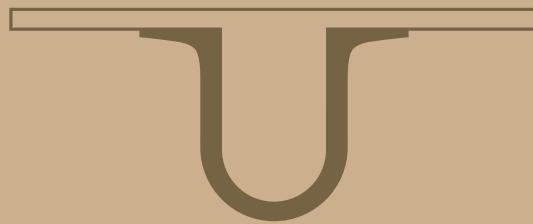




UNIVERSIDADE D  
COIMBRA



José Alexandre Santos Diniz Pereira Mendes

TESTE E VALIDAÇÃO DE UM PROTÓTIPO DE UM  
GERADOR SÍNCRONO DE ÍMANES PERMANENTES DE  
SEIS FASES

Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Área de Especialização em Energia, orientada pelo Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz e apresentada ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

Setembro de 2018



UNIVERSIDADE DE COIMBRA  
FACULDADE DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Teste e Validação de um Protótipo  
de um Gerador Síncrono de Ímanes  
Permanentes de Seis Fases**

*José Alexandre dos Santos Diniz Pereira Mendes*

Júri:

Dr. André Manuel dos Santos Mendes (presidente)

Dr. Sérgio Manuel Ângelo da Cruz (orientador)

Dr. Fernando José Teixeira Estêvão Ferreira (vogal)

Setembro de 2018



*Aos meus avôs, Francisco Soeiro Diniz e José da Silva Mendes*



# Agradecimentos

Em primeiro lugar, expresso o meu agradecimento ao Prof. Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz, pela orientação prestada nesta dissertação. A sua exímia capacidade de transmissão de conhecimentos científicos e de metodologias de trabalho, assim como a sua motivação para superar alguns entraves durante o projeto foram sem dúvida pilares importantes para a conclusão desta dissertação.

Ao Pedro Gonçalves, agradeço a tremenda disponibilidade e prontidão para auxiliar sempre que necessário. Dotado de um fantástico profissionalismo e elevado rigor, desejo-lhe os maiores sucessos académicos e profissionais. Deixo também um agradecimento aos restantes colegas de laboratório, Tiago Madeira, Sérgio Júnior, David Duarte e Hazem Hadla endereçando votos de sucesso no futuro.

Agradeço ao Instituto de Telecomunicações (Pólo de Coimbra) pelo suporte prestado a nível de infraestruturas e equipamentos necessários para a realização de inúmeras tarefas e pela constante prontidão na cedência dos mesmos.

Ao Diogo Martins, Sara Pereira, António Pires, André Seabra, Jonathan Rodrigues, João Ramos, Elisabete Santos, Rita Silva, Catarina Gonçalves, Alexandre Marques, Emanuel Maurício, Olívia Salvador, Renato Meio-Tostão, Gonçalo Pereira e Anthony Mendes, agradeço por terem caminhado comigo durante as diversas etapas da minha vida académica.

Ao Académico de Viseu Futebol Clube - Secção de Andebol, foram e são uma segunda família, sem a menor dúvida ter-vos comigo foi crucial para a conclusão deste projeto.

Por fim, agradeço à Sara, à minha mãe, e ao meu irmão. A vossa paciência e motivação foram fundamentais, convosco do meu lado tive forças para superar todas as adversidades, são o meu maior apoio, nesta e noutras etapas futuras.





# Resumo

O trabalho efetuado teve como objetivo primordial a realização de testes experimentais para a validação de um protótipo de um gerador síncrono de ímanes permanentes (PMSG) de seis fases.

O projeto e conceção de equipamento de suporte por forma a permitir a aplicação de uma estratégia de controlo preditivo de corrente (PCC) e a execução de testes em laboratório para determinar os parâmetros do PMSG foram as principais tarefas executadas no âmbito do trabalho realizado.

O Capítulo 1, de cariz introdutório, releva a necessidade do estudo de máquinas elétricas multifásicas. A aplicação, vantagens e diferentes configurações de acionamentos baseados no PMSG multifásico encontram-se também descritos neste capítulo. A secção final deste capítulo sintetiza os objetivos pretendidos na realização do trabalho efetuado.

O Capítulo 2, inclui uma revisão geral ao trabalho realizado previamente no estudo de PMSGs de seis fases. Os modelos matemáticos válidos para o controlo de PMSGs de seis fases com diferentes variáveis de controlo são explicitados, sendo finalizado com uma revisão dos métodos de determinação de parâmetros em PMSGs de três e seis fases.

No Capítulo 3 é realizada uma abordagem ao procedimento experimental efetuado. A montagem experimental utilizada é descrita e é feita uma análise aos resultados obtidos.

O Capítulo 4 conclui o trabalho realizado, finalizando com tópicos de sugestão para trabalhos futuros.

**Palavras-chave:** energia eólica, máquinas elétricas multifásicas, gerador síncrono de ímanes permanentes, parametrização, controlo preditivo de corrente



# Abstract

The main goal of this work is to execute experimental tests for the validation of the prototype of a six-phase permanent magnet synchronous generator (PMSG).

The project and building of support hardware in order to run the prototype under a predictive current control (PCC) strategy and the determination of the PMSG parameters through the execution of experimental tests were the main tasks executed in this work.

Chapter 1, of introductory nature, highlights the need to study multiphase electrical machines. The applications, advantages and different configurations of PMSG based electric drives are described in this chapter. The main tasks of this work are briefly stated at the end.

Chapter 2, reviews the previous studies related to the six-phase PMSG. The mathematical models for six-phase PMSG with different control variables are included and the chapter is concluded with a revision of the parametrization methods available in the literature for three-phase and six-phase PMSGs.

Chapter 3 mainly consists in an approach to the experimental procedure. The experimental setup is described and the experimental results are presented and analysed.

Chapter 4 contains the main conclusions of this work and some proposed subjects that can be addressed in future work.

**Keywords:** wind energy, multiphase electric machines, permanent magnet synchronous generator, parameterization, predictive current control



# Índice

Agradecimentos	i
Resumo	iii
Abstract	v
Índice	vi
Índice de Figuras	ix
Índice de Tabelas	xiii
Lista de Símbolos	xv
Lista de Acrónimos	xix
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Enquadramento . . . . .	1
1.2 Geradores Síncronos de Ímanes Permanentes Multifásicos . . . . .	2
1.3 Objetivos do Trabalho . . . . .	4
<b>2 Estado da Arte Sobre PMSGs Multifásicos</b>	<b>5</b>
2.1 Breve Introdução . . . . .	5
2.2 Modelo Matemático de um PMSG de Seis Fases . . . . .	6
2.2.1 Fluxo Estatórico Encadeado como Variável de Estado . . . . .	8
2.2.2 Corrente do Estator como Variável de Estado . . . . .	9
2.3 Métodos de Determinação de Parâmetros em PMSGs . . . . .	10

2.3.1	PMSGs Trifásicos . . . . .	11
2.3.2	PMSGs de seis fases . . . . .	13
<b>3</b>	<b>Procedimentos e Resultados Experimentais</b>	<b>15</b>
3.1	Montagem Experimental . . . . .	15
3.2	Mapas de Fluxo Encadeado . . . . .	17
3.3	Indutâncias Aparentes . . . . .	29
3.4	Indutâncias Incrementais . . . . .	35
<b>4</b>	<b>Conclusões e Sugestões para Trabalho Futuro</b>	<b>39</b>
4.1	Conclusões . . . . .	39
4.2	Sugestões para Trabalho Futuro . . . . .	40
	<b>Bibliografia</b>	<b>40</b>
<b>A</b>	<b>Placas de Circuito Impresso</b>	<b>47</b>
A.1	Placa de Isolamento e Geração de Tempo Morto . . . . .	47
A.1.1	Desenho e Construção da Placa . . . . .	48
A.1.2	Componentes Utilizados . . . . .	50
A.1.3	Testes de Validação do Hardware . . . . .	50
A.2	Placa de Correção do Sinal Proveniente do <i>Encoder</i> . . . . .	52
<b>B</b>	<b>Componentes da Montagem Experimental</b>	<b>53</b>

# Índice de Figuras

Figura 1.1	Acionamento elétrico baseado no PMSG de seis fases aplicado à geração de energia eólica com configuração "3-channel boost". . . . .	3
Figura 1.2	Acionamento elétrico baseado no PMSG de seis fases aplicado à geração de energia eólica com configuração "Back-To-Back". . . . .	3
Figura 1.3	Configuração assimétrica e simétrica dos enrolamentos estatóricos de um PMSG de seis fases. . . . .	4
Figura 2.1	Diagrama representativo dos diferentes métodos de parametrização [30].	11
Figura 3.1	Diagrama representativo da montagem experimental. . . . .	15
Figura 3.2	Diferentes áreas da placa de isolamento e geração de tempo morto . .	17
Figura 3.3	Fluxo encadeado no eixo $d$ em função da corrente no eixo $d$ . . . . .	19
Figura 3.4	Fluxo encadeado no eixo $q$ em função da corrente no eixo $q$ . . . . .	19
Figura 3.5	Fluxo encadeado no eixo $x$ em função da corrente no eixo $x$ . . . . .	20
Figura 3.6	Fluxo encadeado no eixo $y$ em função da corrente no eixo $y$ . . . . .	20
Figura 3.7	Polinómios do fluxo encadeado no eixo $d$ em função da corrente no eixo $d$ para diferentes níveis de corrente no: (a) eixo $q$ ; (b) eixo $x$ e (c) eixo $y$ . . . . .	21
Figura 3.8	Polinómios do fluxo encadeado no eixo $q$ em função da corrente no eixo $q$ para diferentes níveis de corrente no: (a) eixo $q$ ; (b) eixo $x$ e (c) eixo $y$ .	22
Figura 3.9	Polinómios do fluxo encadeado no eixo $x$ em função da corrente no eixo $x$ para diferentes níveis de corrente no: (a) eixo $q$ ; (b) eixo $x$ e (c) eixo $y$ . . . . .	23

Figura 3.10	Polinômios do fluxo encadeado no eixo $y$ em função da corrente no eixo $y$ para diferentes níveis de corrente no: (a) eixo $q$ ; (b) eixo $x$ e (c) eixo $y$ . . . . .	25
Figura 3.11	Mapas tridimensionais obtidos para o fluxo encadeado segundo o: (a) eixo $d$ ; (b) eixo $q$ ; (c) eixo $x$ ; (d) eixo $y$ . . . . .	26
Figura 3.12	Mapas tridimensionais aproximados para o fluxo encadeado segundo o: (a) eixo $d$ ; (b) eixo $q$ ; (c) eixo $x$ ; (d) eixo $y$ . . . . .	27
Figura 3.13	Indutância aparente do eixo $d$ em função da corrente no eixo $d$ . . . . .	29
Figura 3.14	Indutância aparente do eixo $q$ em função da corrente no eixo $q$ . . . . .	30
Figura 3.15	Indutância aparente do eixo $x$ em função da corrente no eixo $x$ . . . . .	30
Figura 3.16	Indutância aparente do eixo $y$ em função da corrente no eixo $y$ . . . . .	31
Figura 3.17	Indutância aparente do eixo $d$ em função da corrente no eixo $d$ para diferentes níveis de corrente no eixo $q$ . . . . .	31
Figura 3.18	Indutância aparente do eixo $q$ em função da corrente no eixo $q$ para diferentes níveis de corrente no eixo $d$ . . . . .	31
Figura 3.19	Mapas tridimensionais da indutância aparente segundo o: (a) eixo $d$ ; (b) eixo $q$ ; (c) eixo $x$ e (d) eixo $y$ . . . . .	33
Figura 3.20	Superfícies tridimensionais aproximadas da indutância aparente segundo o: (a) eixo $d$ ; (b) eixo $q$ ; (c) eixo $x$ e (d) eixo $y$ . . . . .	34
Figura 3.21	Indutância aparente e incremental do eixo $d$ em função da corrente no eixo $d$ . . . . .	35
Figura 3.22	Indutância aparente e incremental do eixo $q$ em função da corrente no eixo $q$ . . . . .	35
Figura 3.23	Indutância aparente e incremental do eixo $x$ em função da corrente no eixo $x$ . . . . .	36
Figura 3.24	Indutância aparente e incremental do eixo $y$ em função da corrente no eixo $y$ . . . . .	36
Figura 3.25	Indutância incremental: (a) própria do eixo $d$ e (b) mútua com o eixo $q$ . . . . .	37
Figura 3.26	Indutância incremental: (a) própria do eixo $q$ e (b) mútua com o eixo $d$ . . . . .	37
Figura 3.27	Indutância incremental: (a) própria do eixo $x$ e (b) mútua com o eixo $y$ . . . . .	38



Figura 3.28	Indutância incremental: (a) própria do eixo $y$ e (b) mútua com o eixo $x$ .	38
Figura A.1	Diferentes áreas da placa de isolamento e geração de tempo morto . . .	48
Figura A.2	PCB colocada em caixa de alumínio, preparada para a sua aplicação no acionamento. . . . .	51
Figura A.3	Placa de correção do sinal do <i>encoder</i> . . . . .	51
Figura B.1	Auto transformador, ligado à rede por via de disjuntores . . . . .	54
Figura B.2	Banco de condensadores do barramento DC. . . . .	54
Figura B.3	Ponte Inversora SKiiP 132GD120-DUL. . . . .	55
Figura B.4	Chapa de características do motor de indução trifásico . . . . .	55
Figura B.5	Variador eletrónico de velocidade utilizado no controlo de velocidade da máquina de indução trifásica . . . . .	56
Figura B.6	Conjunto das duas máquinas acopladas mecanicamente: a) Máquina de indução trifásica, b) PMSG de seis fases, c) <i>encoder</i> . . . . .	57
Figura B.7	Plataforma dSPACE DS1103. . . . .	57



# Índice de Tabelas

Tabela 3.1	Coeficientes e erro quadrático médio dos polinómios utilizados para aproximar as curvas do fluxo encadeado no eixo $d$ apresentadas na Fig. 3.7. . . . . .	22
Tabela 3.2	Coeficientes e erro quadrático médio dos polinómios utilizados para aproximar as curvas do fluxo encadeado no eixo $q$ apresentadas na Fig. 3.8. . . . . .	23
Tabela 3.3	Coeficientes e erro quadrático médio dos polinómios utilizados para aproximar as curvas do fluxo encadeado no eixo $x$ apresentadas na Fig. 3.9. . . . . .	24
Tabela 3.4	Coeficientes e erro quadrático médio dos polinómios utilizados para aproximar as curvas do fluxo encadeado no eixo $y$ apresentadas na Fig. 3.10. . . . . .	25
Tabela 3.5	Coeficientes e erro quadrático médio dos polinómios utilizados para aproximar as superfícies tridimensionais do fluxo encadeado apresentadas na Fig. 3.12. . . . . .	28
Tabela 3.6	Coeficientes e erro quadrático médio dos polinómios utilizados para aproximar as superfícies das indutâncias aparentes apresentadas na Fig. 3.20. . . . . .	33



# Lista de Símbolos

$d_1 - q_1$	Espaço $d$ - $q$ do primeiro conjunto de enrolamentos trifásicos.
$d_2 - q_2$	Espaço $d$ - $q$ do segundo conjunto de enrolamentos trifásico.
$i_{ds}$	Componente segundo eixo $d$ da corrente nos enrolamentos estatóricos do PMSG de seis fases.
$i_{qs}$	Componente segundo eixo $q$ da corrente nos enrolamentos estatóricos do PMSG de seis fases.
$\mathbf{i}_s^{\text{abc}}$	Vetor em coordenadas de fase da corrente dos enrolamentos estatóricos do PMSG de seis fases.
$\mathbf{i}_s^{\text{dq}}$	Vetor em coordenadas $d$ - $q$ da corrente dos enrolamentos estatóricos do PMSG de seis fases.
$i_{xs}$	Componente segundo eixo $x$ da corrente nos enrolamentos estatóricos do PMSG de seis fases.
$i_{ys}$	Componente segundo eixo $y$ da corrente nos enrolamentos estatóricos do PMSG de seis fases.
$\mathbf{J}$	Matriz auxiliar $\mathbf{J}$ .
$L_d$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $d$ .
$l_d$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $d$ .
$L_{dq}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $d$ cruzada segundo o eixo $q$ .
$l_{dq}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $d$ cruzada segundo o eixo $q$ .
$L_{dx}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $d$ cruzada segundo o eixo $x$ .

$l_{dx}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $d$ cruzada segundo o eixo $x$ .
$L_{dy}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $d$ cruzada segundo o eixo $y$ .
$l_{dy}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $d$ cruzada segundo o eixo $y$ .
$L_{qd}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $q$ cruzada segundo o eixo $d$ .
$l_{qd}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $q$ cruzada segundo o eixo $d$ .
$L_{qx}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $q$ cruzada segundo o eixo $x$ .
$l_{qx}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $q$ cruzada segundo o eixo $x$ .
$L_{qy}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $q$ cruzada segundo o eixo $y$ .
$l_{qy}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $q$ cruzada segundo o eixo $y$ .
$\mathbf{L}_s$	Matriz de indutâncias aparentes dos enrolamentos estatóricos.
$\mathbf{L}_{s,\text{inc}}$	Matriz de indutâncias incrementais dos enrolamentos estatóricos.
$L_x$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $x$ .
$l_x$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $x$ .
$L_{xd}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $x$ cruzada segundo o eixo $d$ .
$l_{xd}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $x$ cruzada segundo o eixo $d$ .
$L_{xq}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $x$ cruzada segundo o eixo $q$ .
$l_{xq}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $x$ cruzada segundo o eixo $q$ .

$L_{xy}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $x$ cruzada segundo o eixo $y$ .
$l_{xy}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $x$ cruzada segundo o eixo $y$ .
$L_y$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $y$ .
$l_y$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $y$ .
$L_{yd}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $y$ cruzada segundo o eixo $d$ .
$l_{yd}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $y$ cruzada segundo o eixo $d$ .
$L_{yq}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $y$ cruzada segundo o eixo $q$ .
$l_{yq}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $y$ cruzada segundo o eixo $q$ .
$L_{yx}$	Indutância aparente dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $y$ cruzada segundo o eixo $x$ .
$l_{yx}$	Indutância incremental dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo $y$ cruzada segundo o eixo $x$ .
$\mathbf{R}_s^{\text{abc}}$	Matriz de resistências dos enrolamentos estatóricos do PMSG de seis fases.
$\mathbf{T}_{\text{dq}}$	Matriz de transformação $d$ - $q$ dupla.
$T_e$	Binário eletromagnético do PMSG de seis fases.
$\mathbf{T}_p$	Matriz vetorial de Park.
$\mathbf{T}_{\text{rot}}$	Matriz de rotação.
$\mathbf{T}_{\text{vsd}}$	Matriz de transformação da decomposição no espaço vetorial.
$\mathbf{u}_s^{\text{abc}}$	Vetor em coordenadas de fase das tensões dos enrolamentos estatóricos do PMSG de seis fases.
$\mathbf{u}_s^{\text{dq}}$	Vetor em coordenadas $d$ - $q$ das tensões dos enrolamentos estatóricos do PMSG de seis fases.
$x - y$	Espaço $x$ - $y$ dos dois enrolamentos trifásicos.
$z1 - z2$	Espaço $z1$ - $z2$ dos dois enrolamentos trifásicos.

$\alpha - \beta$	Espaço $\alpha - \beta$ .
$\theta_r$	Posição angular elétrica do rotor.
$\psi_{ds}$	Componente segundo eixo $d$ do fluxo estatórico do PMSG de seis fases.
$\psi_{pm}$	Componente do fluxo encadeado no estator devido aos ímanes permanentes presentes no rotor do PMSG de seis fases, segundo o eixo $d$ .
$\psi_{pm}^{dq}$	Vetor do fluxo encadeado no estator devido aos ímanes permanentes presentes no rotor do PMSG de seis fases.
$\psi_{qs}$	Componente segundo eixo $q$ do fluxo estatórico do PMSG de seis fases.
$\psi_s^{abc}$	Vetor em coordenadas de fase dos fluxos estatóricos do PMSG de seis fases.
$\psi_s^{dq}$	Vetor em coordenadas $dq$ do fluxo estatórico do PMSG de seis fases.
$\psi_{xs}$	Componente segundo eixo $x$ do fluxo estatórico do PMSG de seis fases.
$\psi_{ys}$	Componente segundo eixo $y$ do fluxo estatórico do PMSG de seis fases.
$\omega_r$	Velocidade angular elétrica do rotor.



# Lista de Acrónimos

AC	<i>Alternating Current</i> - Corrente alternada.
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxide Semiconductor</i> - Semicondutor complementar de óxido de metal.
DC	<i>Direct Current</i> - Corrente contínua.
DFIG	<i>Double-Fed Induction Generator</i> - Gerador de indução duplamente alimentado.
FEA	<i>Finit Element Analysis</i> - Análise de elementos finitos.
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> - Transístor bipolar de porta isolada.
IPMSM	<i>Interior Permanent Magnet Synchronous Motor</i> - Motor síncrono de ímanes permanentes colocados no interior do rotor.
MIT	Máquina de indução trifásica.
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> - Placa de Circuito Impresso.
PCC	<i>Predictive Current Control</i> - Controlo Preditivo de Corrente.
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i> - Gerador Síncrono de Ímanes Permanentes.
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i> - Lógica Transístor-Transístor.
VSD	<i>Vector Space Decomposition</i> - Decomposição no espaço vetorial.



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Enquadramento

A constante dinamização da economia global que projeta um crescimento de 3,4% por ano [1] aliada a um aumento populacional mundial em 30% até 2050 [2], estimam um aumento do consumo de energia elétrica de 30% até 2050 [3]. Por forma a que o crescendo de consumo não coloque em causa a já fragilizada sustentabilidade energética do planeta, existe a clara necessidade de uma geração de energia elétrica partindo maioritariamente de tecnologias que recorram a fontes renováveis em larga escala, garantindo a fiabilidade dos sistemas de energia elétrica. A uma geração de energia mais sustentável e fiável, existe a necessidade de um constante aumento da eficiência na utilização da mesma, sobretudo no setor industrial, responsável por 54% do consumo energético a nível global [4].

Torna-se assim fundamental a aposta na investigação e no desenvolvimento de máquinas elétricas capazes de suprir as necessidades de geração e consumo de energia elétrica com elevada eficácia e que garantam rentabilidade financeira para os seus utilizadores.

O constante aumento da potência nominal dos sistemas de conversão de energia baseados em fontes de energia renovável [5] e uma crescente utilização de máquinas elétricas de maior potência em inúmeros setores industriais [6] acentuou a investigação no ramo de máquinas elétricas multifásicas, designação atribuída a máquinas cujo número de fases de alimentação é superior a três.

Embora a rede de distribuição de energia elétrica seja um sistema de três fases, a utilização

de máquinas elétricas multifásicas tornou-se possível com o aparecimento de acionamentos elétricos a velocidade variável, que recorrendo a conversores de potência, permitem um desacoplamento entre a máquina elétrica e a rede elétrica. As máquinas elétricas multifásicas apresentam as seguintes vantagens face às máquinas trifásicas tradicionais [7], [8]:

- Menor corrente nominal por fase;
- Menor conteúdo de harmónicos espaciais no campo girante produzido pelos enrolamentos estatóricos;
- Aumento do termo fundamental do fator de enrolamento, melhorando assim a eficiência;
- Diminuição do conteúdo harmónico do binário eletromagnético;
- Tolerância a falhas de fase aberta.

