



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR
Engenharia

Análise e diagnóstico de avarias estatóricas em motores síncronos de ímanes permanentes com arranque direto à rede

Carlos Miguel Cardoso Santos

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
(2º ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor Davide Sérgio Baptista da Fonseca

Covilhã, junho de 2017

Dedicatória

Dedico esta dissertação aos meus pais, Carlos e Arminda, irmão João e avô Joaquim por todo o suporte que permitiu atingir este patamar curricular.

Não quero deixar de fora toda a minha família e amigos mais próximos que sempre me apoiaram.

Agradecimentos

Queria agradecer, principalmente, o incentivo e disponibilidade prestada pelo meu orientador, o Professor Doutor Davide Fonseca. Queria também agradecer aos meus colegas e amigos que me deram verdadeiras ajudas, Fernando Bento e Fábio Santiago.

Não posso esquecer de agradecer ao CISE (Centro de Investigação em Sistemas Electromecatrónicos), na pessoa do Professor Doutor António João Marques Cardoso, pela disponibilização das estruturas laboratoriais que permitiram a execução deste documento.

Por último, uma palavra muito especial à minha namorada Rafaela Farinha.

Resumo

A preocupação e sustentabilidade ambiental têm vindo a traduzir-se em metas de eficiência cada vez mais apertadas. Os IM (*Induction Motors* - Motores de indução), pela facilidade de utilização e robustez que lhes são característicos, são as máquinas elétricas mais comuns na indústria e em aplicações do dia-a-dia, o que implica que sejam os que mais sofrem na imposição destas metas. Verificadas incapacidades técnicas para atingir os níveis mais eficientes das mais recentes metas, emergiram no mercado soluções como os LS PMSM (*Line-Start Permanent Magnets Synchronous Motors* - Motores síncronos de ímanes permanentes com arranque direto à rede), que mesmo sendo SM (*Synchronous Motors* - Motores síncronos), permitem uma substituição do IM sem qualquer necessidade de incorporar outros aparelhos no sistema. Assumem rendimentos semelhantes aos SM convencionais, conhecidos pela sua eficiência.

Estes motores possuem uma SC (*Squirrel Cage* - Gaiola de Esquilo) na constituição do rotor, o que torna o comportamento perante uma avaria diferente, em relação aos SM convencionais. Para aumentar os conhecimentos acerca do assunto, foi iniciado o estudo apresentado neste documento. Em primeiro lugar será feita a modulação e simulação do LS PMSM saudável e de seguida irá estudar-se o curto-circuito entre espiras do estator. O grau de avaria será quantificado com um fator de severidade e servirá também para avaliar e validar o comportamento da simulação em relação a testes experimentais.

Palavras-chave

Máquina elétrica, LS PMSM, arranque direto à rede, *super premium*, força contraeletromotriz induzida, diagnóstico, avaria estatórica, curto-circuito entre espiras, modelo analítico, vetor de *Park*, EPVA.

Abstract

The increasing environmental concern have been pushing the efficiency goals further ahead. IM (Induction Motors), distinguished by their robustness and ease of use, are the most common electrical machines available in industrial and dayly routine applications, which means that they are the ones that suffer the most with the imposition of these goals. Considering the technical disabilities to reach high efficiency, solutions such as the LS PMSM (Line-Started Permanent Magnets Synchronus Motors) emerged on the market. Despite being SM (Synchronous Motors), the LS PMSM allow the replacement of the IM without requiring any additional hardware on system. LS PMSM have similar efficiency levels when compared to to conventional SM, known for their high efficiency.

These motors contain a SC (Squirrel Cage) and, consequently, the behavior on faulty operation is not the same as a conventional SM. This document presents a preliminary study to improve the knowledge on this subject. Firstly, the analitical model of an healthy LS PMSM is modeled and simulated, followed by a study of the LS PMSM with stator inter-turn short-circuit faults,. The fault severity is computed resorting to a severity factor that is also used to compare the behavior of the model simulation and a real LS PMSM.

Keywords

Electrical machine, LS PMSM, line-started, super premium, back-EMF, diagnostics, stator fault, inter-turn short-circuit, analytical model, Park's vector, EPVA.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Preocupações ambientais e metas de eficiência	1
1.2	Motivação	2
1.3	Contexto histórico	2
1.4	Breve abordagem ao funcionamento	3
1.5	Tabela de correspondência de fases	4
2	Caracterização de um LS PMSM	5
2.1	Motor elétrico sujeito a estudo	5
2.2	Esquema equivalente elétrico por fase de um LS PMSM	6
2.3	Obtenção dos parâmetros do esquema equivalente elétrico por fase de um LS PMSM	7
2.3.1	Resistência elétrica estatórica	7
2.3.2	Indutância estatórica de fugas	8
2.3.3	Resistência elétrica rotórica	10
2.3.4	Indutância rotórica de fugas	10
2.3.5	Força contraeletromotriz induzida	10
2.3.6	Indutância de acoplamento magnético	12
2.4	Parâmetros mecânicos relevantes	13
2.4.1	Momento de inércia	13
2.4.2	Binário eletromecânico de perdas por atrito e ventilação	13
2.5	Conclusão	14
3	Modelo analítico de um LS PMSM	15
3.1	Representação matricial	15
3.2	Relação entre as indutâncias próprias e mútuas do estator e do rotor e os parâmetros do esquema equivalente por fase	17
3.3	Caracterização dinâmica do modelo	19
3.4	Comparação do modelo proposto com o motor real	19
4	Análise do LS PMSM com avarias estatóricas	23
4.1	Esquema de um curto-circuito entre espiras do estator	23
4.2	Representação matricial	24
4.3	Relação entre as indutâncias próprias e mútuas do estator e do rotor e os parâmetros do esquema equivalente por fase	25
4.4	Caracterização dinâmica do modelo	28
4.5	Validação experimental do modelo proposto	28
5	Diagnóstico de curto-circuito entre espiras no LS PMSM	35
5.1	Transformação de <i>Park</i>	35
5.1.1	Transformação $\alpha\beta$	36
5.2	Princípios teóricos do EPVA	36
5.2.1	Análise espectral do módulo do Vetor de <i>Park</i>	37
5.3	Análise do Vetor de <i>Park</i> do LS PMSM	37
5.3.1	Motor saudável	37

5.3.2	Motor com avaria estatórica	38
5.4	Análise espectral do módulo do Vetor de <i>Park</i> do LS PMSM	39
5.4.1	Motor saudável	39
5.4.2	Motor com avaria estatórica	40
5.5	Evolução do Vetor de <i>Park</i> e do espectro do seu módulo em situação de avaria estatórica de um LS PMSM	42
6	Conclusões e sugestões para trabalhos futuros	43
6.1	Conclusões	43
6.2	Sugestões para trabalhos futuros	43
	Bibliografia	45

Lista de Figuras

1.1	Comparação de eficiência entre classes para motores de quatro polos a 50Hz . . .	2
1.2	Vista da secção transversal de um rotor híbrido patenteado por F. W. Merrill . . .	3
1.3	Regime transitório de arranque do LS PMSM utilizado para o estudo.	3
2.1	LS PMSM <i>WQuattro</i> WEG, 1.1 kW.	5
2.2	Caixa de terminais do motor <i>WQuattro</i>	5
2.3	Enrolamento da fase U do motor em estudo.	6
2.4	Esquema equivalente elétrico por fase de um LS PMSM.	7
2.5	Esquema do circuito de alimentação.	7
2.6	Circuito equivalente por fase do motor com rotor bloqueado.	9
2.7	Diagrama fasorial da máquina para funcionamento gerador.	11
2.8	Variação da força contraeletromotriz induzida em função do binário de carga. . .	12
2.9	Binário eletromecânico de perdas por atrito e ventilação em função da velocidade. 14	14
3.1	Comparação dos testes em ambiente real e em simulação (ligação em estrela). .	21
3.2	Comparação dos testes em ambiente real e em simulação (ligação em triângulo). 22	22
4.1	Diagrama esquemático experimental de um curto-circuito entre espiras do estator. 23	23
4.2	Distribuição de fluxo gerado pela bobina A_1 , considerando uma ranhura por polo por fase.	26
4.3	Modelo computacional de um LS PMSM.	29
4.4	Evolução da corrente de curto-circuito em função do número de espiras curto-circuitadas, para uma resistência de curto-circuito de 6Ω	29
4.5	Evolução do fator de severidade em função do número de espiras curto-circuitadas, para uma resistência de curto-circuito de 6Ω	30
4.6	Evolução da corrente de curto-circuito em função da resistência de curto-circuito, para 9 espiras curto-circuitadas.	30
4.7	Evolução do fator de severidade em função da resistência de curto-circuito, para 9 espiras curto-circuitadas.	31
4.8	Evolução do fator de severidade em função da resistência de curto-circuito, para 27 espiras curto-circuitadas.	31
4.9	Evolução da corrente de curto-circuito em função da resistência de curto-circuito, para 27 espiras curto-circuitadas.	32
4.10	Evolução do fator de severidade em função do número de espiras curto-circuitadas, para uma resistência de curto-circuito de 6Ω , ligação em triângulo.	32
4.11	Evolução do fator de severidade em função da resistência de curto-circuito, para 27 espiras curto-circuitadas, ligação em triângulo.	33
5.1	Sistema de eixos abc e $dq0$	35
5.2	Representação do Vetor de <i>Park</i> das correntes para a situação ideal	36
5.3	Representação do Vetor de <i>Park</i> das correntes para a situação de avaria	36
5.4	Representação do Vetor de <i>Park</i> para simulação do LS PMSM, ligação em estrela. 38	38
5.5	Representação do Vetor de <i>Park</i> do LS PMSM real, ligação em estrela.	38
5.6	Representação do Vetor de <i>Park</i> para simulação do LS PMSM, ligação em triângulo. 38	38

5.7	Representação do Vetor de <i>Park</i> do LS PMSM real, ligação em triângulo.	38
5.8	Representação do Vetor de <i>Park</i> para simulação do LS PMSM com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em estrela.	39
5.9	Representação do Vetor de <i>Park</i> do LS PMSM real com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em estrela.	39
5.10	Representação do Vetor de <i>Park</i> para simulação do LS PMSM com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em triângulo.	39
5.11	Representação do Vetor de <i>Park</i> do LS PMSM real com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em triângulo.	39
5.12	Espetro do módulo do Vetor de <i>Park</i> para simulação do LS PMSM, ligação em estrela.	40
5.13	Espetro do módulo do Vetor de <i>Park</i> do LS PMSM real, ligação em estrela.	40
5.14	Espetro do módulo do Vetor de <i>Park</i> para simulação do LS PMSM, ligação em triângulo.	40
5.15	Espetro do módulo do Vetor de <i>Park</i> do LS PMSM real, ligação em triângulo.	40
5.16	Espetro do módulo do Vetor de <i>Park</i> para simulação do LS PMSM com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em estrela.	41
5.17	Espetro do módulo do Vetor de <i>Park</i> do LS PMSM real com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em estrela.	41
5.18	Espetro do módulo do Vetor de <i>Park</i> para simulação do LS PMSM com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em triângulo	41
5.19	Espetro do módulo do Vetor de <i>Park</i> do LS PMSM real com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em triângulo.	41
5.20	Evolução do fator de severidade, em função no número de espiras curto-circuitadas.	42
5.21	Evolução do fator de severidade, em função da resistência de curto-circuito.	42

Lista de Tabelas

1.1	Correspondência das diferentes nomenclaturas referidas ao nome das fases. . . .	4
2.1	Resultados da medição da resistência elétrica estatórica.	8
2.2	Medição de U_{cc} e P_1 para o motor com o rotor bloqueado.	9
2.3	Resultados da medição de U , I e P do ensaio do motor em vazio.	11
2.4	Resultados da medição de U , I e P do ensaio do motor com diferentes valores de carga.	12
2.5	Massa e raio do rotor.	13
2.6	Medições de binário para diferentes velocidades de rotação.	13
2.7	Parâmetros mecânicos e do esquema equivalente elétrico por fase.	14
5.1	Fator de severidade para o LS PMSM com 36 espiras curto-circuitadas.	41

Nomenclatura

AC	<i>Alternating Current</i> - Corrente Alternada
DC	<i>Direct Current</i> - Corrente Contínua
EPVA	<i>Extended Park's Vector Approach</i> - Análise do Módulo do Vetor de <i>Park</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> - Comissão Eletrotécnica Internacional
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> - Instituto dos Engenheiros Elétricos e Eletrônicos
IM	<i>Induction Motor</i> - Motor de Indução
LS PMSM	<i>Line-Started Permanent Magnets Synchronous Motor</i> - Motor Síncrono de Ímanes Permanentes com Arranque Direto à Rede
PF	<i>Power Factor</i> - Fator de Potência
PM	<i>Permanent Magnets</i> - Ímanes Permanentes
PMSM	<i>Permanent Magnets Synchronous Motor</i> - Motor Síncrono de Ímanes Permanentes
SC	<i>Squirrel-Cage</i> - Gaiola de Esquilo
SF	<i>Severity Factor</i> - Fator de Severidade
B	Coefficiente de viscosidade (<i>Pa.s</i>)
\hat{B}	Densidade do campo magnético (<i>T</i>)
E_f	Força contraeletromotriz induzida (<i>V</i>)
e_{abc}	Forças contraeletromotrizes induzidas por fases (<i>V</i>)
f	Frequência (<i>Hz</i>)
I	Corrente elétrica (<i>A</i>)
I_N	Corrente elétrica nominal (<i>A</i>)
i_{abc}^s	Correntes estatóricas (<i>A</i>)
i_{abc}^r	Correntes rotóricas (<i>A</i>)
i_{cc}	Corrente de curto-circuito (<i>A</i>)
i_f	Corrente que atravessa a resistência representativa de curto-circuito (<i>A</i>)
i_d, i_q	Correntes estatóricas no eixo dq (<i>A</i>)
J	Momento de inércia (<i>Kg · m²</i>)
k	Constante construtiva da máquina
l	Comprimento axial da máquina (<i>m</i>)
L	Indutância (<i>H</i>)
L_m	Indutância de acoplamento magnético (<i>H</i>)
L_s	Indutância estatórica própria (<i>H</i>)
$L\sigma_s$	Indutância estatórica de fugas (<i>H</i>)
$L\sigma'_r$	Indutância rotórica de fugas (<i>H</i>)
m	Massa (<i>Kg</i>)
M	Indutância mútua entre fases (<i>H</i>)
n	Velocidade de rotação (<i>rpm</i>)
N	Número de espiras
N_f	Número de espiras curto-circuitadas
p	Número de pares de polos
P	Potência ativa (<i>W</i>)
P_1	Potência ativa de fase (<i>W</i>)
P_d	Potência devida à força contraeletromotriz induzida (<i>W</i>)

Q	Potência reativa (VAr)
Q_1	Potência reativa de fase (VAr)
r	Raio (m)
R	Resistência elétrica (Ω)
r_s	Resistência elétrica estatórica (Ω)
r'_r	Resistência elétrica rotórica (Ω)
r_f	Resistência de curto-circuito (Ω)
s	Deslizamento
T_{asy}	<i>Asynchronous Torque</i> - Binário Assíncrono (Nm)
T_{cg}	<i>Cage Torque</i> - Binário produzido pela Gaiola de esquilo (Nm)
T_{em}	<i>Electromechanical Torque</i> - Binário Eletromecânico (Nm)
T_l	<i>Load Torque</i> - Binário de carga (Nm)
T_{fv}	<i>Friction and Ventilation Torque</i> - Binário Eletromecânico de perdas por Atrito e Ventilação (Nm)
T_{pm}	<i>Permanent Magnets Torque</i> - Binário produzido pelos Ímanes Permanentes (Nm)
T_r	<i>Reluctance Torque</i> - Binário de Relutância (Nm)
T_{syn}	<i>Synchronous Torque</i> - Binário Síncrono (Nm)
U	tensão elétrica (V)
U_{cc}	Tensão de curto-circuito (V)
u_{abc}^s	Tensões estatóricas (A)
u_{abc}^r	Tensões rotóricas (A)
u_{UVW}	Tensões estatóricas (A)
u_f	Tensão aplicada à resistência representativa de curto-circuito (A)
X_s	Reatância estatórica própria (Ω)
$X\sigma_s$	Reatância estatórica de fugas (Ω)
$X\sigma'_r$	Reatância rotórica de fugas (Ω)
δ	Ângulo de carga ($^\circ$)
θ	Posição angular entre o rotor e o campo girante (rad/s)
Φ	Fluxo magnético (Wb)
φ	Ângulo de fase ($^\circ$)
ω	Velocidade angular do campo girante (rad/s)
ω_m	Velocidade angular mecânica (rad/s)
Ψ	Fluxo magnético ligado (Wb)

Capítulo 1

Introdução

1.1 Preocupações ambientais e metas de eficiência

O consumo de energia por parte dos motores elétricos utilizados em ambiente industrial ronda os 30 a 50% da energia elétrica gerada mundialmente [1, 2, 3]. Na União Europeia, cerca de 70% desta energia alimenta sistemas de motores elétricos [2]. Apesar de existir uma grande variedade de motores elétricos, é uma realidade bem definida a utilização de motores trifásicos de indução, especialmente de gaiola de esquilo [2]. São motores mais simples a nível de conceção, mais robustos e baratos. São motores que carecem de pouca manutenção e não necessitam de outros dispositivos eletrónicos para exercerem tarefas simples.

