

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Estimação do binário do motor de relutância comutado

Laurenço Miguel Ferreira Espírito Santo

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Doutor Rui Manuel Esteves Araújo

30 de Julho de 2023

Resumo

A força motriz é necessária num amplo espectro de aplicações. Uma das máquinas elétricas que tem vindo a ganhar relevo recentemente é o motor de relutância comutada devido ao seu baixo custo, facilidade de construção e à não utilização de ímanes permanentes. No entanto, para o desenvolvimento de controladores de binário avançados, é crucial uma estimativa precisa do binário, especialmente em condições de carga variáveis. Existem vários métodos de estimação de binário, que se enquadram em diferentes classes bem estabelecidas, mas a caracterização do seu desempenho e condições de funcionamento não é bem conhecida.

Nesse sentido, a presente dissertação tem como objetivo o desenvolvimento de algoritmos para estimação de binário em tempo real. Nesta dissertação, são desenvolvidos seis algoritmos: estimação de binário médio, estimação de binário via tabela, estimação de binário através da aproximação da curva de magnetização, estimação de binário através de duas curvas tabeladas, estimação de binário através da linearização do ciclo de conversão de energia e estimação de binário através da derivada parcial.

Tendo em conta o número de algoritmos, optou-se numa primeira fase por fazer estudos comparativos baseados em simulação numérica no ambiente de desenvolvimento *Matlab*[®]/*Simulink*[®].

Das diferentes metodologias de estimação, escolheram-se três métodos, a saber: estimação de binário médio, estimação de binário via tabela, estimação de binário através de duas curvas tabeladas, os quais foram validados experimentalmente, em tempo definido e em tempo real, utilizando a ferramenta *C2000 Microcontroller Blockset*[®] presente no *Matlab*[®]/*Simulink*[®].

Abstract

Driving force is required in a wide range of applications. One of the electrical machines that has recently come into prominence is the switched reluctance motor due to its low cost, simplicity of construction and the non-use of permanent magnets. However, for the development of advanced torque controllers, accurate torque estimation is crucial, especially under variable load conditions. There are several torque estimation methods, which fall into different well-established classes, but the characterisation of their performance and operating conditions is not well known.

In this regard, the present dissertation aims to develop algorithms for torque estimation in real time. In this dissertation, six algorithms are developed: average torque estimation, torque estimation by table, torque estimation through the approximation of the magnetization curve, torque estimation through two plotted curves, torque estimation through the linearization of the power conversion cycle and torque estimation through the partial derivative.

Taking into account the number of algorithms, it was decided in a first phase to make comparative studies based on numerical simulation in the development environment *Matlab*[®]/*Simulink*[®].

From the different estimation methodologies, three methods were chosen, namely: average torque estimation, torque estimation by table, torque estimation through two plotted curves, which were experimentally validated, in set time and real time, using the tool *C2000 Microcontroller Blockset*[®] present in *Matlab*[®]/*Simulink*[®].

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto e motivação	1
1.2	Objetivos da dissertação	3
1.3	Estrutura do documento	3
2	Revisão Bibliográfica	5
2.1	Motor e sua modelação	5
2.1.1	Modelo matemático	6
2.1.2	Simplificações	7
2.1.3	Linearização	8
2.2	Controladores e conversor de potência	9
2.2.1	Conversor de potência	9
2.2.2	Controlo em corrente	10
2.2.3	Controlo preditivo de binário	11
2.2.4	Controlo direto instantâneo de binário	13
2.3	Estimadores de binário	13
2.3.1	Pesquisa bibliográfica sobre métodos de estimação de binário	13
2.3.2	Ciclo de conversão de energia	14
2.3.3	Aspetos não lineares do MRC	16
3	Técnicas de Estimação de Binário	19
3.1	Estimação de binário médio	19
3.2	Estimação de binário via tabela	20
3.3	Estimação de binário através da aproximação da curva de magnetização	21
3.4	Estimação de binário através de duas curvas tabeladas	22
3.5	Estimação de binário através da linearização do ciclo de conversão de energia	23
3.6	Estimação de binário através da derivada parcial	28
3.7	Síntese	29
4	Simulação e Resultados Computacionais	31
4.1	Condições de implementação e extração de resultados	31
4.2	Algoritmos de estimação de binário	32
4.2.1	Algoritmo de estimação de binário médio	32
4.2.2	Algoritmo de estimação de binário via tabela	33
4.2.3	Algoritmo de estimação de binário através da aproximação da curva de magnetização	34
4.2.4	Algoritmo de estimação de binário através de duas curvas tabeladas	35

