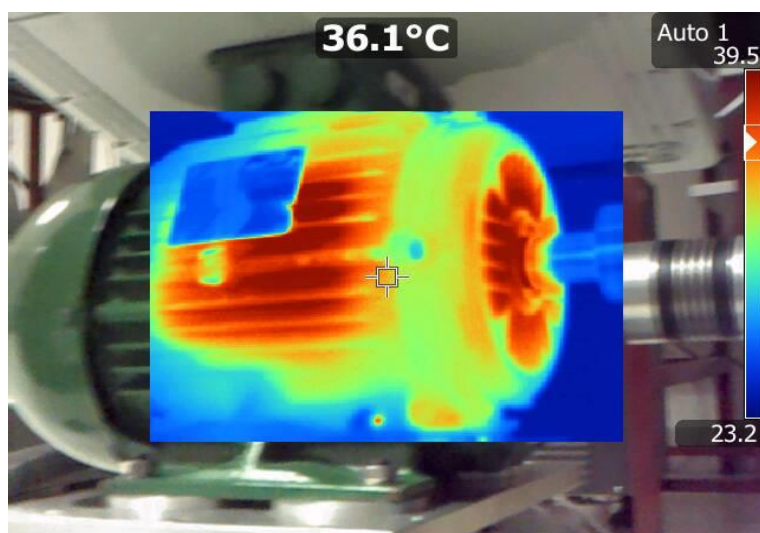


Figura 4.13 - Imagens lateral direita, com $r_f 1,35 \Omega$ meia carga seis espiras.

4.3 Análise de Resultados

O gráfico da Figura 4.14 ilustra a comparação do Comportamento térmico do MIT a quando submetido a condição sem defeito durante 8000 segundos, tanto para o experimental assim como para a simulação, podemos observar que a temperatura mais elevada se obtém, em simulação, no sensor PT100 3, com um erro bastante pequeno. O sensor PT100 2A, tem uma diferença de 2°C e segundo a norma IEEE e IEC se a temperatura não variar ao longo de uma hora em 2°C podemos dizer que o motor elétrico atingiu o estado térmico estacionário [57].