O consumo de energia surge, normalmente, associado ao consumo de combustíveis fósseis [1], e uma das estratégias definidas de redução do impacto ambiental, passa por atuar na eficiência dos sistemas.

No que diz respeito a classes de eficiência energética, em Outubro de 2008 o *International Electrotechnical Commission* (IEC) publicou a norma internacional (IEC 60034-30) [4], sobre máquinas elétricas rotativas, *single speed*, trifásicas, com gaiola de esquilo. Assim foram definidas três classes de eficiência energética, IE1 (*standard efficiency*), IE2 (*high efficiency*) e IE3 (*premium efficiency*). Foi também apresentada, a título informativo uma outra classe de eficiência denominada IE4 (*super-premium efficiency*), pois carecia de mais informação tecnológica e de mercado [2, 5, 3, 6, 7].

Em março de 2014, a norma internacional IEC 60034-30 foi substituída pela IEC 60034-30-1 [8], que define as classes de eficiência energética das máquinas elétricas rotativas de corrente alternada ligadas diretamente à rede. Neste documento, foi também incluída a classe IE4 (*super-premium efficiency*) e prevista uma nova classe para futuras publicações, com eficiências ainda mais elevadas, a classe IE5. O gráfico da figura 1.1 mostra a comparação dos níveis de eficiência entre motores das classes IE2, IE3 e IE4, para diferentes gamas de potência.

De facto, várias empresas, nomeadamente na Europa, notaram uma impossibilidade técnica de construir máquinas de eficiência IE4 nas estruturas normalizadas [2], o que levou a que, em 2014 se tenha feito a adaptação aos alvos das classes de eficiência. Com a atualização das normas em 2014, os fabricantes vêem a oportunidade de alcançar estes níveis de eficiência, fazendo emergir e evoluir tecnologias já conhecidas, nomeadamente os motores síncronos de ímanes permanentes com arranque direto à rede (*Line-Start Permanent Magnets Synchronous Motor - LS PMSM*), ou motores híbridos [6].

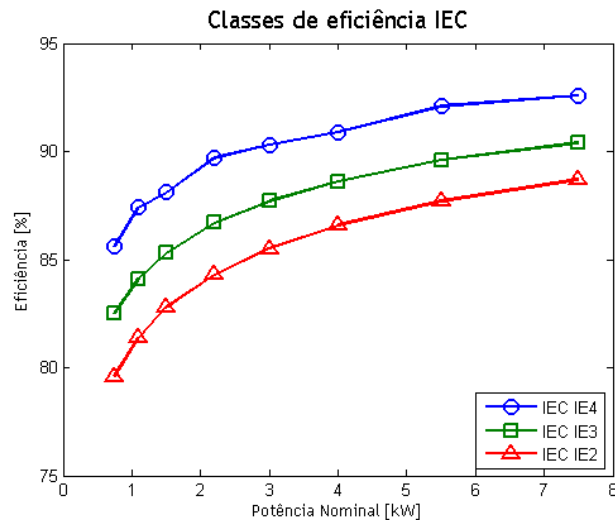


Figura 1.1: Comparação de eficiência entre classes para motores de quatro polos a 50Hz [9].

1.2 Motivação

Assistindo à emergência desta tecnologia, e verificando que os estudos a estas máquinas em contexto de avaria são escassos, surge então a oportunidade de fazer uma contribuição para a ciência. Por analogia aos IM e aos PMSM, as avarias mais comuns a que esta máquina está sujeita são relativas às chumaceiras (rolamentos, excentricidade), ao estator (curto-circuitos nos enrolamentos) e ao rotor (barras quebradas, desmagnetização dos ímanes) [10]. Pelo facto de avarias relativas ao estator serem integralmente de carácter eléctrico, notou-se maior o interesse por este assunto, mais propriamente na questão dos curto-circuitos entre espiras, em virtude do seu carácter evolutivo.

1.3 Contexto histórico

Os primeiros rotores híbridos foram patenteados em março de 1960 (US2927229 A) por F. W. Merrill [11]. Na figura 1.2, baseada numa imagem apresentada por F. Merrill na sua patente, é possível notar a utilização dos ímanes permanentes (*Permanent Magnets - PM*) em simultâneo com a gaiola de esquilo (*Squirrel Cage - SC*). Nesta altura a SC era apenas utilizada como enrolamento amortecedor, ou seja quando a velocidade rotor é diferente da velocidade do campo girante, quer seja por variações da carga, ou qualquer outro transitório, há correntes a serem induzidas na gaiola e produz-se um binário que permite restaurar o sincronismo [12].

Na altura os materiais magnéticos utilizados eram de baixa qualidade o que fez com que o maior avanço na área fosse visível apenas nos anos 80, quando os materiais magnéticos utilizados tiveram um crescimento de pesquisa e desenvolvimento [7]. Os LS PMSM surgem no presente século, quando a preocupação com o meio ambiente se constituiu como um assunto central para a sociedade [3, 7], levado a metas de eficiência mais rigorosas. Verificadas as impossibilidades técnicas referidas anteriormente em relação aos IM para cumprirem as metas de eficiência, de ano para ano esta tecnologia tem-se desenvolvido a passos largos [7].

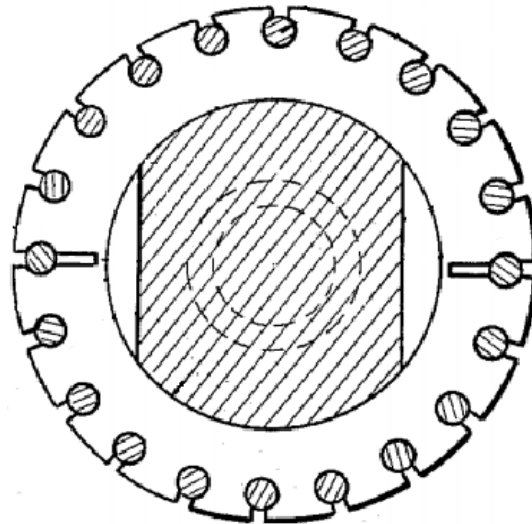


Figura 1.2: Vista da secção transversal de um rotor híbrido patenteado por F. W. Merrill [11].

1.4 Breve abordagem ao funcionamento

Em teoria um LS PMSM é uma agregação de um motor síncrono de ímãs permanentes (*Permanent Magnets Synchronous Motor - PMSM*) com um motor de indução (*Induction Motor - IM*), com um só rotor. O rotor é constituído pelos ímãs permanentes e por uma gaiola de esquilo [1, 5, 3, 13, 6, 7, 14]. Tal como os PMSM, os LS PMSM podem assumir diversas tipologias consoante o posicionamento dos ímãs no rotor e a geometria dos polos por eles formados.

Durante o período transitório, ou seja, no período desde o arranque até atingir a velocidade síncrona, o binário assíncrono (T_{asy}) é o resultado da interação entre o binário da gaiola (T_{cg}), o binário dos ímãs (T_{pm}) e o binário de relutância (T_r), mais relevante em rotores de polos salientes [1, 5, 3, 6, 14]. É de notar que o binário produzido pelos ímãs apresenta uma tendência oscilatória, como mostra a figura 1.3, a uma frequência proporcional à diferença entre a velocidade do rotor e a velocidade síncrona [13, 7, 14]. Contudo, esta componente de binário pulsante é importante para que se dê a sincronização [13].

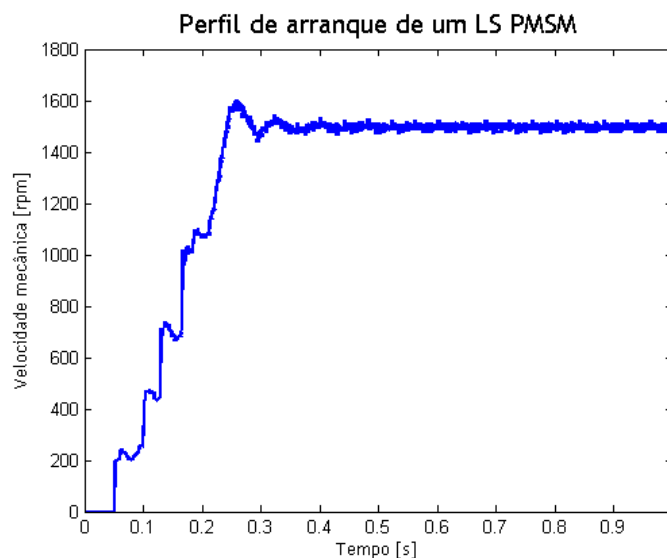


Figura 1.3: Regime transitório de arranque do LS PMSM utilizado para o estudo.

Quando o motor roda a uma velocidade próxima da velocidade síncrona, dá-se o processo de sincronização, e o motor passa a rodar num regime síncrono, a uma velocidade constante, síncrona com o campo girante do estator. Em sincronismo, deixa de haver variação de fluxo magnético na gaiola de esquilo do rotor, o que faz com que deixem de ser induzidas correntes nas barras da gaiola [6]. Assim, em regime permanente, o binário síncrono (T_{syn}) é exclusivamente devido ao binário dos ímanes, tal como acontece com os PMSM [1, 5, 3, 6].

Um dos factos que torna os LS PMSM mais eficientes do que os IM, em regime permanente, é a ausência de correntes induzidas no rotor, que permite que as perdas no rotor sejam mínimas, o que reduz, não só as perdas totais, como também a temperatura de funcionamento do motor. Por outro lado, a sua capacidade de arranque direto permite a sua utilização na substituição simples de IM em fim de vida.

1.5 Tabela de correspondência de fases

Ao longo deste documento, são utilizadas diferentes nomenclaturas referidas ao nome das fases. A tabela seguinte mostra a correspondência a considerar:

Tabela 1.1: Correspondência das diferentes nomenclaturas referidas ao nome das fases.

abc	a	b	c
UVW	U	V	W

Na figura 2.3¹ pode ver-se o esquema de ligações de uma das fases da máquina, constituída por 6 bobinas com 45 espiras cada. Sendo que os terminais U_1 e U_2 são os terminais comuns da fase, note-se que os terminais X_1 a X_{28} dão acesso a diferentes pontos intermédios do enrolamento.

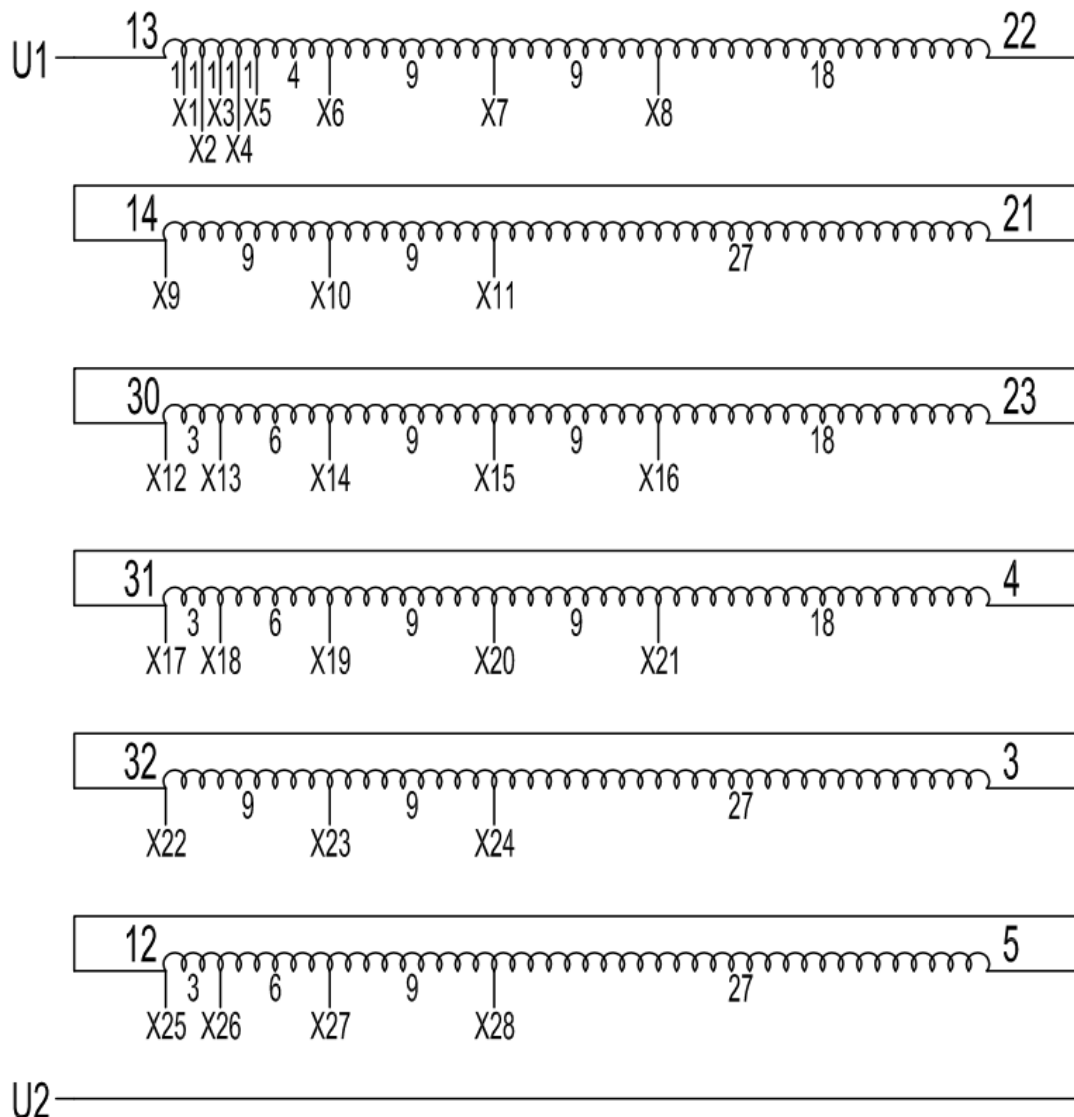


Figura 2.3: Enrolamento da fase U do motor em estudo.

2.2 Esquema equivalente elétrico por fase de um LS PMSM

Por analogia aos IM e aos PMSM, os LS PMSM apresentam um esquema equivalente por fase híbrido, onde se podem verificar características das barras ($L\sigma'_r$ e r'_r) e dos ímanes (E_t) do rotor. Considere-se então o esquema da figura 2.4, baseado nos esquemas equivalentes por fase dos IM recomendado pelo IEEE e dos PMSM [12, 1].

¹Para as restantes fases (V e W), o esquema de enrolamento é o mesmo

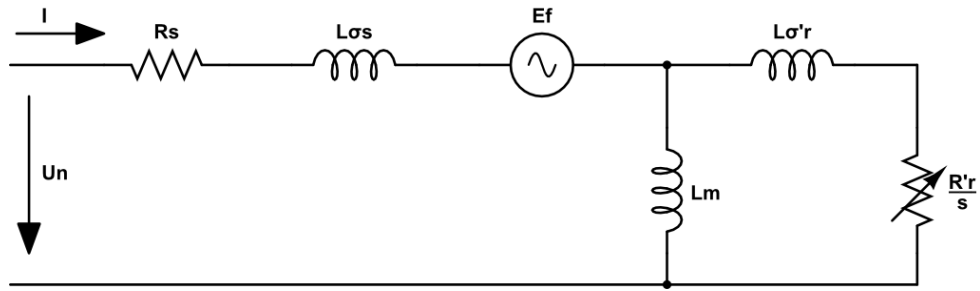


Figura 2.4: Esquema equivalente elétrico por fase de um LS PMSM.

Onde:

- r_s - resistência elétrica estatórica;
- $L\sigma_s$ - indutância estatórica de fugas;
- r'_r - resistência elétrica rotórica;
- $L\sigma'_r$ - indutância rotórica de fugas;
- E_f - força contraeletromotriz induzida;
- L_m - indutância de acoplamento magnético.

2.3 Obtenção dos parâmetros do esquema equivalente elétrico por fase de um LS PMSM

A obtenção dos parâmetros do esquema equivalente elétrico por fase de LS PMSM é conseguida através de um conjunto de ensaios laboratoriais. Em todos estes ensaios o motor é alimentado de acordo com o esquema de ligações apresentado na figura 2.5.

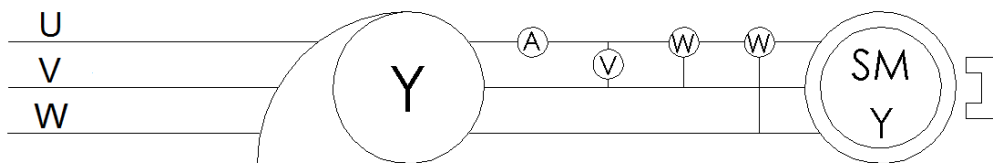


Figura 2.5: Esquema do circuito de alimentação.

2.3.1 Resistência elétrica estatórica

Para a medição da resistência elétrica estatórica, são apresentados dois métodos, o método de medição direta, com a utilização de um ohmímetro [15] e através do teste DC [16, 17].