Devido às vantagens enumeradas acima, as máquinas multifásicas possuem várias áreas de aplicação no domínio da grande potência, entre as quais: a propulsão elétrica de navios e aeronaves, a tração elétrica e a geração de EE, com especial destaque para a energia eólica [9, 10].

## 1.2 Geradores Síncronos de Ímanes Permanentes Multifásicos

Embora cerca de 50% das turbinas eólicas instaladas no mundo utilize o gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) [11], o gerador síncrono de ímanes permanentes (PMSG) é atualmente a escolha para equipar sistemas de conversão de energia eólica de grande potência [5]. As principais vantagens da aplicação do PMSG na geração de energia eólica em detrimento do DFIG são [12, 13]:

- Menores custos de manutenção, devido à ausência de escovas e coletores no rotor;
- Rendimento elevado (perdas rotóricas minimizadas);
- Ausência de caixa de velocidades, ou possibilidade de aplicação de um modelo mais simples.

Em turbinas eólicas de grande potência em ambiente *offshore*, alguns fabricantes optam pela aplicação de PMSG multifásicos interligados a conversores de potência trifásicos associ-

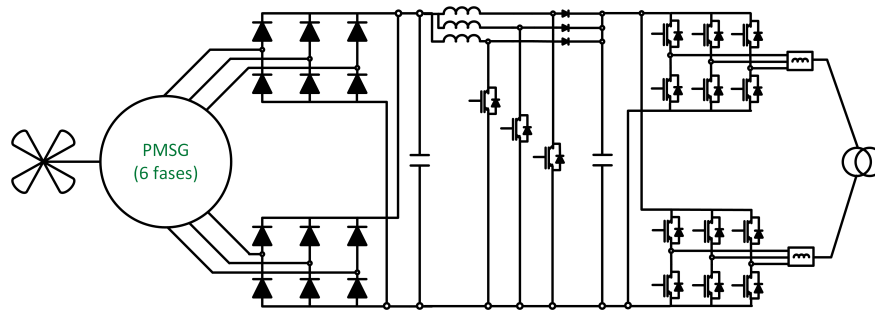


Figura 1.1: Acionamento elétrico baseado no PMSG de seis fases aplicado à geração de energia eólica com configuração "3-channel boost".

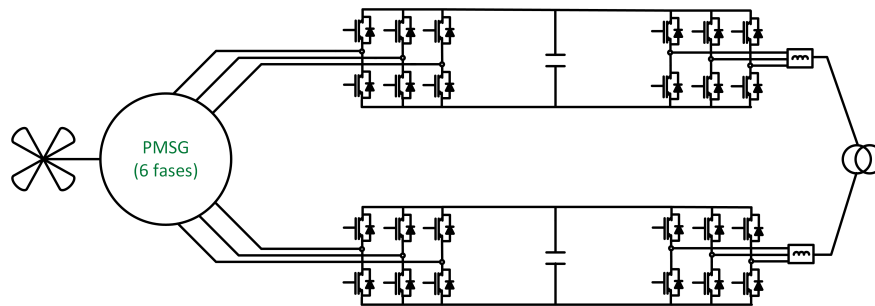


Figura 1.2: Acionamento elétrico baseado no PMSG de seis fases aplicado à geração de energia eólica com configuração "Back-To-Back".

ados em paralelo [5]. Alguns exemplos de turbinas eólicas baseadas em PMSG multifásicos são a Envision E128-3.6 MW, Goldwind GW70/77 e a Vensys V70/77 [14]. Diagramas simplificados deste tipo de configuração estão representados nas Figuras 1.1 e 1.2.

De uma forma geral, os PMSG multifásicos aplicados à energia eólica possuem um número de fases  $m$  dado pela expressão  $m = 3 \cdot k$ , em que  $k$  é o número de enrolamentos trifásicos [15]. Normalmente os neutros são isolados por forma a evitar a circulação de correntes de sequência nula e também para permitir, em caso de avaria, a desativação do enrolamento trifásico afectado por forma a manter o gerador em funcionamento com uma redução de potência de  $1/k \times 100\%$  em relação ao seu valor nominal [16].

A configuração dos enrolamentos estatóricos dos PMSG multifásicos pode ser classificada como simétrica ou assimétrica, consoante o desfaseamento elétrico entre os  $k$  conjuntos de enrolamentos trifásicos seja dado pela expressão  $360/m$  ou pela expressão  $360/2m$ , respetivamente [17]. No caso particular do PMSG de seis fases (Fig. 1.3), a configuração assimétrica permite eliminar os harmónicos do binário de ordem  $h = 6 \cdot n$  em que  $n$  é um número inteiro ímpar. Para além disso, a configuração assimétrica diminui o conteúdo har-

mónico da força magnetomotriz (MMF), reduzindo assim as perdas induzidas no rotor do gerador [9].

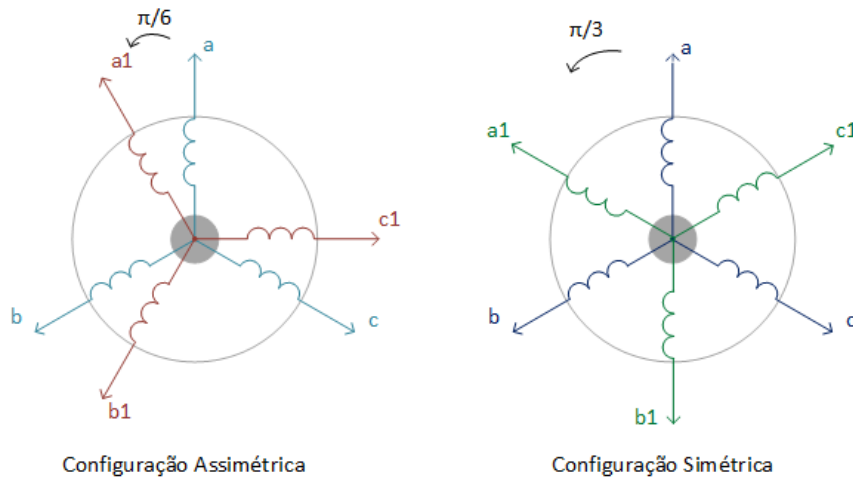


Figura 1.3: Configuração assimétrica e simétrica dos enrolamentos estatóricos de um PMSG de seis fases.

### 1.3 Objetivos do Trabalho

Partindo de um protótipo de um PMSG de seis fases, com configuração assimétrica, com dimensões internas e materiais conhecidos, tendo sido previamente simulado numa ferramenta de elementos finitos, o trabalho desenvolvido teve como objetivos:

- Projetar e desenvolver o *hardware* de suporte necessário de modo a que o PMSG seja alimentado por conversores de potência, podendo ser assim sujeito a uma estratégia de controlo preditivo de corrente (PCC) que será executada numa plataforma de controlo digital dSPACE. Construir o equipamento necessário que permita a correta comunicação entre o dSPACE e os conversores de potência; e a montagem de equipamento de suporte que facilite a aquisição de dados e que garanta solidez nos resultados obtidos.
- Após a conclusão da montagem experimental, realizar testes experimentais para obtenção dos parâmetros elétricos do PMSG de modo a que seja possível validar o protótipo e testar de forma adequada o respetivo modelo matemático.

# Capítulo 2

## Estado da Arte Sobre PMSGs Multifásicos

### 2.1 Breve Introdução

O histórico de máquinas multifásicas remonta à década de 1920 onde foi sentida a necessidade de utilizar dois conjuntos de enrolamentos trifásicos no estator dos geradores de grande potência por forma a diminuir a corrente nominal por fase, devido ao poder de corte limitado dos circuitos de proteção e ao tamanho das reatâncias limitadoras de corrente [18]. O estudo de máquinas de seis fases com configuração assimétrica teve início em 1970 e continuou nas décadas seguintes [18–22] sendo que a partir da segunda metade da década de 1990, com o surgimento e implementação de acionamentos elétricos a velocidade variável, o estudo de máquinas de seis fases com rotor com ímãs permanentes passou a ser mais intensivo [23], sendo atualmente o estudo do funcionamento de PMSGs de seis fases em diferentes áreas de aplicação foco de investigação para diversos autores.

Este capítulo tem como principal objetivo descrever a evolução no estudo de PMSG de seis fases, os modelos matemáticos validados para máquinas com esta configuração e técnicas de determinação de parâmetros elétricos que já foram aplicadas, quer em máquinas de seis fases, quer em máquinas trifásicas com rotor com ímãs permanentes.

## 2.2 Modelo Matemático de um PMSG de Seis Fases

Tal como nas máquinas trifásicas, a aplicação de transformações matemáticas a máquinas de seis fases permite transformar a componente fundamental das variáveis (tensão, corrente e fluxo encadeado) em valores constantes em regime permanente, simplificando assim o seu modelo matemático. A primeira transformação usada em máquinas de seis fases, denominada de transformação  $d$ - $q$  dupla  $\mathbf{T}_{dq}$ , foi sugerida em [17], e é definida como:

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_p(\theta_r) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_p(\theta_r - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

em que  $\theta_r$  é a posição angular elétrica do rotor e  $\mathbf{T}_p$  a matriz da transformação de Park aplicada a máquinas trifásicas, definida como:

$$\mathbf{T}_p(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

A matriz de transformação (2.1) trata ambos os conjuntos de enrolamentos como máquinas trifásicas independentes, em que a contribuição para a produção de fluxo e binário de cada máquina é mapeada nos espaços  $d_1 - q_1$  e  $d_2 - q_2$ . A transformação  $d$ - $q$  dupla é aplicada da seguinte forma a uma variável  $\mathbf{f}^{abc}$  em coordenadas de fase:

$$\begin{bmatrix} f_{d1} & f_{q1} & f_{01} & f_{d2} & f_{q2} & f_{02} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{DQ} \cdot \begin{bmatrix} f_{a1} & f_{b1} & f_{c1} & f_{a2} & f_{b2} & f_{c2} \end{bmatrix}^T. \quad (2.3)$$

A transformação de decomposição no espaço vetorial (VSD) foi proposta em [20] e permite a separação das variáveis responsáveis pela produção de fluxo e binário das restantes. A matriz de transformação VSD,  $\mathbf{T}_{vsd}$  é dada por:



$$\mathbf{T}_{\text{vsd}} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

onde a sua aplicação a uma variável em coordenadas de fase é feita da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha} & f_{\beta} & f_{x'} & f_{y'} & f_{z1} & f_{z2} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{\text{vsd}} \cdot \begin{bmatrix} f_{a1} & f_{b1} & f_{c1} & f_{a2} & f_{b2} & f_{c2} \end{bmatrix}^T. \quad (2.5)$$

A matriz de transformação vsd mapeia as variáveis responsáveis pela produção de fluxo e binário no espaço  $\alpha - \beta$ , de forma similar às máquinas trifásicas. Por outro lado, os harmônicos de ordem 5, 7, 17 19, etc. que não contribuem para a produção de fluxo ou binário são mapeados no espaço  $x - y$  em funcionamento normal [9]. O desequilíbrio entre os conjuntos de enrolamentos trifásicos é também mapeado no espaço  $x'-y'$  com uma frequência igual à componente fundamental [24]. Por fim, no espaço  $z1 - z2$  são mapeadas as componentes homopolares das variáveis (corrente, tensão, etc.). Uma vez que cada conjunto de enrolamentos do PMSG de seis fases é ligado em estrela com os neutros isolados, evitando a circulação das componentes homopolares da corrente, as componentes  $z1-z2$  são desprezadas e a transformação VSD é redefinida como:

$$\mathbf{T}_{\text{vsd}} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Por forma a transformar as variáveis para o referencial do rotor, em conjunto com a matriz (2.6) é também utilizada a seguinte matriz de rotação,  $\mathbf{T}_{\text{rot}}$  [25]:

$$\mathbf{T}_{\text{rot}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_r) & +\cos(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ 0 & 0 & \sin(\theta_r) & +\cos(\theta_r) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

onde a sua aplicação em conjunto com a matriz (2.6) a uma variável em coordenadas de fase é feita da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} f_d & f_q & f_x & f_y \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{\text{rot}} \times \mathbf{T}_{\text{vsd}} \cdot \begin{bmatrix} f_{a1} & f_{b1} & f_{c1} & f_{a2} & f_{b2} & f_{c2} \end{bmatrix}^T. \quad (2.8)$$

A matriz (2.7) aplica uma rotação no sentido anti-horário às componentes do espaço  $d-q$ , tal como nas máquinas trifásicas. No caso do plano  $x-y$  é usual ser aplicada uma rotação no sentido horário para controlar facilmente o desequilíbrio entre ambos os conjuntos de enrolamentos trifásicos [26].

### 2.2.1 Fluxo Estatórico Encadeado como Variável de Estado

A equação de tensão do estator do PMSG de seis fases, em coordenadas de fase, é dada por:

$$\mathbf{u}_s^{\text{abc}} = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_s^{\text{abc}} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s^{\text{abc}}}{dt}, \quad (2.9)$$

onde  $\mathbf{i}_s^{\text{abc}}$  é o vetor das correntes do estator,  $\boldsymbol{\psi}_s^{\text{abc}}$  é o vetor dos fluxos encadeado do estator e  $\mathbf{R}_s^{\text{abc}} = R_s \cdot \mathbf{I}_6$  é a matriz das resistências dos enrolamentos do estator. Os vetores  $\{\mathbf{u}_s^{\text{abc}}, \mathbf{i}_s^{\text{abc}}, \boldsymbol{\psi}_s^{\text{abc}}\}$  em coordenadas de fase são definidos da seguinte forma,  $\mathbf{f}^{\text{abc}} = \begin{bmatrix} f_{a1} & f_{b1} & f_{c1} & f_{a2} & f_{b2} & f_{c2} \end{bmatrix}^T$ .

Considerando a equação de tensão do estator definida em (2.9), e aplicando a transformação VSD (2.6) juntamente com a matriz de rotação (2.7), é possível obter o modelo dinâmico do PMSG de seis fases no referencial rotórico com o fluxo encadeado do estator como variável de estado [27] :

$$\mathbf{u}_s^{\text{dq}} = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_s^{\text{dq}} + \frac{d\psi_s^{\text{dq}}}{dt} + \omega_r \mathbf{J} \cdot \psi_s^{\text{dq}}, \quad (2.10)$$

onde  $\omega_r$  é a velocidade angular elétrica do rotor, as variáveis  $\{ \mathbf{u}_s^{\text{dq}}, \mathbf{i}_s^{\text{dq}}, \psi_s^{\text{dq}} \}$  são os vetores da tensão, corrente e fluxo encadeado do estator no referencial do rotórico, definidos da seguinte forma  $\mathbf{f}^{\text{dq}} = [f_d \ f_q \ f_x \ f_y]^T$ . A matriz  $\mathbf{J}$  é definida como:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

O binário electromagnético do PMSG de seis fases,  $T_e$ , é dado pela relação:

$$T_e = 3 \cdot p (\psi_{ds} \cdot i_{qs} - \psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (2.12)$$

Por forma a considerar um comportamento magnético não linear do PMSG, as componentes do fluxo encadeado no estator nos espaços  $d$ - $q$  ( $\psi_{ds}, \psi_{qs}$ ) e  $x$ - $y$  ( $\psi_{xs}, \psi_{ys}$ ) têm de ser obtidas para diferentes valores das correntes no gerador ( $i_{ds}, i_{qs}, i_{xs}, i_{ys}$ ):

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{ds} = \psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs}, i_{xs}, i_{ys}) \\ \psi_{qs} = \psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs}, i_{xs}, i_{ys}) \\ \psi_{xs} = \psi_{xs}(i_{ds}, i_{qs}, i_{xs}, i_{ys}) \\ \psi_{ys} = \psi_{ys}(i_{ds}, i_{qs}, i_{xs}, i_{ys}) \end{array} \right. \quad (2.13)$$

### 2.2.2 Corrente do Estator como Variável de Estado

Uma vez que nos acionamentos elétricos o controlo de corrente em malha fechada é mais comum, pois a corrente pode ser facilmente medida, a equação de tensão do PMSG de seis fases pode ser expressa utilizando a corrente do estator como variável de estado. Considerando que o fluxo encadeado do estator é dado pela expressão:

$$\psi_s^{\text{dq}} = \psi_{\text{pm}}^{\text{dq}} + \mathbf{L}_s \cdot \mathbf{i}_s^{\text{dq}} \quad (2.14)$$

em que  $\boldsymbol{\psi}_{pm}^{dq} = \begin{bmatrix} \psi_{pm} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$  é o vetor do fluxo encadeado do estator devido aos ímanes permanentes no referencial rotórico, e  $\mathbf{L}_s$  é a matriz das indutâncias aparentes, cujos elementos dependem da corrente nos espaços  $d$ - $q$  e  $x$ - $y$ , é definida como:

$$\mathbf{L}_s(i_{ds}, i_{qs}, i_{xs}, i_{ys}) = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} & L_{dx} & L_{dy} \\ L_{qd} & L_q & L_{qx} & L_{qy} \\ L_{xd} & L_{xq} & L_x & L_{xy} \\ L_{yd} & L_{yq} & L_{yx} & L_y \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Ao substituir (2.14) em (2.10), é possível representar a equação de tensão do estator do PMSG de seis fases da seguinte forma:

$$\mathbf{u}_s^{dq} = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_s^{dq} + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_s^{dq}}{\partial \mathbf{i}_s^{dq}} \times \frac{d\mathbf{i}_s^{dq}}{dt} + \omega_r \mathbf{J} \cdot (\boldsymbol{\psi}_{pm}^{dq} + \mathbf{L}_s \cdot \mathbf{i}_s^{dq}), \quad (2.16)$$

onde a derivada parcial das componentes do fluxo encadeado em função das correntes é definida como a matriz das indutâncias incrementais ( $\mathbf{L}_{s,inc}$ ):

$$\mathbf{L}_{s,inc} = \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_s^{dq}}{\partial \mathbf{i}_s^{dq}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_{ds}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \psi_{ds}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \psi_{ds}}{\partial i_{xs}} & \frac{\partial \psi_{ds}}{\partial i_{ys}} \\ \frac{\partial \psi_{qs}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \psi_{qs}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \psi_{qs}}{\partial i_{xs}} & \frac{\partial \psi_{qs}}{\partial i_{ys}} \\ \frac{\partial \psi_{xs}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \psi_{xs}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \psi_{xs}}{\partial i_{xs}} & \frac{\partial \psi_{xs}}{\partial i_{ys}} \\ \frac{\partial \psi_{ys}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \psi_{ys}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial \psi_{ys}}{\partial i_{xs}} & \frac{\partial \psi_{ys}}{\partial i_{ys}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & l_{dq} & l_{dx} & l_{dy} \\ l_{qd} & l_q & l_{qx} & l_{qy} \\ l_{xd} & l_{xq} & l_x & l_{xy} \\ l_{yd} & l_{yq} & l_{yx} & l_y \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

De uma forma geral, as indutâncias aparentes e incrementais apenas são iguais caso a relação entre a corrente e o fluxo seja linear [28].

Embora o modelo matemático do PMSG de seis fases com a corrente do estator como variável de estado seja o mais indicado para o controlo de corrente em malha fechada, este possui a desvantagem de ser necessário caracterizar as indutâncias aparentes e incrementais da máquina utilizando métodos de parametrização adequados [29].

## 2.3 Métodos de Determinação de Parâmetros em PMSGs

A determinação dos parâmetros de uma máquina elétrica torna-se essencial com vista à estratégia de controlo aplicado à mesma ser o mais eficaz possível e por forma a que o

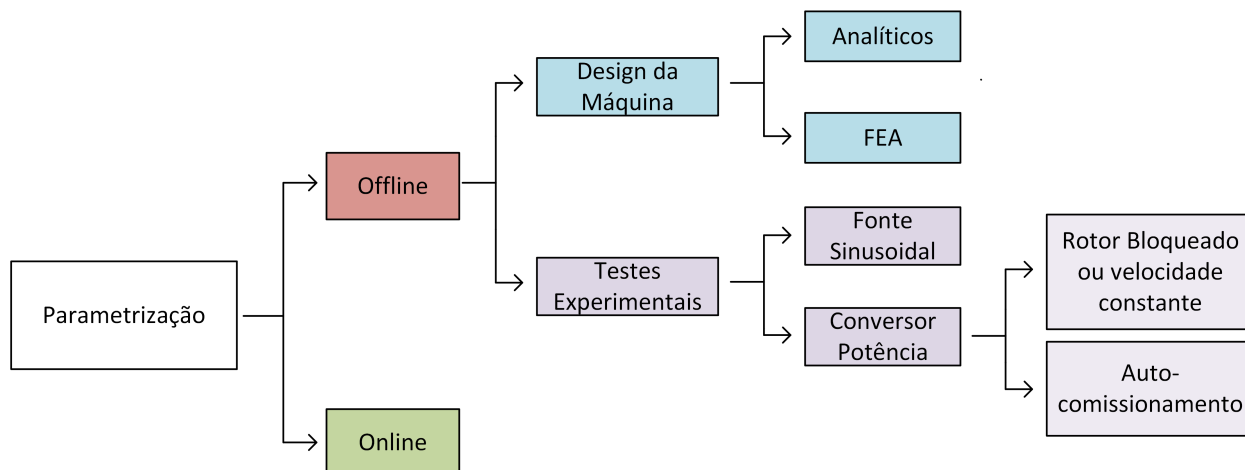


Figura 2.1: Diagrama representativo dos diferentes métodos de parametrização [30].

estudo do funcionamento da mesma seja rigoroso, de modo a tornar o protótipo válido para execução de tarefas fora de ambiente laboratorial.

### 2.3.1 PMSGs Trifásicos

Apesar do relativamente reduzido número de estudos no que a parametrização experimental de PMSGs de seis fases diz respeito, existe um leque variado de métodos de parametrização experimental de PMSGs trifásicos que podem ser aplicados, com as devidas adaptações, ao gerador em estudo. Em 2015, Odhano fez um estudo dos métodos de parametrização mais relevantes de PMSG de 3 três fases, dividindo os mesmos em duas grandes categorias: métodos *offline* (testes onde a máquina é submetida a ensaios experimentais) e métodos *online* (realizados quando a máquina está em desempenho das funções para as quais foi designada) [30]. A figura 2.1 representa os diversos métodos possíveis de determinação de parâmetros, sob a forma de diagrama.

#### Métodos *Offline*

Nos métodos *offline* destaca-se a análise por elementos finitos (FEA) utilizada sobretudo em fases de prototipagem, que consiste na simulação através de *software* do funcionamento máquina, tendo prévio conhecimento das dimensões físicas e dos materiais constituintes da mesma [31], permitindo uma análise inicial aos parâmetros da máquina e servindo como base para comparação dos valores obtidos em ambiente laboratorial. A parametrização em FEA é

realizada através da utilização de modelos matemáticos válidos [32] que permitem o cálculo rápido dos parâmetros da máquina, mas com a desvantagem de, dado serem realizados testes em *software*, a simulação perfeita das condições de funcionamento reais às quais a máquina irá estar submetida muitas vezes não acontece.