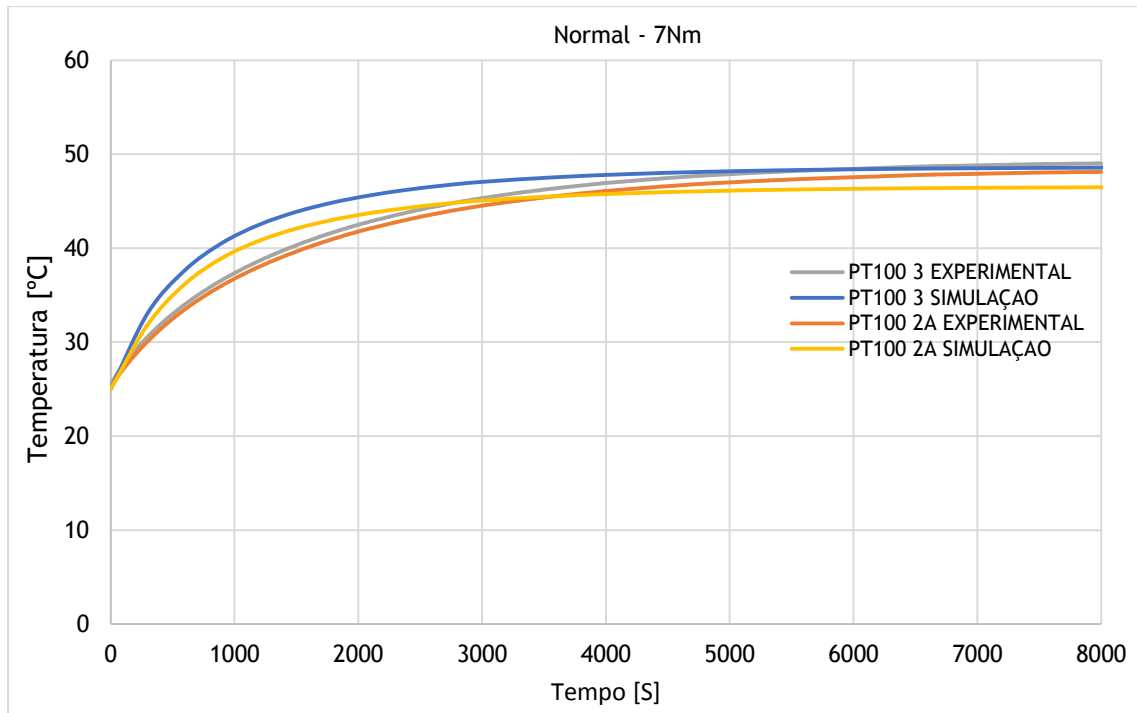


Figura 4.14 - Curva de temperatura no PT100 2A e 3 versus tempo, simulação e experimental do motor em condição saudável e meia carga (Flux 2D).

Na Figura 4.15 ilustra o gráfico de comparativo da evolução do comportamento térmico da máquina em situação de avaria na fase W (6 espiras em curto-circuito com $r_f=1,35 \Omega$), à meia carga.

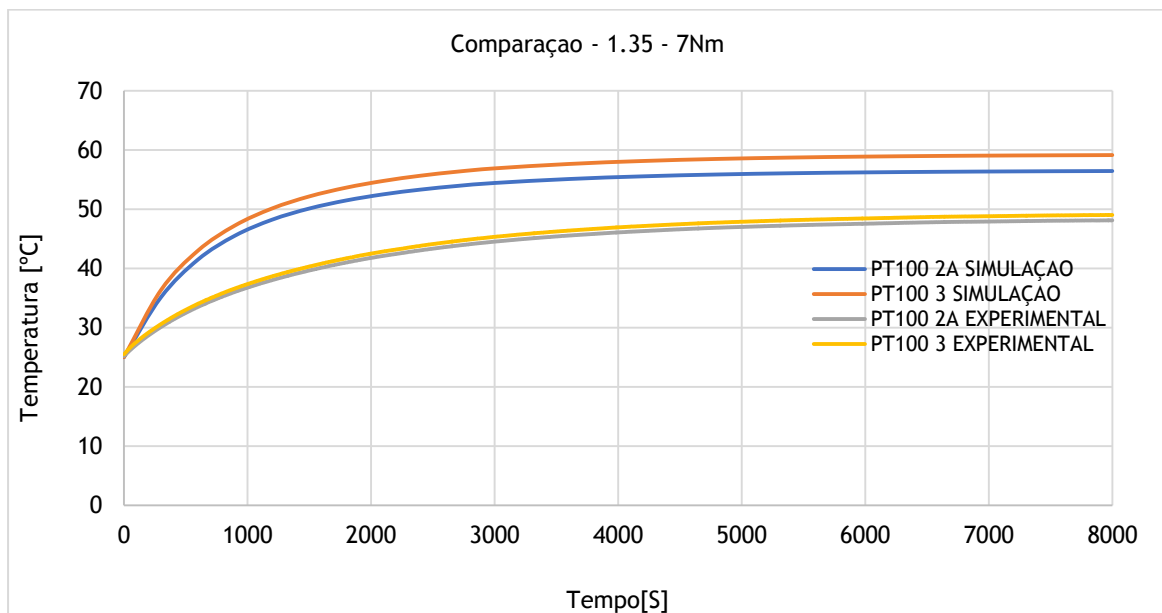


Figura 4.15 - Curva de temperatura no PT100 3 versus tempo, simulação e experimental do motor com $r_f=1,35 \Omega$ seis espiras meia carga (Flux 2D).

Na Tabela 4.4 apresentam-se os valores experimentais e de simulação obtidos para as diferentes correntes no motor, em funcionamento saudável e defeituoso.

Tabela 4.4 - Resultado de correntes de simulação e experimental.

	Resistência curto-circuito [Ω]	Corrente r_f [A]	Corrente fase U [A]	Corrente fase V [A]	Corrente fase W [A]
Simulação	1,35	4,8	3,11	3,07	3,16
Experimental		4,32	3,2	3,2	3,2
Simulação	Normal	-	3.1	3.07	3.1
Experimental		-	3,2	3,2	3,2

Por se tratar de um modelo 2D o fluxo de fugas nas extremidades das bobinas não é considerado fazendo com que o acoplamento eletromagnético entre as espiras em curto-circuito e o restante enrolamento seja superior ao real. Este facto resulta num valor de tensão/corrente de falha superior no modelo computacional, o que justifica a diferença na corrente de falha e, conseqüente, da temperatura do motor (10,06 °C) entre o valor obtido em simulação e o valor medido em funcionamento com avaria.