Pelo método de medição direta, para reduzir erros de leitura, o aconselhado é ligar duas fases em série, e medir, com um ohmímetro a resistência equivalente do circuito (R) (duas resistên-

cias em série). O valor da resistência estatórica (r) será então dada por (2.1) [15].

$$r = \frac{1}{2}R \quad (2.1)$$

Para se efetuar o teste DC, e tal como no método de medição direta, para uma redução dos erros de medição, aplica-se uma tensão DC (V_{DC}) aos terminais de duas fases ligadas em série. Esta tensão será tal que permita que a corrente DC (I_{DC}) que circula nos enrolamentos do estator seja próxima da corrente nominal do motor. Medem-se os valores de V_{DC} e de I_{DC} , e com base na seguinte equação calcula-se o valor da resistência estatórica [16].

$$r = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{DC}}{I_{DC}} \right) \quad (2.2)$$

O valor da resistência elétrica estatórica é dependente da temperatura. Quando r é medido, deve recordar-se a temperatura aquando da medição (T_0), e r_s para outra temperatura T será dado por (2.3), onde K é a constante determinada para o material (ex: $K = 234.5$ para cobre) [17].

$$r_s = r \frac{K + T}{K + T_0} \quad (2.3)$$

Tendo em conta esta variação da resistência elétrica em função da temperatura, e visto que o motor funciona maioritariamente num estado de temperatura elevada, se a medição da resistência elétrica r for feita com o motor termicamente estabilizado, então pode admitir-se (2.4).

$$r_s \cong r \quad (2.4)$$

Assim, pelo método de medição direta, com o motor termicamente estabilizado e admitindo (2.4), efetuaram-se as medições apresentadas na tabela 2.1.

Tabela 2.1: Resultados da medição da resistência elétrica estatórica.

Fases	U e V	V e W	W e U
Valor (Ω)	8.36	8.33	8.36

Aplicando a média aritmética às 3 medições, e sabendo que (2.1) tem-se então que a **resistência elétrica estatórica** é:

$$r_s = 4.2 \Omega \quad (2.5)$$

2.3.2 Indutância estatórica de fugas

No ensaio do motor com rotor bloqueado, o esquema equivalente assume a forma apresentada na figura 2.6. É de notar que facilmente se pode calcular o valor da indutância de fugas do estator ($L\sigma_s$) através da potência fornecida ao motor [16, 18].

Neste ensaio, com o auxílio do auto-transformador, ajusta-se a tensão de alimentação U , para que a corrente de cada fase apresente valores nominais (I_N). A tensão aplicada a cada uma das fases, nesta situação, é denominada de tensão de curto-circuito (U_{cc}), que se relaciona com a tensão de alimentação de acordo com (2.6), dado que o motor se encontra ligado em estrela.

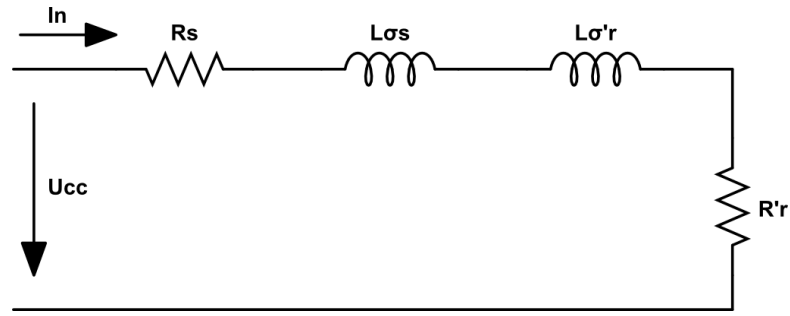


Figura 2.6: Circuito equivalente por fase do motor com rotor bloqueado.

A potência ativa por fase P_1 é dada por (2.7) [16].

$$U_{cc} = \frac{U}{\sqrt{3}} \quad (2.6)$$

$$P_1 = \frac{P}{3} \quad (2.7)$$

Pode então, calcular-se a potência reativa por fase (Q_1) por (2.8). Recorrendo à Lei de Ohm extrai-se o valor da reatância equivalente (X_{eq}) por (2.9) [16, 18].

$$Q_1 = \sqrt{(U_{cc} \cdot I_N)^2 - P_1^2} \quad (2.8)$$

$$X_{eq} = \frac{Q_1}{I_N^2} \quad (2.9)$$

Dado que o motor apresenta barras profundas, ou seja um motor de classe A, assume-se que as reatâncias de fuga do estator e do rotor (X_{σ_s} e $X_{\sigma'_r}$) são aproximadamente iguais. Assim, é possível calcular X_{σ_s} por (2.10) [12].

$$X_{\sigma_s} \approx X_{\sigma'_r} = \frac{X_{eq}}{2} \quad (2.10)$$

A indutância estatórica de fugas é então dada por (2.11) [16, 18].

$$L_{\sigma_s} = \frac{X_{\sigma_s}}{2\pi f} \quad (2.11)$$

Assim, em ambiente de laboratório, com o rotor bloqueado, foi-se aumentando a tensão de alimentação U , com o auxílio do auto-transformador, de modo a que a corrente atingisse a corrente nominal. Mediu-se então o valor de U_{cc} e da potência ativa por fase (P_1):

Tabela 2.2: Medição de U_{cc} e P_1 para o motor com o rotor bloqueado.

I_N (A)	U_{cc} (V)	P_1 (W)
2.102	28.24	35.73

Com estas medições, através de (2.8) e (2.9) reúnem-se as condições para o cálculo da reatância equivalente (X_{eq}):

$$X_{eq} = 10.729 \, \Omega \quad (2.12)$$

Por fim a **indutância estatórica de fugas** resulta de (2.10) e (2.11):

$$L\sigma_s = 17.077 \text{ mH} \quad (2.13)$$

2.3.3 Resistência elétrica rotórica

No ensaio do motor com rotor bloqueado, considerando o esquema equivalente elétrico do motor, apresentado na figura 2.6, a resistência total elétrica (R_{eq}) é dada por (2.14), sendo que esta se pode calcular por (2.15), onde I_N é a corrente nominal por fase e P_1 a potência ativa por fase dada por (2.7) [16, 18].

$$R_{eq} = r_s + \frac{r'_r}{s} \quad (2.14)$$

$$R_{eq} = \frac{P_1}{I_N^2} \quad (2.15)$$

Tendo em consideração que, com o rotor bloqueado, a velocidade de rotação (n) é nula, o deslizamento (s) é unitário.

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{n_s - 0}{n_s} = 1 \quad (2.16)$$

Obtém-se, para o motor em estudo, a **resistência elétrica rotórica** (r'_r) de:

$$r'_r = 3.87 \Omega \quad (2.17)$$

2.3.4 Indutância rotórica de fugas

O motor *WQuattro* é dotado de barras profundas, ou seja, é um motor de classe A, pelo que [12]:

$$L\sigma_s \approx L\sigma'_r \quad (2.18)$$

Assim, a **indutância rotórica de fugas** apresenta o seguinte valor:

$$L\sigma'_r = 17.077 \text{ mH} \quad (2.19)$$

2.3.5 Força contraeletromotriz induzida

Sabe-se que a força contraeletromotriz induzida (E_f) é definida da seguinte forma [12]:

$$E_f = k\Psi_{pm} \cdot \omega_m \quad (2.20)$$

Considerando o diagrama fasorial da máquina apresentado na figura 2.7, desconhecendo três dos parâmetros, E_f , a reatância estatórica própria (X_s) e o ângulo de carga (δ), através do sistema de equações descrito em (2.21), é possível encontrar os respectivos valores.

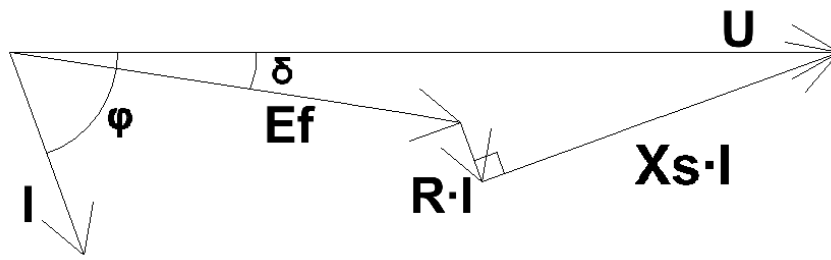


Figura 2.7: Diagrama fasorial da máquina para funcionamento gerador.

$$\begin{cases} U = E_f \cdot \cos \delta + r_s \cdot I \cdot \cos \varphi + X_s \cdot I \cdot \sin \varphi \\ E_f \cdot \sin \delta + r_s \cdot I \cdot \sin \varphi = X_s \cdot I \cdot \cos \varphi \\ P_d = P - 3 \cdot r_s \cdot I^2 \end{cases} \quad (2.21)$$

Com:

$$P_d = 3 \cdot E_f \cdot I \cdot \cos(\varphi - \delta) \quad (2.22)$$

Com o motor sem qualquer carga acoplada, mediram-se tensão e corrente de fase, e potência total, como indica a tabela 2.3.

Tabela 2.3: Resultados da medição de U , I e P do ensaio do motor em vazio.

U (V)	I (A)	P (W)
230	1.786	99.53

Por (2.21), os três parâmetros desconhecidos anteriormente, a **força contraeletromotriz induzida** (E_f), a reatância estatórica própria (X_s) e o ângulo de carga² (δ) resultaram:

$$\begin{cases} E_f = 119.74 \text{ V} \\ X_s = 61.6 \Omega \\ \delta \approx 0 \text{ rad} \end{cases} \quad (2.23)$$

Para verificar se há ou não variação do valor de E_f em função da carga, em funcionamento como motor, aplicaram-se diferentes valores de carga e recordaram-se os valores de U , I e P na tabela 2.4. Para minimizar erros, consideraram-se apenas as duas primeiras equações de (2.21) para calcular os valores E_f , apresentados na última coluna da tabela 2.4.

Verifica-se que E_f varia dependente da carga. Esta variação deve-se ao facto de quando a carga aumenta, os níveis de saturação magnética do ferro diminui.

Traçou-se o gráfico da figura 2.8, e verificou-se que a variação de E_f em função da carga pode ser descrita numa aproximação linear.

Assim sendo, recorrendo à regressão linear, e sabendo que $k\Psi_{pm}$ se relaciona com E_f por (2.20),

²note-se que, para o funcionamento do motor em vazio, teoricamente o ângulo de carga é nulo, mas se se contabilizarem as perdas mecânicas, ele existe, assumindo valores próximos de zero

Tabela 2.4: Resultados da medição de U , I e P do ensaio do motor com diferentes valores de carga.

T_1 (Nm)	U (V)	I (A)	P (W)	E_f (V)
0	230	1.786	99.5	119.74
1.5	230	1.630	327.3	133.88
3	230	1.648	562.8	145.33
4.5	230	1.797	804.3	155.79
6	230	2.041	1052.1	165.87
7	230	2.243	1221.2	172.51

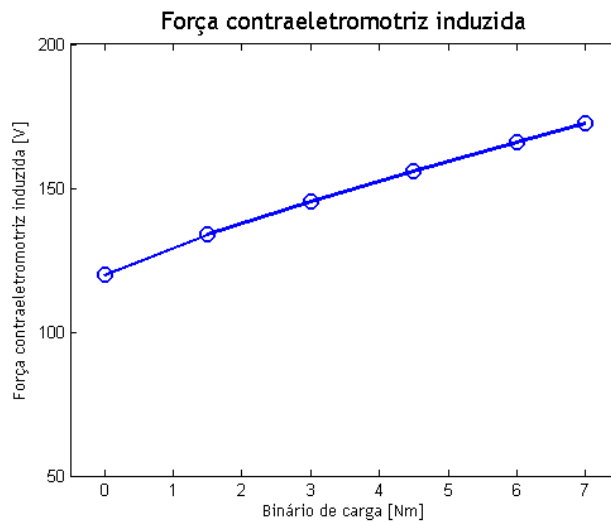


Figura 2.8: Variação da força contraeletromotriz induzida em função do binário de carga.

tem-se então que³:

$$k\Psi_{pm}(T_1) = 0.0472 \cdot T_1 + 0.7744 \text{ V} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1} \quad (2.24)$$

2.3.6 Indutância de acoplamento magnético

O cálculo da indutância de acoplamento magnético (L_m) é efetuado com base em (2.25) abaixo apresentada [16].

$$L_s = L\sigma_s + L_m \quad (2.25)$$

Através do sistema de equações mencionado em (2.21), é conhecido o valor da reatância estática própria (X_s) apresentado em (2.23). A indutância estática própria (L_s) obtêm-se por (2.26).

$$L_s = \frac{X_s}{2\pi f} \quad (2.26)$$

Considerando o valor de $L\sigma_s$ obtido com base em (2.11), a determinação da **indutância de acoplamento magnético** (L_m) através de (2.25), resulta óbvia (2.27).

$$L_m = 179 \text{ mH} \quad (2.27)$$

³note-se que é pertinente o cálculo de $k\Psi_{pm}$, pois permite definir E_f em função da velocidade angular mecânica (ω_m)

2.4 Parâmetros mecânicos relevantes

Para a construção de um modelo computacional mais cuidado e preciso, existem pelo menos dois parâmetros mecânicos que devem ser considerados. Trata-se do momento de inércia (J) e do binário eletromecânico de perdas por atrito e ventilação (T_{fv}).

2.4.1 Momento de inércia

O momento de inércia (J) é um parâmetro mecânico dependente das dimensões do rotor. Como o rotor é, no seu geral, um cilindro maciço, o momento de inércia pode ser calculado através de (2.28), onde m é a massa do rotor e r o seu raio [15, 19]. Efetuadas as medições apresentadas na tabela 2.5, o momento de inércia, a partir de (2.28) resulta em (2.29).

$$J = \frac{1}{2} \cdot m \cdot r^2 \quad (2.28)$$

Tabela 2.5: Massa e raio do rotor.

m (Kg)	r (m)
5.35	0.04325

$$J = 0.005 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2 \quad (2.29)$$

2.4.2 Binário eletromecânico de perdas por atrito e ventilação

Através do teste como gerador em vazio para diferentes velocidades, medindo o binário eletromecânico no veio, é possível traçar uma regressão quadrática onde o binário eletromecânico depende apenas da velocidade de rotação.

Note-se que como a máquina se encontra em funcionamento gerador em circuito aberto, o binário solicitado à máquina primária é da exclusiva responsabilidade das perdas mecânicas (atrito e ventilação).

A tabela seguinte mostra as várias medições do binário para cada velocidade, onde n é a velocidade de rotação expressa em (rpm), ω_m a velocidade angular mecânica em (rad/s) e T o binário em (Nm).

Tabela 2.6: Medições de binário para diferentes velocidades de rotação.

n (rpm)	ω_m (rad/s)	T (Nm)
300	31.416	0.056
500	52.360	0.067
700	73.304	0.076
900	94.248	0.083
1100	115.192	0.092
1300	136.136	0.099
1450	151.844	0.105
1500	157.080	0.107
1550	162.316	0.109

É de notar que o binário eletromecânico de perdas por atrito e ventilação (T_{fv}) pode ser definido em função de ω_m , numa aproximação a uma função linear como justifica o gráfico da figura 2.9.

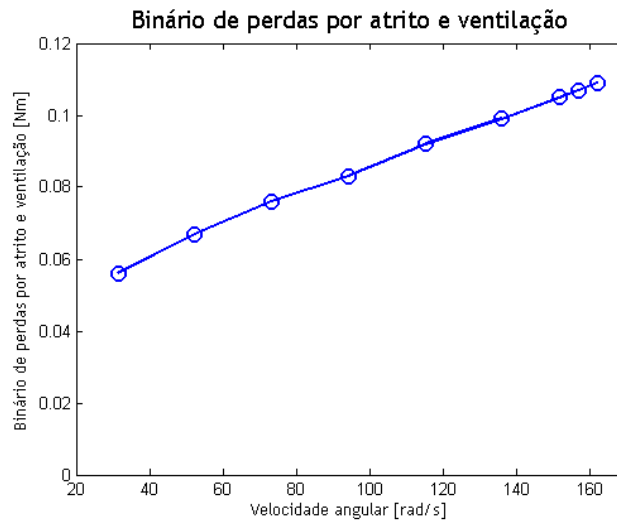


Figura 2.9: Binário eletromecânico de perdas por atrito e ventilação em função da velocidade.