De grande relevo, também se evidenciam os métodos experimentais em laboratório, onde conversores de potência [33], [34], [35], [36] ou de fontes sinusoidais na alimentação da máquina [37] são amplamente utilizadas.

A técnica de determinação de parâmetros de preferência para a maioria dos autores, passa pela utilização de conversores de potência na alimentação de um PMSG através da aplicação de vetores de corrente adequados (a velocidade rotórica constante ou com o rotor bloqueado). A título de exemplo, Vandoorn em 2010 realizou estudos ao comportamento de um PMSG sujeito a uma alimentação composta por sinais puramente sinusoidais em simultâneo com amplitudes diferentes e frequências diferentes por forma a analisar o comportamento da máquina na presença de conteúdo harmónico significativo na alimentação da mesma [38]. Com a utilização de conversores de potência surge também o auto-comissionamento, que cada vez é mais utilizado dada a necessidade de implementação de técnicas de identificação e parametrização simples e rápidas [39], em que o próprio acionamento determina os parâmetros da máquina instala de forma automática, obtendo resultados com precisão razoável para a realização de tarefas que não exijam elevada certeza no conhecimento dos parâmetros da máquina.

Por sua vez, a utilização de fontes sinusoidais traz a vantagem da redução do conteúdo harmónico nos parâmetros determinados, no entanto os valores obtidos serão menos realistas em comparação aos obtidos com conversores de potência, dado que em ambiente não laboratorial a maioria das fontes têm elevado conteúdo harmónico [40].

### **Métodos *Online***

A determinação de parâmetros *online* é supervisionada pelo sistema de controlo, ajustando este as variáveis de controlo (fluxo do estator, binário eletromecânico, velocidade de rotação, etc.) por forma a garantir a fiabilidade do controlo. Estes métodos permitem a identificação de falhas em fases iniciais de funcionamento por forma a evitar falhas de

funcionamento. Em 2016, Decker [41] faz análise ao estudo da parametrização *online* de um PMSG trifásico sujeito a uma estratégia de PCC e pertencente a um sistema de controle industrial de tração. Através do controle de corrente, Decker conseguiu mapear os fluxos encadeados da máquina no pleno desempenho das suas funções, recorrendo a um modelo matemático para validação dos parâmetro, enquanto a máquina desempenhava as suas funções em ambiente industrial.

A técnica de parametrização *online* não é utilizada em muitas aplicações, uma que vez que um erro na estimação de parâmetros poderá colocar em causa outros componentes do acionamento, causando prejuízos a nível logístico e financeiro.

### 2.3.2 PMSGs de seis fases

No caso de um PMSG de seis fases é essencial determinar os valores das indutâncias associados a cada conjunto de enrolamentos do estator, a resistência desses mesmos enrolamentos e o fluxo magnético produzido pelos ímanes permanentes presentes no rotor da máquina. Em 2013, Samuli Kallio [42] apresenta três métodos baseados de parametrização de um PMSG de seis fases assimétrico com ímanes no interior do rotor:

1. Cálculo das indutâncias por fase, através da simulação do PMSG em elementos finitos. Este método requer o conhecimento das dimensões internas e materiais da máquina.
2. Aplicação das relações matemáticas entre fluxo e corrente. Ao impor uma velocidade constante à máquina num intervalo de tempo e injetando correntes de referência constantes no PMSG, as indutâncias são calculadas através das relações entre fluxo e corrente.
3. Tal como no método anterior, a velocidade do PMSG é mantida constante e são aplicadas referências de corrente durante pequenos intervalos de tempo. As indutâncias são calculadas através das equações de tensão do estator do PMSG em regime permanente.

Todos estes ensaios foram realizados no mesmo *setup* experimental, que consistia no PMSG acoplado mecanicamente a uma máquina DC, três inversores de fonte de tensão e um variador de velocidade comercial. A máquina DC tinha como objetivo manter a velocidade de rotação no valor de referência constante. Em todos os ensaios foram também tomados em conta quatro pontos de funcionamento: em vazio; à carga nominal e em duas situações de saturação

magnética, em que o fluxo é constante. Embora os efeitos de saturação magnética tenham sido demonstrados neste trabalho, não foram consideradas as indutâncias incrementais no modelo do PMSG e no algoritmo de controlo apenas foram considerados os valores das indutâncias aparentes sem saturação.

Para além do trabalho de Samuli Kallio, Hisham Eldeeb em 2018 [27] realizou uma série de ensaios experimentais por forma a obter os mapas de fluxo e as indutâncias incrementais num IPMSM. Neste trabalho, o autor utilizou a equação de tensão do IPMSM em regime permanente para calcular o fluxo encadeado para vários valores de corrente a velocidade fixa e obteve as indutâncias incrementais do PMSG através da derivação parcial dos mapas de fluxo. Este trabalho apenas considerou os efeitos da saturação magnética cruzada dentro dos espaços  $d-q$  e  $x-y$  e não entre eles.



# Capítulo 3

## Procedimentos e Resultados Experimentais

### 3.1 Montagem Experimental

A figura 3.1 esquematiza a montagem experimental utilizada na realização de todos os testes efetuados. A partir de um autotransformador, ligado à rede por via de interruptores, é regulada a tensão do barramento de corrente contínua (DC) (constituído por 2 condensadores ligados em série de capacidade  $6800 \mu\text{F}$  e tensão nominal de 400 V) devido à interligação do mesmo com o autotransformador por via de um retificador trifásico de diodos. O barramento DC inclui uma carga resistiva que permite a proteção dos condensadores em situações de desaceleração, dado não ser possível proceder ao processo de travagem regenerativa dada a

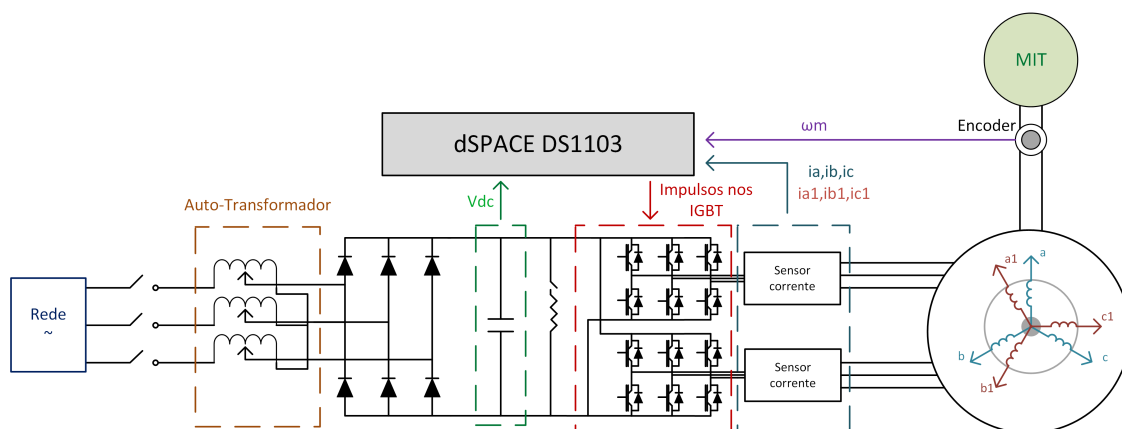


Figura 3.1: Diagrama representativo da montagem experimental.

incapacidade do retificador de díodos de executar esta tarefa.

Dado o PMSG ter dois conjuntos de enrolamentos trifásicos, existiu a necessidade de colocar duas pontes inversoras trifásicas de IGBTs, sendo os impulsos de controlo enviados através da plataforma de controlo dSPACE DS1103. A plataforma de controlo recebe como sinais de entrada, as medidas da tensão do barramento DC, das correntes de alimentação de cada uma das fases do PMSG e a posição mecânica do rotor do PMSG, obtida através de um *encoder* incremental. A comutação dos IGBTs das pontes inversoras é decidida pela estratégia de PCC [43], programada em Matlab/Simulink, que é executada na plataforma de controlo dSPACE em tempo real com um tempo de amostragem de  $T_s = 50\mu\text{s}$ .

Por forma a que a velocidade do PMSG fosse regulada e mantida constante, este foi acoplado mecanicamente a uma máquina de indução trifásica (MIT), controlado por um variador eletrónico de velocidade comercial.

Na aquisição e visualização de dados foi utilizada a interface ControlDesk, dotada de equipamento virtual de aquisição de dados, bem como de janelas de visualização apropriadas para os sinais obtidos.

Para a correta implementação da estratégia de controlo foi necessária a construção de equipamento de suporte, tal como referido no Capítulo 1. De maior impacto, foram projetadas duas placas de circuito impresso:

1. **Placa de Isolamento e Geração de Tempos-Mortos:** Construída com o objetivo de fazer a comunicação entre o dSPACE e as pontes inversoras de IGBTs. Esta placa tem como principal função isolar o circuito que gera os sinais de entrada (plataforma dSPACE) do circuito que recebe os sinais de saída (*drivers* dos IGBTs) através do uso de opto-isoladores. Para além disso, converte os sinais recebidos de lógica TTL para lógica CMOS, requeridos pela ponte inversora. Foi também adicionada a opção de gerar tempos-mortos (*dead-times*), por forma a desfasar temporalmente o desligar e ligar dos IGBTs pertencentes ao mesmo braço na ponte inversora e assim evitar possíveis curto-circuitos no barramento DC. Esta última funcionalidade pode ser ligada ou desligada para cada sinal e o tempo morto pode ser ajustado manualmente ao regular o potenciómetro devido no circuito da placa. As diferentes áreas da placa estão representadas na figura 3.2.

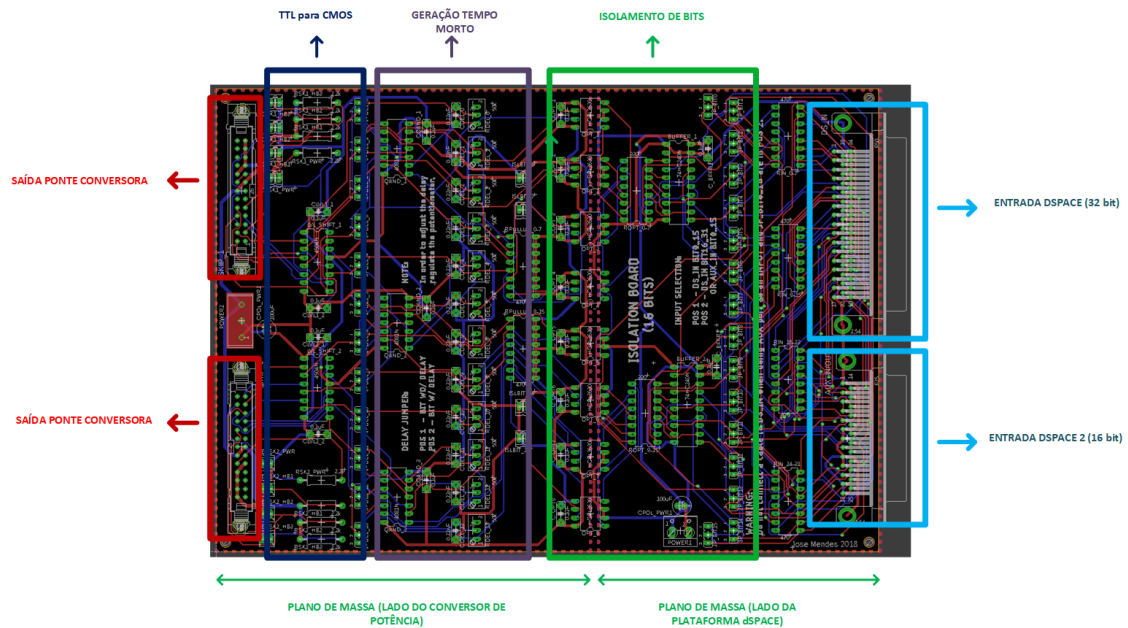


Figura 3.2: Diferentes áreas da placa de isolamento e geração de tempo morto

2. **Placa de Correção de Ruído do Encoder:** Dado o encoder ser um componente com elevada sensibilidade mecânica e eletrônica, a presença de fontes de ruído perturba os sinais enviados pelo mesmo. Por forma a permitir a leitura correta da posição angular do rotor da máquina por parte do dSPACE foi necessário elaborar uma PCB que amplificasse os sinais enviados pelo encoder, através do uso de amplificadores operacionais, e eliminasse grande parte do ruído, através do uso de filtros RC passa-baixo.

Todos os restantes equipamentos elaborados, bem como uma descrição pormenorizada das PCB encontram-se disponíveis no Apêndice A.

## 3.2 Mapas de Fluxo Encadeado

Por forma a calcular o valor do fluxo encadeado, a velocidade de rotação é imposta com uma máquina auxiliar e as referências de corrente  $\{i_{ds}^*, i_{qs}^*, i_{xs}^*, i_{ys}^*\}$  são impostas ao PMSG através do algoritmo de PCC [43]. Considerando que o PMSG está a funcionar em regime permanente, a derivada do fluxo encadeado do estator em relação ao tempo pode ser desprezada e a equação de tensão no referencial rotórico, definida em (2.10), toma a seguinte forma:

$$\mathbf{u}_s^{\text{dq}} = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_s^{\text{dq}} + \omega_r \mathbf{J} \cdot \boldsymbol{\psi}_s^{\text{dq}}, \quad (3.1)$$

o que resulta nas seguintes equações para determinar o fluxo encadeado do estator:

$$\begin{cases} \psi_{ds} = \frac{u_{qs} - R_s i_{qs}}{\omega_r} \\ \psi_{qs} = -\frac{u_{ds} - R_s i_{ds}}{\omega_r} \\ \psi_{xs} = -\frac{u_{ys} - R_s i_{ys}}{\omega_r} \\ \psi_{ys} = \frac{u_{xs} - R_s i_{xs}}{\omega_r} \end{cases} \quad (3.2)$$

Uma vez que a tensão do estator não é medida, esta é estimada através da leitura da tensão do barramento dc e do estado de comutação dos inversores selecionado pela estratégia PCC. É também feita a compensação na tensão estimada devido ao tempo-morto (*dead-time*) dos semicondutores tal como em [44]. Por fim a tensão estimada é filtrada por um filtro passa-baixo com uma frequência de corte de 250 Hz e as equações apresentadas em (3.2) são avaliadas. Para cada ponto de operação  $(i_{ds}, i_{qs}, i_{xs}, i_{ys}) = (i_{ds}^*, i_{qs}^*, i_{xs}^*, i_{ys}^*)$  é calculado o valor médio do fluxo encadeado no referencial rotórico para 5 períodos elétricos.

Utilizando a *curve fitting toolbox* do Matlab, é possível aproximar a curva de  $\psi_{ds}(i_{ds})$ , em que  $i_{qs}^* = i_{xs}^* = i_{ys}^* = 0$  A, através de um polinómio de 2ª ordem com um erro médio quadrático de 1.9 mWb:

$$\psi_{ds}(i_{ds}) = p_{d1} \cdot i_{ds}^2 + p_{d2} \cdot i_{ds} + p_{d3} \quad (3.3)$$

em que os coeficientes obtidos são dados por:  $p_{d1} = -1.59 \times 10^{-4}$ ,  $p_{d2} = 54.80 \times 10^{-3}$  e  $p_{d3} = 0.9387$ . É possível verificar através da Fig. 3.3 que a curva  $\psi_{ds}(i_{ds})$  tem uma relação aproximadamente linear com  $i_{ds}$  e apenas começa a saturar quando  $i_{ds} > 3$  A. Isto acontece porque o circuito magnético da máquina foi dimensionado para, em funcionamento à carga nominal, suportar um valor de  $\psi_{ds} = \psi_{\text{pm}}$  sem a ocorrência de saturação magnética [45].

A variação de  $\psi_{qs}$  em função de  $i_{qs}$ , com as restantes referências de corrente nulas, é apresentada na Fig. 3.4. Neste caso, a curva  $\psi_{qs}(i_{qs})$  estimada é aproximada com um polinómio de 2ª ordem, com um erro médio quadrático de 0.64 mWb:

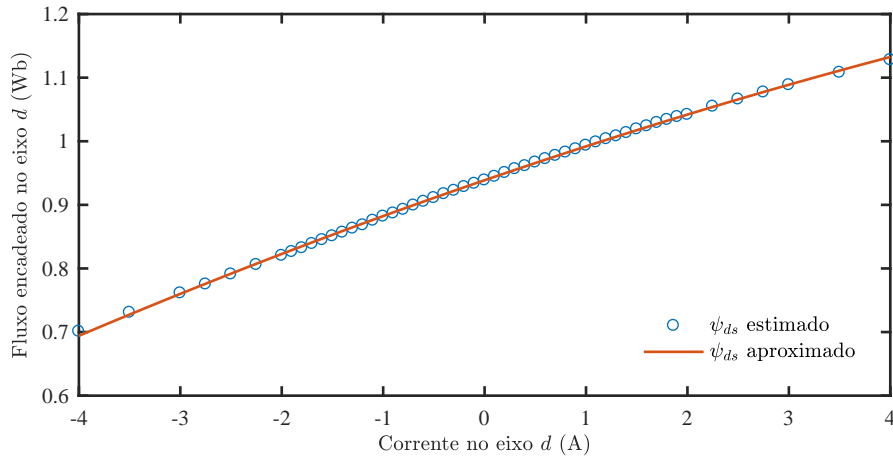


Figura 3.3: Fluxo encadeado no eixo  $d$  em função da corrente no eixo  $d$ .

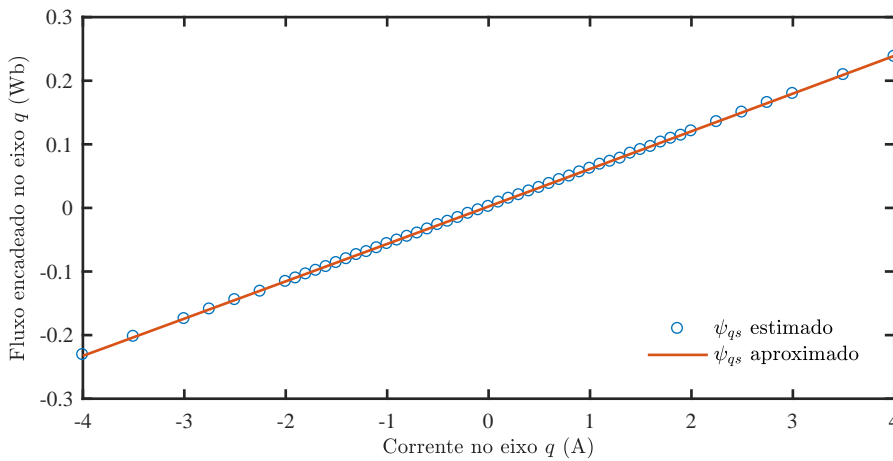


Figura 3.4: Fluxo encadeado no eixo  $q$  em função da corrente no eixo  $q$ .

$$\psi_{qs}(i_{qs}) = p_{q1} \cdot i_{qs}^2 + p_{q2} \cdot i_{qs} + p_{q3} \quad (3.4)$$

em que os coeficientes obtidos tem os valores:  $p_{q1} = 6.14 \times 10^{-5}$ ,  $p_{q2} = 58.97 \times 10^{-3}$  e  $p_{q3} = 2.27 \times 10^{-3}$ . Neste caso, a relação entre  $\psi_{qs}$  e a corrente  $i_{qs}$  pode ser considerada aproximadamente linear, exibindo um efeito pouco perceptível da saturação magnética para o intervalo de valores de corrente testado.

A curva do fluxo encadeado nos eixos  $x$  e  $y$  em função das correntes  $i_{xs}$  e  $i_{ys}$ , respectivamente, são apresentadas na Fig. 3.5 e na Fig. 3.6. Tal como no caso anterior, ambas as curvas podem ser aproximadas com um polinômio de grau 2 com erros médios quadráticos de  $5.49 \times 10^{-4}$  e  $3.84 \times 10^{-4}$ , respectivamente. A curva de  $\psi_{xs}(i_{xs})$  e  $\psi_{ys}(i_{ys})$  são aproximadas pelo polinômios de 2ª ordem:

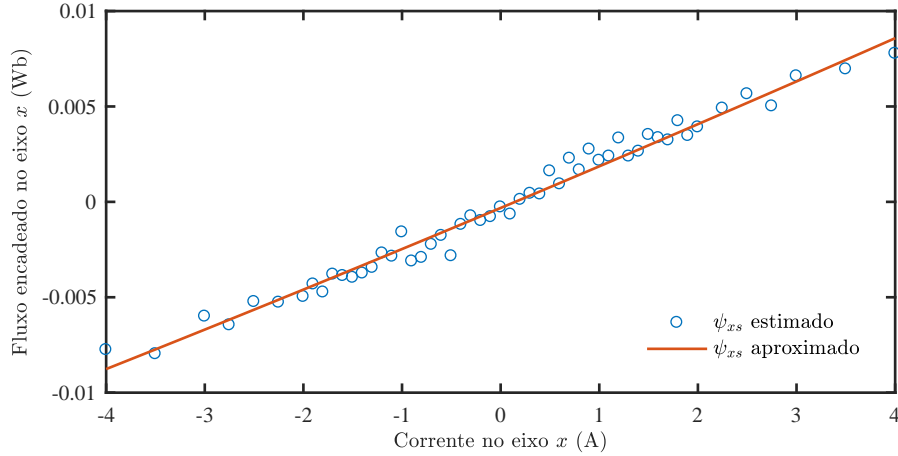


Figura 3.5: Fluxo encadeado no eixo  $x$  em função da corrente no eixo  $x$ .

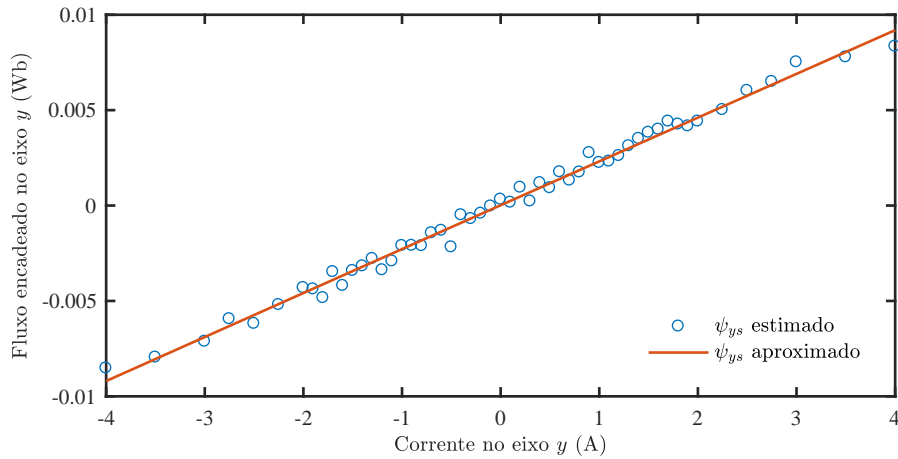


Figura 3.6: Fluxo encadeado no eixo  $y$  em função da corrente no eixo  $y$ .

$$\psi_{xs}(i_{xs}) = p_{x1} \cdot i_{xs}^2 + p_{x2} \cdot i_{xs} + p_{x3} \quad (3.5)$$

$$\psi_{ys}(i_{ys}) = p_{y1} \cdot i_{ys}^2 + p_{y2} \cdot i_{ys} + p_{y3} \quad (3.6)$$

com  $p_{x1} = 1.42 \times 10^{-5}$ ,  $p_{x2} = 2.17 \times 10^{-3}$ ,  $p_{x3} = -3.19 \times 10^{-4}$ ,  $p_{y1} = -1.25 \times 10^{-6}$ ,  $p_{y2} = 2.30 \times 10^{-3}$ ,  $p_{y3} = 1.72 \times 10^{-5}$ . Tal como no caso anterior, a relação entre a corrente e o fluxo no espaço, nas curvas da Fig. 3.5 e da Fig. 3.6 é aproximadamente linear para valores de corrente mais baixos. O efeito da saturação em ambas as curvas é visível para correntes mais elevadas (em valor absoluto), ainda que seja pouco significativo.