4.2.5	Algoritmo de estimação de binário através da linearização do ciclo de conversão de energia	36
4.2.6	Algoritmo de estimação de binário através da derivada parcial	37
4.3	Comparação entre as implementações dos métodos de estimação de binário . . .	38
5	Resultados Experimentais	43
5.1	Introdução às ferramentas de implementação	43
5.2	Aquisição e condicionamento de sinal	44
5.2.1	Circuito de condicionamento da tensão	44
5.2.2	Circuito de condicionamento da corrente	45
5.2.3	Validação dos circuitos	46
5.2.4	Montagem experimental	47
5.3	Implementação experimental dos algoritmos	47
5.3.1	Resultados experimentais	49
6	Conclusão	53
6.1	Conclusões da dissertação	53
6.2	Desenvolvimentos futuros	54
	Referências	55

Lista de Figuras

1.1	Motor de Relutância Comutado com configuração 6/4 [6].	2
1.2	Diagrama de blocos ilustrativo do objetivo da dissertação.	3
2.1	Curvas de magnetização do MRC [10].	5
2.2	Linearização do Modelo do MRC.	9
2.3	Conversor de Ponte Assimétrica [11].	10
2.4	Diagrama de Bode em malha fechada do controlador em corrente.	11
2.5	Algoritmo de estimação de binário [14].	12
2.6	Ciclo de energia num sistema eletromecânico [35].	14
2.7	Representação visual do conceito de coenergia e energia armazenada [35].	15
2.8	Fluxo encadeado em função da corrente e posição do rotor.	16
2.9	Alinhamento e desalinhamento do polo do rotor com o polo do estator.	17
3.1	Exemplificação do ciclo de conversão de energia.	20
3.2	Ciclo de conversão de energia para diferentes variações de corrente.	20
3.3	Tabela para estimação do binário instantâneo.	21
3.4	Proposta de aproximação linear do fluxo encadeado.	22
3.5	Estimação de binário através de 2 curvas de posição do rotor.	23
3.6	Evolução da coenergia com corrente variável ou constante.	25
3.7	Identificação das áreas W_n , W_{n-1} e $S_{trapezio}$	25
3.8	Representação do Caso I.	25
3.9	Representação do Caso II.	26
3.10	Representação do Caso III.	26
3.11	Representação do Caso IV.	27
3.12	Representação do Caso V.	27
3.13	Representação da derivada parcial.	29
4.1	Operação do motor nos quatro quadrantes [10].	32
4.2	Energia elétrica ao longo de uma excitação.	33
4.3	Diagrama de blocos para determinação de binário médio.	33
4.4	Resultados obtidos com o algoritmo de estimação de binário médio.	34
4.5	Determinação das colunas de M_1 e M_2 a serem usadas.	34
4.6	Comparação entre a simulação e o binário estimado.	35
4.7	Resultado da estimação através de duas curvas.	36
4.8	Simulação do fluxo encadeado em relação ao estimado.	37
4.9	Resultados da coenergia e binário estimados.	37
4.10	Binário estimado através de casos.	38
4.11	Resultado da estimação através da derivada parcial.	38
4.12	Comparação dos algoritmos de estimação para diferentes velocidades.	40

5.1	Imagem da montagem experimental.	44
5.2	Circuito de acoplamento do sinal de tensão.	45
5.3	Circuito de acoplamento do sinal de corrente.	46
5.4	Entrada e saída do sinal dos circuitos de condicionamento.	47
5.5	Entrada e saída do sinal dos circuitos de condicionamento à frequência de corte.	48
5.6	Entrada e saída do sinal dos circuitos de condicionamento ao dobro da frequência de corte.	48
5.7	Imagem da montagem do circuito de aquisição de sinal.	48
5.8	Esquema do conversor experimental.	49
5.9	Resultados experimentais da estimação de binário via tabela.	50
5.10	Resultados experimentais da estimação de binário através de 2 curvas tabeladas.	50
5.11	Resultados experimentais da estimação de binário médio.	51