Assim sendo, a equação que representa o binário eletromecânico de perdas por atrito e ventilação é:

$$T_{fv}(\omega_m) = 3.93 \times 10^{-4} \omega_m + 4.57 \times 10^{-2} \text{ Nm} \quad (2.30)$$

2.5 Conclusão

Como verificado ao longo deste capítulo, a validação experimental será efetuada, tendo por base um motor *WQuattro* da WEG de 4 polos, 1.1 kW^4 , com os seguintes parâmetros mecânicos e do esquema equivalente elétrico por fase equivalente:

Tabela 2.7: Parâmetros mecânicos e do esquema equivalente elétrico por fase.

r_s	4.2Ω
$L\sigma_s$	17.077 mH
r'_r	3.87Ω
$L\sigma'_r$	17.077 mH
$k\Psi_{pm}(T_l)$	$0.0472 \cdot T_l + 0.7744 \text{ [V} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1}]$
L_m	179 mH
J	$0.005 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$
$T_{fv}(\omega_m)$	$3.93 \times 10^{-4} \omega_m + 4.57 \times 10^{-2} \text{ [Nm]}$

⁴motor apresentado no início deste capítulo

Capítulo 3

Modelo analítico de um LS PMSM

Visto que o modelo analítico é baseado em parâmetros elétricos, é naturalmente importante salientar dois aspectos: todos os parâmetros rotóricos são referenciados ao estator; faz-se uma diferenciação entre frequência angular de rotação do veio, tendo por base o ângulo elétrico (ω) e frequência angular de rotação do veio, tendo por base o ângulo mecânico (ω_m), sendo que estas duas se relacionam por (3.1), onde p é o número de pares de polos.

$$\omega = p \cdot \omega_m \quad (3.1)$$

3.1 Representação matricial

O comportamento dinâmico de um LS PMSM pode ser obtido, com base na relação entre as tensões do estator e do rotor, no sistema de eixos abc . Na forma matricial, as equações podem ser representadas como indicado em (3.2) e (3.3) [20, 21, 22, 23].

$$[v_{abc}^s] = [r_s] \cdot [i_{abc}^s] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}^s] + [e_{abc}] \quad (3.2)$$

$$[v_{abc}^r] = [r_r'] \cdot [i_{abc}^r] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}^r] = 0 \quad (3.3)$$

Onde:

$$[r_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$[r_r'] = \begin{bmatrix} r_r' & 0 & 0 \\ 0 & r_r' & 0 \\ 0 & 0 & r_r' \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

A matriz relativa à força contraeletromotriz induzida das 3 fases é apresentada em (3.6) [12].

$$[e_{abc}] = \sqrt{2} \cdot k \Psi_{pm} \cdot \omega_m \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

As equações (3.7) e (3.8) são as equações do fluxo magnético resultantes das indutâncias próprias e mútuas do estator e do rotor respectivamente [21, 22, 23].

$$[\Psi_{abc}^s] = \left([L_{abc}^{\sigma s}] + [L_{abc}^{ss}] \right) \cdot [i_{abc}^s] + [L_{abc}^{sr}] \cdot [i_{abc}^r] \quad (3.7)$$

$$[\Psi_{abc}^r] = [L_{abc}^{rs}] \cdot [i_{abc}^s] + \left([L_{abc}^{\sigma r}] + [L_{abc}^{rr}] \right) \cdot [i_{abc}^r] \quad (3.8)$$

Onde:

- $[L_{abc}^{\sigma s}]$ - matriz das indutâncias de fugas do estator (3.9);
- $[L_{abc}^{ss}]$ - matriz das indutâncias próprias e mútuas do estator (3.10);
- $[L_{abc}^{\sigma r}]$ - matriz das indutâncias de fugas do rotor (3.11);
- $[L_{abc}^{rr}]$ - matriz das indutâncias próprias e mútuas do rotor (3.12);
- $[L_{abc}^{sr}]$ - matriz das indutâncias mútuas do estator geradas no rotor (3.13);
- $[L_{abc}^{rs}]$ - matriz das indutâncias mútuas do rotor geradas no estator (3.14).

$$[L_{abc}^{\sigma s}] = \begin{bmatrix} L\sigma_s & 0 & 0 \\ 0 & L\sigma_s & 0 \\ 0 & 0 & L\sigma_s \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$[L_{abc}^{ss}] = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$[L_{abc}^{\sigma r}] = \begin{bmatrix} L\sigma'_r & 0 & 0 \\ 0 & L\sigma'_r & 0 \\ 0 & 0 & L\sigma'_r \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$[L_{abc}^{rr}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$[L_{abc}^{sr}] = \begin{bmatrix} M_{Aa} & M_{Ab} & M_{Ac} \\ M_{Ba} & M_{Bb} & M_{Bc} \\ M_{Ca} & M_{Cb} & M_{Cc} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$[L_{abc}^{rs}] = \begin{bmatrix} M_{aA} & M_{aB} & M_{aC} \\ M_{bA} & M_{bB} & M_{bC} \\ M_{cA} & M_{cB} & M_{cC} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

3.2 Relação entre as indutâncias próprias e mútuas do estator e do rotor e os parâmetros do esquema equivalente por fase

Assumindo uma configuração perfeita em que todas as fases sejam iguais, desfasadas eletricamente de $2\pi/3$ rad entre si e que o motor é de classe A, tem-se que:

$$L_A = L_B = L_C = L_a = L_b = L_c \quad (3.15)$$

$$M_{AB} = M_{AC} = M_{BA} = M_{BC} = M_{CA} = M_{CB} \quad (3.16)$$

Note-se que apenas são conhecidos os valores dos parâmetros do esquema equivalente por fase do motor. Então, torna-se útil conhecer relações entre as grandezas acima enunciadas e os parâmetros do esquema equivalente. Atente-se em (3.17), onde dada a velocidade síncrona, garante-se a ausência de influências provenientes do rotor.

$$L_m \frac{\partial i_a}{\partial t} = L_A \frac{\partial i_a}{\partial t} + M_{BA} \frac{\partial i_b}{\partial t} + M_{CA} \frac{\partial i_c}{\partial t} \quad (3.17)$$

É pertinente agora analisar os fluxos magnéticos gerados nas fases A, B e C, que passam na fase A. Assumindo um número de ranhuras tal que a distribuição de fluxo apresente um perfil sinusoidal, em (3.18) e (3.19) apresenta-se o cálculo dos fluxos gerados na fase A por cada espira de cada bobina. Em (3.20), mostra-se o fluxo ligado da fase A. l é o comprimento axial da máquina.

$$\frac{\Phi_{A_1}}{l} = \int_0^\pi \hat{B} \sin(\omega t) d\omega t = 2\hat{B} \quad (3.18)$$

$$\frac{\Phi_{A_2}}{l} = \int_{2\pi}^{3\pi} \hat{B} \sin(\omega t) d\omega t = 2\hat{B} \quad (3.19)$$

$$\Psi_{AA} = N_{A_1} \Phi_{A_1} + N_{A_2} \Phi_{A_2} = 2\hat{B} \cdot N \cdot l \quad (3.20)$$

Em (3.21) e (3.22) apresenta-se o cálculo dos fluxos na fase B que passa por A e em (3.23) o fluxo ligado gerado na fase B que passa por A.

$$\frac{\Phi_{BA_1}}{l} = \int_0^\pi \hat{B} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) d\omega t = -\hat{B} \quad (3.21)$$

$$\frac{\Phi_{BA_2}}{l} = \int_{2\pi}^{3\pi} \hat{B} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) d\omega t = -\hat{B} \quad (3.22)$$

$$\Psi_{BA} = N_{A_1} \Phi_{BA_1} + N_{A_2} \Phi_{BA_2} = -\hat{B} \cdot N \cdot l \quad (3.23)$$

É já do conhecimento o fluxo gerado em A (3.20) e o fluxo gerado em A e que passa por B (3.23),

assim a relação entre L_A e M_{AB} é dada por:

$$\frac{\Psi_{AB}}{\Psi_{AA}} = \frac{-\hat{B} \cdot N \cdot l}{2\hat{B} \cdot N \cdot l} \implies \mathbf{M}_{AB} = -\frac{1}{2}\mathbf{L}_A \quad (3.24)$$

Partindo de (3.17), tem-se que:

$$L_m \omega I \cos(\omega t) = L_A \omega I \cos(\omega t) + M_{AB} \omega I \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + M_{AC} \omega I \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.25)$$

Obtém-se:

$$L_m = L_A - \frac{1}{2}M_{AB} - \frac{1}{2}M_{AC} \quad (3.26)$$

Assim conclui-se a seguinte relação:

$$\mathbf{L}_A = \frac{2}{3}\mathbf{L}_m \quad (3.27)$$

As indutâncias mútuas entre o estator e o rotor assumem um fator igual entre si (M_{Sr}) contudo, variam dependendo das fases em causa e da posição relativa elétrica do rotor. Por exemplo, M_{Aa} é:

$$M_{Aa} = M_{Sr} \cos(\omega t) \quad (3.28)$$

E M_{Ab} é

$$M_{Ab} = M_{Sr} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.29)$$

Assim:

$$[L_{abc}^{rs}] = M_{Sr} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Em (3.31) apresenta-se o cálculo do fluxo gerado pela fase A do rotor que passa na fase A do estator, quando o rotor se encontra alinhado com o estator.

$$\Psi_{aA} = N_{A1} \int_0^\pi \hat{B} \sin(\omega t) d\omega t + N_{A2} \int_{2\pi}^{3\pi} \hat{B} \sin(\omega t) d\omega t = 2\hat{B} \cdot N \cdot l \quad (3.31)$$

Sabe-se de (3.20) o fluxo da fase A do estator, então a relação entre L_A e M_{Sr} é dada por:

$$\Psi_{Aa} = \Psi_{AA} \implies \mathbf{M}_{Sr} = \mathbf{L}_A \quad (3.32)$$

Resulta então o seguinte:

$$[L_{abc}^{ss}] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & \frac{2}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & \frac{2}{3}L_m \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$[L_{abc}^{rr}] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & \frac{2}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & \frac{2}{3}L_m \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$[L_{abc}^{sr}] = \frac{2}{3}L_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$[L_{abc}^{rs}] = \frac{2}{3}L_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

3.3 Caracterização dinâmica do modelo

O binário eletromecânico instantâneo T_{em} é dado por (3.37).

$$T_{em}(t) = T_{cg}(t) + T_{pm}(t) \quad (3.37)$$

Onde T_{cg} e T_{pm} são, respetivamente, os binários instantâneos da gaiola [21, 23] e dos ímanes permanentes, dados pelas equações (3.38) e (3.39). Em ambas as equações, p representa o número de pares de polos da máquina em causa.

$$T_{cg}(t) = p \cdot [i_{abc}^s]^T \cdot \left(\frac{d}{d\omega t} [L_{abc}^{sr}] \right) \cdot [i_{abc}^r] \quad (3.38)$$

$$T_{pm}(t) = \frac{e_a(t) \cdot i_a(t) + e_b(t) \cdot i_b(t) + e_c(t) \cdot i_c(t)}{\omega_m} \quad (3.39)$$

A expressão dinâmica das máquinas elétricas rotativas é apresentada em (3.40), onde J , T_{em} , T_l , T_{fv} , ω_m e B são respetivamente momento de inércia, binário eletromecânico, binário de carga, binário eletromecânico de perdas, velocidade angular do rotor e coeficiente de viscosidade [21, 22, 23, 24, 17].

$$\omega_m = \int \frac{T_{em} - T_l - T_{fv} - B\omega}{J} \quad (3.40)$$

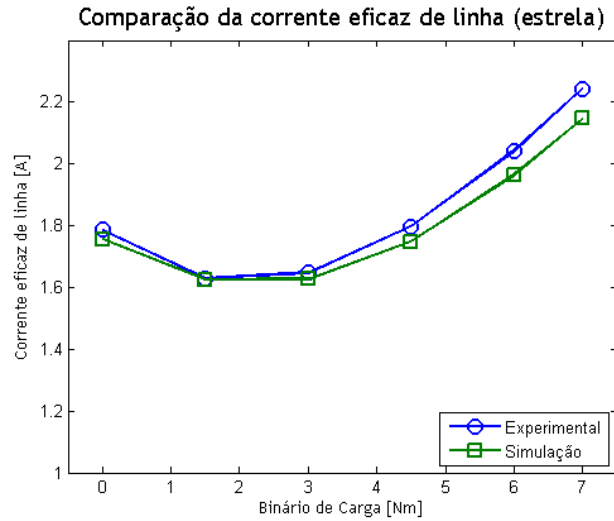
Como o coeficiente de viscosidade B assume valores muito reduzidos, pode desprezar-se.

3.4 Comparação do modelo proposto com o motor real

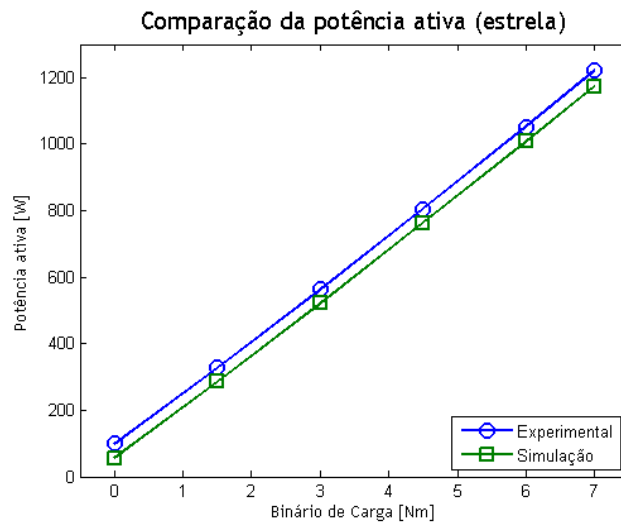
Na sequência do modelo apresentado anteriormente, e considerando os parâmetros relativos ao motor utilizado nos ensaios experimentais efetuou-se a comparação do comportamento do motor real e simulado. Só se apresenta a verificação em regime permanente, pois no período transitório de arranque existem inumeros fatores que têm que ser tomados em conta para uma correta simulação, por exemplo a variação do valor da resistência rotórica, devido ao efeito pelicular (*skin effect*), ou o facto de apenas ter sido estudado o comportamento da força contra-eletromotriz para velocidades próximas da velocidade síncrona.

Assim, em regime permanente, fizeram-se vários testes com diferentes cargas, com ligação em estrela (400 V) sem neutro e em triângulo (230 V), em ambiente real. Os valores da corrente eficaz de linha (I_1), potência ativa total (P) e fator de potência (PF) foram comparados com os valores obtidos em simulação.

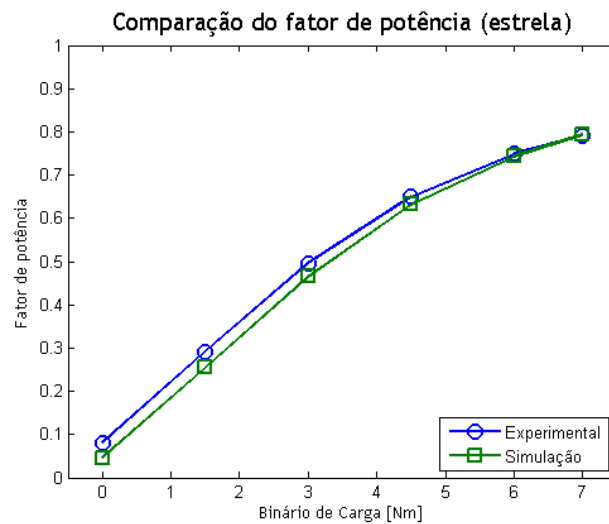
Da análise das figuras 3.1 e 3.1 pode concluir-se a validade do modelo analítico de um LS PMSM proposto neste capítulo. Os desvios existentes devem-se a desequilíbrios do motor real, parâmetros desprezados em simulação, bem como arredondamentos nos parâmetros medidos e calculados.



(a) Corrente de linha.

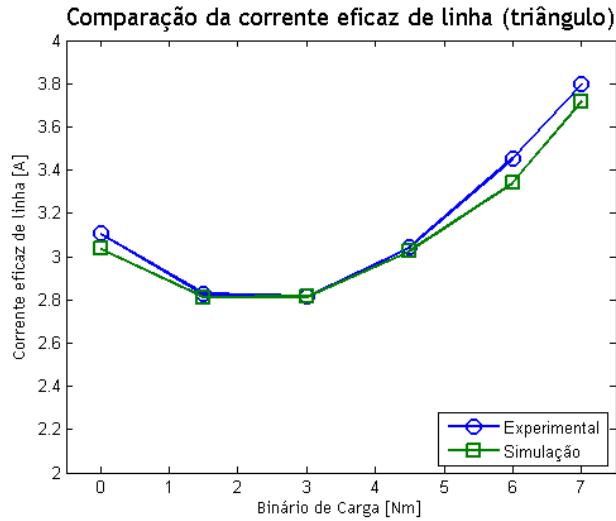


(b) Potência ativa.

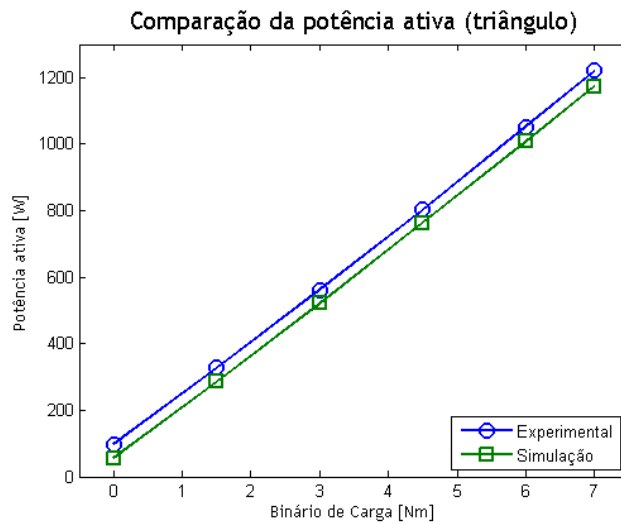


(c) Fator de potência.