Na Fig. 3.7 é explorado o efeito que a aplicação de referências de corrente não nulas nos restantes eixos tem na curva  $\psi_{ds}(i_{ds})$ . Apenas a aplicação de referências de corrente não

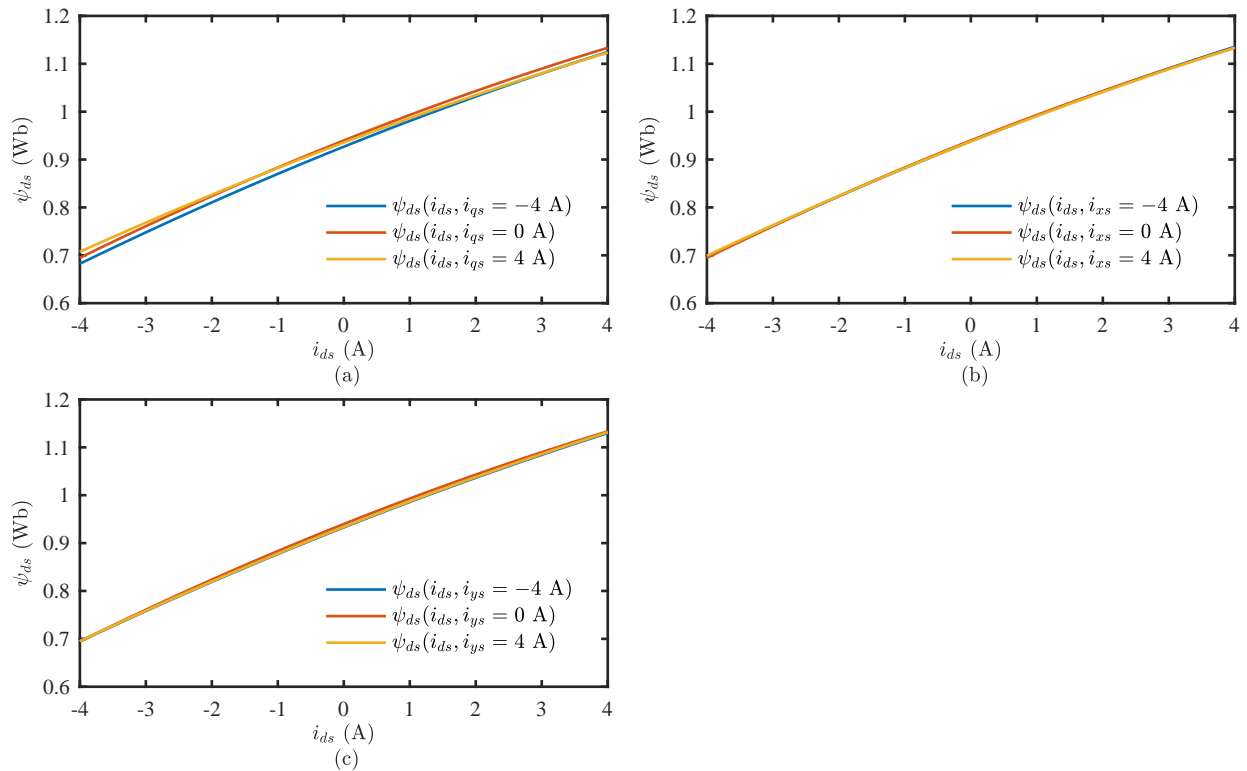


Figura 3.7: Polinômios do fluxo encadeado no eixo  $d$  em função da corrente no eixo  $d$  para diferentes níveis de corrente no: (a) eixo  $q$ ; (b) eixo  $x$  e (c) eixo  $y$ .

nulas no eixo  $q$  leva a uma ligeira descida na curva  $\psi_{ds}(i_{ds})$ , demonstrando um efeito pouco pronunciado da saturação cruzada. Por outro lado, a aplicação de referências de corrente não nulas no espaço  $x$ - $y$  quase não tem efeito nas curvas de  $\psi_{ds}(i_{ds})$ . Os dados referentes aos polinômios usados para aproximar as curvas da Fig. 3.7 são dados na Tabela 3.1.

Na Fig. 3.8 são apresentadas as curvas aproximadas de  $\psi_{qs}(i_{qs})$  para diferentes valores de corrente nos restantes eixos, cujos dados relativos aos polinômios são dados na Tabela 3.2. Tal como no caso anterior, apenas é visível o efeito da saturação cruzada na curva  $\psi_{qs}(i_{qs})$  quando são impostas referências de corrente no eixo  $q$ .

O efeito da imposição de referências de corrente não nulas nos diferentes eixos nas curvas de  $\psi_{xs}$  é mostrado na Fig. 3.9 e a informação relativa aos polinômios interpoladores utilizados é dada na Tabela 3.3. Neste caso,  $\psi_{xs}$  tem sempre um valor baixo, mesmo para valores elevados de corrente no eixo  $x$  o que mostra que a indutância neste eixo é muito baixa, característica típica das máquinas de seis fases [45]. Devido a essa baixa indutância, é mais fácil observar o efeito da saturação cruzada nesta situação. Tal efeito não é relevante, uma vez que o espaço  $x$ - $y$  não contribui para a produção de binário e fluxo [9].

Tabela 3.1: Coeficientes e erro quadrático médio dos polinômios utilizados para aproximar as curvas do fluxo encadeado no eixo  $d$  apresentadas na Fig. 3.7.

Curva	Coeficientes	Erro (Wb)
$\psi_{ds}(i_{ds})$	$p_{d1} = -1.61 \times 10^{-3}$ $p_{d3} = 0.9398$ $p_{d2} = 54.84 \times 10^{-3}$	$2.10 \times 10^{-3}$
$\psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs} = -4 \text{ A})$	$p_{d1} = -1.46 \times 10^{-3}$ $p_{d3} = 0.9268$ $p_{d2} = 55.28 \times 10^{-3}$	$1.50 \times 10^{-3}$
$\psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs} = 4 \text{ A})$	$p_{d1} = -1.26 \times 10^{-3}$ $p_{d3} = 0.9355$ $p_{d2} = 51.99 \times 10^{-3}$	$9.94 \times 10^{-4}$
$\psi_{ds}(i_{ds}, i_{xs} = -4 \text{ A})$	$p_{d1} = -1.37 \times 10^{-3}$ $p_{d3} = 0.9383$ $p_{d2} = 54.75 \times 10^{-3}$	$1.80 \times 10^{-3}$
$\psi_{ds}(i_{ds}, i_{xs} = 4 \text{ A})$	$p_{d1} = -1.35 \times 10^{-3}$ $p_{d3} = 0.9378$ $p_{d2} = 54.28 \times 10^{-3}$	$1.40 \times 10^{-3}$
$\psi_{ds}(i_{ds}, i_{ys} = -4 \text{ A})$	$p_{d1} = -1.29 \times 10^{-3}$ $p_{d3} = 0.9328$ $p_{d2} = 54.39 \times 10^{-3}$	$1.70 \times 10^{-3}$
$\psi_{ds}(i_{ds}, i_{ys} = 4 \text{ A})$	$p_{d1} = -1.28 \times 10^{-3}$ $p_{d3} = 0.9339$ $p_{d2} = 54.52 \times 10^{-3}$	$1.70 \times 10^{-3}$

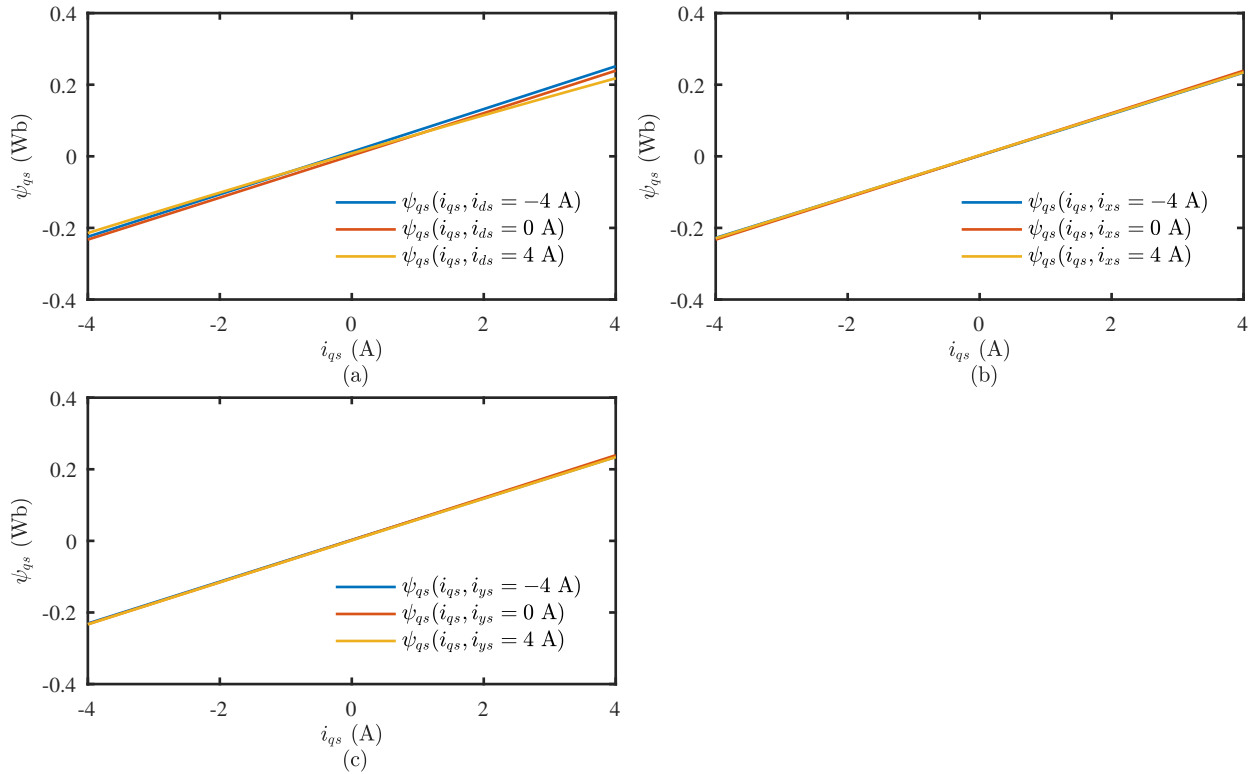


Figura 3.8: Polinômios do fluxo encadeado no eixo  $q$  em função da corrente no eixo  $q$  para diferentes níveis de corrente no: (a) eixo  $q$ ; (b) eixo  $x$  e (c) eixo  $y$ .



Tabela 3.2: Coeficientes e erro quadrático médio dos polinômios utilizados para aproximar as curvas do fluxo encadeado no eixo  $q$  apresentadas na Fig. 3.8.

Curva	Coeficientes	Erro
$\psi_{qs}(i_{qs})$	$p_{q1} = 6.14 \times 10^{-5}$ $p_{q3} = 2.27 \times 10^{-3}$ $p_{q2} = 58.97 \times 10^{-3}$	$6.38 \times 10^{-4}$
$\psi_{qs}(i_{qs}, i_{ds} = -4 \text{ A})$	$p_{q1} = 4.86 \times 10^{-5}$ $p_{q3} = 1.27 \times 10^{-3}$ $p_{q2} = 59.53 \times 10^{-3}$	$8.71 \times 10^{-4}$
$\psi_{qs}(i_{qs}, i_{ds} = 4 \text{ A})$	$p_{q1} = -3.94 \times 10^{-4}$ $p_{q3} = 8.14 \times 10^{-3}$ $p_{q2} = 54.03 \times 10^{-3}$	$8.67 \times 10^{-4}$
$\psi_{qs}(i_{qs}, i_{xs} = -4 \text{ A})$	$p_{q1} = 6.98 \times 10^{-5}$ $p_{q3} = 1.98 \times 10^{-3}$ $p_{q2} = 57.72 \times 10^{-3}$	$8.48 \times 10^{-4}$
$\psi_{qs}(i_{qs}, i_{xs} = 4 \text{ A})$	$p_{q1} = -7.82 \times 10^{-6}$ $p_{q3} = 2.87 \times 10^{-3}$ $p_{q2} = 57.95 \times 10^{-3}$	$9.40 \times 10^{-4}$
$\psi_{qs}(i_{qs}, i_{ys} = -4 \text{ A})$	$p_{q1} = -4.18 \times 10^{-5}$ $p_{q3} = 2.56 \times 10^{-3}$ $p_{q2} = 58.18 \times 10^{-3}$	$5.92 \times 10^{-4}$
$\psi_{qs}(i_{qs}, i_{ys} = 4 \text{ A})$	$p_{q1} = -5.84 \times 10^{-5}$ $p_{q3} = 1.34 \times 10^{-3}$ $p_{q2} = 58.38 \times 10^{-3}$	$4.56 \times 10^{-4}$

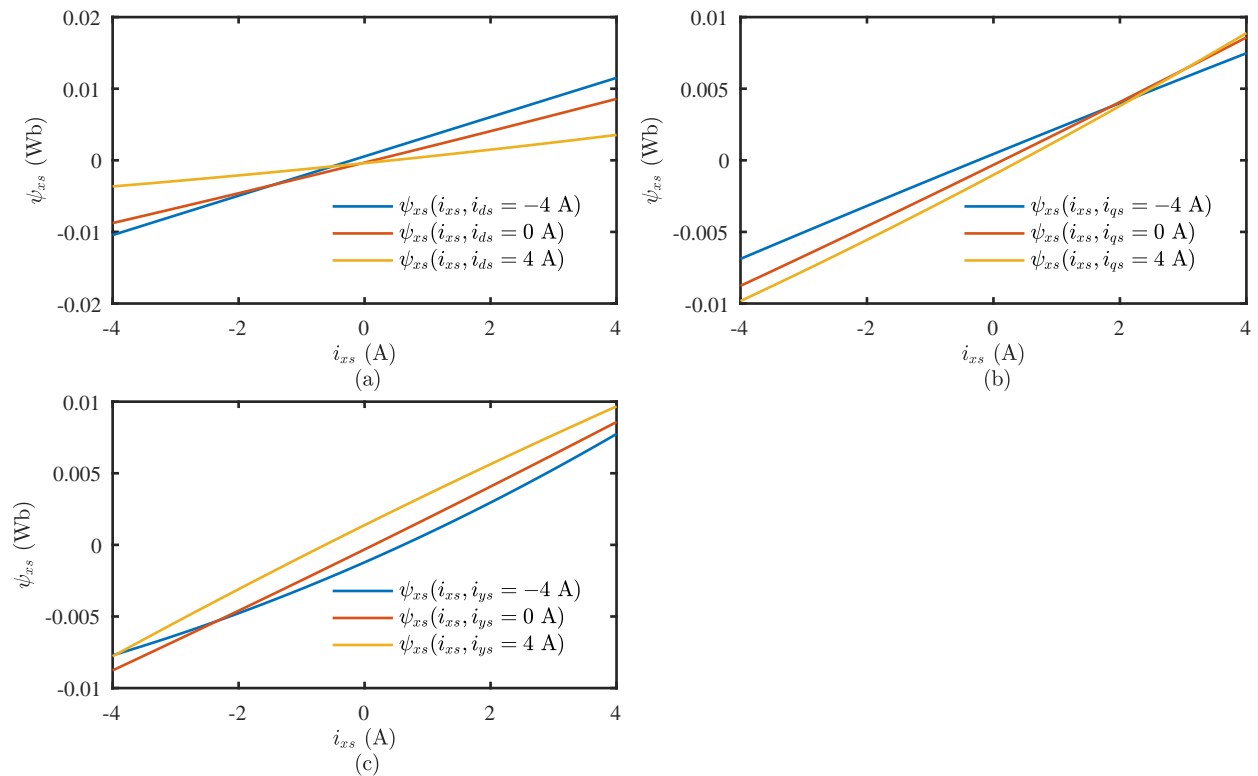

 Figura 3.9: Polinômios do fluxo encadeado no eixo  $x$  em função da corrente no eixo  $x$  para diferentes níveis de corrente no: (a) eixo  $q$ ; (b) eixo  $x$  e (c) eixo  $y$ .

Tabela 3.3: Coeficientes e erro quadrático médio dos polinômios utilizados para aproximar as curvas do fluxo encadeado no eixo  $x$  apresentadas na Fig. 3.9.

Curva	Coeficientes	Erro
$\psi_{xs}(i_{xs})$	$p_{x1} = 1.42 \times 10^{-5}$ $p_{x3} = -3.19 \times 10^{-4}$ $p_{x2} = 2.17 \times 10^{-3}$	$5.49 \times 10^{-4}$
$\psi_{xs}(i_{xs}, i_{ds} = -4 \text{ A})$	$p_{x1} = -8.42 \times 10^{-7}$ $p_{x3} = 5.53 \times 10^{-4}$ $p_{x2} = 2.74 \times 10^{-3}$	$6.70 \times 10^{-4}$
$\psi_{xs}(i_{xs}, i_{ds} = 4 \text{ A})$	$p_{x1} = 2.17 \times 10^{-5}$ $p_{x3} = -3.98 \times 10^{-4}$ $p_{x2} = 8.99 \times 10^{-4}$	$3.86 \times 10^{-4}$
$\psi_{xs}(i_{xs}, i_{qs} = -4 \text{ A})$	$p_{x1} = -9.05 \times 10^{-6}$ $p_{x3} = 4.41 \times 10^{-4}$ $p_{x2} = 1.80 \times 10^{-3}$	$5.63 \times 10^{-4}$
$\psi_{xs}(i_{xs}, i_{qs} = 4 \text{ A})$	$p_{x1} = 3.41 \times 10^{-5}$ $p_{x3} = -1.02 \times 10^{-3}$ $p_{x2} = 2.34 \times 10^{-3}$	$4.06 \times 10^{-4}$
$\psi_{xs}(i_{xs}, i_{ys} = -4 \text{ A})$	$p_{x1} = 7.73 \times 10^{-5}$ $p_{x3} = -1.22 \times 10^{-3}$ $p_{x2} = 1.93 \times 10^{-3}$	$5.80 \times 10^{-4}$
$\psi_{xs}(i_{xs}, i_{ys} = 4 \text{ A})$	$p_{x1} = -2.71 \times 10^{-5}$ $p_{x3} = 1.38 \times 10^{-4}$ $p_{x2} = 2.18 \times 10^{-3}$	$5.49 \times 10^{-4}$

Na Fig. 3.10 são mostradas as curvas de  $\psi_{ys}(i_{ys})$  devido a valores não nulos de corrente impostos nos restantes eixos. A informação relativa aos polinômios utilizados para aproximar as curvas de  $\psi_{ys}(i_{ys})$  são fornecidos na Tabela 3.4. Tal como no caso anterior, o efeito da saturação cruzada é mais visível nas curvas de  $\psi_{ys}(i_{ys})$  devido à baixa capacidade de criação de fluxo neste eixo.

Os mapas tridimensionais de  $\psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})$ ,  $\psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})$ ,  $\psi_{xs}(i_{xs}, i_{ys})$ ,  $\psi_{ys}(i_{xs}, i_{ys})$  são apresentados na Fig. 3.11. No caso dos mapas de  $\psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})$ ,  $\psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})$ , foram obtidas superfícies típicas de um PMSG trifásico com ímanes montados à superfície. No caso de  $\psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})$ , o fluxo varia aproximadamente de forma linear com  $i_{ds}$ , sendo pouco perceptível o efeito da saturação cruzada devido a  $i_{qs}$ . No caso de  $\psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})$ , tal como no caso anterior, o fluxo varia de forma linear com  $i_{qs}$ , embora exista um pequeno abatimento na superfície para valores de  $i_{ds}$  positivos, devido à saturação cruzada. No caso de  $\psi_{xs}(i_{xs}, i_{ys})$ , é possível observar que o fluxo varia de forma aproximadamente linearmente com a corrente  $i_{xs}$  à exceção da zona em que  $i_{xs} = 0$ , onde é visível um efeito bem pronunciado de  $i_{xs}$  sobre  $\psi_{xs}$ . Tal como no caso anterior, também  $\psi_{ys}(i_{xs}, i_{ys})$  varia de forma aproximadamente linear com  $i_{ys}$ , à exceção da zona em que  $i_{ys} = 0$ , onde  $i_{xs}$  influencia o valor de  $\psi_{ys}$ .