Capítulo 5

Conclusões e Proposta para trabalhos Futuros

5.1 Conclusão

Nesta dissertação foi analisado o comportamento térmico de um motor de indução trifásico de gaiola de esquilo de 2,2 kW da família WEG com a classe de eficiência do motor IE3. Construiu-se um modelo computacional da máquina em estudo existente no Laboratório de Istemas Eletromecatrónicos do CISE, utilizando o software de elementos finitos Flux2D®12.1.

Foi otimizado o modelo de acordo com os dados físicos e eletromagnético fornecidos no catálogo do fabricante.

Com o modelo desenvolvido, primeiramente foram realizadas as simulações eletromagnéticas, em condição saudável e defeituosa, considerando o regime transitório, de modo a analisar as características do motor e retirar as perdas por efeito Joule e perdas no ferro usando o método de Bertotti.

Com vista à validação experimental do modelo desenvolvido, foi utilizado um motor especialmente preparado para o efeito e realizaram-se diversos ensaios experimentais que permitiram verificar a validade do modelo proposto.

5.2 Proposta para trabalhos futuros

Durante o desenvolvimento desta dissertação foram identificadas duas possibilidades relevantes de desenvolvimento futuro, nomeadamente o ajuste na construção do modelo e a utilização de um software tridimensional para a simulação eletromagnética e térmica.

Assim, sendo, propõe-se as seguintes linhas de investigação:

- Propõe-se que seja feita a simulação magnética transitória e térmica tridimensional de maneira a obter resultados mais precisos, mas em contrapartida haverá tempos de computação muito demorados.
- De maneira a obter maior precisão da temperatura propõe-se também que sejam instalado os sensores de temperatura no interior da ranhura do estator.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. Eftekhari, M. Moallem, S. Sadri, and M. F. Hsieh, "A novel indicator of stator winding inter-turn fault in induction motor using infrared thermal imaging," *Infrared Phys. Technol.*, vol. 61, pp. 330-336, 2013.
- [2] A. T. De Almeida, F. J. T. E. Ferreira, and J. A. C. Fong, "Standards for super-premium efficiency class for electric motors," *Conf. Rec. - Ind. Commer. Power Syst. Tech. Conf.*, no. June, 2009.
- [3] A. V. Vidyapeetham, "Inter-Turn Short Circuit Fault Analysis of PWM Inverter Fed Three-Phase Induction Motor Using Finite Element Method," 2017.
- [4] S. Grubic, J. M. Aller, B. Lu, and T. G. Habetler, "A survey on testing and monitoring methods for stator insulation systems of low-voltage induction machines focusing on turn insulation problems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4127-4136, 2008.
- [5] C. Miguel and C. Santos, "Análise e diagnóstico de avarias estatóricas em motores síncronos de ímanes permanentes com arranque direto à rede," 2017.
- [6] N. Bhaskar and K. N. Mude, "Abberant Analysis of Three Phase Induction Machine with Stator Intertum Faults on," pp. 2-7, 2016.
- [7] A. J. M. Cardoso, *Diagnóstico de avarias em motores de indução trifásicos*. COIMBRA EDITORA.
- [8] Saúl Sales, "Estudo do Comportamento Térmico do Motor de Indução Trifásico," 2016.
- [9] F. K. Adenauer, "Eficiência Energética," pp. 1-168, 2015.
- [10] J. van Niekerk and E. Cristofolini, "High or premium efficiency motors," pp. 1-17, 2011.
- [11] J. Estima and A. J. M. Cardoso, *Efficiency Analysis of Synchronous Reluctance Motors*. 2013.
- [12] H. F. Vieira da Silva, "Simulação e comparação dos parâmetros do circuito equivalente por fase de motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo de diferentes classes de rendimento," 2016.
- [13] M. H. Pitoli, "Sistema Portátil para Monitoramento e Identificação de Falhas em Motores de Indução Trifásicos Através da Técnica da Análise da Assinatura Elétrica," 2013.
- [14] M. L. Sin, W. L. Soong, and N. Ertugrul, "Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research * a survey," *Australas. Univ. Power Eng. Conf.*, pp. 1-6, 2003.
- [15] P. S. R. S.M. Shashidhara*, "FPGA Based Embedded System Development for Rolling Bearings Fault Detection of Induction Motor," *IJRES*, vol. Vol. 2, p. 2901, 2013.
- [16] G. Mirzaeva and K. I. Saad, "Advanced Diagnosis of Rotor Faults and Eccentricity in Induction Motors Based on Internal Flux Measurement," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 3, pp. 2981-2991, 2018.