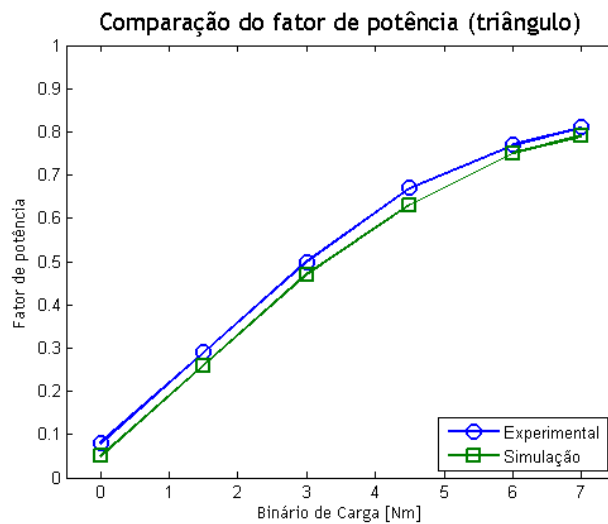
Figura 3.1: Comparação dos testes em ambiente real e em simulação (ligação em estrela).



(a) Corrente de linha.



(b) Potência ativa.



(c) Fator de potência.

Figura 3.2: Comparação dos testes em ambiente real e em simulação (ligação em triângulo).

Capítulo 4

Análise do LS PMSM com avarias estatóricas

Existem diferentes avarias estatóricas com probabilidade de ocorrência num LS PMSM. Analogamente ao resto da família dos motores elétricos trifásicos, as avarias estatóricas podem ser [10]:

- Curto-circuito entre espiras;
- Curto-circuito entre bobinas;
- Curto-circuito entre fases;
- Curto-circuito entre uma fase e a terra de proteção;
- Falta de fase (circuito aberto).

Tendo em conta o carácter evolutivo dos curto-circuitos, e o facto de as proteções atuarem em casos de curto-circuitos mais graves, torna-se importante fazer um diagnóstico precoce. Assim, definiu-se analisar o LS PMSM sob curto-circuitos entre espiras, para posteriormente verificar a eficácia de métodos de diagnóstico utilizados em outras máquinas elétricas.

4.1 Esquema de um curto-circuito entre espiras do estator

Assumindo o motor como uma carga equilibrada, ou seja todas as fases iguais, é indiferente aplicar a falha numa ou noutra fase, os resultados serão semelhantes. Para isso, por uma simplificação de notação, durante o estudo, a falha será aplicada na fase U . No esquema de ligações das fases V e W nada muda. A figura 4.1 mostra o esquema considerado de um curto-circuito entre espiras, referente à fase U [25].

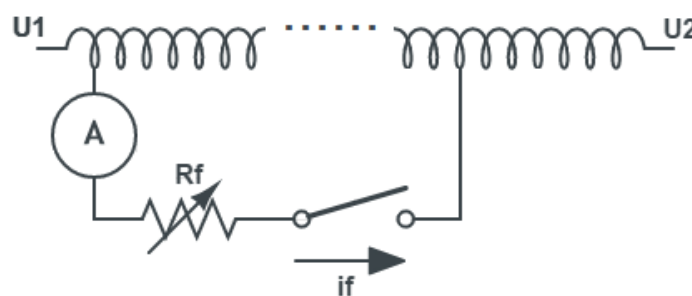


Figura 4.1: Diagrama esquemático experimental de um curto-circuito entre espiras do estator.

Considere-se a resistência r_f ligada aos terminais das espiras do motor. Esta resistência tem como função emular a resistência de contacto do curto-circuito e simultaneamente limitar a corrente de curto-circuito (4.1), por forma preservar a integridade da máquina.

$$i_{cc} = i_A - i_f \quad (4.1)$$

Note-se que a figura 4.1 é meramente ilustrativa, e não traduz o número de espiras da fase nem o número de espiras curto-circuitadas. Mais afirma-se que para uma simplificação matemática do modelo, e para não perder características mútuas fundamentais, serão consideradas tantas bobinas por fase, quantos pares de polos. Pode então recorrer-se à seguinte igualdade:

$$N_f = \mu \cdot N_{s1} \quad (4.2)$$

Onde N_f é o número de espiras curto-circuitadas, e N_{s1} o número de espiras de cada bobina de uma fase.

4.2 Representação matricial

No caso de um LS PMSM com avaria estatórica, as correntes sofrem alterações em relação a um LS PMSM saudável. A relação entre as tensões do estator e do rotor, sofre algumas alterações consequência de um desequilíbrio causado pelo curto-circuito. Assim, na forma matricial, e considerando a malha extra representada na figura 4.1, as equações (4.3) e (4.4) representam o LS PMSM com a avaria.

$$[v_{abc}^s] = [r_s] \cdot [i_{abc}^s] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}^s] + [e_{abc}^s] \quad (4.3)$$

$$[v_{abc}^r] = [r_r'] \cdot [i_{abc}^r] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}^r] = 0 \quad (4.4)$$

Onde:

$$[r_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & -\frac{\mu}{2}r_s \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 \\ \frac{\mu}{2}r_s & 0 & 0 & -(\frac{\mu}{2}r_s + r_f) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$[r_r'] = \begin{bmatrix} r_r' & 0 & 0 \\ 0 & r_r' & 0 \\ 0 & 0 & r_r' \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

A matriz relativa à força contraeletromotriz induzida é apresentada em (4.7).

$$[e_{abc}^s] = \sqrt{2} \cdot k\Psi_{pm} \cdot \omega_m \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\mu}{2} \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

As equações (4.8) e (4.9) são as equações do fluxo magnético resultantes das indutâncias próprias e mutuas do estator e do rotor respetivamente.

$$[\Psi_{abc}^s] = \left([L_{abc}^{\sigma s}] + [L_{abc}^{ss}] \right) \cdot [i_{abc}^s] + [L_{abc}^{sr}] \cdot [i_{abc}^r] \quad (4.8)$$

$$[\Psi_{abc}^r] = [L_{abc}^{rs}] \cdot [i_{abc}^s] + \left([L_{abc}^{\sigma r}] + [L_{abc}^{rr}] \right) \cdot [i_{abc}^r] \quad (4.9)$$

Onde:

$$[L_{abc}^{ss}] = \begin{bmatrix} L\sigma_s & 0 & 0 & -\left(\frac{\mu}{2}\right)^2 L\sigma_s \\ 0 & L\sigma_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L\sigma_s & 0 \\ \left(\frac{\mu}{2}\right)^2 L\sigma_s & 0 & 0 & -\left(\frac{\mu}{2}\right)^2 L\sigma_s \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$[L_{abc}^{ss}] = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} & -(L_{A_f} + M_{A_h A_f}) \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} & -M_{BA_f} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C & -M_{CA_f} \\ (L_{A_f} + M_{A_h A_f}) & M_{A_f B} & M_{A_f C} & -L_{A_f} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$[L_{abc}^{\sigma r}] = \begin{bmatrix} L\sigma'_r & 0 & 0 \\ 0 & L\sigma'_r & 0 \\ 0 & 0 & L\sigma'_r \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$[L_{abc}^{rr}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$[L_{abc}^{sr}] = \begin{bmatrix} M_{Aa} & M_{Ab} & M_{Ac} \\ M_{Ba} & M_{Bb} & M_{Bc} \\ M_{Ca} & M_{Cb} & M_{Cc} \\ M_{A_f a} & M_{A_f b} & M_{A_f c} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$[L_{abc}^{rs}] = \begin{bmatrix} M_{aA} & M_{aB} & M_{aC} & -M_{aA_f} \\ M_{bA} & M_{bB} & M_{bC} & -M_{bA_f} \\ M_{cA} & M_{cB} & M_{cC} & -M_{cA_f} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

4.3 Relação entre as indutâncias próprias e mútuas do estator e do rotor e os parâmetros do esquema equivalente por fase

Sabe-se (3.27) do capítulo anterior. Como o fator de acoplamento entre os polos não assume o valor unitário, o estudo dos fluxos magnéticos nas interações de bobinas da mesma fase será feito considerando que o motor apresenta apenas uma ranhura por polo por fase, assumindo a distribuição de fluxo representada na figura 4.2.

Em (4.16) e (4.17) apresenta-se o cálculo dos fluxos gerados por cada bobina da fase A e em (4.18) o fluxo gerado na fase A.

$$\Psi_{A_1} = N_{A_1} \int_0^\pi \hat{B} d\omega t = N_{A_1} \cdot \hat{B} \cdot l \quad (4.16)$$

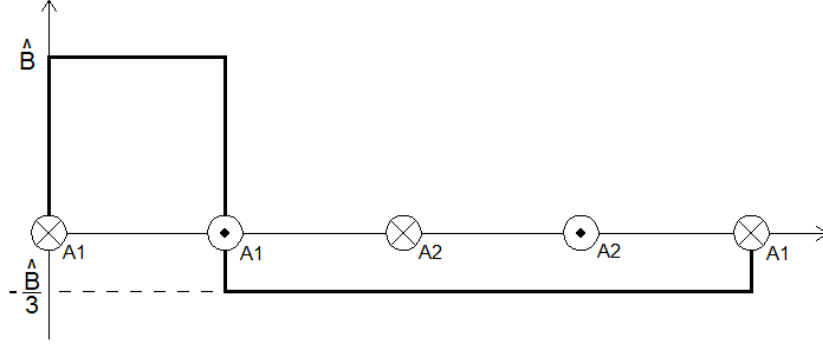


Figura 4.2: Distribuição de fluxo gerado pela bobina A_1 , considerando uma ranhura por polo por fase.

$$\Psi_{A_2} = N_{A_2} \int_{2\pi}^{3\pi} \hat{B} d\omega t = N_{A_2} \cdot \hat{B} \cdot l \quad (4.17)$$

$$\Psi_{AA} = N_{A_1} \int_0^{\pi} \frac{2}{3} \hat{B} d\omega t + N_{A_2} \int_{2\pi}^{3\pi} \frac{2}{3} \hat{B} d\omega t = N \frac{2}{3} \hat{B} \cdot l \quad (4.18)$$

Assim, como a relação entre os fluxos e as indutâncias é igual, a indutância própria de uma bobina relaciona-se com a indutância própria da fase da seguinte forma:

$$\frac{L_{A_1}}{L_A} = \frac{\Psi_{A_1}}{\Psi_{AA}} = \frac{3}{4} \quad (4.19)$$

Em (4.20) e (4.21) pode ver-se o cálculo dos fluxos gerados por cada uma das bobinas da fase A que passa na outra.

$$\Psi_{A_1A_2} = N_{A_2} \int_{2\pi}^{3\pi} -\frac{1}{3} \hat{B} d\omega t = -N_{A_2} \frac{1}{3} \hat{B} \cdot l \quad (4.20)$$

$$\Psi_{A_2A_1} = N_{A_1} \int_0^{\pi} -\frac{1}{3} \hat{B} d\omega t = -N_{A_1} \frac{1}{3} \hat{B} \cdot l \quad (4.21)$$

Então, indutância mútua entre as bobinas da mesma fase, relaciona-se com a indutância própria da fase da seguinte forma:

$$\frac{M_{A_1A_2}}{L_A} = \frac{\Psi_{A_1A_2}}{\Psi_{AA}} = -\frac{1}{4} \quad (4.22)$$

Supondo então que a falha se aplica à bobina 1 (que corresponde ao polo 1), e admitindo que dividindo esta bobina por duas partes, em falha L_{A_1f} e saudável L_{A_1h} , o fator de acoplamento entre elas e a indutância própria da bobina completa tem valor unitário, torna-se conclusivo que:

$$L_{A_f} = L_{A_1f} = \left(\frac{N_f}{N_{A_1}} \right)^2 L_{A_1} \quad (4.23)$$

$$L_{A_1h} = \left(\frac{N_{A_1} - N_f}{N_{A_1}} \right)^2 L_{A_1} \quad (4.24)$$

$$M_{A_1 h_{A_1 f}} = \frac{N_f \cdot (N_{A_1} - N_f)}{(N_{A_1})^2} L_{A_1} \quad (4.25)$$

$$M_{A_1 f_{A_2}} = \frac{N_f \cdot N_{A_2}}{N_{A_1} \cdot N_{A_2}} M_{A_1 A_2} \quad (4.26)$$

$$M_{A_1 h_{A_2}} = \frac{(N_{A_1} - N_f) \cdot N_{A_2}}{N_{A_1} \cdot N_{A_2}} M_{A_1 A_2} \quad (4.27)$$

$$M_{A_h A_f} = M_{A_1 h_{A_1 f}} + M_{A_2 A_1 f} \quad (4.28)$$

No caso das indutâncias mútuas entre as bobinas da fase A do estator e as restantes fases, quer do estator quer do rotor, torna-se mais correto considerar novamente um número de ranhuras tal que a distribuição do fluxo assuma um perfil sinusoidal. Então, o fluxo que passa na bobina A_1 gerado na fase B é:

$$\Psi_{BA_1} = N_{A_1} \int_0^\pi \hat{B} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) d\omega t = -N_{A_1} \hat{B} \cdot l \quad (4.29)$$

É conhecida a relação entre L_A e M_{AB} , assim pode afirmar-se que:

$$\frac{M_{BA_1}}{M_{BA}} = \frac{\Psi_{BA_1}}{\Psi_{BA}} = \frac{1}{2} \quad (4.30)$$

Da equação anterior deriva que:

$$M_{BA_f} = \frac{N_f}{N} M_{BA} \quad (4.31)$$

As indutâncias mútuas entre as bobinas da fase A do estator e as fases do rotor têm um fator igual às indutâncias mútuas entre as bobinas da fase A do estator e as restantes fases estator, mas dependem da posição relativa elétrica do rotor. Por exemplo $M_{A_r A_1 f}$ é:

$$M_{a A_f} = M_{BA_f} \cos(\omega t) \quad (4.32)$$

Com (4.23), (4.28), (4.31) e (4.32), as matrizes das indutâncias próprias e mútuas (4.11), (4.13), (4.14) e (4.15), apresentam-se numericamente da seguinte forma:

$$[L_{abc}^{ss}] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{\mu}{3}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & \frac{2}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & \frac{\mu}{6}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & \frac{2}{3}L_m & \frac{\mu}{6}L_m \\ \frac{\mu}{3}L_m & -\frac{\mu}{6}L_m & -\frac{\mu}{6}L_m & -\frac{\mu^2}{2}L_m \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$[L_{abc}^{rr}] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & \frac{2}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{3}L_m & \frac{2}{3}L_m \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$[L_{abcf}^{sr}] = \frac{2}{3} L_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t) \\ \frac{\mu}{2} \cos(\omega t) & \frac{\mu}{2} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\mu}{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$[L_{abc}^{rs}] = \frac{2}{3} L_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{\mu}{2} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{\mu}{2} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t) & -\frac{\mu}{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

4.4 Caracterização dinâmica do modelo

É perceptível que quando um curto-circuito afeta o motor, as correntes que atravessam as fases estatóricas variam, principalmente nas espiras curto-circuitadas. Nas N_f espiras curto-circuitadas a corrente que aí flui, será a corrente de curto-circuito (i_{cc}). Assim, as equações que caracterizam a dinâmica do modelo em falha sofrem alterações em relação ao modelo do motor saudável apresentado no capítulo anterior.

O cálculo do binário eletromecânico instantâneo T_{em} mantém-se da forma apresentada em (3.37), mas os binários instantâneos da gaiola e dos ímanes sofrem as alterações relativas ao curto-circuito, apresentando-se por (4.37) e (4.38) respetivamente.

$$T_{cg}(t) = p \cdot [i_{abc(-f)}^s]^T \cdot \left(\frac{d}{d\omega t} [L_{abcf}^{sr}] \right) \cdot [i_{abc}^r] \quad (4.37)$$

$$T_{pm}(t) = \frac{e_a(t) \cdot i_a(t) + e_b(t) \cdot i_b(t) + e_c(t) \cdot i_c(t) - e_f(t) \cdot i_f(t)}{\omega_m} \quad (4.38)$$

A expressão dinâmica das máquinas elétricas rotativas (3.40) não sofre alterações.

4.5 Validação experimental do modelo proposto

Neste ponto do trabalho, importa comparar o desempenho do motor com os resultados obtidos em simulação, considerando uma situação de avaria. Para isso, nota-se muito importante verificar dois pontos essenciais:

- i_{cc} - a corrente que flui nas espiras curto-circuitadas¹;
- SF - um fator de severidade permite quantificar a forma como a avaria afeta as correntes².

Foram feitos testes experimentais ao motor com 3 diferentes níveis de carga, em vazio (0 Nm), a cerca de meia-carga (3 Nm) e à carga nominal (7 Nm). Aplicaram-se curto-circuitos a diferentes números de espiras da fase U , com diferentes valores de resistência de curto-circuito (r_f).

O mesmo foi feito recorrendo a simulação computacional. Mostra-se na figura 4.3, a composição do modelo computacional construído para a simulação do LS PMSM.