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros do motor para simulação numérica.	6
2.2	Tabela dos estados de comutação [15].	13
2.3	Métodos de estimação de binário.	14
3.1	Casos para a estimação do binário.	28
4.1	Resultados de similaridade dos algoritmos de estimação.	40
5.1	Análise de resultados dos algoritmos de estimação experimentais.	51

Abreviaturas e Símbolos

MRC	Motor de Relutância Comutado
MCU	Unidade de microcontrolador
v_{fase}	Tensão por fase
i_{fase}	Corrente por fase
i_s	Corrente de saturação
R_e	Resistência do estator
L	Indutância
L_s	Curva de indutância para a corrente de saturação
L_u	Indutância não saturada
T_{fase}	Binário por fase
$T_{estimado}$	Binário estimado
T^*	Binário de referência
T_{carga}	Binário da carga
B	Coefficiente de viscosidade
ψ	Fluxo encadeado
θ_r	Posição angular do rotor
θ_{fase}	Posição angular do rotor relativa a cada fase
$\theta_{alinhado}$	Posição de alinhamento do polo do rotor com o do estator
$\theta_{desalinhado}$	Posição de desalinhamento total do polo do rotor com o do estator
ω_r	Velocidade angular do rotor
$S_{envolvida}$	Variação da área envolvida na coenergia
S	Estado de ativação da fase
W'	Coenergia
W_{mec}	Energia mecânica
W_E	Energia fornecida pela fonte elétrica
W_{eL}	Perdas elétricas
W_{eS}	Energia elétrica armazenada
W_{ef}	Energia transferida para o campo de acoplamento
W_M	Energia fornecida pela fonte mecânica
W_{mL}	Perdas mecânicas
W_{mS}	Energia mecânica armazenada
W_{mf}	Energia transferida para o campo de acoplamento
W_f	Energia armazenada no campo de acoplamento
W_{fL}	Perdas no campo de acoplamento
N_{rotor}	Número de polos do rotor
N_{fases}	Número de fases do motor
P_n	Ponto de coordenadas de corrente e fluxo encadeado

Capítulo 1

Introdução

A presente dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores insere-se no contexto dos acionamentos elétricos de velocidade variável que utilizam o motor de relutância comutada. Procura-se no decorrer deste capítulo inicial elucidar o contexto e a motivação que levam ao estudo e investigação da máquina de relutância. São também estabelecidos e clarificados os objetivos centrais da dissertação. O capítulo é finalizado com a apresentação da estrutura do documento.

1.1 Contexto e motivação

O culminar de séculos de descobertas e inovações, científicas e tecnológicas, no âmbito de fenómenos eletromagnéticos e mecânicos resultou no desenvolvimento do motor elétrico. Máquina, que surge em meados de 1838, capaz de converter energia elétrica em energia mecânica e vice-versa. Na atualidade, estes acionamentos espalhados por diversos setores da economia representam 43 % a 46 % da energia global consumida [1].

Implicando que modestos aperfeiçoamentos no seu rendimento possam ter grandes impactos no consumo de energia. Outro aspeto não menos importante é o procurar desenvolver sistemas de acionamento baseados em máquinas elétricas sem ímanes permanentes.

A escassez de terras raras, tais como neodímio-ferro-boro, tipicamente utilizados na produção de ímanes permanentes mostra o interesse e justificação deste estudo. Com efeito, assimetria da disponibilidade deste tipo de recursos minerais no planeta, localiza a produção concentrada em poucos países, criando condicionamento nas cadeias logísticas e problemas ao nível ambiental e de sustentabilidade a longo prazo. A limitada produção tem causado impactos em diversas indústrias, especialmente aquelas que dependem fortemente de motores elétricos, como a automobilística.

O Motor de Relutância Comutado (MRC), foco desta dissertação, surge aplicado pela primeira vez numa locomotiva em 1842 [2]. Inovação essa que sofria de sérias limitações, desde o pobre design mecânico e eletromagnético, à comutação inadequada. A sua estrutura atual, ilustrada na figura 1.1, surge em diferentes trabalhos como [3]–[5] que fazem reaparecer o interesse por esta tecnologia.