- [17] R. Wrobel, P. Mellor, M. Popescu, and D. Staton, "Power Loss Analysis in Thermal Design of Permanent Magnet Machines – A Review," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 1-1, 2015.
- [18] T. Miguel and M. Róia, "Ruído acústico em acionamentos elétricos," 2016.
- [19] S. Nategh, *Thermal analysis and management of high-performance electrical machines*. 2013.
- [20] Aldo Boglietti, Andrea Cavagnino, David Staton, Martin Shanel, Markus Mueller, and Carlos Mejuto, "Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 871-882, 2009.
- [21] B. Assaad, "Contribution à la prise en compte des aspects thermiques des machines électriques dans un environnement mécatronique," 2015.
- [22] S. Nategh, H. Zhang, S. M. Ieee, O. Wallmark, S. M. Ieee, and A. Boglietti, "Transient Thermal Modeling and Analysis of Railway Traction Motors," vol. 0046, no. c, pp. 1-10, 2018.
- [23] A. Boglietti, A. Cavagnino, and D. Staton, "Determination of critical parameters in electrical machine thermal models," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 4, pp. 1150-1159, 2008.
- [24] F. Emanuel and P. Santiago, "Study of the Thermal Behavior of a Three-phase Induction Motor under Fault Conditions," no. October, 2017.
- [25] Shafiq, "A review of thermal analysis methods in electromagnetic devices," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 739-744, 2014.
- [26] B. Vaseghi, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, "Transient finite element analysis of induction machines with stator winding turn fault," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 95, pp. 1-18, 2009.
- [27] A. Boglietti, A. Cavagnino, and D. A. Staton, "TEFC induction motors thermal models: a parameter sensitivity analysis," *Conf. Rec. 2004 IEEE Ind. Appl. Conf. 2004. 39th IAS Annu. Meet.*, vol. 4, no. 3, pp. 2469-2476, 2005.
- [28] B. Guo, Y. Huang, J. Dong, and T. Zhou, "Transient thermal analysis of the conical rotor motor using LPTN and Finite Volume Method," *2015 IEEE Int. Magn. Conf. INTERMAG 2015*, vol. 50, no. 2, p. 2014, 2015.
- [29] C. H. Lim *et al.*, "2-D lumped-parameter thermal modelling of axial flux permanent magnet generators," *Proc. 2008 Int. Conf. Electr. Mach. ICEM'08*, no. 1, pp. 1-6, 2008.
- [30] DANIEL ARAÚJO PINTO TEIXEIRA, "FERRAMENTA COMPUTACIONAL PARA ANÁLISE DE GRANDEZAS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO SUBMETIDO A DESEQUILÍBRIO DE TENSÃO," 2010, 2010.
- [31] V. A. D. Silva, "DETECÇÃO DE CURTO-CIRCUITO ENTRE ESPIRAS DO ENROLAMENTO DO