¹Devido aos dados adquiridos experimentalmente (u_{uvw} , i_{uvw} , u_f , i_f) este ponto apenas permite comparar os resultados de simulação com os experimentais para a ligação em estrela

²Será utilizado o fator de severidade dado pela EPVA de acordo com [26, 27], apresentada teoricamente no capítulo seguinte

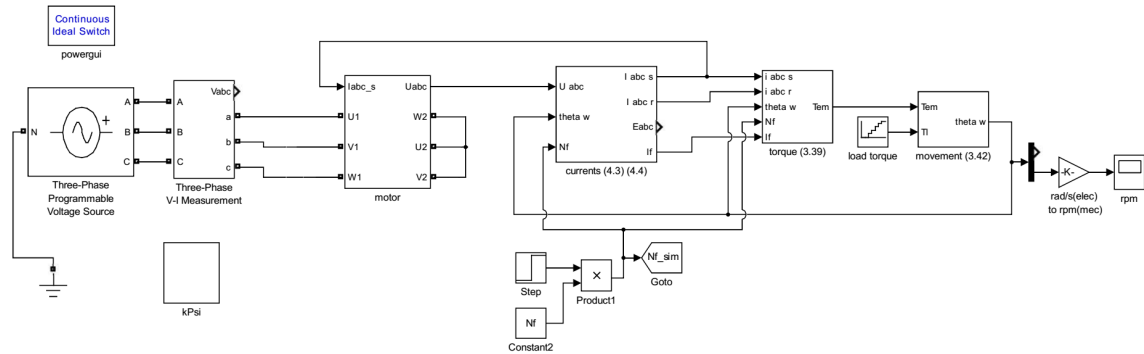


Figura 4.3: Modelo computacional de um LS PMSM.

Os gráficos das figuras 4.4 e 4.5 mostram, para uma resistência de curto-circuito de 6Ω , a evolução da corrente de curto-circuito e do fator de severidade respetivamente, quando se aumenta o número de espiras curto-circuitadas.

Comparação da corrente de curto-circuito, $R_f = 6 \Omega$ (estrela)

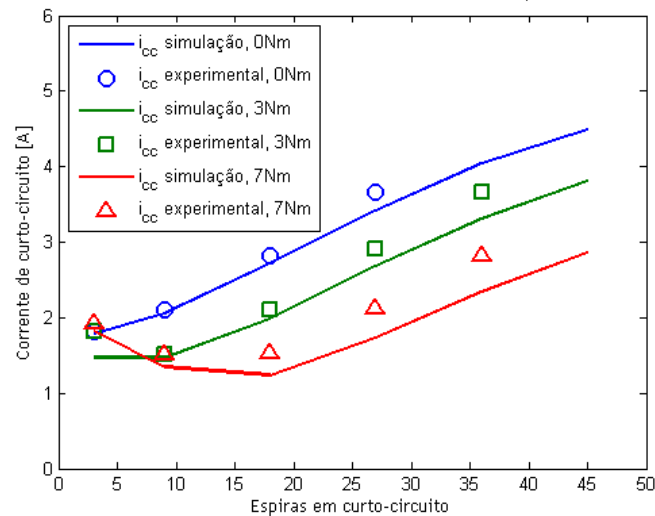


Figura 4.4: Evolução da corrente de curto-circuito em função do número de espiras curto-circuitadas, para uma resistência de curto-circuito de 6Ω .

Nos gráficos das figuras 4.4 e 4.5, verifica-se a mesma tendência, quer da i_{cc} , quer do SF, nos casos da simulação e dos resultados experimentais. Apenas de notar que de acordo com o gráfico da figura 4.5, para valores experimentais, o fator de severidade apresenta uma discrepância mais significativa para um reduzido número de espiras curto-circuitadas. Deve-se ao facto de que o motor apresenta desequilíbrios naturais, o que impõe variações nas correntes mais significativas que as decorrentes do curto-circuito.

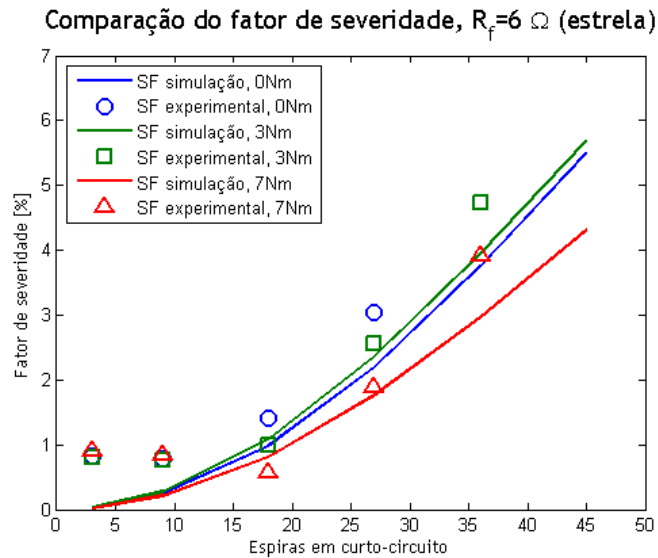


Figura 4.5: Evolução do fator de severidade em função do número de espiras curto-circuitadas, para uma resistência de curto-circuito de 6Ω .

Os gráficos das figuras 4.6 e 4.7 mostram, para 9 espiras curto-circuitadas, a evolução da corrente de curto-circuito e do fator de severidade respetivamente, em função da resistência de curto-circuito.

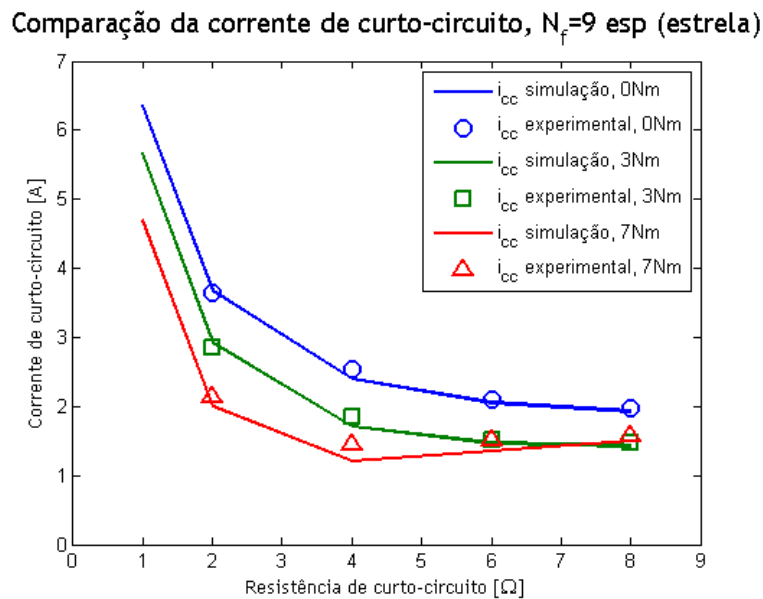


Figura 4.6: Evolução da corrente de curto-circuito em função da resistência de curto-circuito, para 9 espiras curto-circuitadas.

No gráfico da figura 4.6 o perfil tomado pelos valores experimentais da i_{cc} sobrepõe-se com o perfil dos valores de simulação. No gráfico da figura 4.7 verifica-se uma discrepância entre os valores reais e simulados. Isto deve-se ao facto de que o grau de avaria é relativamente baixo, e não se vêem variações dos valores experimentais semelhantes aos simulados porque os desequilíbrios naturais da máquina predominam em relação aos desequilíbrios causados pela avaria, particularmente com uma corrente de curto-circuito reduzida (elevados valores de r_f). Para isso, apresenta-se o gráfico da figura 4.8, onde se curto-circuitam 27 espiras.

Comparação do fator de severidade, $N_f=9$ esp (estrela)

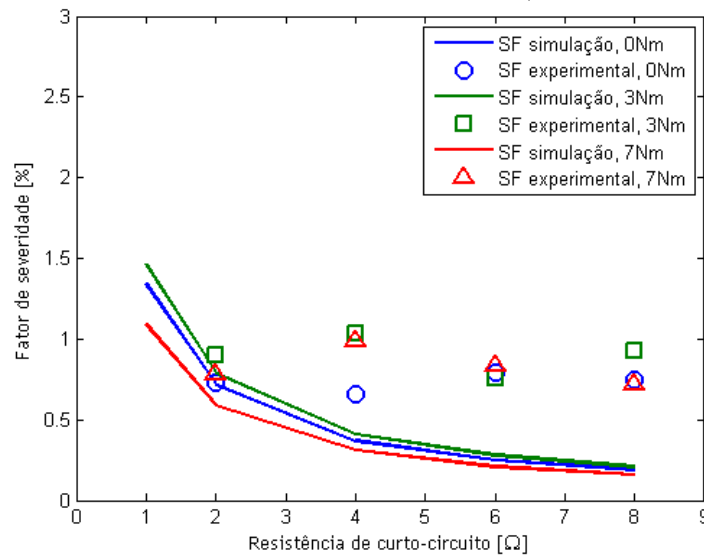


Figura 4.7: Evolução do fator de severidade em função da resistência de curto-circuito, para 9 espiras curto-circuitadas.

Comparação do fator de severidade, $N_f=27$ esp (estrela)

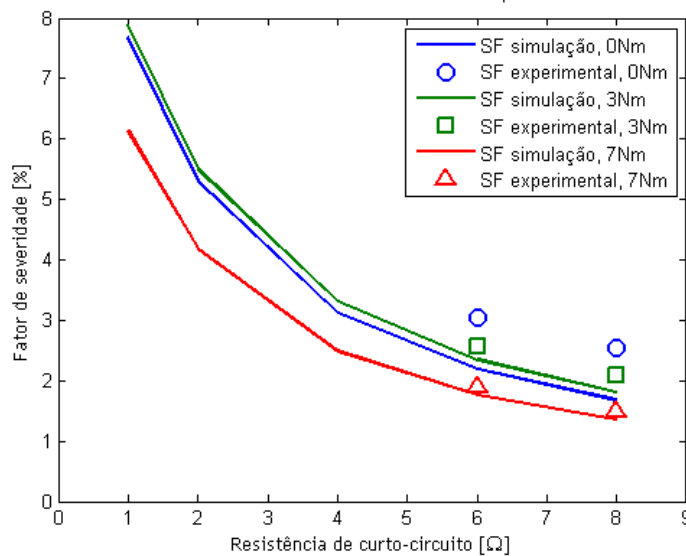


Figura 4.8: Evolução do fator de severidade em função da resistência de curto-circuito, para 27 espiras curto-circuitadas.

Neste caso, a avaria predomina em relação aos desequilíbrios naturais, e torna-se possível verificar a tendência assumida por ambos os tipos de valores. Não foram conseguidos mais pontos experimentais pois como se pode verificar no gráfico da figura 4.9, para resistências de curto-circuito mais baixas, a corrente de curto-circuito assumiria valores muito elevados que poderiam comprometer a integridade do motor.

Comparação da corrente de curto-circuito, $N_f=27$ esp (estrela)

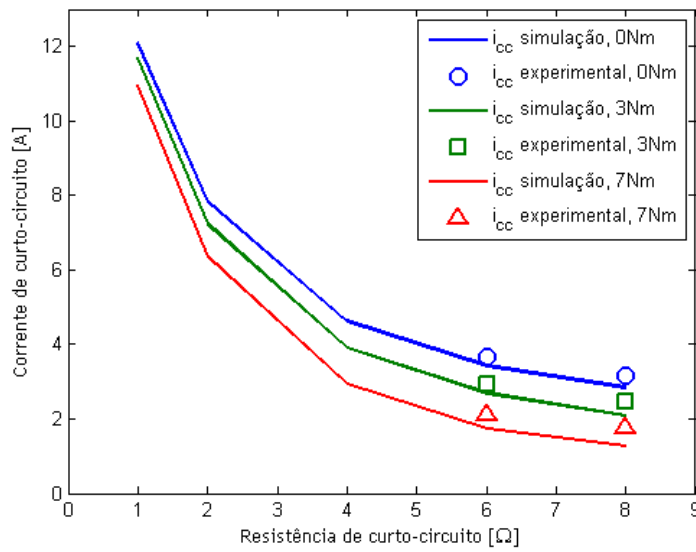


Figura 4.9: Evolução da corrente de curto-circuito em função da resistência de curto-circuito, para 27 espiras curto-circuitadas.

Para verificar também a eficácia do modelo apresentado aquando da utilização de ligação em triângulo, os gráficos das figuras 4.10 e 4.11, mostram, para as mesmas situações de avaria apresentadas para ligação em estrela, a evolução do fator de severidade.

Comparação do fator de severidade, $R_f=6 \Omega$ (triângulo)

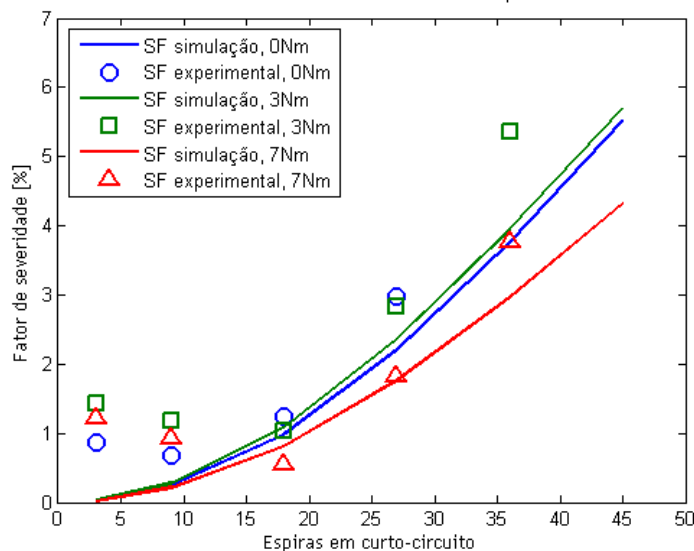


Figura 4.10: Evolução do fator de severidade em função do número de espiras curto-circuitadas, para uma resistência de curto-circuito de 6 Ω, ligação em triângulo.

Comparação do fator de severidade, $N_f=27$ esp (triângulo)

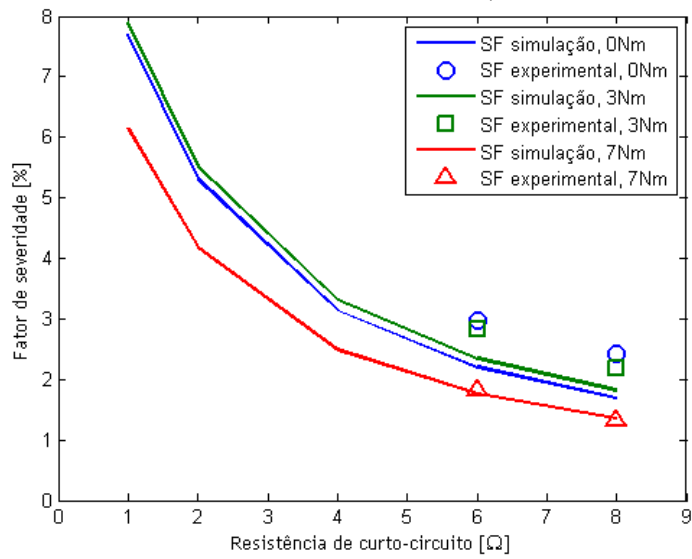


Figura 4.11: Evolução do fator de severidade em função da resistência de curto-circuito, para 27 espiras curto-circuitadas, ligação em triângulo.

Verifica-se uma tendência idêntica, não só quando se comparam os testes experimentais com os de simulação, mas também em ambos os tipos de ligação. Os gráficos apresentados anteriormente levam a aceitar o modelo proposto, como modelo analítico de um LS PMSM quando introduzidas avarias estatóricas, do tipo curto-circuitos entre espiras. Isto permite um estudo em graus de avaria maiores sem colocar em causa a integridade de um motor real, bem como permitirá avaliar o desempenho de diferentes métodos de deteção de avarias propostos na literatura.

Capítulo 5

Diagnóstico de curto-circuito entre espiras no LS PMSM

O Vetor de *Park*, particularmente a Análise do Módulo do Vetor de *Park* (*Extended Park's Vector Approach* - EPVA), tem sido aplicado com sucesso no diagnóstico de diversas avarias em máquinas elétricas quer sejam avarias estatóricas, quer sejam associadas à gaiola ou ao desequilíbrio da fonte de tensão [26].

Importa pois apresentar os conceitos fundamentais desta técnica e posteriormente analisar os resultados obtidos na sua aplicação para o diagnóstico de curto-circuitos no LS PMSM.

5.1 Transformação de *Park*

Existem diversos sistemas de eixos normalizados para o estudo de sistemas trifásico. Os mais convencionais são os sistemas de eixos *abc* e *dq0*. O sistema de eixos *abc* apresenta todos os eixos no mesmo plano, distanciando entre si $2\pi/3 \text{ rad}$. Já o sistema de eixos *dq0* apresenta eixos ortogonais entre si denominados eixo direto (*d*), em quadratura (*q*) e homopolar (*0*) [12, 28].