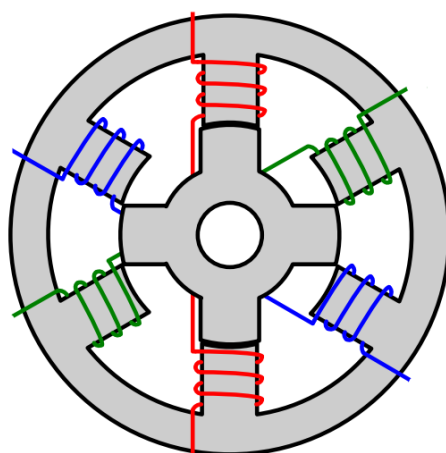


Figura 1.1: Motor de Relutância Comutado com configuração 6/4 [6].

Agregado ao MRC estão os pontos negativos de ruído acústico e elevadas ondulações de binário. Em contrapartida, tem em si, pontos de atração como robustez e facilidade de construção que fornece elevada fiabilidade e durabilidade, sendo uma solução interessante para ambientes industriais exigentes. Além disso, o MRC apresenta tempos de resposta rápidos e boas capacidades de controlo, permitindo uma operação precisa e eficiente em diferentes velocidades e cargas.

O MRC possui uma simples estrutura, sendo o estator e o rotor formados por lâminas de material ferromagnético empacotadas. O material ferromagnético pode ser constituído por diferentes metais como nos demonstra [6]. A sua vantagem está no facto dos enrolamentos estarem no estator e no rotor não existirem enrolamentos e por isso não sofrer de perdas por efeito de joule. Este, não tem necessidade de ímanes permanentes, facto positivo, pois estes são limitados e dispendiosos, como anteriormente descrito. Do ponto de vista de fabrico acresce que é de fácil construção. Assim, o MRC atrai atenção tanto da comunidade científica como industrial, colocando-se como um candidato promissor para a geração de força-motriz para veículos elétricos como é defendido em [7]. Por exemplo, em [8] é apresentada uma comparação entre o MRC e motores de ímanes permanentes, tendo o autor concluído pelo interesse do MRC ao sustentar que o MRC atrai para si algumas das vantagens dos motores de ímanes permanentes sem a necessidade dos mesmos. Com maior destaque nas características seguintes: fabrico, manutenção, robustez e custo.

Aplicações práticas do MRC são descritas em [9], verificando-se o destaque em: atingir rapidamente velocidades máximas de rotação devido à baixa inércia e possuir elevadíssimas velocidades de rotação. Existem atualmente entidades empresariais que o utilizam integrado nos seus produtos referindo não haver necessidade de manutenção no produto aplicado.

A eletrificação do veículo automóvel e a gradual substituição do motor de combustão são amplamente consideradas como inevitáveis e iminentes. Nesta transição para a eletrificação do automóvel o motor de relutância comutada emerge como uma opção promissora devido a todas as vantagens referidas anteriormente. Contudo, o seu principal destaque vai para a sua capacidade de fornecer elevado binário, mesmo a baixas velocidades, facto especialmente importante em veículos elétricos. Além disso, é eficiente em uma ampla faixa de operação, garantindo um desempenho

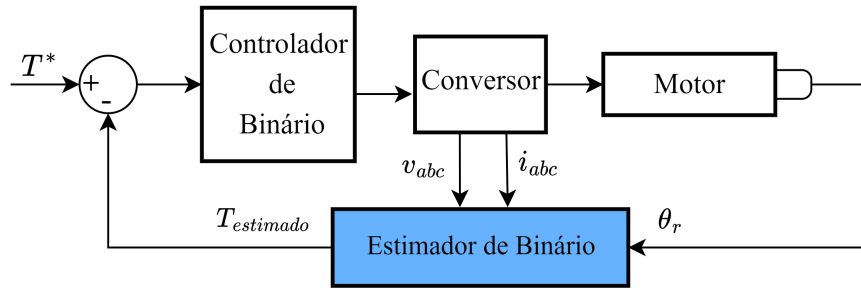


Figura 1.2: Diagrama de blocos ilustrativo do objetivo da dissertação.

consistente em diferentes velocidades.

1.2 Objetivos da dissertação

A dissertação tem por principal objetivo o desenvolvimento e implementação de um estimador de binário de um MRC para posterior utilização no desenvolvimento de um controlo direto de binário. Na figura 1.2 está representado o diagrama de blocos para o acionamento de um MRC. O controlador de binário do motor necessita da determinação do binário produzido para o correto controlo do mesmo. Neste contexto, o principal objetivo que se pretende atingir é a estimação do binário eletromagnético e no acompanhamento, em tempo real, da sua variação temporal, em condições de funcionamento normal.