As superfícies obtidas na Fig. 3.12 (a)-(d) são aproximadas por polinômios interpoladores com a seguinte forma:

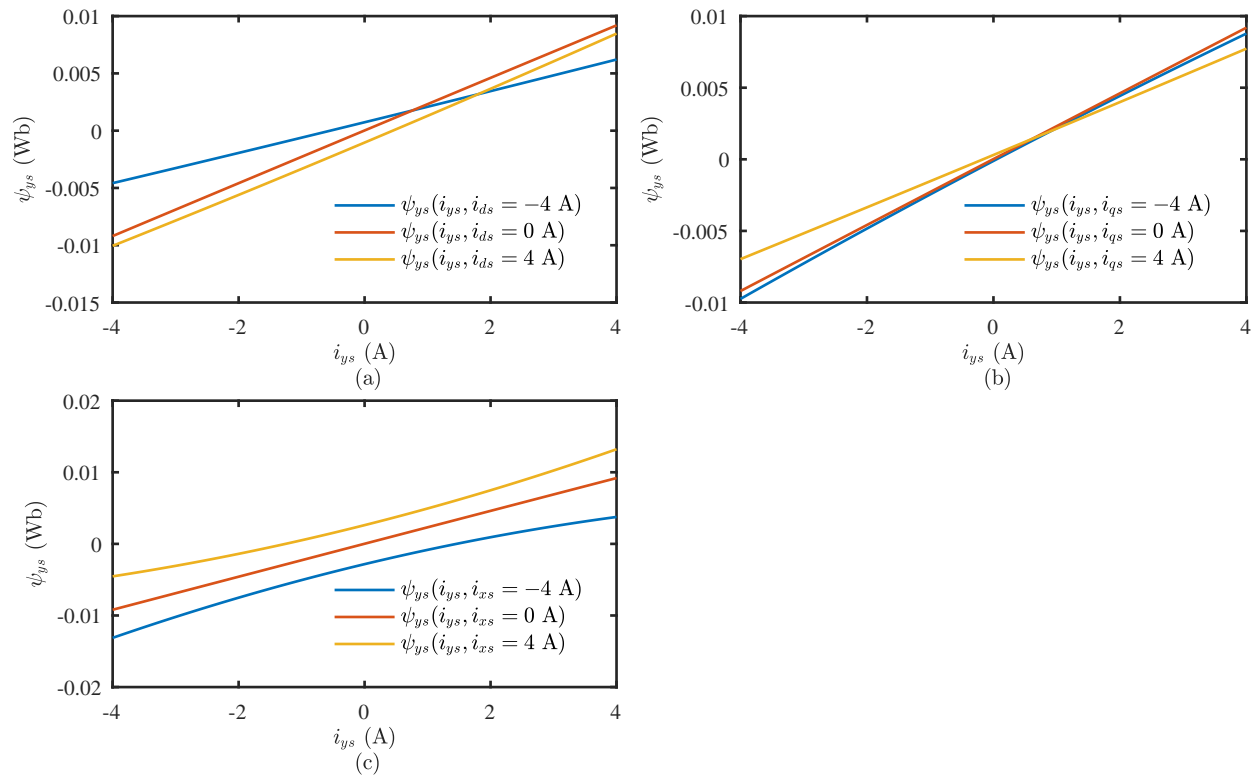


Figura 3.10: Polinômios do fluxo encadeado no eixo  $y$  em função da corrente no eixo  $y$  para diferentes níveis de corrente no: (a) eixo  $q$ ; (b) eixo  $x$  e (c) eixo  $y$ .

Tabela 3.4: Coeficientes e erro quadrático médio dos polinômios utilizados para aproximar as curvas do fluxo encadeado no eixo  $y$  apresentadas na Fig. 3.10.

Curva	Coeficientes	Erro
$\psi_{ys}(i_{ys})$	$p_{y1} = -1.25 \times 10^{-6}$ $p_{y3} = 1.72 \times 10^{-5}$ $p_{y2} = 2.30 \times 10^{-3}$	$3.84 \times 10^{-4}$
$\psi_{ys}(i_{ys}, i_{ds} = -4 \text{ A})$	$p_{y1} = 5.09 \times 10^{-6}$ $p_{y3} = 7.34 \times 10^{-4}$ $p_{y2} = 1.35 \times 10^{-3}$	$9.72 \times 10^{-4}$
$\psi_{ys}(i_{ys}, i_{ds} = 4 \text{ A})$	$p_{y1} = 1.55 \times 10^{-5}$ $p_{y3} = -1.04 \times 10^{-3}$ $p_{y2} = 2.32 \times 10^{-3}$	$4.72 \times 10^{-4}$
$\psi_{ys}(i_{ys}, i_{qs} = -4 \text{ A})$	$p_{y1} = -2.31 \times 10^{-5}$ $p_{y3} = -1.12 \times 10^{-4}$ $p_{y2} = 2.32 \times 10^{-3}$	$4.94 \times 10^{-4}$
$\psi_{ys}(i_{ys}, i_{qs} = 4 \text{ A})$	$p_{y1} = 4.73 \times 10^{-6}$ $p_{y3} = 3.02 \times 10^{-4}$ $p_{y2} = 1.84 \times 10^{-3}$	$4.01 \times 10^{-4}$
$\psi_{ys}(i_{ys}, i_{xs} = -4 \text{ A})$	$p_{y1} = -1.16 \times 10^{-4}$ $p_{y3} = -2.83 \times 10^{-3}$ $p_{y2} = 2.11 \times 10^{-3}$	$8.06 \times 10^{-4}$
$\psi_{ys}(i_{ys}, i_{xs} = 4 \text{ A})$	$p_{y1} = 1.08 \times 10^{-4}$ $p_{y3} = 2.62 \times 10^{-3}$ $p_{y2} = 2.22 \times 10^{-3}$	$8.63 \times 10^{-4}$

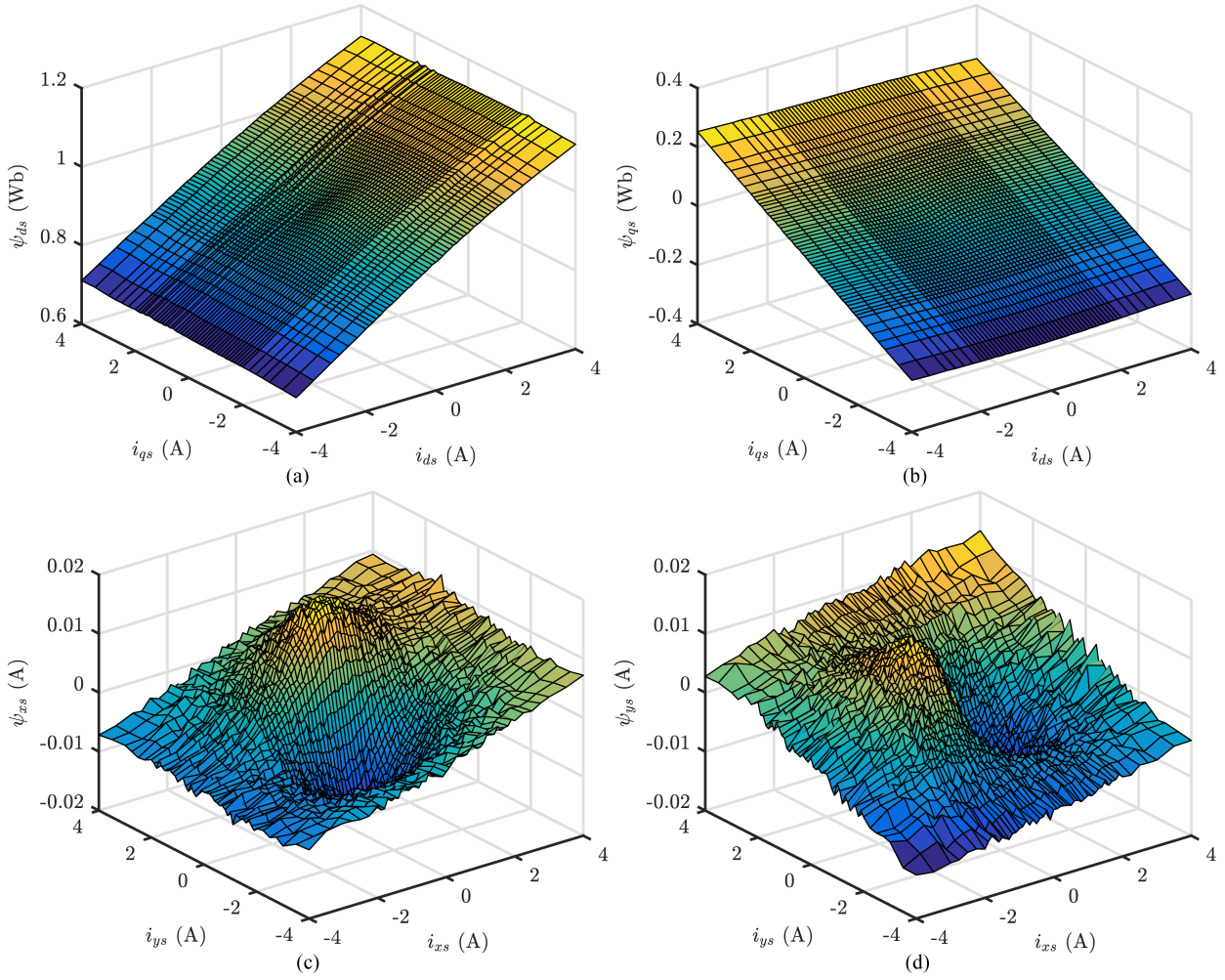


Figura 3.11: Mapas tridimensionais obtidos para o fluxo encadeado segundo o: (a) eixo  $d$ ; (b) eixo  $q$ ; (c) eixo  $x$ ; (d) eixo  $y$ .

$$\begin{aligned} \psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs}) = & p_{d0q0} + p_{d1q0} \cdot i_{ds} + p_{d0q1} \cdot i_{qs} + p_{d2q0} \cdot i_{ds}^2 + p_{d1q1} \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} + p_{d0q2} \cdot i_{qs}^2 + \\ & p_{d3q0} \cdot i_{ds}^2 + p_{d2q1} \cdot i_{ds}^2 \cdot i_{qs} + p_{d1q2} \cdot i_{ds} \cdot i_{qs}^2 + p_{d0q3} \cdot i_{qs}^3, \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned} \psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs}) = & p_{d0q0} + p_{d1q0} \cdot i_{ds} + p_{d0q1} \cdot i_{qs} + p_{d2q0} \cdot i_{ds}^2 + p_{d1q1} \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} + p_{d0q2} \cdot i_{qs}^2 + \\ & p_{d3q0} \cdot i_{ds}^2 + p_{d2q1} \cdot i_{ds}^2 \cdot i_{qs} + p_{d1q2} \cdot i_{ds} \cdot i_{qs}^2 + p_{d0q3} \cdot i_{qs}^3, \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} \psi_{xs}(i_{xs}, i_{ys}) = & p_{x0y0} + p_{x1y0} \cdot i_{xs} + p_{x0y1} \cdot i_{ys} + p_{x2y0} \cdot i_{xs}^2 + p_{x1y1} \cdot i_{xs} \cdot i_{ys} + p_{x0y2} \cdot i_{ys}^2 + \\ & p_{x3y0} \cdot i_{xs}^2 + p_{x2y1} \cdot i_{xs}^2 \cdot i_{ys} + p_{x1y2} \cdot i_{xs} \cdot i_{ys}^2 + p_{x0y3} \cdot i_{ys}^3, \end{aligned} \quad (3.9)$$

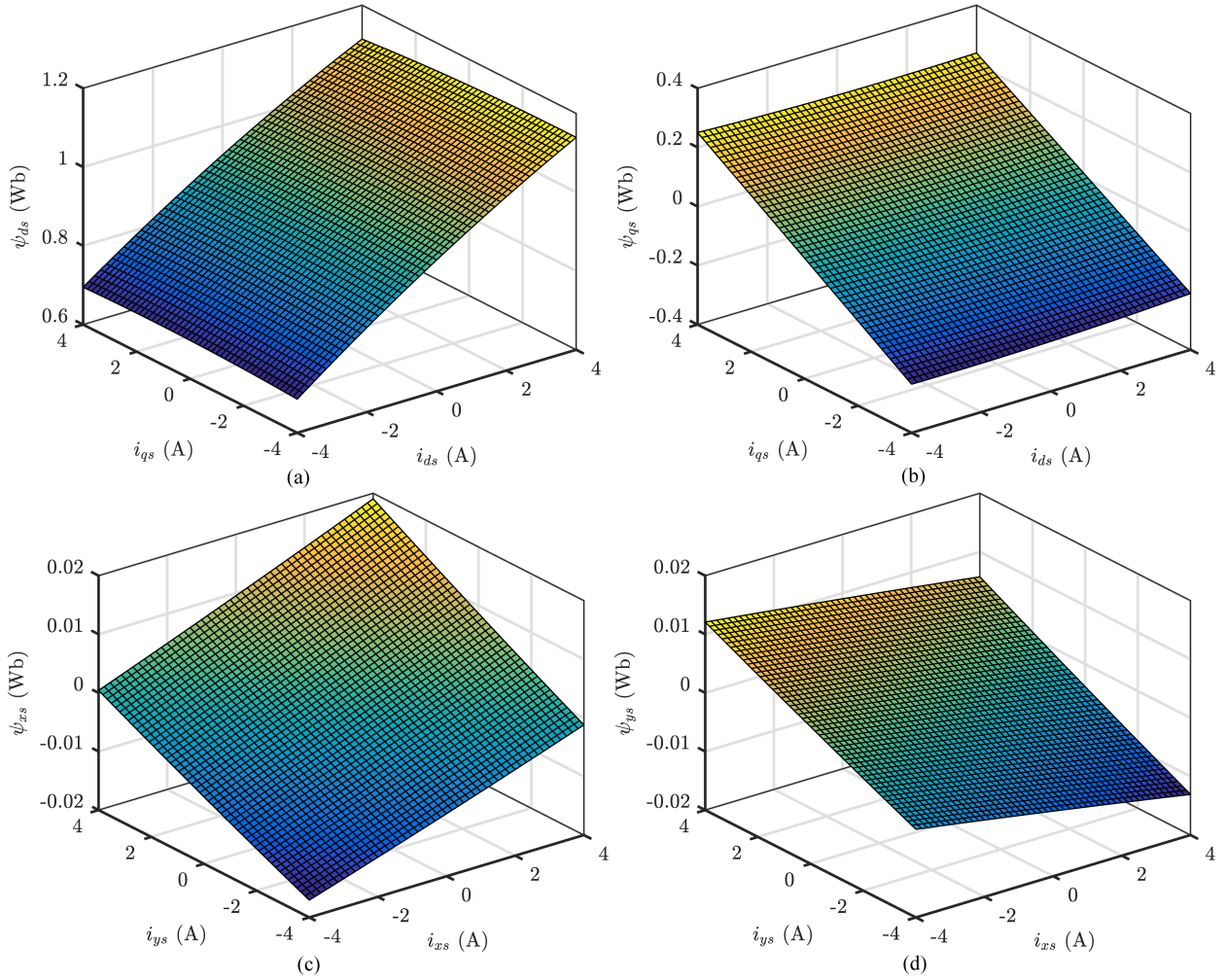


Figura 3.12: Mapas tridimensionais aproximados para o fluxo encadeado segundo o: (a) eixo  $d$ ; (b) eixo  $q$ ; (c) eixo  $x$ ; (d) eixo  $y$ .

$$\begin{aligned} \psi_{ys}(i_{xs}, i_{ys}) = & p_{x0y0} + p_{x1y0} \cdot i_{xs} + p_{x0y1} \cdot i_{ys} + p_{x2y0} \cdot i_{xs}^2 + p_{x1y1} \cdot i_{xs} \cdot i_{ys} + p_{x0y2} \cdot i_{ys}^2 + \\ & p_{x3y0} \cdot i_{xs}^3 + p_{x2y1} \cdot i_{xs}^2 \cdot i_{ys} + p_{x1y2} \cdot i_{xs} \cdot i_{ys}^2 + p_{x0y3} \cdot i_{ys}^3, \end{aligned} \quad (3.10)$$

onde os coeficientes  $\{p_{d0q0}, p_{d1q0}, p_{d0q1}, p_{d2q0}, p_{d1q1}\}$  são apresentados na Tabela 3.5.

No caso da aproximação da superfície de  $\psi_{ds}$ , é possível verificar que o termo constante do polinômio ( $p_{d0q0}$ ) corresponde a  $\psi_{pm}$  e que o segundo coeficiente mais significativo é  $p_{d1q0}$ , demonstrativo da dependência linear de  $\psi_{ds}$  com  $i_{ds}$ . Destaque também para  $p_{d0q1}$ , cujo valor é negativo, o que demonstra o efeito de saturação cruzada devido a  $i_{qs}$ . No caso de  $\psi_{qs}$ , o coeficiente  $p_{d0q1}$  é o mais significativo, demonstrando a dependência linear de  $\psi_{qs}$  com  $i_{qs}$  e o coeficiente  $p_{d1q0}$  aproxima o efeito da saturação cruzada devido a  $i_{ds}$ .

No caso da aproximação das superfícies de  $\psi_{xs}$  e  $\psi_{ys}$  foi mais difícil conseguir uma boa aproximação através de um polinómio devido à singularidade presente nas zonas de  $i_{xs} = 0$  e  $i_{ys} = 0$ , respetivamente. Foi testada a interpolação com polinómios de várias ordens, mas por fim optou-se por utilizar um polinómio de ordem 2 em ambos os eixos, tal como usado no espaço  $d-q$ . A superfície obtida não representa fielmente o fenómeno não linear mencionado anteriormente, mas aproxima a tendência das superfícies nos restantes pontos de funcionamento de  $(i_{xs}, i_{ys})$ . Através das superfícies aproximadas obtidas de  $\psi_{xs}(i_{xs}, i_{ys})$  e  $\psi_{ys}(i_{xs}, i_{ys})$ , é possível um efeito da saturação cruzada bem pronunciado devido à circulação de  $i_{ys}$  no caso da superfície de  $\psi_{xs}$  e de  $i_{xs}$  no caso da superfície de  $\psi_{ys}$ . Uma vez que a capacidade de produção de fluxo no espaço  $x-y$  é reduzida, os coeficientes que representam o efeito da saturação cruzada,  $p_{x0y1}$  no caso de  $\psi_{xs}(i_{xs}, i_{ys})$  e  $p_{x1y0}$  no caso de  $\psi_{ys}(i_{xs}, i_{ys})$  possuem valores (em módulo) superiores aos coeficientes que traduzem a dependência linear entre a corrente e o fluxo no próprio eixo,  $p_{x1y0}$  no caso de  $\psi_{xs}$  e  $p_{x0y1}$  no caso de  $\psi_{ys}$ .

Tabela 3.5: Coeficientes e erro quadrático médio dos polinómios utilizados para aproximar as superfícies tridimensionais do fluxo encadeado apresentadas na Fig. 3.12.

Curva	Coeficientes	Coeficientes	Erro
$\psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})$	$p_{d0q0} = 0.9366$ $p_{d1q0} = 56.18 \times 10^{-3}$ $p_{d0q1} = -4.71 \times 10^{-3}$ $p_{d2q0} = -1.33 \times 10^{-3}$ $p_{d1q1} = -5.40 \times 10^{-4}$	$p_{d0q2} = -4.36 \times 10^{-4}$ $p_{d3q0} = -1.78 \times 10^{-4}$ $p_{d2q1} = 2.23 \times 10^{-4}$ $p_{d1q2} = -6.47 \times 10^{-5}$ $p_{d0q3} = 3.75 \times 10^{-4}$	$3.6 \times 10^{-3}$
$\psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})$	$p_{d0q0} = 3.29 \times 10^{-3}$ $p_{d1q0} = 4.10 \times 10^{-3}$ $p_{d0q1} = 59.03 \times 10^{-3}$ $p_{d2q0} = 5.14 \times 10^{-4}$ $p_{d1q1} = -5.90 \times 10^{-4}$	$p_{d0q2} = -3.54 \times 10^{-5}$ $p_{d3q0} = -3.02 \times 10^{-4}$ $p_{d2q1} = -1.45 \times 10^{-4}$ $p_{d1q2} = -2.47 \times 10^{-4}$ $p_{d0q3} = -2.69 \times 10^{-5}$	$3.3 \times 10^{-3}$
$\psi_{xs}(i_{xs}, i_{ys})$	$p_{x0y0} = -1.56 \times 10^{-4}$ $p_{x1y0} = 2.27 \times 10^{-3}$ $p_{x0y1} = 6.23 \times 10^{-3}$ $p_{x2y0} = 1.23 \times 10^{-5}$ $p_{x1y1} = 4.36 \times 10^{-5}$	$p_{x0y2} = 1.66 \times 10^{-5}$ $p_{x3y0} = -1.00 \times 10^{-5}$ $p_{x2y1} = -2.39 \times 10^{-4}$ $p_{x1y2} = -1.00 \times 10^{-5}$ $p_{x0y3} = -3.87 \times 10^{-4}$	$3.8 \times 10^{-3}$
$\psi_{ys}(i_{xs}, i_{ys})$	$p_{x0y0} = -1.07 \times 10^{-4}$ $p_{x1y0} = -4.21 \times 10^{-3}$ $p_{x0y1} = 2.33 \times 10^{-3}$ $p_{x2y0} = -7.27 \times 10^{-6}$ $p_{x1y1} = 2.76 \times 10^{-5}$	$p_{x0y2} = 1.66 \times 10^{-5}$ $p_{x3y0} = -1.00 \times 10^{-5}$ $p_{x2y1} = -2.39 \times 10^{-4}$ $p_{x1y2} = -1.00 \times 10^{-5}$ $p_{x0y3} = -3.87 \times 10^{-4}$	$3.3 \times 10^{-3}$

### 3.3 Indutâncias Aparentes

Por forma a calcular as indutâncias aparentes a partir do fluxo estimado, são utilizadas as seguinte fórmulas:

$$\begin{cases} L_d = \frac{\psi_{ds} - \psi_{pm}(i_{qs})}{i_{ds}} \\ L_q = \frac{\psi_{qs}}{i_{qs}} \\ L_x = \frac{\psi_{xs}}{i_{xs}} \\ L_y = \frac{\psi_{ys}}{i_{ys}} \end{cases} \quad (3.11)$$

Por forma a minimizar a singularidade em torno da indutância  $L_d$  em torno de  $i_{ds} = 0$  é utilizado o valor de  $\psi_{pm}(i_{ds} = 0, i_{qs})$  no cálculo de  $L_d$  [28].

A indutância aparente em função da corrente no próprio eixo é apresentada nas Fig. 3.13-3.16. Por forma a tornar os gráficos mais legíveis, em cada caso não foi considerado o ponto adquirido com corrente nula para o cálculo da indutância aparente. Através da Fig. 3.13, é possível observar o efeito da saturação magnética na curva aproximada de  $L_d$  que diminui de valor à medida que a corrente  $i_{ds}$  é aumentada. Por outro lado, a curva aproximada de  $L_q$  é mantêm-se praticamente constante ao longo do intervalo de  $i_{qs}$  medido.

No caso das curvas aproximadas de  $L_x$  e  $L_x$  (Fig. 3.15-3.16), o seu valor mantêm-se praticamente constante ao longo dos intervalos de  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  medidos, respectivamente. Uma vez que as indutâncias  $L_x$  e  $L_y$  possuem um valor muito baixo, o fluxo produzido nestes eixos

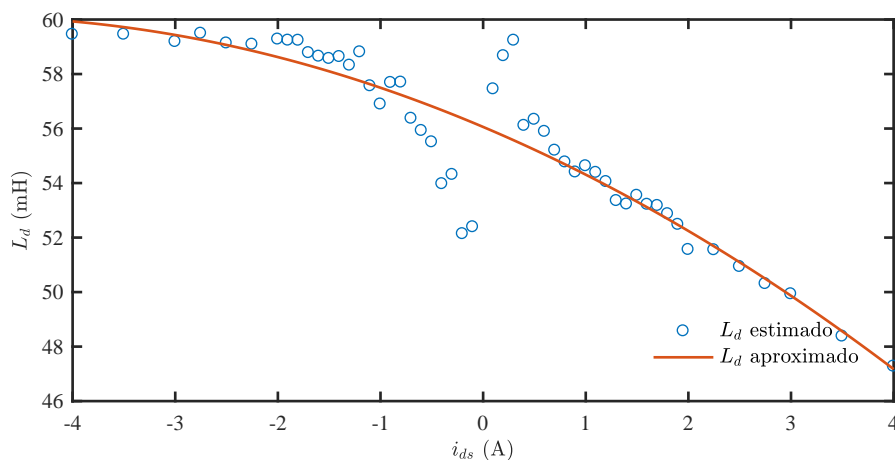


Figura 3.13: Indutância aparente do eixo  $d$  em função da corrente no eixo  $d$ .