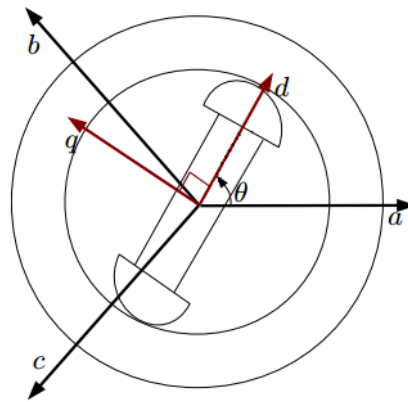


Figura 5.1: Sistema de eixos *abc* e *dq0* [28].

A matriz de transformação de *Park* [*T*], utilizada para transformar variáveis *abc* em variáveis *dq0* é a apresentada em (5.1) [12, 29].

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Esta é a única matriz necessária para a transformação entre os dois sistemas de eixos apresentados, quer seja para correntes, tensão ou fluxos [12]. Por exemplo, para transformar as correntes do eixo *abc* para o eixo *dq0*, a matriz [*T*] utiliza-se da seguinte forma:

$$[i_{dq0}] = [T] \cdot [i_{abc}] \quad (5.2)$$

5.1.1 Transformação $\alpha\beta$

A transformação $\alpha\beta$ ou dq estacionário, é um caso particular da transformação de Park, é utilizada geralmente para o estudo de curto-circuitos assimétricos em máquinas elétricas trifásicas. O que difere da transformação de Park convencional é o facto do ângulo θ ser nulo, ou seja, o eixo d deixa de se movimentar sob o rotor, e passa a estacionário sob o eixo a (fase a) [12].

Assim, para transformar as correntes do sistema de eixos abc para o sistema de eixos dq , utiliza-se a matriz $[A]$ apresentada em (5.3). Em (5.4) pode ver-se, de forma analítica a transformação [26, 30, 27].

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$\begin{cases} i_d = \frac{2}{3}i_a - \frac{1}{3}i_b - \frac{1}{3}i_c \\ i_q = \frac{\sqrt{3}}{3}i_b - \frac{\sqrt{3}}{3}i_c \end{cases} \quad (5.4)$$

5.2 Princípios teóricos do EPVA

O método de diagnóstico baseado no EPVA permite um diagnóstico em tempo real, pois numa situação ideal, o módulo do Vetor de Park das correntes não varia e sobre os eixos d e q revela um círculo (fig. 5.2), mas em caso de falha, é fácil a identificação do aparecimento de uma forma elíptica (fig. 5.3). A elipse aumenta de acordo com o grau de avaria e a sua orientação está associada à fase com avaria [26, 27].

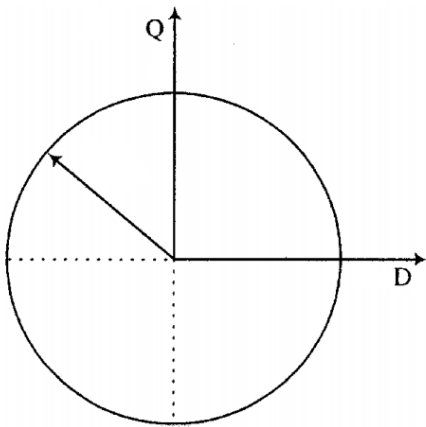


Figura 5.2: Representação do Vetor de Park das correntes para a situação ideal [26].

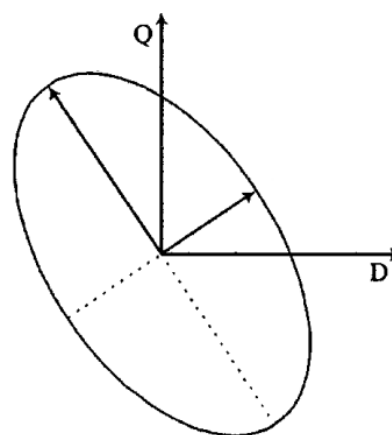


Figura 5.3: Representação do Vetor de Park das correntes para a situação de avaria [26].

5.2.1 Análise espectral do módulo do Vetor de *Park*

Em falhas pouco severas, e mesmo se o motor a diagnosticar tiver ligeiros desequilíbrios, a elipse, ou a sua evolução, podem não ser perceptíveis. Para isso, recorre-se ao estudo da variação do valor do módulo do Vetor de *Park*, calculado através de (5.5) [26, 27].

$$|i_d + j i_q| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (5.5)$$

Considere-se um motor saudável, com todas as fases equilibradas e alimentado por um sistema de alimentação ideal. Nestas condições, as correntes de alimentação são equilibradas, o que faz com que o módulo do Vetor de *Park* assumira um valor constante. Assim, o espetro harmónico do módulo do vetor de *Park* apresentará, exclusivamente uma componente DC [26].

Considere-se agora, uma avaria estatórica, no caso deste estudo um curto-circuito entre espiras. As correntes de alimentação deixam de ser equilibradas. A contribuição que este desequilíbrio causa no módulo do Vetor de *Park*, é a existência de variações do módulo do Vetor em relação ao seu valor médio, a uma frequência dupla da alimentação. A nível espectral, isto resume-se ao aparecimento de um harmónico também a uma frequência do dobro da frequência de alimentação [26].

O cálculo da amplitude deste harmónico torna-se importante para verificar o grau de severidade da avaria. O fator de severidade (SF - *Severity factor*) através do EPVA é dado pela seguinte expressão [27]:

$$SF = \frac{\max \left(\left[\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \right]_{(2f) \text{ componente}} \right)}{\text{media} \left(\left[\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \right] \right)} \times 100 \quad (5.6)$$

5.3 Análise do Vetor de *Park* do LS PMSM

5.3.1 Motor saudável

Uma boa análise de um qualquer método para diagnóstico de avarias começa por perceber qual o comportamento do método quando aplicado a um motor sem qualquer avaria. Para isso, foi feito quer em simulação quer para o motor real com 3 Nm de carga, a representação gráfica da evolução do Vetor de *Park* do motor com ligação em estrela (figs. 5.4 e 5.5) e em triângulo (figs. 5.6 e 5.7).

Como resultado esperado, o Vetor de *Park* protagonizou um círculo em qualquer dos casos. Note-se que nos casos do motor real, as pequenas oscilações podem dever-se a fatores tais como o ruído da aquisição dos valores das correntes, os efeitos das ranhuras, entre outros.

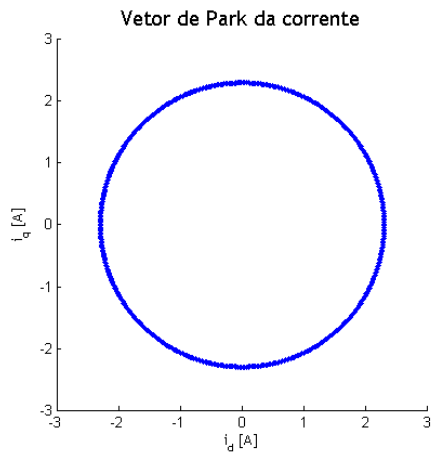


Figura 5.4: Representação do Vetor de *Park* para simulação do LS PMSM, ligação em estrela.

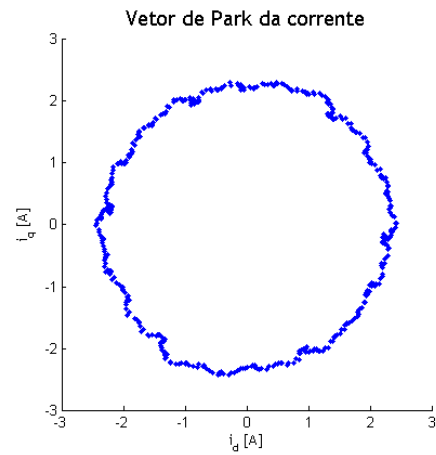


Figura 5.5: Representação do Vetor de *Park* do LS PMSM real, ligação em estrela.

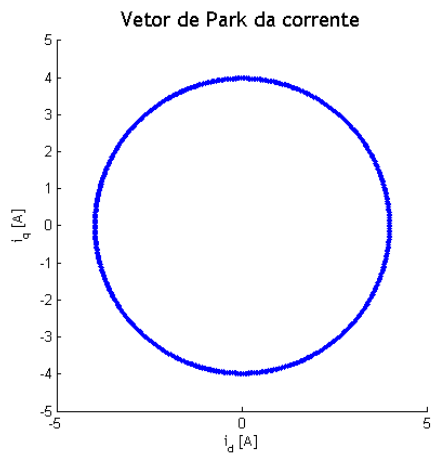


Figura 5.6: Representação do Vetor de *Park* para simulação do LS PMSM, ligação em triângulo.

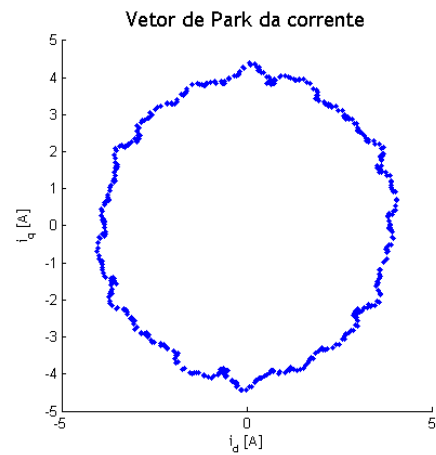


Figura 5.7: Representação do Vetor de *Park* do LS PMSM real, ligação em triângulo.

5.3.2 Motor com avaria estatórica

Considere-se agora para um caso de avaria, onde se curto-circuitam 36 espiras, com uma resistência de curto-circuito de 6Ω , mantendo a carga (3 Nm). Tal como apresentado para o motor saudável, veja-se a representação gráfica da evolução do Vetor de *Park* do motor com ligação em estrela (figs. 5.8 e 5.9) e em triângulo (figs. 5.10 e 5.11).

Verifica-se o resultado esperado. Emerge a elipse, sinal de avaria. Note-se ainda que para os dois tipos de ligação, o eixo maior da elipse tem sensivelmente o mesmo sentido, quer em simulação quer experimentalmente.

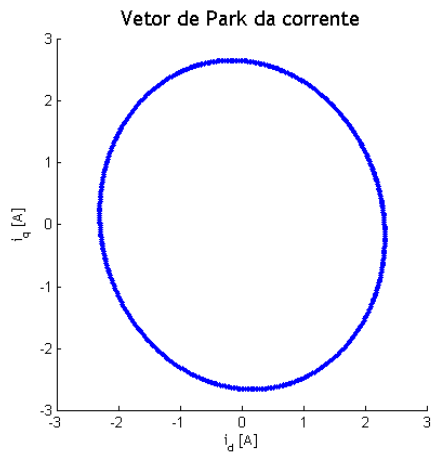


Figura 5.8: Representação do Vetor de *Park* para simulação do LS PMSM com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em estrela.

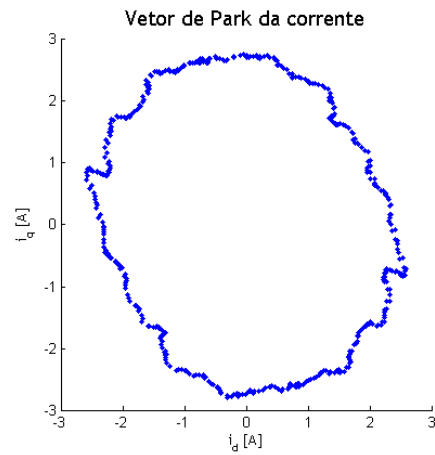


Figura 5.9: Representação do Vetor de *Park* do LS PMSM real com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em estrela.

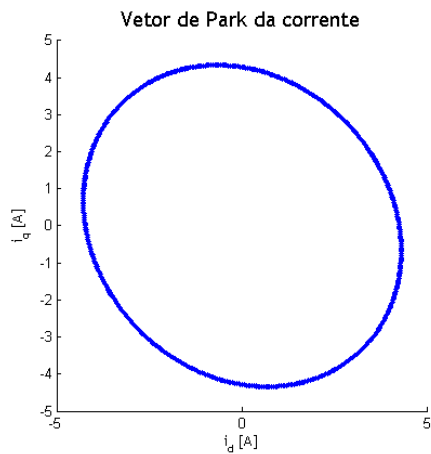


Figura 5.10: Representação do Vetor de *Park* para simulação do LS PMSM com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em triângulo.

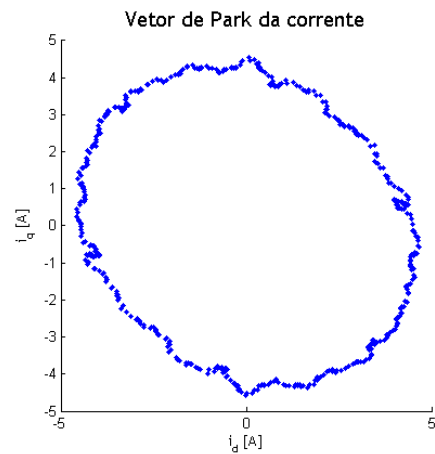


Figura 5.11: Representação do Vetor de *Park* do LS PMSM real com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em triângulo.

5.4 Análise espectral do módulo do Vetor de *Park* do LS PMSM

Na sequência do que foi referido anteriormente, a análise espectral do módulo do Vetor de *Park* torna-se útil para quantificar o grau de avaria que afeta o motor.

5.4.1 Motor saudável

Seguindo a mesma abordagem utilizada para a representação gráfica do Vetor de *Park*, irá analisar-se inicialmente o espectro do módulo do Vetor de *Park* das correntes e o respetivo fator de severidade, para o LS PMSM sem qualquer avaria. Mostre-se então o espectro do módulo do Vetor de *Park* do motor com ligação em estrela (figs. 5.12 e 5.13) e em triângulo (figs. 5.14 e 5.15).

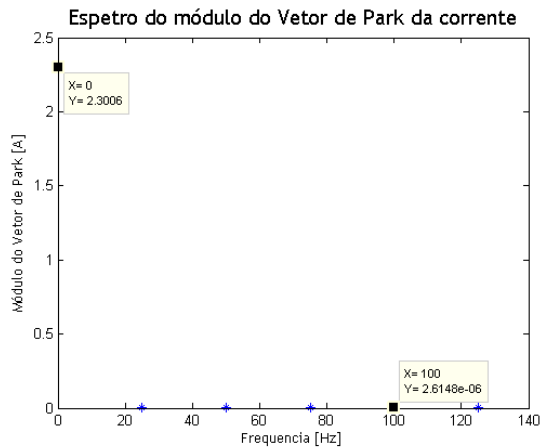


Figura 5.12: Espectro do módulo do Vetor de *Park* para simulação do LS PMSM, ligação em estrela.

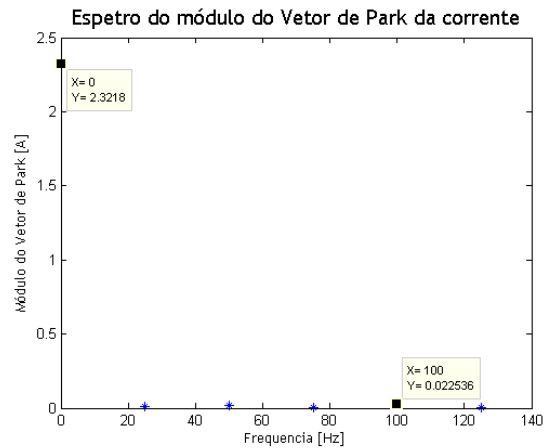


Figura 5.13: Espectro do módulo do Vetor de *Park* do LS PMSM real, ligação em estrela.

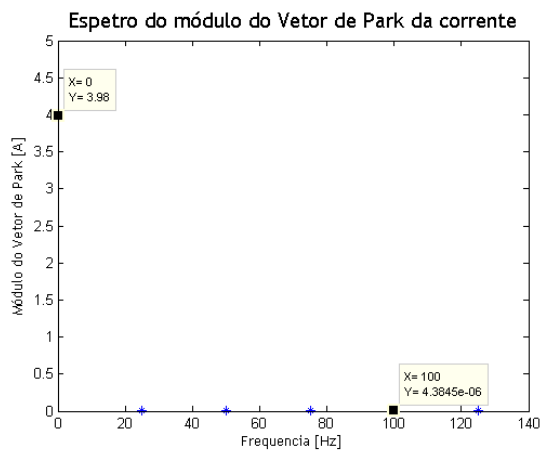


Figura 5.14: Espectro do módulo do Vetor de *Park* para simulação do LS PMSM, ligação em triângulo.

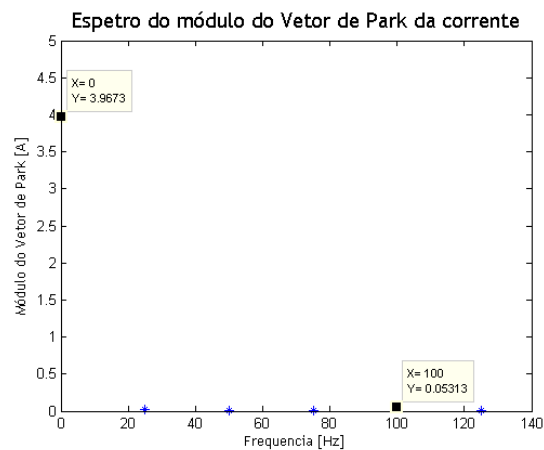


Figura 5.15: Espectro do módulo do Vetor de *Park* do LS PMSM real, ligação em triângulo.