- ESTATOR UTILIZANDO CAMARA TERMOGRAFICA,” 2009.
- [32] A. M. S. Mendes, X. M. López-Fernández, and A. J. Marques Cardoso, “Thermal performance of a three-phase induction motor under fault tolerant operating strategies,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1537-1544, 2008.
- [33] A. E. Barbosa, *Maquinas Eletricas E Alguns Engenhos - Conceitos*,. PUBLINDUSTRIA.
- [34] B. Bahmanifirouzi, E. Farjah, T. Niknam, and E. Azad Farsani, “A new hybrid hbmo-sfla algorithm for multi-objective distribution feeder reconfiguration problem considering distributed generator units,” *Iran. J. Sci. Technol. - Trans. Electr. Eng.*, vol. 36, no. E1, pp. 51-66, 2012.
- [35] M. V. Guedes, “O Motor de Indução Trifásico selecção e aplicação Fa c ulda de de E nge nha ria da Univ e rs ida de do P ort o O Motor de Indução Trifásico se le cçã o e a p lica çã o,” 1994.
- [36] M. Arkan, D. Kostic-Perovic, and P. J. Unsworth, “Modelling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnostics,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 75, no. 1, pp. 57-66, 2005.
- [37] “CONCEPÇÃO E DESENVOLVIMENTO DE UM NOVO ACCIONAMENTO LINEAR DE ALTO COMPORTAMENTO PARA APLICAÇÕES DE PRECISÃO,” 2008.
- [38] M. Moulham, A. Supervisor, M. L. Examiner, P. C. Date, and E. E. Level, “Degree project Simulation of 3ph induction motor in Matlab with Direct and Soft starting methods.”
- [39] C. P. Cabrita, “Aspectos convencionais.” 1992.
- [40] Alexandre Salcedo Ratzke, “Controle de motor de indução de media tensao em aplicaçaode bombeiro submarino,” 2017.
- [41] R. A. Yamachita, “Determinação de perdas e rendimento em motores elétricos empregando termografia infravermelha,” 2013.
- [42] T. Tomaskova, R. Pechanek, and V. Kindl, “Benefits of upgrading insulating materials to operating temperature of induction motor,” *2015 17th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE-ECCE Eur. 2015*, 2015.
- [43] B. M. do Carmo Rebouças, E. F. de Simas Filho, P. R. F. de Moura Bastos, and D. Barbosa, “Caracterização Térmica de Motor de Indução Monofásico Submetido à Alimentação com Distúrbios da Qualidade de Energia,” *XI Conferência Bras. sobre Qual. da Energ. Elétrica - CBQEE 2015*, no. June 2016, 2015.
- [44] C. Bauer, “Ensaio de elevação de temperatura pelo método ‘forward short circuit’ em motores de indução,” 2008.
- [45] J. Holman, “Heat Transfer,” *Mc Graw Hill*, p. 758, 2010.
- [46] A. Serpa, M. Resende, P. E. Solis, P. H. Magacho, and R. Vieira, “Determinação do Coeficiente de Transferência de Calor por Convecção Natural e Forçada,” 2014.

- [47] P. Carlos, B. Neto, and M. Eng, “(TCL) Volume I - Parte 3,” vol. I, 2010.
- [48] A. Solutions, “Un réseau de distribution international,” 2006.
- [49] B. Ricardo and O. Baptista, “Imagem COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO EM CONDIÇÕES ESPECIAIS DE FUNCIONAMENTO : ALIMENTADO POR UM CONVERTOR NPC COM TOLERÂNCIA A FALHAS OU COM,” 2016.
- [50] D. Project, I. N. Telpm, and S. Level, “Impact of Converter Modulation Strategies on the Losses in a Traction Motor,” 2014.
- [51] M. Static, T. Magnetic, E. Static, E. Conduction, and T. Thermal, “Flux software presentation - 2D and 3D applications Flux software presentation - Applications Flux software presentation - Specificities,” pp. 2-3, 2015.
- [52] U. S. E. O. F. Flux, “CONSIDERATIONS ON TH E USE OF FLUX 2D SOFTWARE FOR THE ANALYSIS ANA LYSIS OF THE DEFECTS IN POWER TRANSFORMERS TRANSFORMER S,” no. 4, pp. 51-56, 2011.
- [53] S. Kocman, P. Pečínka, and T. Hrubý, “Induction motor modeling using COMSOL multiphysics,” *2016 17th Int. Sci. Conf. Electr. Power Eng.*, pp. 1-5, 2016.
- [54] A. Berzoy, A. A. S. Mohamed, and O. A. Mohammed, “Dynamic space-vector model of induction machines with stator inter-turn short-circuit fault,” *IECON 2015 - 41st Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 3620-3625, 2015.
- [55] E. Floriani and D. A. Silva, “MONITORAMENTO DA TEMPERATURA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE MÉDIA TENSÃO,” 2015.
- [56] U. Federal, “COMPORTAMENTO TÉRMICO DE MOTORES ELÉTRICOS DE INDUÇÃO,” 2010.
- [57] D. Project, I. N. E. Engineering, and S. Level, “Experimental Comparison of Losses in a Grid-connected and M2C-fed 11kW Induction Motor,” 2014.