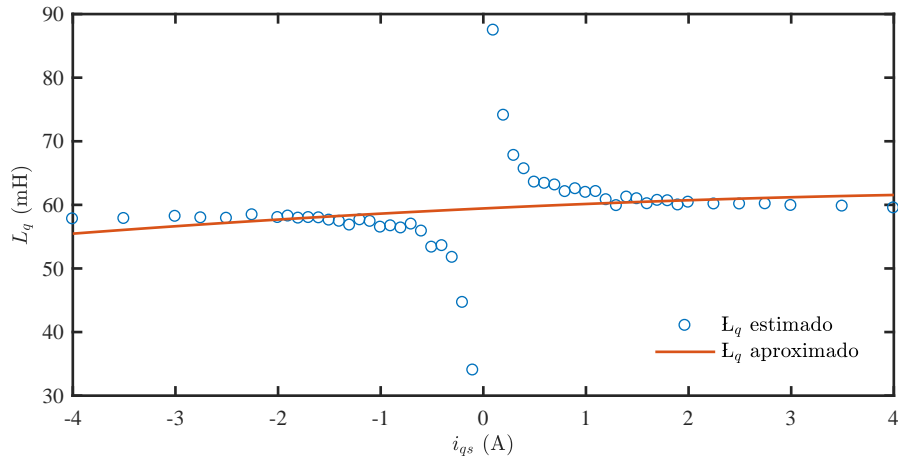


Figura 3.14: Indutância aparente do eixo  $q$  em função da corrente no eixo  $q$ .

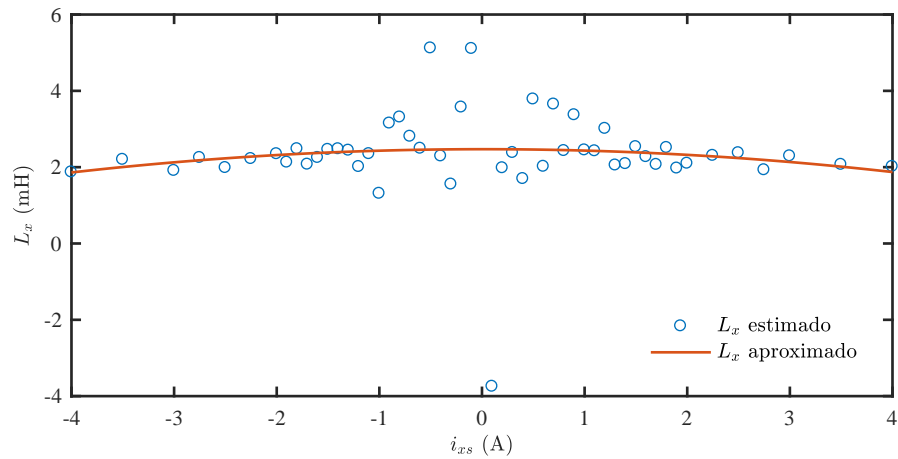


Figura 3.15: Indutância aparente do eixo  $x$  em função da corrente no eixo  $x$ .

será sempre baixo e a sua contribuição para a saturação do circuito magnético do PMSG é mínima.

O efeito de aplicação de corrente no eixo  $q$  na curva  $L_d(i_{ds})$  é mostrado na Fig. 3.17. As curvas aproximadas de  $L_d(i_{ds}, i_{qs} = -4 \text{ A})$  e  $L_d(i_{ds}, i_{qs} = 0 \text{ A})$  são muito próximas para o intervalo de correntes medido. Por outro lado, a curva  $L_d(i_{ds}, i_{qs} = 4 \text{ A})$  possui um valor mais baixo que as restantes, devido à saturação magnética causada pela corrente imposta no eixo  $q$ .

O efeito da corrente  $i_{ds}$  nas curvas aproximadas de  $L_q(i_{qs})$  é apresentado na Fig. 3.18. Neste caso, o nível de saturação magnética da máquina, causada por  $i_{ds}$ , tem uma grande influência nas curvas aproximadas de  $L_q$ , podendo levar a uma variação de  $\pm 20\%$  do valor de  $L_q$  para o mesmo valor de  $i_{qs}$ .



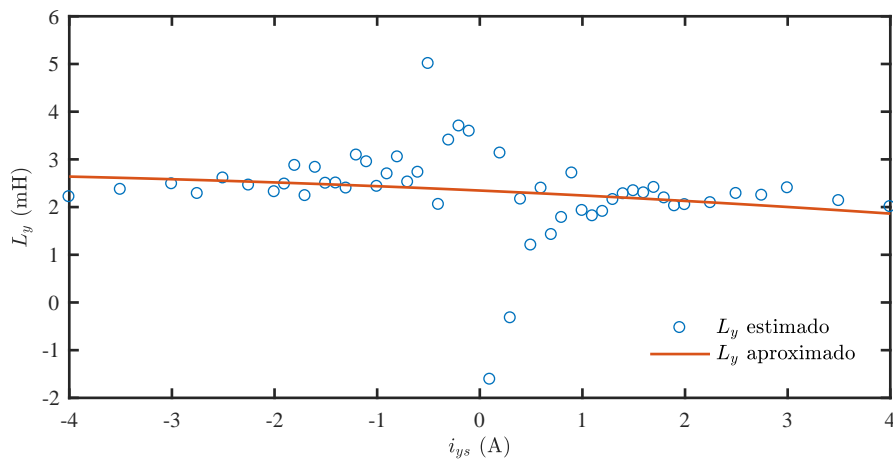


Figura 3.16: Indutância aparente do eixo  $y$  em função da corrente no eixo  $y$ .

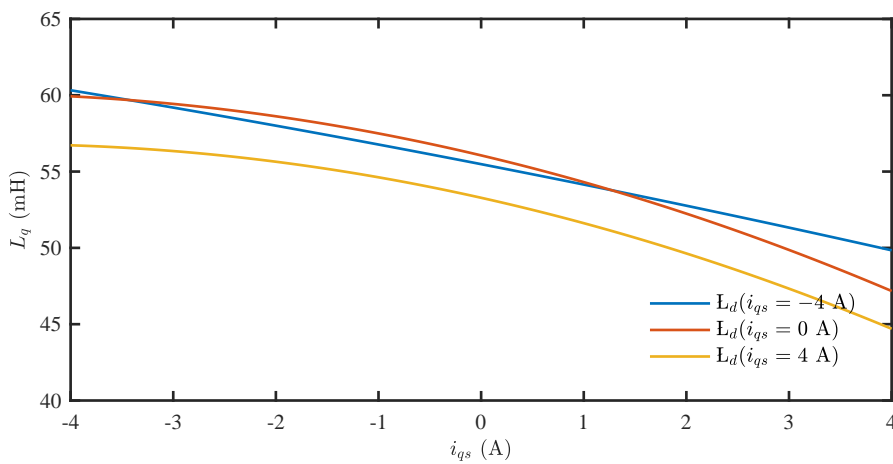


Figura 3.17: Indutância aparente do eixo  $d$  em função da corrente no eixo  $d$  para diferentes níveis de corrente no eixo  $q$ .

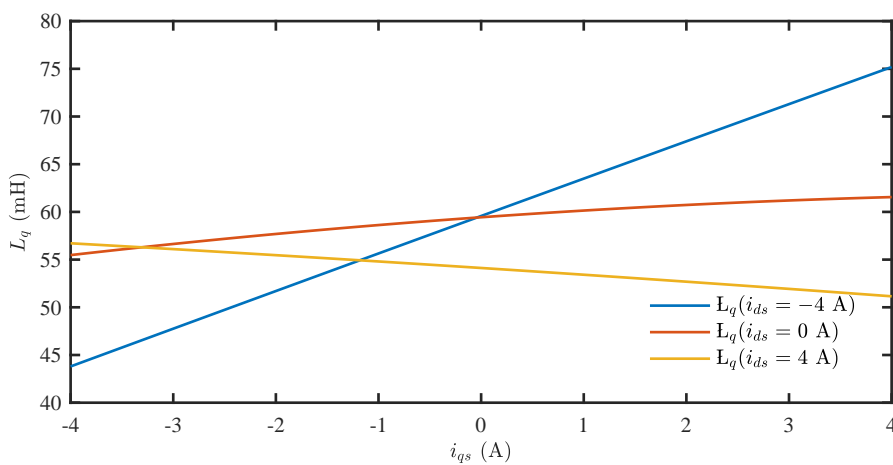


Figura 3.18: Indutância aparente do eixo  $q$  em função da corrente no eixo  $q$  para diferentes níveis de corrente no eixo  $d$ .

Por fim, as superfícies tridimensionais de  $L_d(i_{ds}, i_{qs})$ ,  $L_q(i_{ds}, i_{qs})$ ,  $L_x(i_{xs}, i_{ys})$  e  $L_y(i_{xs}, i_{ys})$  são apresentadas na Fig. 3.19. Para conseguir eliminar a singularidade foram eliminados os pontos calculados para  $-1 \leq i_{ds} \leq 1$  e  $-1 \leq i_{qs} \leq 1$ , no caso da Fig 3.19(a)-(b) e para  $-1 \leq i_{xs} \leq 1$  e  $-1 \leq i_{ys} \leq 1$ , caso da Fig 3.19(c)-(d). As curvas das indutâncias aparentes da Fig. 3.19 são aproximadas pelos polinômios definidos em (3.12)-(3.15), cujos coeficientes são dados na Tabela 3.6.

$$L_d(i_{ds}, i_{qs}) = p_{d0q0} + p_{d1q0} \cdot i_{ds} + p_{d0q1} \cdot i_{qs} + p_{d2q0} \cdot i_{ds}^2 + p_{d1q1} \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} + p_{d0q2} \cdot i_{qs}^2 \quad (3.12)$$

$$L_q(i_{ds}, i_{qs}) = p_{d0q0} + p_{d1q0} \cdot i_{ds} + p_{d0q1} \cdot i_{qs} + p_{d2q0} \cdot i_{ds}^2 + p_{d1q1} \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} + p_{d0q2} \cdot i_{qs}^2 \quad (3.13)$$

$$L_x(i_{xs}, i_{ys}) = p_{x0y0} + p_{x1y0} \cdot i_{xs} + p_{x0y1} \cdot i_{ys} + p_{x2y0} \cdot i_{xs}^2 + p_{x1y1} \cdot i_{xs} \cdot i_{ys} + p_{x0y2} \cdot i_{ys}^2 \quad (3.14)$$

$$L_y(i_{xs}, i_{ys}) = p_{x0y0} + p_{x1y0} \cdot i_{xs} + p_{x0y1} \cdot i_{ys} + p_{x2y0} \cdot i_{xs}^2 + p_{x1y1} \cdot i_{xs} \cdot i_{ys} + p_{x0y2} \cdot i_{ys}^2 \quad (3.15)$$

No caso das indutâncias aparentes foi mais difícil encontrar uma aproximação polinomial para as superfícies devido à existência de uma singularidade para valores de corrente próximos de zero. Neste caso, optou-se por aproximar as indutâncias aparentes utilizando polinômios de baixa ordem (3.12)-(3.15), mantendo a tendência das superfícies estimadas para valores de corrente mais distantes de zero.

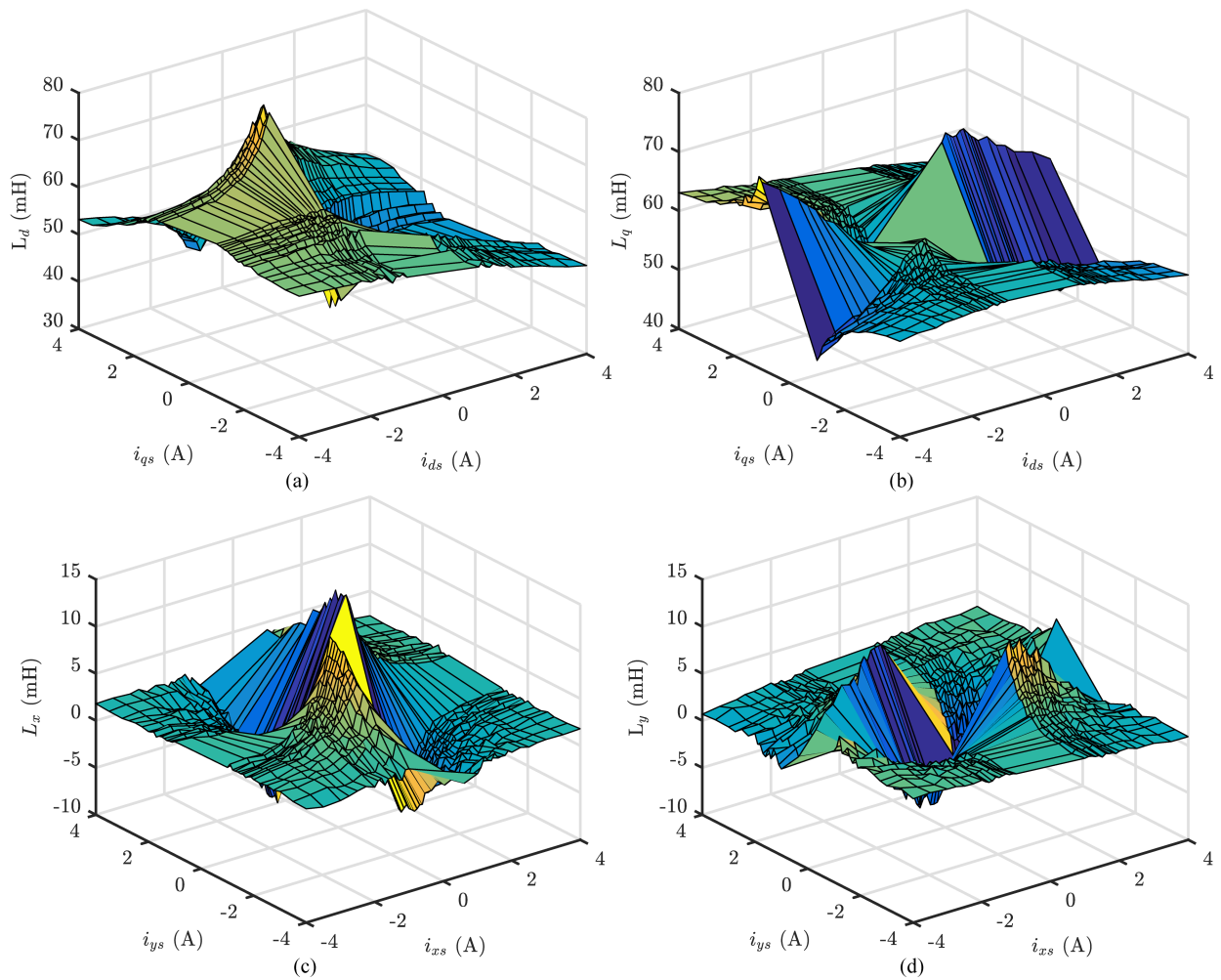


Figura 3.19: Mapas tridimensionais da indutância aparente segundo o: (a) eixo  $d$ ; (b) eixo  $q$ ; (c) eixo  $x$  e (d) eixo  $y$ .

Tabela 3.6: Coeficientes e erro quadrático médio dos polinômios utilizados para aproximar as superfícies das indutâncias aparentes apresentadas na Fig. 3.20.

Curva	Coeficientes	Coeficientes	Coeficientes	Erro
$L_d(i_{ds}, i_{qs})$	$p_{d0q0} = 56.47$ $p_{d2q0} = -0.19$	$p_{d1q0} = -2.37$ $p_{d1q1} = 0.04$	$p_{d0q1} = -0.58$ $p_{d0q2} = -0.10$	5.46
$L_q(i_{ds}, i_{qs})$	$p_{d0q0} = 58.96$ $p_{d2q0} = -0.15$	$p_{d1q0} = -0.55$ $p_{d1q1} = 0.02$	$p_{d0q1} = 1.20$ $p_{d0q2} = -0.02$	3.54
$L_x(i_{xs}, i_{ys})$	$p_{d0q0} = 2.21$ $p_{d2q0} = -0.01$	$p_{d1q0} = -0.01$ $p_{d1q1} = 0.31$	$p_{d0q1} = 0.04$ $p_{d0q2} = -0.01$	3.29
$L_y(i_{xs}, i_{ys})$	$p_{d0q0} = 2.31$ $p_{d2q0} = -0.01$	$p_{d1q0} = 0.04$ $p_{d1q1} = -0.02$	$p_{d0q1} = -0.02$ $p_{d0q2} = -0.01$	2.26

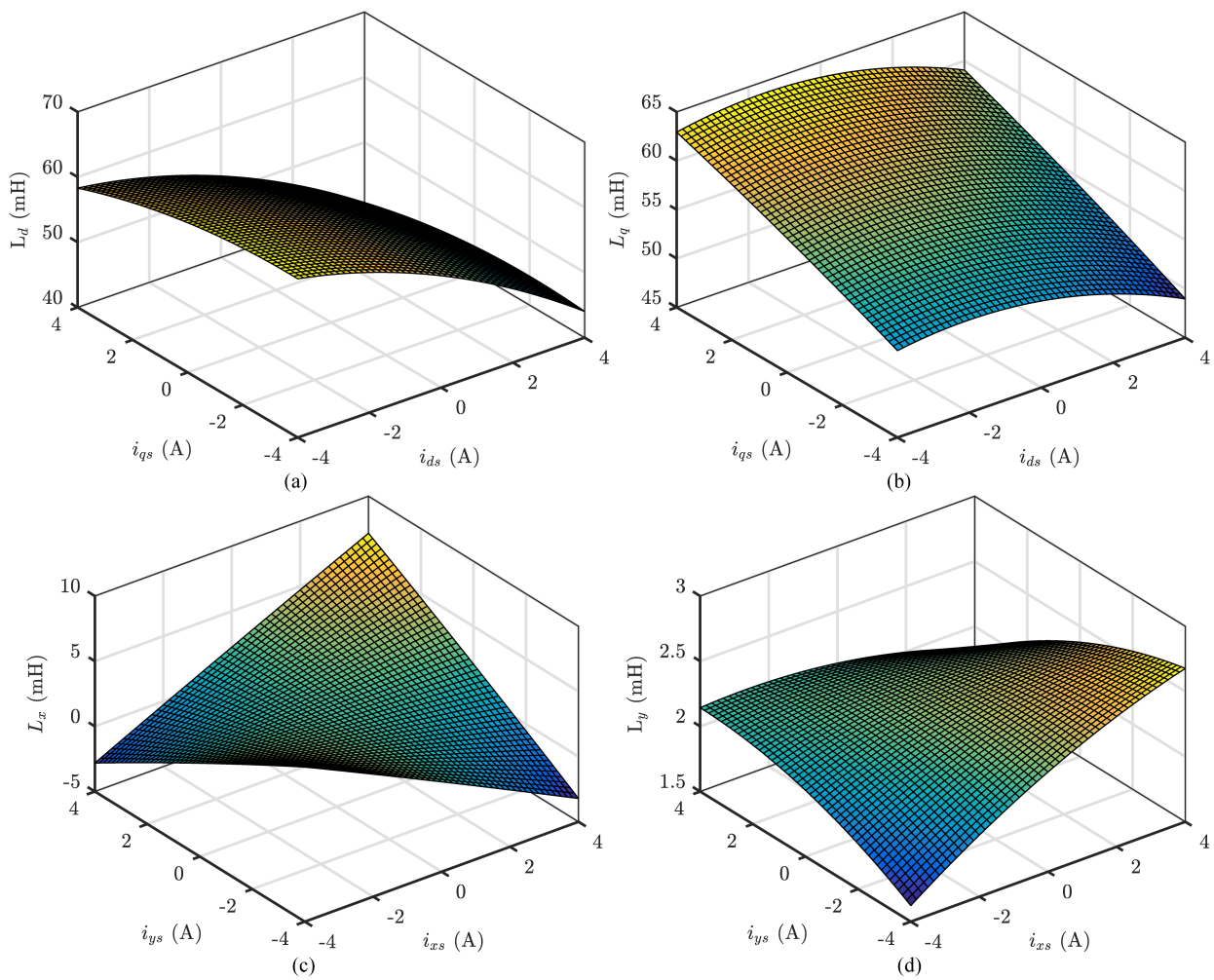


Figura 3.20: Superfícies tridimensionais aproximadas da indutância aparente segundo o: (a) eixo  $d$ ; (b) eixo  $q$ ; (c) eixo  $x$  e (d) eixo  $y$ .

### 3.4 Indutâncias Incrementais

Tal como foi definido na equação (2.17), as indutâncias incrementais podem ser determinadas através da derivada parcial do fluxo encadeado do estator em relação à corrente. Neste caso, podemos utilizar os polinómios utilizados para aproximar as curvas do fluxo encadeado do estator, introduzidas na secção 3.2.

As curvas da indutância aparente e incremental do eixo  $d$  são apresentadas na Fig. 3.21. Como é possível observar, as curvas são um pouco diferentes especialmente para  $|i_{ds}| > 2$ , o que demonstra o comportamento magnético não linear da máquina em estudo. As restantes curvas de indutância aparente e incremental segundo os eixos  $q$ ,  $x$  e  $y$  são apresentadas nas Fig. 3.22-3.24.

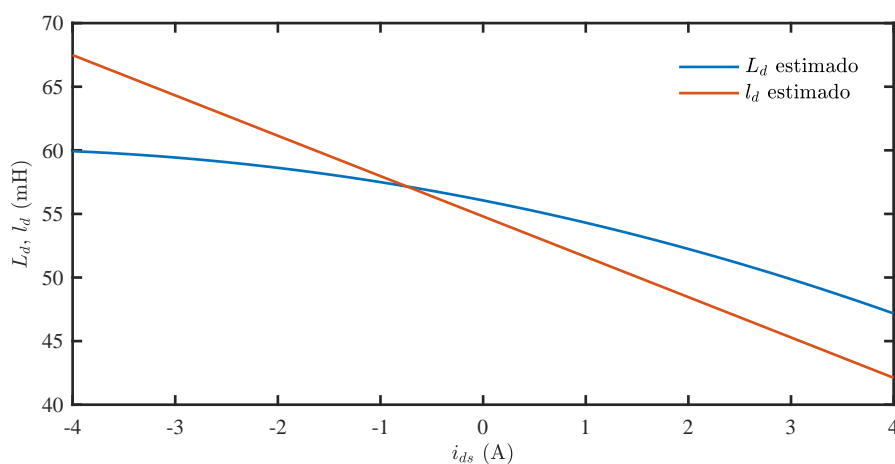


Figura 3.21: Indutância aparente e incremental do eixo  $d$  em função da corrente no eixo  $d$ .