Para os espectros apresentados de simulação, verifica-se que o harmónico referente à frequência de 100 Hz, apresenta valores residuais, admitindo valores nulos. Ou seja, o fator de severidade também será nulo. No caso do motor real, referido já em certos pontos deste documento, existem desequilíbrios naturais que afetam as correntes de alimentação. Visto que este método de diagnóstico se caracteriza apenas pela utilização das correntes de alimentação, torna-se óbvio que vá admitir algum grau de avaria.

5.4.2 Motor com avaria estatórica

Considere-se o mesmo caso de avaria, onde se curto-circuitam 36 espiras, com uma resistência de curto-circuito de 6Ω . Veja-se nas figuras seguintes, o espectro do módulo do Vetor de *Park* do motor com ligação em estrela (figs. 5.16 e 5.17) e em triângulo (figs. 5.18 e 5.19).

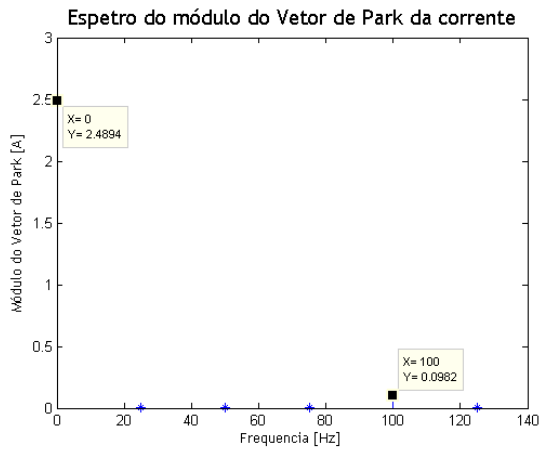


Figura 5.16: Espectro do módulo do Vetor de *Park* para simulação do LS PMSM com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em estrela.

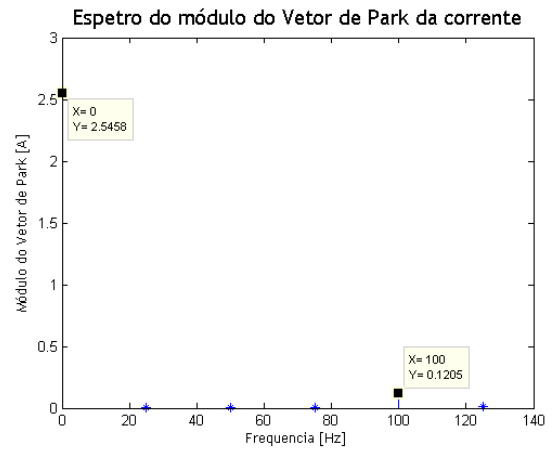


Figura 5.17: Espectro do módulo do Vetor de *Park* para LS PMSM real com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em estrela.

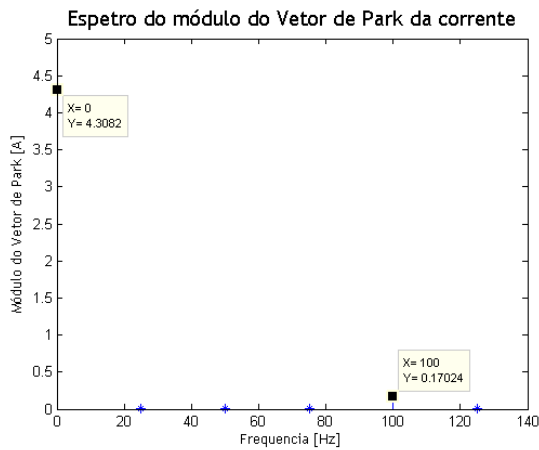


Figura 5.18: Espectro do módulo do Vetor de *Park* para simulação do LS PMSM com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em triângulo

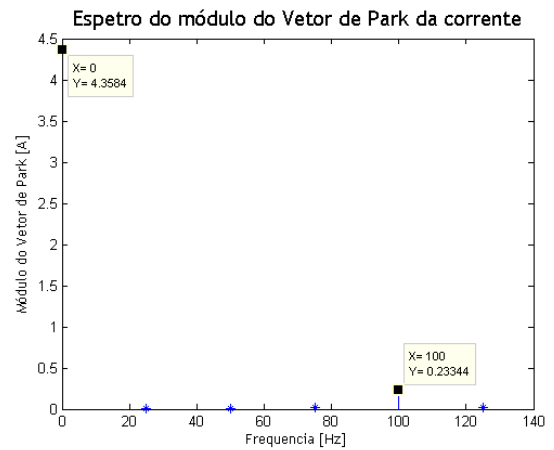


Figura 5.19: Espectro do módulo do Vetor de *Park* para LS PMSM real com 36 espiras curto-circuitadas, ligação em triângulo.

Verifica-se um harmônico significativo à frequência de 100 Hz (dobro da frequência de alimentação). Por (5.6), pode calcular-se o fator de severidade, utilizando os valores dos pontos em destaque (ver tabela 5.1).

Tabela 5.1: Fator de severidade para o LS PMSM com 36 espiras curto-circuitadas.

	$\left[\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \right]_{(0Hz)}$	$\left[\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \right]_{(100Hz)}$	SF (Hz)
simulação (est)	2.489	0.098	3.94
motor real (est)	2.546	0.121	4.75
simulação (tri)	4.308	0.170	3.95
motor real (tri)	4.358	0.233	5.35

5.5 Evolução do Vetor de *Park* e do espectro do seu módulo em situação de avaria estatórica de um LS PMSM

Exclusivamente em simulação, para um binário de carga de 3 Nm , ligação em estrela, foi medido o fator de severidade em diversos graus de avaria, com o objetivo de perceber como é que o SF evolui. No gráfico da figura 5.20 pode ver-se a evolução do SF à medida em que o número de espiras curto-circuitadas aumenta. No gráfico da figura 5.21 pode ver-se a evolução do SF à medida que a resistência de curto-circuito diminui, limitando cada vez menos a corrente.

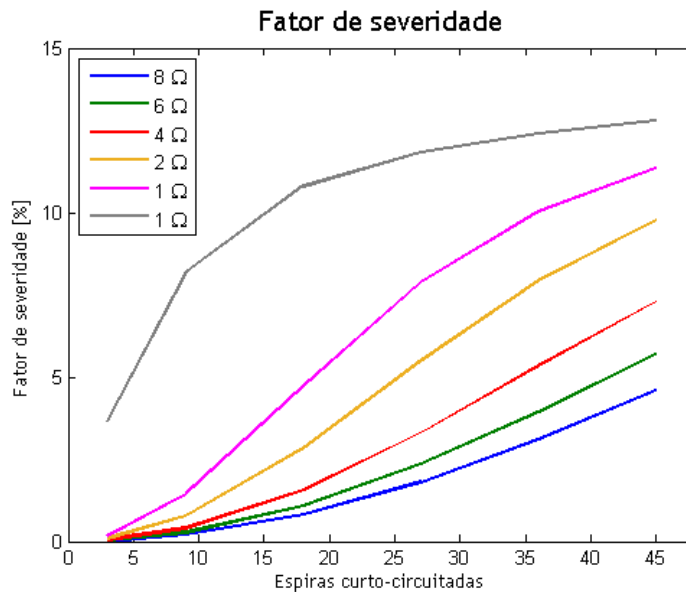


Figura 5.20: Evolução do fator de severidade, em função no número de espiras curto-circuitadas.

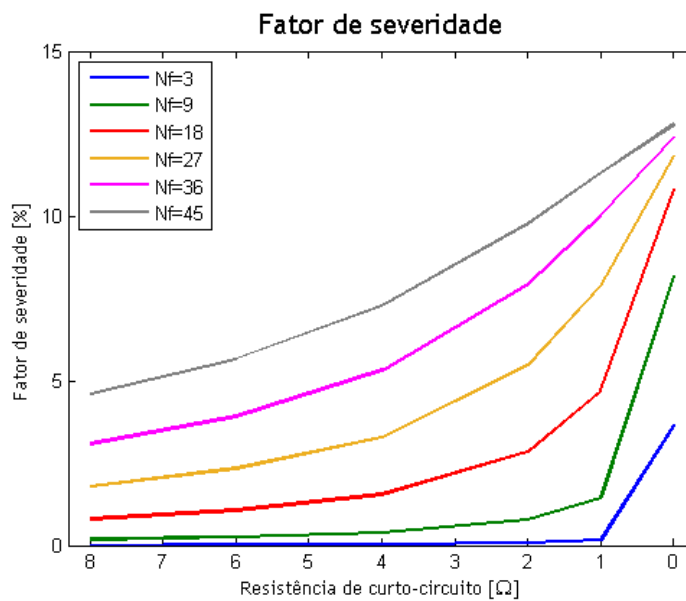


Figura 5.21: Evolução do fator de severidade, em função da resistência de curto-circuito.

Capítulo 6

Conclusões e sugestões para trabalhos futuros

6.1 Conclusões

Um modelo de simulação que traduza o comportamento de um motor real é muito importante no sentido em que, no caso do estudo de avarias, permite estudar casos que não seriam possíveis com motores reais, sem colocar em causa a sua integridade. De referir que tomando estas abordagens, pode conseguir-se aproximar o modelo ao comportamento real, mas dificilmente construí-lo ao espelho de um motor real. Note-se o caso do trabalho demonstrado neste documento, onde foram utilizados parâmetros do esquema equivalente por fase (por si só já é uma aproximação) medidos com instrumentos que têm uma incerteza de medição, alguns parâmetros desprezados, entre outras aproximações.

Com tudo isto, conseguiu-se um modelo que reflete o comportamento de um motor real. Note-se que os resultados apresentados no final do capítulo 3, onde se verificam pequenos desvios dos valores de simulação e experimentais com o comportamento, no seu geral, semelhante. No capítulo 4, com a avaria estatórica aplicada, tomando a simulação como uma situação ideal, como o motor real assume alguns desequilíbrios naturais, verificam-se certos desvios para situações pouco severas. No entanto, quando a avaria assume situações mais severas, o comportamento de ambos os casos toma a mesma tendência.

No capítulo 5 conclui-se que, o diagnóstico de avarias estatóricas em LS PMSM recorrendo à EPVA é efetivo. De referir que este método já havia sido aplicado com sucesso em IM e PMSM convencionais, com sugestão para testar este método em PMSM com enrolamento amortecedor [26]. Note-se que os LS PMSM, com a gaiola de esquilo na sua constituição, incluem-se também no grupo dos PMSM referido. Uma vantagem na utilização deste método é a possibilidade de aplicação em tempo real com recurso a pinças amperimétricas e métodos de computação em tempo real, pois trata-se de um método que tem como base exclusivamente as correntes de alimentação.

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

Sugere-se:

- Verificar o comportamento de outros métodos de diagnóstico de máquinas elétricas, apresentados na literatura;
- Generalizar o modelo analítico para máquinas com outro número de pares de polos;
- Considerar parâmetros e suas variações nos períodos transitórios;
- Estudar outros tipos de avarias estatóricas;
- Verificar o impacto de uma avaria estatórica nos períodos transitórios.

Bibliografia

- [1] A. H. Isfahani and S. Vaez-Zadeh, "Line start permanent magnet synchronous motors: Challenges and opportunities," *Energy*, vol. 34, no. 11, pp. 1755 - 1763, 2009. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360544209001303> 1, 3, 4, 6
- [2] A. T. de Almeida, F. J. T. E. Ferreira, and J. A. C. Fong, "Standards for super-premium efficiency class for electric motors," in *Conference Record 2009 IEEE Industrial Commercial Power Systems Technical Conference*, May 2009, pp. 1-8. 1
- [3] Y. Bao, W. Mehmood, and X. Feng, "Super premium efficiency line start permanent magnet synchronous motor: Design, test and comparison," in *2012 Petroleum and Chemical Industry Conference (PCIC)*, Sept 2012, pp. 1-7. 1, 2, 3, 4
- [4] I. E. Commission, "Rotating electrical machines-part 30: Efficiency classes of single-speed, three-phase, cage-induction motors (ie code)," *IEC 60034-30*, Oct, Tech. Rep., 2008. 1
- [5] X. Feng, L. Liu, J. Kang, and Y. Zhang, "Super premium efficient line start-up permanent magnet synchronous motor," in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, Sept 2010, pp. 1-6. 1, 3, 4
- [6] A. Sorgdrager, A. Grobler, and R. Wang, "Design procedure of a line-start permanent magnet synchronous machine," *SAUPEC*, 2014. 1, 3, 4
- [7] R. T. Ugale, B. N. Chaudhari, and A. Pramanik, "Overview of research evolution in the field of line start permanent magnet synchronous motors," *IET Electric Power Applications*, vol. 8, no. 4, pp. 141-154, April 2014. 1, 2, 3
- [8] I. E. Commission, "Rotating electrical machines-part 30-1: Efficiency classes of line operated ac motors (ie code)," *IEC 60034-30-1*, Mar, Tech. Rep., 2014. 1
- [9] WEG, "WQuattro super premium efficiency motor," Tech. Rep., 2011. 2, 5
- [10] A. J. M. Cardoso, *Diagnóstico de avarias em motores de indução trifásicos*. Coimbra Editora, 1991. 2, 23
- [11] F. Merrill, "Rotors for permanent magnet type synchronous motors," Mar. 1 1960, US Patent 2,927,229. [Online]. Available: <https://www.google.com/patents/US2927229> 2, 3
- [12] P. C. Sen, *Principles of electric machines and power electronics*. John Wiley & Sons, 1997. 2, 6, 9, 10, 15, 35, 36
- [13] E. Peralta-Sanchez and A. C. Smith, "Line-start permanent-magnet machines using a canned rotor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp. 903-910, May 2009. 3
- [14] A. Takahashi, S. Kikuchi, K. Miyata, S. Wakui, H. Mikami, K. Ide, and A. Binder, "Transient-torque analysis for line-starting permanent-magnet synchronous motors," in *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, Sept 2008, pp. 1-6. 3
- [15] V. Bobek, "Pmsm electrical parameters measurement," *Freescale Semiconductor*, 2013. 7, 8, 13

- [16] T.-F. Chan and K. Shi, Appendix H: Experiment 1: Measuring the Electrical Parameters of Motor 3. John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2011, pp. 397-401. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1002/9780470825587.app8> 7, 8, 9, 10, 12
- [17] M. Haque and M. Rahman, "Dynamic model and parameter measurement of interior permanent magnet synchronous motor," in Proceedings of the 2006 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'06), vol. 10, 2006, pp. 10-13. 7, 8, 19
- [18] S. Jurkovic, "Induction motor parameters extraction," *Educypedia-Electronics*, 2007. 8, 9, 10
- [19] "Formulas and Units," (Date last accessed 02-May-2017). [Online]. Available: http://www.jvl.dk/files/_2011clean/pdf/la011gb.pdf 13
- [20] N. H. Obeid, T. Boileau, and B. Nahid-Mobarakeh, "Modeling and diagnostic of incipient interturn faults for a three-phase permanent magnet synchronous motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 4426-4434, Sept 2016. 15
- [21] M. S. R. Krishna and K. S. Ravi, "Fault diagnosis of induction motor using motor current signature analysis," in 2013 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT), March 2013, pp. 180-186. 15, 19
- [22] M. Arkan, D. Kostic-Perovic, and P. Unsworth, "Modelling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnostics," *Electric Power Systems Research*, vol. 75, no. 1, pp. 57 - 66, 2005. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779605000775> 15, 19
- [23] M. Wieczorek and E. Rosołowski, "Modelling of induction motor for simulation of internal faults," in 2010 Modern Electric Power Systems, Sept 2010, pp. 1-6. 15, 19
- [24] N. M. Azari and M. Mirsalim, "Analytic modelling of a line-start permanent-magnet motor with slotted solid rotor," *IET Electric Power Applications*, vol. 8, pp. 278-285(7), August 2014. [Online]. Available: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-epa.2014.0018> 19
- [25] J.-Q. Yang, J. Huang, and T. Liu, "Diagnosis of stator faults in induction motor based on zero sequence voltage after switch-off," *Journal of Zhejiang University SCIENCE A*, vol. 9, no. 2, pp. 165-172, 2008. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1631/jzus.A071297> 23
- [26] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended park's vector approach," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 5, pp. 1227-1233, Sep 2001. 28, 35, 36, 37, 43
- [27] L. Oliveira and A. Cardoso, "Incipient turn-to-turn winding fault diagnosis of power transformers by the on-load exciting current extended parks vector approach," in Proc. of the Advanced Research Workshop on Modern Transformers (ARWtr04).-Vigo, 28-30 October 2004. Vigo, 2004. 28, 36, 37
- [28] S. S. Butt, R. Prabel, and H. Aschemann, "Flatness-based control and observer design scheme for hybrid synchronous machines," in 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), July 2012, pp. 925-930. 35

- [29] B. Du, S. Wu, S. Han, and S. Cui, "Interturn fault diagnosis strategy for interior permanent-magnet synchronous motor of electric vehicles based on digital signal processor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 3, pp. 1694-1706, March 2016. 35
- [30] S. Cruz and A. Cardoso, "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by extended park's vector approach," *Electric Machines and Power Systems*, vol. 28, no. 4, pp. 289-299, 2000. 36