1.3 Estrutura do documento

O documento é organizado em seis capítulos distintos. No primeiro capítulo, o objetivo é fornecer contexto ao leitor sobre o objeto de estudo e expor os objetivos da dissertação. O segundo capítulo aborda os elementos fundamentais da máquina elétrica que é objeto de estudo, servindo como base para o desenvolvimento do trabalho. O terceiro capítulo se dedica a um estudo dos métodos de estimação de binário. Os quarto e quinto capítulos tratam da implementação dos métodos estudados respetivamente em ambientes de simulação e experimental. Por fim, o documento termina com uma avaliação das principais conclusões derivadas do trabalho desenvolvido.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Este capítulo tem como objetivo estabelecer as bases para a realização do trabalho de dissertação, concentrando-se nos aspetos fundamentais do MRC e abordando a sua modelação, métodos de controlo de binário e a estimação de binário. É importante ressaltar que o autor não teve exposição aprofundada a esse tipo específico de máquina ao longo da sua formação académica, o que torna essencial revisitar o seu funcionamento e os métodos básicos de controlo. Portanto, propõe-se o estudo do MRC, a revisão de algoritmos de controlo e de estimação de binário.

2.1 Motor e sua modelação

A transformação de energia elétrica em energia mecânica no motor MRC é feita através da magnetização dos polos do estator tal como sugere a figura 1.1. Aplicando uma tensão em um dos enrolamentos do estator irá fazer com que circule corrente por esse enrolamento e consequentemente esse polo seja magnetizado. Com a magnetização é formado um campo magnético fechado entre o estator, o entreferro e o rotor, que faz com que o rotor se mova para uma posição de relutância mínima. Assim, temos que o ponto de menor relutância será quando o polo do estator e o polo do rotor estão alinhados e o ponto de maior relutância quando estes estão totalmente desalinhados.

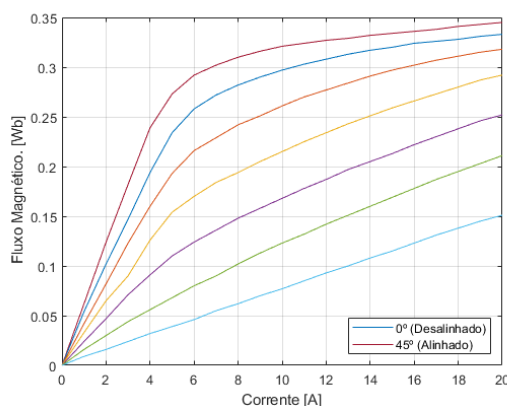


Figura 2.1: Curvas de magnetização do MRC [10].

Tabela 2.1: Parâmetros do motor para simulação numérica.

Parâmetro	Valor
Polos do estator	6
Polos do rotor	4
Tensão	150 V
Resistência do estator	1,3 Ω
Inércia	0,0013 Kg m ²
Coefficiente de fricção	0,0183 m/(rad/s)
Indutância mínima	8e-3 H
Indutância máxima	60e-3 H

Como em todas as máquinas elétricas a saturação magnética está bem presente no MRC fazendo com que seja uma máquina não linear. Na figura 2.1 é apresentada a característica magnética de um MRC em que se apresenta o fluxo encadeado versus a corrente de excitação, em desalinhamento e alinhamento a 45°. Para o caso de polos desalinhados a saturação magnética é mínima devido ao tamanho do entreferro, já para a posição de polos alinhados vê-se claramente a saturação magnética a ter efeitos a partir dos 4 A.

Os parâmetros utilizados no estudo do MRC estão exposto na tabela 2.1, na qual se pode observar as características da máquina.

2.1.1 Modelo matemático

O modelo matemático do MRC é fundamentado em diversas equações que descrevem o seu comportamento. Essas equações incluem a equação das tensões, a equação magnética, a equação de binário e a equação mecânica. Através dessas equações, é possível compreender e analisar o desempenho do MRC em diferentes condições de operação. A seguir, são apresentadas as equações do modelo.

- A equação da tensão, que relaciona as tensões aplicadas ao sistema com as correntes correspondentes, permitindo determinar as relações entre os elementos elétricos do MRC.

$$v_{fase} = R_e i_{fase} + \frac{d\psi(i_{fase}, \theta_{fase})}{dt} \quad (2.1)$$

em que v_{fase} , R_e , i_{fase} , $\psi(i_{fase}, \theta_{fase})$, são respetivamente, a tensão de alimentação, a resistência no estator, a corrente e o fluxo encadeado por cada fase.