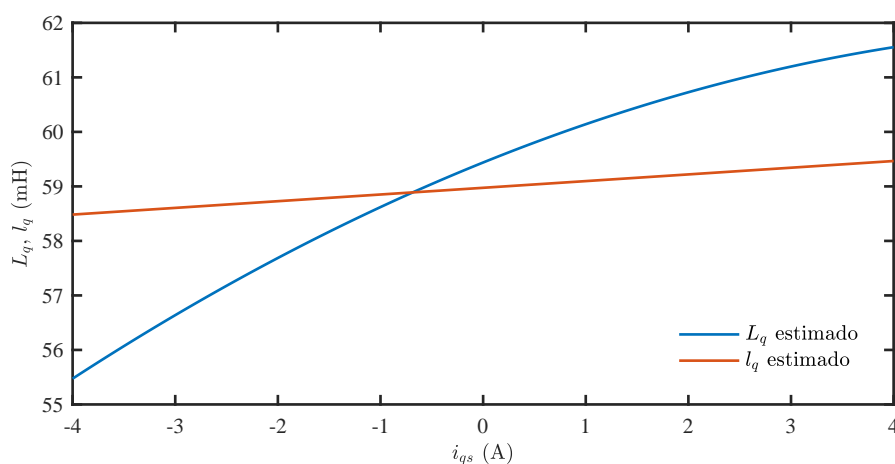


Figura 3.22: Indutância aparente e incremental do eixo  $q$  em função da corrente no eixo  $q$ .

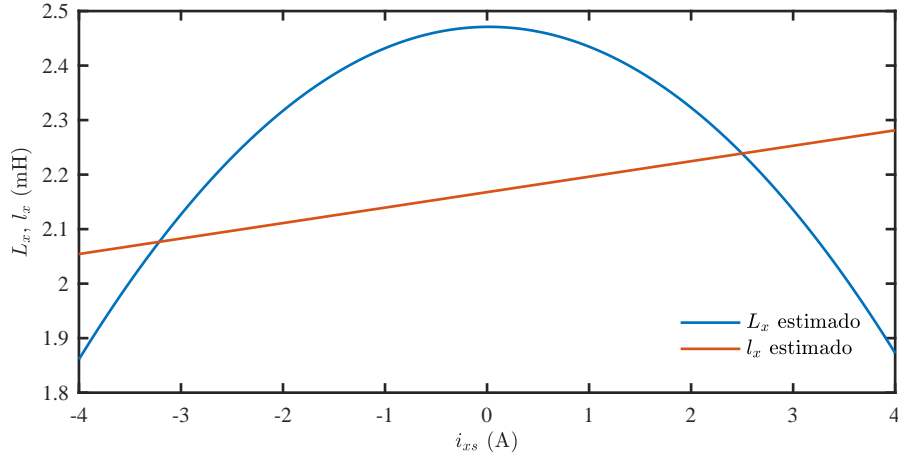


Figura 3.23: Indutância aparente e incremental do eixo  $x$  em função da corrente no eixo  $x$ .

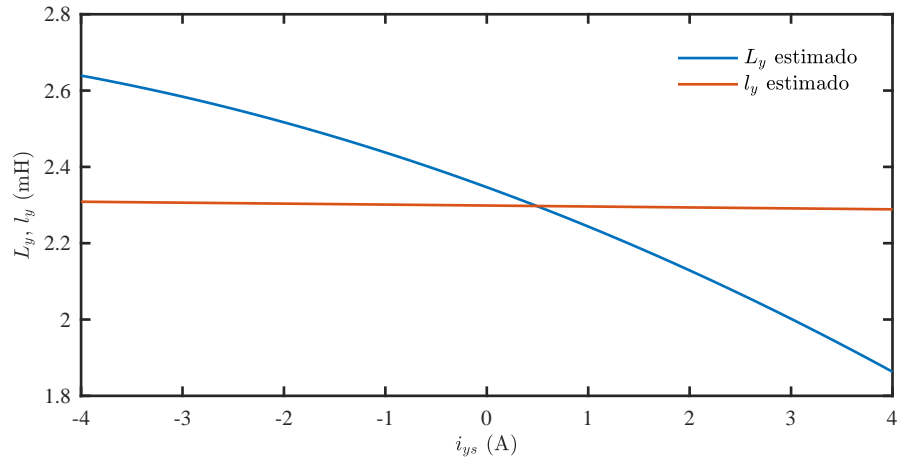


Figura 3.24: Indutância aparente e incremental do eixo  $y$  em função da corrente no eixo  $y$ .

As superfícies tridimensionais da indutância incremental própria do eixo  $x$  e mutua com o eixo  $y$  são apresentadas na Fig. 3.25. Para obter a indutância incremental própria, o polinómio (3.7) que aproxima a superfície de  $\psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})$  (Fig. 3.3) é derivado em ordem à corrente  $i_{ds}$ , enquanto que no caso da indutância incremental mútua, o polinómio que aproxima a superfície de  $\psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})$  é derivado em ordem à corrente  $i_{qs}$ .

A superfície de  $l_d$  (Fig. 3.25(a)) apresenta uma forma próxima da superfície da indutância aparente  $L_d$  apresentada na Fig. 3.20(a), o que é esperado num PMSG de ímanes montados à superfície. A superfície de  $l_{dq}$  (Fig. 3.25(b)) apresenta um valor baixo para toda a gama de corrente, o que sugere que a corrente  $i_{qs}$  tem uma contribuição muito pequena na produção de  $\psi_{ds}$ . Tal como no caso anterior, a superfície de  $l_q$  (Fig. 3.26(a)) apresenta uma forma próxima da superfície da indutância aparente  $L_q$  apresentada na Fig. 3.20(b). Por outro

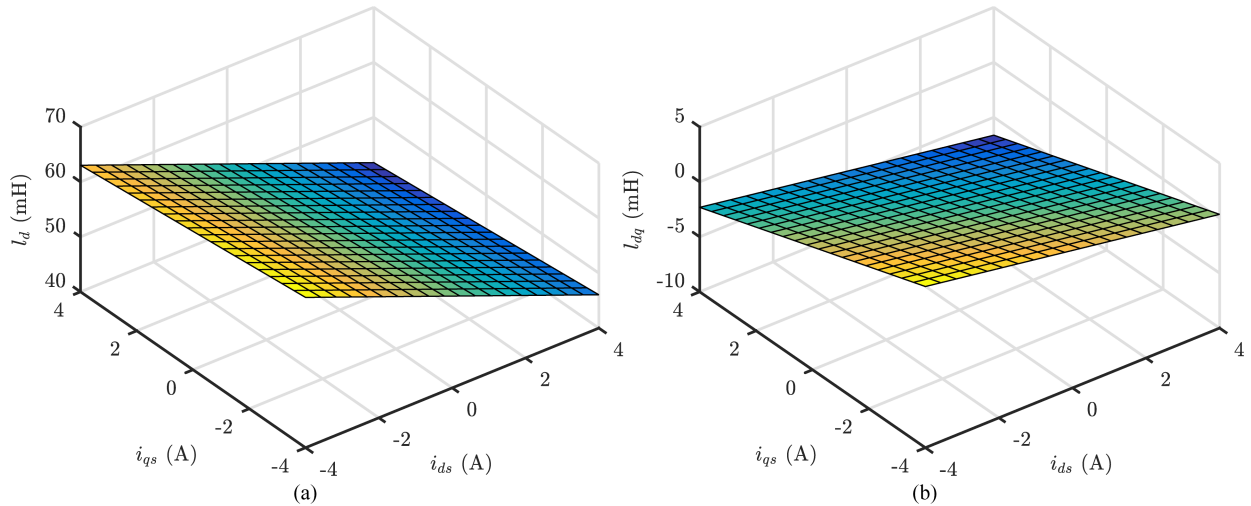


Figura 3.25: Indutância incremental: (a) própria do eixo  $d$  e (b) mútua com o eixo  $q$ .

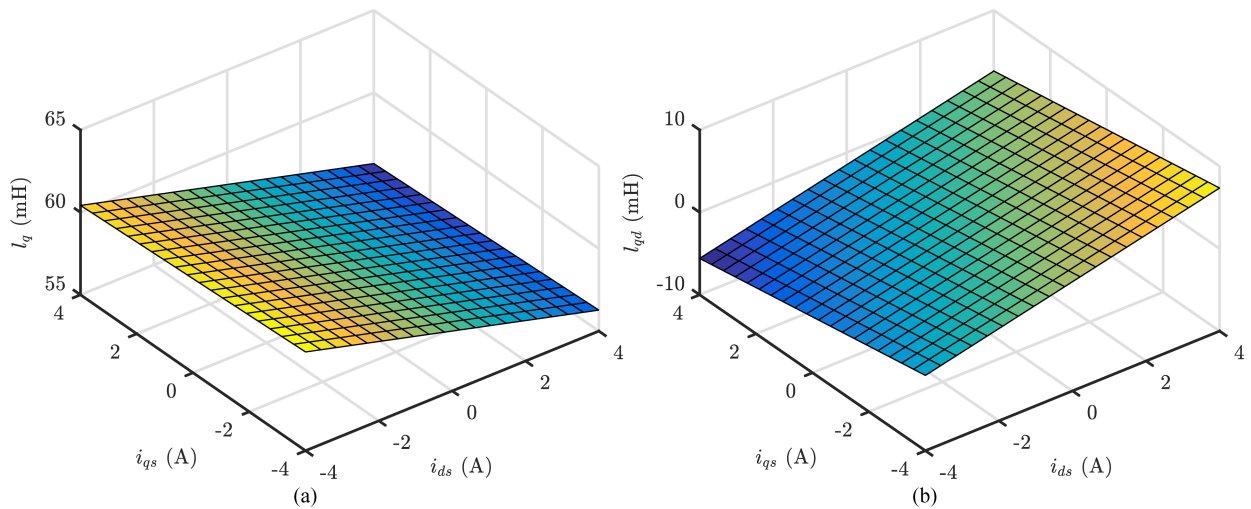


Figura 3.26: Indutância incremental: (a) própria do eixo  $q$  e (b) mútua com o eixo  $d$ .

lado, a superfície de  $l_{dq}$  (Fig. 3.26(b)) demonstra que em alguns pontos de funcionamento,  $i_{ds}$  pode ter uma contribuição considerável no aumento ou diminuição de  $\psi_{ds}$ , conforme  $i_{ds}$  seja positivo ou negativo, respectivamente.

As superfícies obtidas para  $l_x$ ,  $l_{xy}$ ,  $l_y$  e  $l_{yx}$ , derivadas a partir de superfícies do fluxo aproximadas com polinômios de ordem 2, dão origem a superfícies que variam linearmente com  $(i_{xs}, i_{ys})$ . No caso das indutâncias incrementais do espaço  $x$ - $y$ , são obtidas superfícies semelhantes para as indutâncias incrementais próprias e mútuas, com um valor baixo para o intervalo de correntes testado. Isto demonstra que a produção de  $\psi_{xs}$  e  $\psi_{ys}$  é sempre baixa e altamente dependente das correntes  $i_{xs}$  e  $i_{ys}$  impostas na máquina. Uma vez que o espaço  $x$ - $y$  não contribui para a produção de fluxo (em  $d$ - $q$ ) ou para a produção de binário por parte

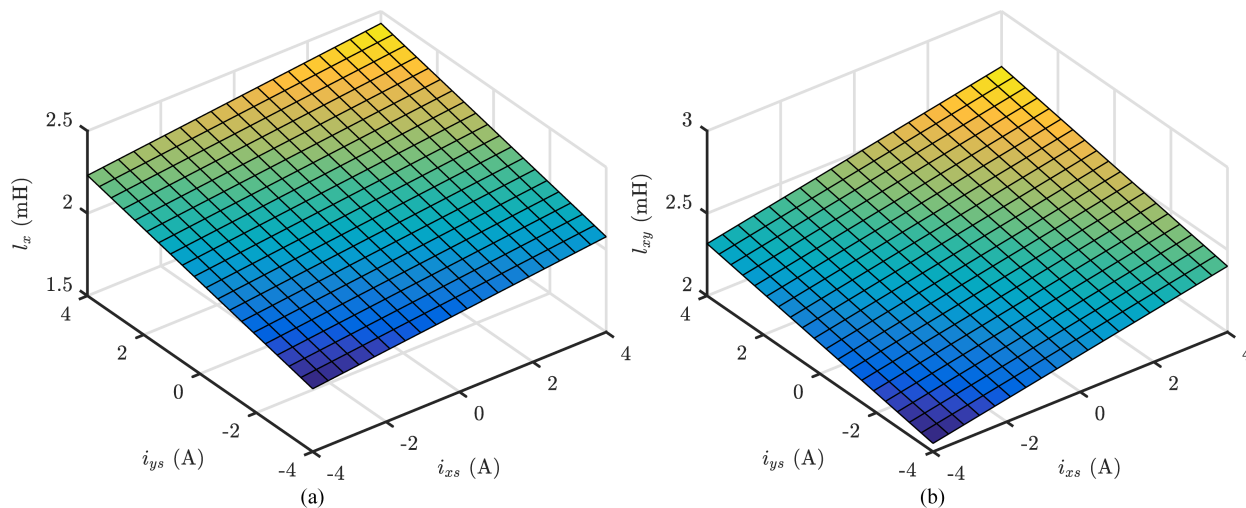


Figura 3.27: Indutância incremental: (a) própria do eixo  $x$  e (b) mútua com o eixo  $y$ .

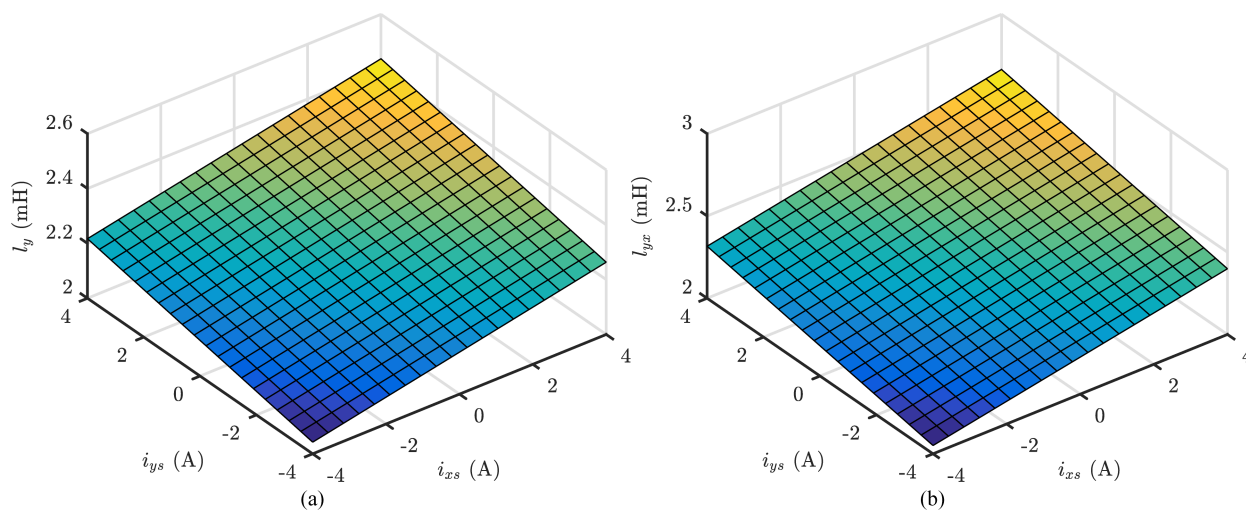


Figura 3.28: Indutância incremental: (a) própria do eixo  $y$  e (b) mútua com o eixo  $x$ .

da máquina, esta característica das indutâncias incrementais em  $x$ - $y$  é pouco relevante.



# Capítulo 4

## Conclusões e Sugestões para Trabalho Futuro

### 4.1 Conclusões

No decurso desta dissertação foi possível realizar testes de validação de um protótipo de um PMSG de seis fases. Através da realização de testes experimentais foi possível determinar os parâmetros elétricos da máquina.

Quanto à determinação de parâmetros, foi usado o modelo matemático com utilização da transformação VSD, o qual aproxima a análise de uma máquina de seis fases a uma máquina trifásica, pois apenas o espaço  $d - q$  é responsável pela produção de fluxo e binário. Conclui-se que as curvas de fluxo obtidas em função das correntes são em muito semelhantes às curvas de fluxo obtidas com máquinas trifásicas para o espaço  $d - q$ , podendo-se retirar dos resultados obtidos que o espaço  $x - y$ , em condições normais (sem qualquer avaria), não contribui para a criação de fluxo e binário numa máquina de seis fases, não tendo grande preponderância no funcionamento da mesma.

Todo o equipamento construído revelou capacidade de desempenho das suas funções. Com a PCB de isolamento de *bits* e geração de tempo-morto foi possível a comunicação entre o dSPACE e as pontes inversoras de IGBTs, bem com a geração de tempos mortos variáveis. A PCB de diminuição de ruído do encoder também demonstrou eficácia no desempenho da sua função. Todas as cablagens e equipamentos adicionais construídos de menor relevo

funcionaram corretamente, sendo assim possível a realização de todos os testes experimentais.

## 4.2 Sugestões para Trabalho Futuro

Como referido anteriormente, são ainda escassos os estudos da determinação de parâmetros em PMSG de seis fases. O estudo da aplicação de métodos de parametrização já implementados com sucesso em PMSG trifásicos em PMSGs de seis fases revela-se assim uma área com bastantes extensões por explorar. Técnicas de auto-comissionamento e de estimação on-line de parâmetros ainda não foram alvo de estudo, podendo ser sugestões de trabalho futuro o estudo da aplicação destas técnicas em PMSG de seis fases.

A parametrização da máquina foi realizada com os neutros de cada um dos conjuntos de enrolamentos trifásicos isolados. Uma das abordagens a executar brevemente será a determinação de parâmetros da máquina com os neutros dos enrolamentos trifásicos ligados entre si e analisar as diferenças, vantagens e desvantagens.

# Bibliography

- [1] Global economic prospects. The World Bank. [Online]. Available: <http://www.worldbank.org/en/publication/global-economic-prospects>
- [2] World population prospects: The 2017 revision. United Nations, Department of Economic and Social Affairs (UN/DEA). [Online]. Available: <http://www.worldbank.org/en/publication/global-economic-prospects>
- [3] Estimated consumption of electricity worldwide: International energy outlook 2017. International Energy Agency (IEA). [Online]. Available: [https://www.eia.gov/outlooks/ieo/pdf/0484\(2017\).pdf](https://www.eia.gov/outlooks/ieo/pdf/0484(2017).pdf)
- [4] Industrial sector energy consumption. U.S. Energy Information Administration (EIA). [Online]. Available: <https://www.eia.gov/outlooks/ieo/pdf/industrial.pdf>
- [5] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740–788, 2015.
- [6] G. Singh, “Multi-phase induction machine drive research—a survey,” *Electric Power Systems Research*, vol. 61, pp. 139–147, Jan 2002.
- [7] A. Boglietti, R. Bojoi, A. Cavagnino, and A. Tenconi, “Efficiency analysis of pwm inverter fed three-phase and dual three-phase high frequency induction machines for low/medium power applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 2015 – 2023, May 2008.

- 
- [8] E. Levi and M. Jones, “A literature survey of state-of-the art in multiphase ac drives,” *International Universities Power Engineering Conference*, vol. 1-2, pp. 505–510, July 2002.
- [9] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. Toliyat, and S. Williamson, “Multiphase induction motor drives—a technology status review,” *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, 2007.
- [10] F. Barrero and M. Duran, “Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines – part 1,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, May 2016.
- [11] R. Cardenas, R. Peña, S. Alepuz, and G. Asher, “Overview of control systems for the operation of dfigs in wind energy applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2776–2798, 2013.
- [12] M. Chinchilla, S. Arnaltes, and J. Burgos, “Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 130–135, March 2006.
- [13] T. Chan and L.L.Lai, “Permanent-magnet machines for distributed power generation: A review,” *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*, vol. 61, June 2007.
- [14] V. Yaramasu, A. Dekka, M. J. Durán, S. Kouro, and B. Wu, “Pmsg-based wind energy conversion systems: survey on power converters and controls,” *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 6, pp. 956–968, 2017.
- [15] E. Levi, “Multiphase electric machines for variable-speed applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1910, May 2008.
- [16] M. Duran and F. Barrero, “Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines – part 2,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 459–468, June 2016.
- [17] R. Nelson and P. Krause, “Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, no. 3, pp. 841 – 848, May 1974.

- 
- [18] E. Fuchs and L. Rosenberg, "Analysis of an alternator with two displaced stator windings," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS93, no. 6, pp. 1776–1786, 1974.
- [19] M. Abbas, R. Christen, and T. Jahns, "Six-phase voltage source inverter driven induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 5, pp. 1251–1259, 1984.
- [20] Y. Zhao and T. Lipo, "Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, 1995.
- [21] D. Hadiouche, H. Razik, and A. Rezzoug, "On the modeling and design of dual-statorwindings to minimize circulating harmonic currents for vsi fed ac machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 506–516, April 2004.
- [22] M. Andriollo, G. Bettanini, G. Martinelli, A. Morini, and A. Tortella, "Analysis of double-star permanent-magnet synchronous generators by a general decoupled d–q model," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 1416–1424, 2009.
- [23] L. Parsa, "On advantages of multi-phase machines," in *31st IEEE Industry Electronics Society Annual Conference IECON*, 2005, p. 6.
- [24] W. Munim, M. Duran, H. Che, M. Bermudez, I. Gonzalez-Prieto, and N. Rahim, "A unified analysis of the fault tolerance capability in six-phase induction motor drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7824–7836, 2016.
- [25] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, W.-P. Hew, and N. A. Rahim, "Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 407–417, 2014.
- [26] H. S. Che, M. J. Duran, E. Levi, M. Jones, W.-P. Hew, and N. A. Rahim, "Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5406–5416, 2014.

- [27] H. Eldeeb, A. Abdel-Khalik, and C. Hackl, "Dynamic modelling of dual three-phase ipmsm drives with different neutral configurations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7824–7836, April 2018.
- [28] G. Pellegrino, T. M. Jahns, N. Bianchi, W. L. Soong, and F. Cupertino, *The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors: Tutorial Course Notes*. Springer, 2016.
- [29] G. Pellegrino, B. Boazzo, and T. M. Jahns, "Magnetic model self-identification for pm synchronous machine drives," *2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, May 2014.
- [30] S. Odhano, R. Bojoi, M. Popescu, and A. Tenconi, "Parameter identification and self-commissioning of ac permanent magnet machines - a review," in *Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, March 2015, pp. 9–18.
- [31] K. Meessen, P. Thelin, J. Soulard, and E. A. Lomonova, "Inductance calculations of permanent-magnet synchronous machines including flux change and self- and cross-saturations," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 10, pp. 2324–2331, October 2008.
- [32] Y. Chen, Z. Zhu, and D. Howe, "Calculation of d- and q-axis inductances of pm brushless ac machines accounting for skew," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 10, pp. 3940–3942, May 2005.
- [33] E. Armando, R. Bojoi, P. Guglielmi, G. Pellegrino, and M. Pastorelli, "Experimental identification of the magnetic model of synchronous machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 5, pp. 2116–2125, October 2013.
- [34] J. G. Cintron-Rivera, A. S. Babel, and E. E. Montalvo-Ortiz, "A simplified characterization method including saturation effects for permanent magnet machines," *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, September 2012.
- [35] K. Liu and Z. Zhu, "Position offset-based parameter estimation for permanent magnet synchronous machines under variable speed control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 6, pp. 3438–3446, July 2015.