ANEXO

Para calcularmos as perdas no ferro para o regime transitório para diferente condição de funcionamento pelo método de Bertotti, usamos a seguinte equação:

$$dP_{TOT}(t) = \left[K_h B_m^{\alpha_h} f^{\beta_h} + \sigma \frac{d^2}{dt^2} \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^{\alpha_c} + k_e \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^{\alpha_e} \right] K_f$$

Para tal foi necessário calcularmos o valor de K_h e K_e , os coeficientes por histerese, Foucault e adicionais já são conhecidos.

Em função da densidade de fluxo, retiramos o valor das perdas. Assim sendo:

Para 1,43 T → 3,5W

1,39 T → 3,2W

1,35 T → 3,3W

$$3,5 = \left[K_h \cdot 1,43^2 \cdot 50 + \sigma \frac{0,0005^2}{12} \left(\frac{1,43 - (-956)}{0,3} \right)^2 + K_e \left(\frac{1,43 - (-956)}{0,3} \right)^{1,5} \right] 0,000127$$

$$3,3 = \left[K_h \cdot 1,39^2 \cdot 50 + \sigma \frac{0,0005^2}{12} \left(\frac{1,39 - (-1,007)}{0,3} \right)^2 + K_e \left(\frac{1,39 - (-1,007)}{0,3} \right)^{1,5} \right] 0,000127$$

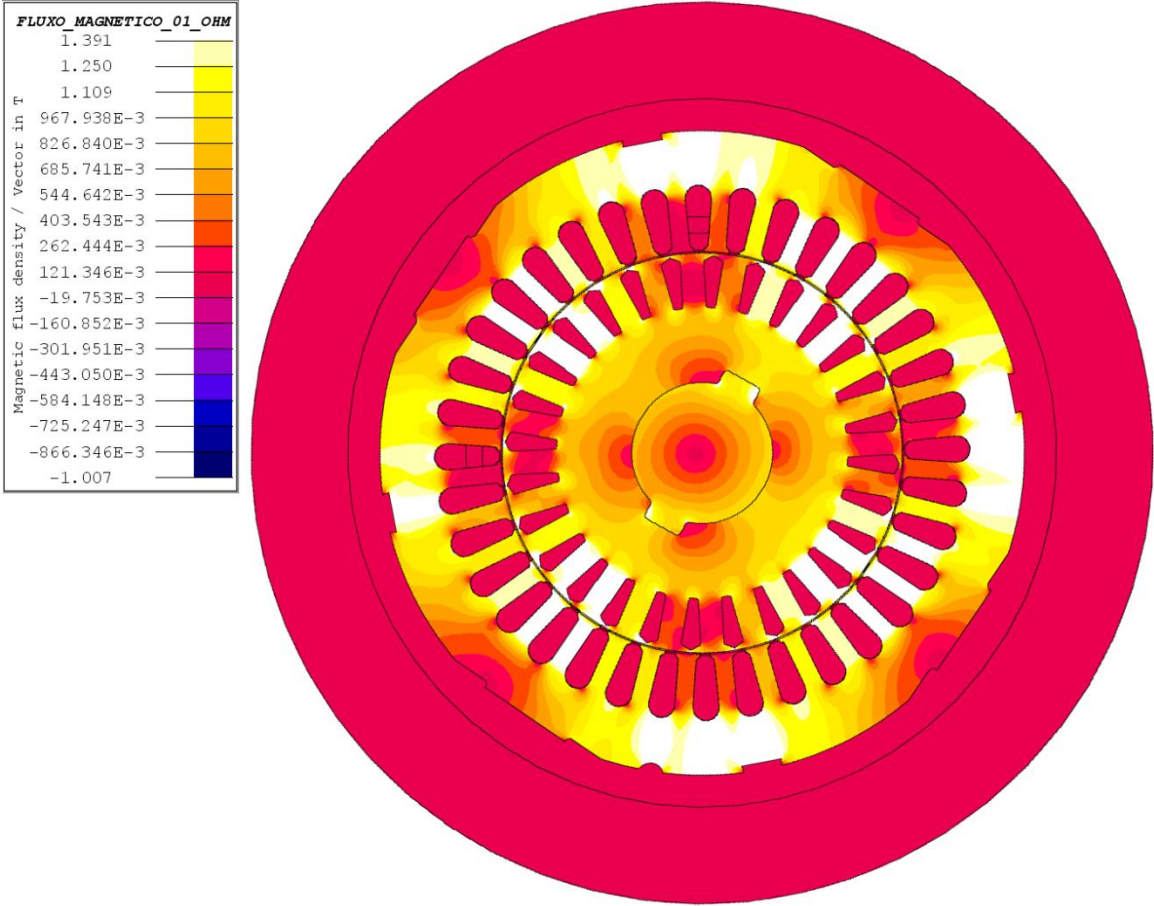
Resolvendo obtemos assim que:

$K_h = 81,2 \text{ W/T}^2/\text{s/m}^3$;

$K_e = 8,5 \text{ W/(Ts-1)}^{3/2}/\text{m}^3$.

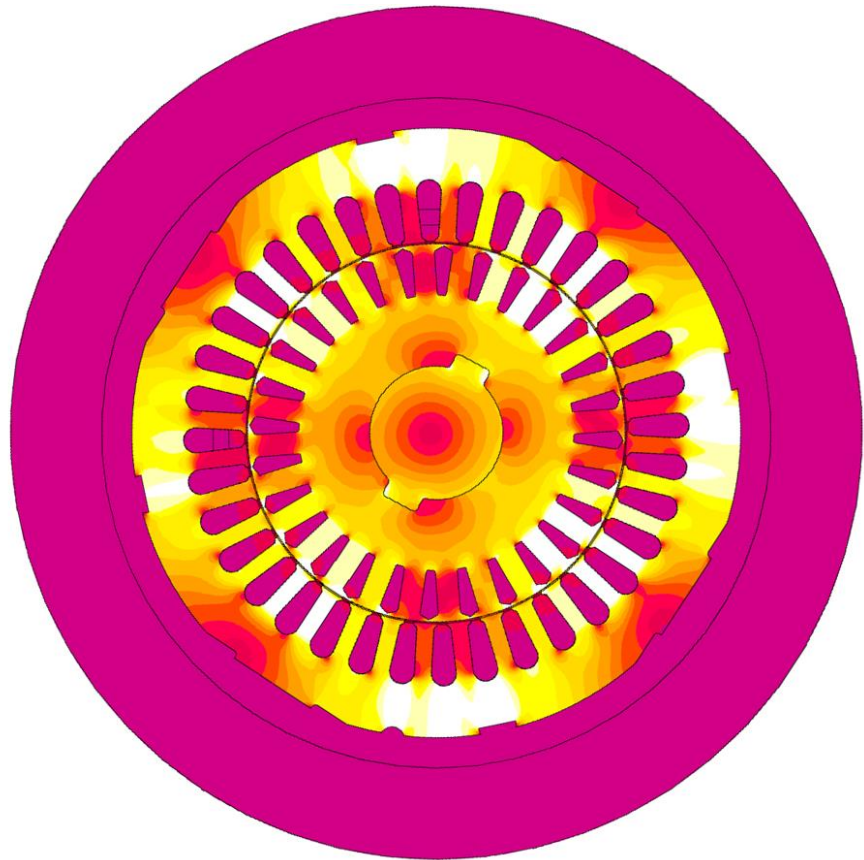
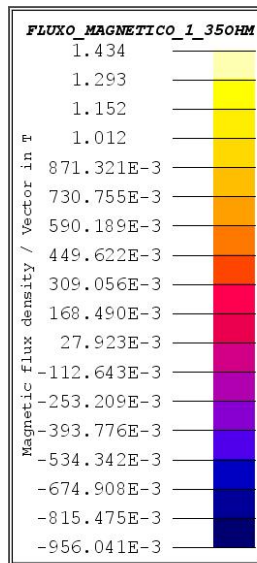
B1

Fluxo Magnético com r_f de $0,1 \Omega$



B2

Fluxo Magnético com r_f de $1,35 \Omega$



Fluxo Magnético com r_f de 0,001 Ω