- [36] R. Dutta and M. Rahman, "A comparative analysis of two test methods of measuring d- and q-axes inductances of interior permanent-magnet machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 11, pp. 3712–3718, November 2006.
- [37] S. Tao, S. Kwon, J. Lee, and J. Hong, "An improved ac standstill method for testing inductances of interior pm synchronous motor considering cross-magnetizing effect," *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, September 2009.
- [38] T. Vandoorn, F. Belie, T. Vyncke, and J. Melkebeek, "Generation of multisinusoidal test signals for the identification of synchronous-machine parameters by using a voltage-source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 430–439, January 2010.
- [39] S. A. Odhano, "Self-commissioning of ac motor drives," *Doctoral thesis, Department of Energy, Politecnico di Torino, Italy*, 2014.
- [40] A. Brune, K.-H. Dempewolf, and B. Ponick, "Modelling and fe parameter identification of permanent magnet synchronous machines in consideration of spatial harmonics," *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, vol. 42, no. 11, pp. 1–6, 2010.
- [41] S. Decker, J. Richter, and M. Braun, "Predictive current control and online parameter identification of interior permanent magnet synchronous machines," in *Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016 18th European Conference on*. IEEE, 2016, pp. 1–10.
- [42] S. Kallio, J. Karttunen, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, and O. Pyhonen, "Determination of the inductance parameters for the decoupled d–q model of double-star permanent-magnet synchronous machines," *IET Electric Power Applications*, vol. 8, no. 2, pp. 39–49, September 2013.
- [43] P. Gonçalves, S. Cruz, and A. Mendes, "Comparison of model predictive control strategies for six-phase permanent magnet synchronous machines," in *44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Washington D.C., USA*, 2018, pp. 1–6.

- [44] A. Imura, T. Takahashi, M. Fujitsuna, T. Zanma, and S. Doki, “Dead-time compensation in model predictive instantaneous-current control,” in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2012, pp. 5037–5042.
  
- [45] P. Gonçalves, S. Cruz, and A. Mendes, “Design of a six-phase asymmetrical permanent magnet synchronous generator for wind energy applications,” in *IET International Conference Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), Liverpool, UK*, 2018, pp. 1–6.



# Apêndice A

## Placas de Circuito Impresso

Para a realização dos testes e validação do protótipo do MPPMSG é necessária a montagem de todos os componentes constituintes do acionamento em ambiente laboratorial. O protótipo irá ser alimentado através de duas pontes inversoras SEMIKRON de 2 níveis. A estratégia de PCC [43] desenvolvida em Matlab/Simulink, implementada na plataforma de controlo em tempo real dSPACE, será utilizada para controlar o PMSG.

No decorrer da implementação da estratégia de controlo no protótipo do PMSG desenvolvido é essencial que a ligação entre todas as componentes constituintes do acionamento seja garantida por forma a não serem colocadas em causa:

- A integridade dos componentes elétricos e mecânicos do protótipo do PMSG;
- A integridade dos conversores de potência, que irão alimentar o protótipo;
- A plataforma de controlo (dSPACE);
- A segurança do operador e da instalação.

Para tal foi necessário o desenvolvimento e implementação de equipamento por forma a garantir que os pressupostos acima referidos estejam sempre salvaguardados.

### A.1 Placa de Isolamento e Geração de Tempo Morto

A criação de uma interface com capacidade para interligar a plataforma dSPACE e os conversores de potência tornou-se fundamental no trabalho desenvolvido a nível da conceção de hardware. Para esse fim foi desenvolvida uma placa de circuito impresso com as funções

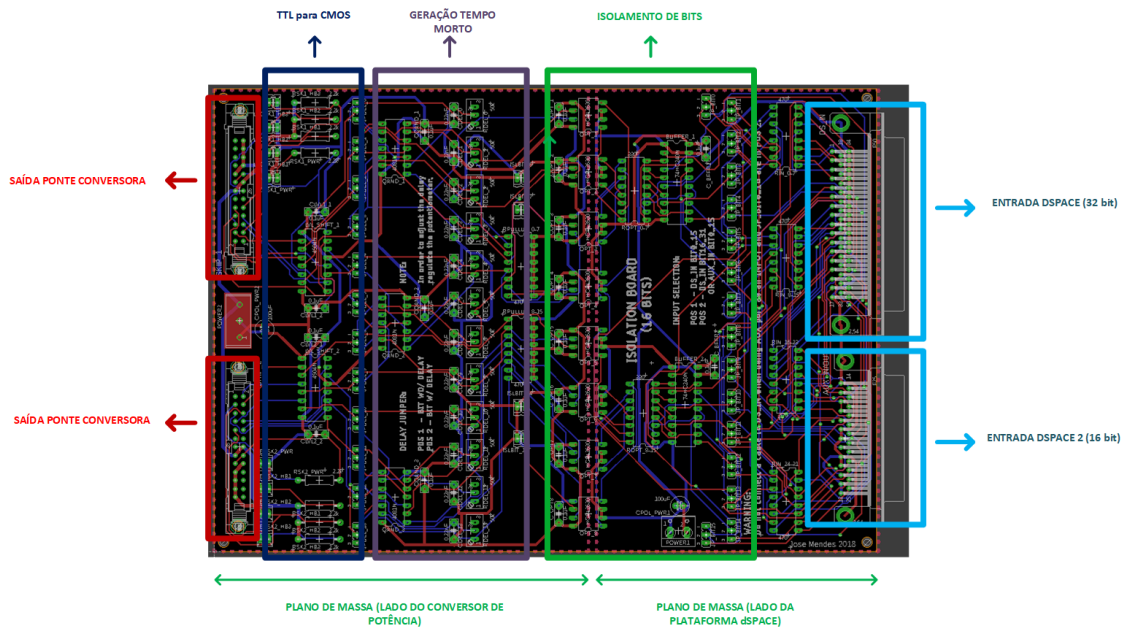


Figura A.1: Diferentes áreas da placa de isolamento e geração de tempo morto

de:

- Dividir 16 bits de controlo de saída do dSPACE em 16 canais, sendo assim cada bit encaminhado de forma isolada;
- Transformar os sinais de lógica TTL, com 5V de amplitude (sinais de saída do dSPACE) em sinais de lógica CMOS com 15V de amplitude (sinais de entrada das pontes inversoras SEMIKRON);
- Gerar um atraso temporal variável (tempo morto) nos bits de saída do dSPACE, por forma a existir um desfasamento temporal nas mudanças de estado dos IGBTs da mesma perna nas pontes inversoras.

### A.1.1 Desenho e Construção da Placa

Desenvolvido e projetado no software EAGLE da Autodesk, o desenho da placa (de circuito impresso) teve em conta restrições por forma a que a presença da mesma na montagem laboratorial tenha o menor impacto possível. Para tal, alguns cuidados foram tidos em consideração:

- Dimensões da placa (comprimento e largura) o mais reduzidas possível por forma a garantir ligações entre componentes mínimas evitando perdas por efeito de Joule;

- Secções das ligações entre os componentes adaptadas por forma a garantir proteção dos próprios componentes, da placa e da plataforma de controlo;
- Distância entre ligações maximizada para prevenção de aparecimento de capacidades parasita na placa;
- Criação de planos de massa diferenciados, por forma a manter os circuitos de entrada isolados dos circuitos de saída.

Para a área da placa reservada ao tratamento dos sinais provenientes do dSPACE, é utilizada uma fonte dc tem um nível de tensão (+5 V), sendo esta área correspondente a um plano de massa. A área reservada à geração de tempo morto e envio dos bits para as pontes inversoras corresponde a outro plano de massa sendo alimentada por uma fonte dc de dois níveis de tensão (+5V e +24V). Através da criação destes dois planos de massa é garantida uma maior proteção entre a parte de controlo e a parte de potência, estando as duas partes eletricamente isoladas. As diferentes áreas da placa podem ser revistas na figura A.1

Dado o dSPACE ter 32 *bits* de controlo disponíveis e a placa ser projetada para apenas 16 *bits* de controlo (8 bits para cada conversor de potência), é também permitido ao operador fazer a escolha do grupo de 16 *bits* de provenientes do dSPACE que pretende utilizar (conjunto de *bits* [0..15] ou conjunto de *bits* [16..31]) tendo ainda uma terceira opção de utilizar 16 *bits* de controlo de outra qualquer plataforma de controlo através de uma ficha auxiliar de entrada. A escolha de utilizar o conjunto de 16 *bits* de controlo do dSPACE ou outra qualquer plataforma de controlo é selecionada pelo operador através da manipulação de *jumpers* colocados a seguir à entrada dos bits na placa.

Para a geração de tempo morto o operador tem também ao seu dispor a possibilidade de não querer introduzir tempo morto através da manipulação de *jumpers*. Este tempo morto é regulável através de um circuito composto por um condensador colocado em paralelo com um potenciómetro ajustável. Através do ajuste do potenciómetro, é ajustada a constante tempo desse micro circuito ( $\tau = \frac{1}{RC}$ ) sendo consequentemente ajustado o tempo morto do circuito.

A presença de um número elevado de componentes na placa e a dimensão de algumas das secções das pistas condutoras entre os diversos componentes levou à dimensão final da placa ser projetada em 140 mm de largura, 200 mm de comprimento e a utilização de duas

camadas de cobre por forma a serem garantidas todas as ligações.

As secções das pistas condutoras foram projetadas tendo em conta a corrente a que as mesmas estavam sujeitas garantindo a proteção dos componentes envolvidos, das plataformas de controlo e das pontes conversoras de potência. A dimensão mínima para secções foi de 0,355 mm, sendo as secções das pistas de alimentação de 5 V dimensionadas para 0,6096 mm e as secções das pistas de alimentação de 24 V com dimensão de 1,27 mm. Foi garantido um espaçamento mínimo entre pistas de 0,355 mm.

### A.1.2 Componentes Utilizados

A seleção na aquisição dos componentes a utilizar na conceção da placa teve como base a fiabilidade dos mesmos ao desempenhar a tarefa pretendida, o consumo (de corrente elétrica), as dimensões físicas (objetivo de maximizar a rentibilização da área física da placa) e o custo dos mesmos (sem colocar em causa o funcionamento da placa), sendo de salientar:

1. Integrados de 8 resistências com  $470\Omega$  cada, sendo destinadas aos *bits* de entrada (4 integrados);
2. *Jumpers* para a seleção de *bits* do dSPACE a utilizar ou da utilização de outra plataforma;
3. Integrados de seguidores de tensão (*buffer*);
4. Optoacopladores para isolamento entre os circuitos de entrada e saída;
5. Potenciômetros reguláveis e condensadores para circuito de regulação de tempo morto;
6. Conversores de tensão (*Level shifter*, converte TTL em CMOS);

### A.1.3 Testes de Validação do Hardware

Por forma à placa projetada, após junção de todos os componentes, poder ser introduzida no acionamento, vários testes foram feitos por forma a garantir a ausência de defeitos na placa que pudessem colocar em causa o funcionamento e segurança de todo o sistema. Em primeiro lugar, com a placa apenas alimentada pelas fontes dc, foram efetuados testes (através da utilização de um multímetro) por forma a validar as alimentações dos diversos componentes e verificar o isolamento dos dois planos de massa por forma a não existir qualquer continuidade de corrente elétrica entre os mesmos. Após a aprovação no primeiro

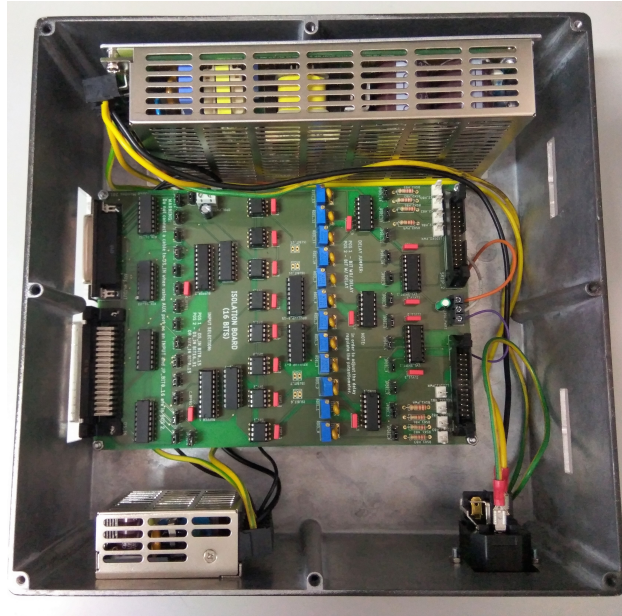


Figura A.2: PCB colocada em caixa de alumínio, preparada para a sua aplicação no acionamento.

teste, através da ligação da placa à plataforma de controlo dSPACE e às pontes inversoras SEMIKRON foram enviados para cada um dos 16 *bits* da placa ondas quadradas com 5V de amplitude por forma a verificar o funcionamento do circuito de cada um dos *bits*, desde o isolamento à conversão TTL em CMOS.

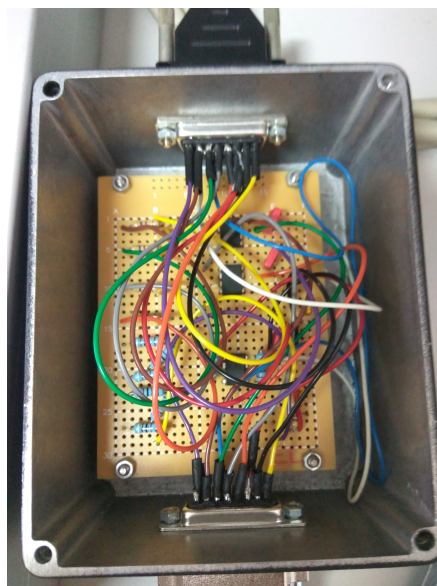


Figura A.3: Placa de correção do sinal do *encoder*

## A.2 Placa de Correção do Sinal Proveniente do *Encoder*

Dada a elevada sensibilidade mecânica e elétrica do *encoder*, foi necessário implementar uma placa que mitigasse os efeitos do ruído no sinal do *encoder*. Na situação inicial, sem qualquer tipo de retificação/filtragem de sinal do *encoder* o número de erros de medição de posição do rotor por parte do dSPACE era elevado. Para tal foi desenhada uma placa de correção dos sinais provenientes do *encoder* por forma a evitar estes mesmos erros de medição.

# Apêndice B

## Componentes da Montagem Experimental

Neste Apêndice estão apresentadas as fotografias dos principais componentes constituintes da montagem experimental, bem como uma breve descrição dos mesmos:

- **Alimentação do Barramento DC:**

Utilização de um auto transformador (ver Figura B.1) com o objetivo de alimentar o barramento DC (ver Figura B.2) do acionamento através da rede trifásica (proteção com disjuntores entre a rede e o auto-transformador), recorrendo para tal a uma ponte retificadora trifásica de díodos.

- **Pontes Inversoras de IGBTs:**

Como a função de interligarem o barramento DC aos dois conjuntos de enrolamentos trifásicos do PMSG de seis fases. Foram utilizadas duas pontes inversoras trifásicas de 2 níveis da SEMIKRON, com o modelo SKiiP 132GD120-DUL. A tensão nominal dos IGBTs é de 1200 V e a corrente nominal é de 150 A. As pontes estão representadas na Figura B.3.

- **Máquinas Elétricas** Conjunto (Figura B.6) composto pelo PMSG de seis fases por um motor de indução trifásico (Figura B.4) com o objetivo de manter a velocidade do conjunto. A velocidade foi regulada recorrendo ao uso de um variador eletrónico de velocidade comercial (Figura B.5). Ambas as máquinas estavam acopladas mecanicamente pelo veio, estando o *encoder* colocado na zona de acoplamento.



Figura B.1: Auto transformador, ligado à rede por via de disjuntores

- **Plataforma de controlo dSPACE DS1103** Utilizada para interligação entre o Software de controlo, criado em Matlab e Simulink e enviar os sinais para as placas de Isolamento por forma a comunicar com as pontes inversoras (Figura B.7).
- **Painel de Controlo do Software Controldesk** Visualização das medições obtidas em tempo real, analíticas e gráficas.

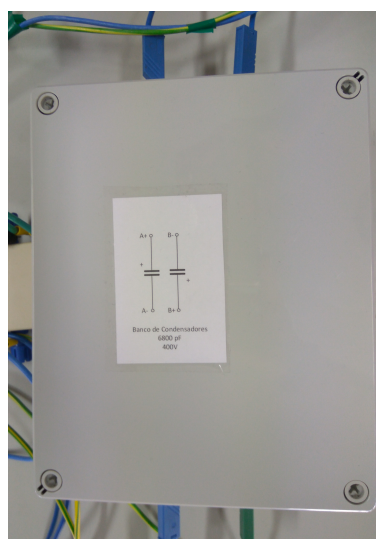


Figura B.2: Banco de capacitores do barramento DC.



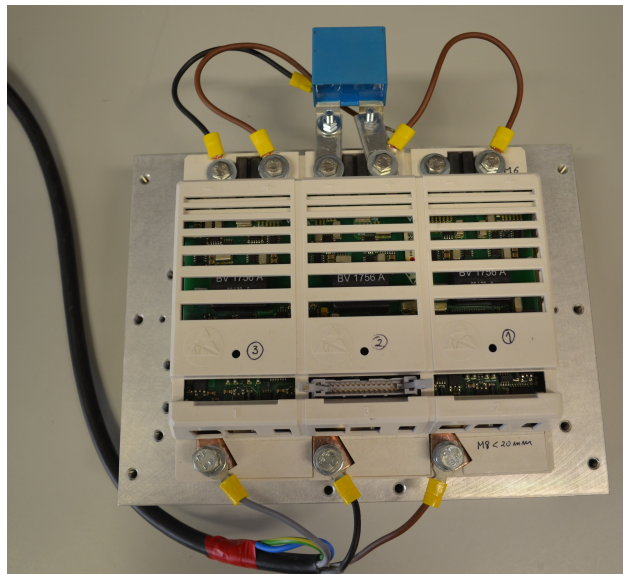


Figura B.3: Ponte Inversora SKiiP 132GD120-DUL.

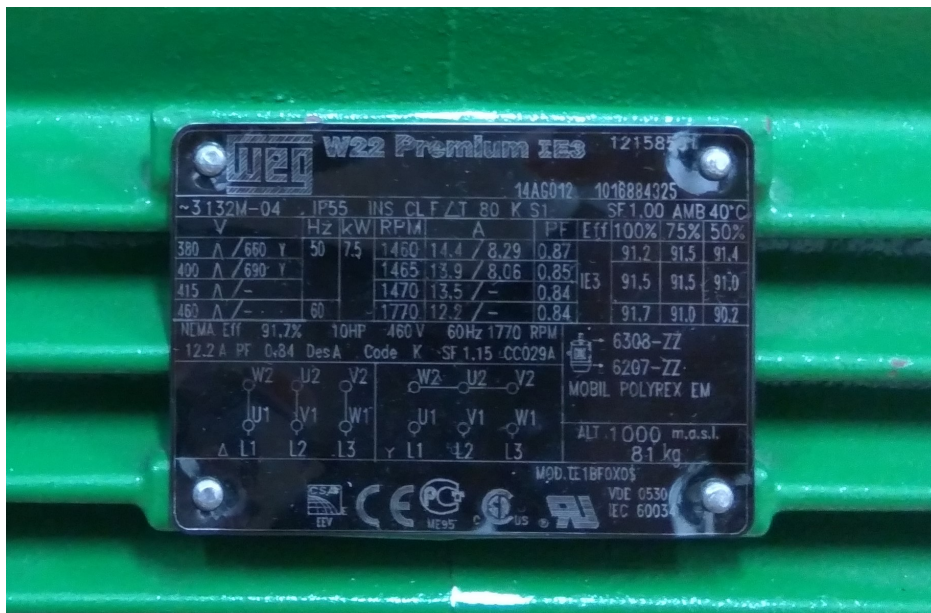


Figura B.4: Chapa de caraterísticas do motor de indução trifásico



Figura B.5: Variador eletrônico de velocidade utilizado no controlo de velocidade da máquina de indução trifásica

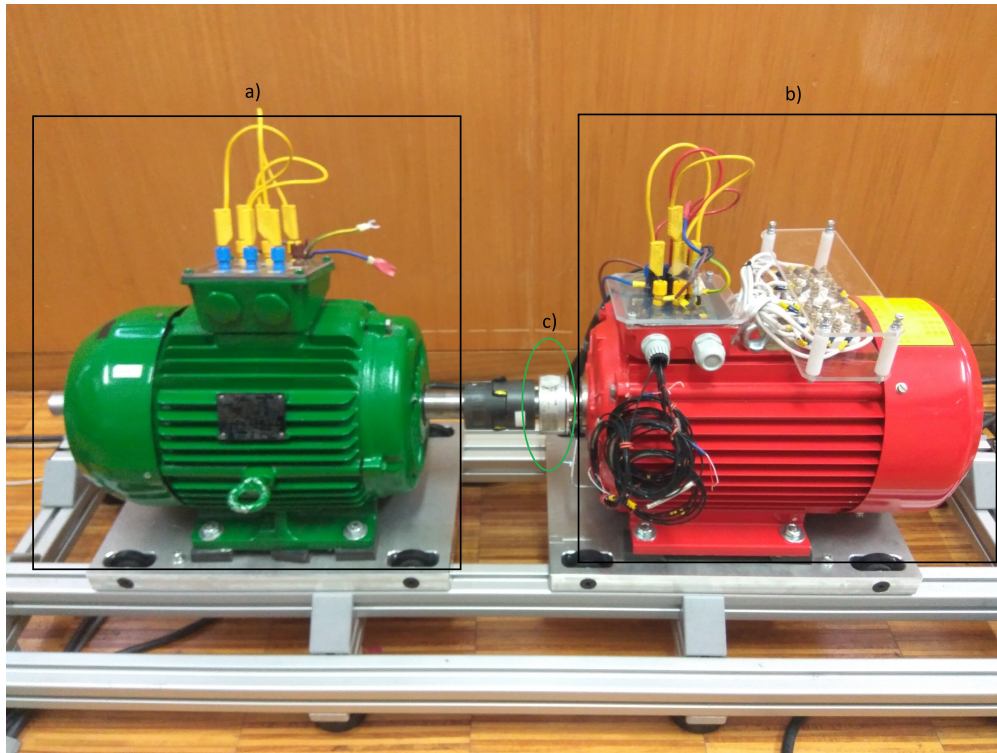


Figura B.6: Conjunto das duas máquinas acopladas mecanicamente: a) Máquina de indução trifásica, b) PMSG de seis fases, c) *encoder*.



Figura B.7: Plataforma dSPACE DS1103.