- A equação magnética, que descreve a relação entre o fluxo magnético e as correntes de excitação, fornecendo informações sobre o comportamento magnético do sistema.

$$\psi(i_{fase}, \theta_{fase}) = L(i_{fase}, \theta_r) i_{fase} \quad (2.2)$$

em que $L(i_{fase}, \theta_r)$ é a indutância por fase.

- A equação de binário, que estabelece a relação entre o binário desenvolvido pelo MRC e as correntes no motor, e ainda a coenergia associado ao mesmo.

$$T_{fase}(i) = \left(\frac{\partial W'(\theta_r)}{\partial \theta_r} \right)_{i \text{ constante}} \quad (2.3)$$

$$T = \sum_{j=1}^m T_j(i, \theta) \quad (2.4)$$

$$W'(i_{fase}, \theta_r) = \int_0^{i_{fase}} \psi(i_{fase}, \theta_r) di \quad (2.5)$$

em que T é o binário instantâneo total, m são o número de fases do MRC e $W'(i_{fase}, \theta_r)$ é a coenergia.

- A equação mecânica, descreve a dinâmica do movimento do MRC, relacionando o binário gerado com a velocidade angular e a inércia do sistema.

$$T - T_{carga} = J \frac{d\omega_r}{dt} + B \cdot \omega_r \quad (2.6)$$

em que T é o binário eletromagnético instantâneo, T_{carga} o binário de carga, J a soma do momento de inércia da carga e da máquina, ω_r a velocidade angular do rotor e B o coeficiente de viscosidade. O leitor mais interessado em conhecer em detalhe o modelo matemático deverá consultar [11].

2.1.2 Simplificações

Uma simplificação passível de ser realizada é de $L(i, \theta_r) \rightarrow L(\theta_r)$, ou seja, considera-se um ponto de funcionamento que para os pontos de funcionamento em estudo a indutância varie apenas em função da posição do rotor. Com isto o modelo considera na mesma a saturação magnética, mas só pode ser usado para pontos de funcionamento dentro de uma gama de valores de corrente. Através desta simplificação podemos arranjar a equação (2.2) e a (2.3) de modo a obter:

$$T = \frac{d(\int_0^i L(\theta_r) \cdot i \, di)}{d\theta_r} = \frac{i^2}{2} \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \quad (2.7)$$

Na equação anterior obtemos o binário instantâneo em função de $\frac{dL}{d\theta}$, passível de ser substituído em (2.6). E sintetizando a equação (2.1) e a (2.2) obtemos o modelo elétrico completo:

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R_s i}{L(\theta)} - \frac{1}{L(\theta)} \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega_r \cdot i + \frac{V}{L(\theta)} \quad (2.8)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{2J} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_L}{J} \quad (2.9)$$

2.1.3 Linearização

Inspirado pela leitura do trabalho desenvolvido em [12], nesta secção apresenta-se uma revisão feita pelo autor ao processo de linearização para seu conhecimento e aprendizagem. Após a simplificação em 2.1.2 o sistema continua a ser não linear, mas as variáveis não vão alterar significativamente o seu valor. Podendo então menosprezando o efeito da posição do rotor na auto-indutância e na sua derivada, assumir estes valores constantes. Para resolver o problema da não linearidade do modelo é necessário a sua linearização. A solução mais simples será a linearização em torno de um ponto de operação, em que cada estado é representado por um valor em regime permanente e por uma pequena variação de sinal.

$$i = i_o + \delta i \quad (2.10)$$

$$\omega_r = \omega_{ro} + \delta \omega_r \quad (2.11)$$

$$V = V_o + \delta V \quad (2.12)$$

$$T_L = T_{Lo} + \delta T_L \quad (2.13)$$

em que a notação X_o é usada para descrever o valor da variável em regime permanente no ponto de operação e δX representa os desvios incrementais na vizinhança do ponto. A designação X serve como exemplificação de uma das quaisquer quatro variáveis apresentadas anteriormente. Substituindo na equação (2.9) e na (2.8) do modelo matemático podemos obter após simplificações:

$$\frac{d\delta i}{dt} = -\frac{R_{eq}}{L}\delta i - \frac{\delta_e}{L} + \frac{\delta V}{L} \quad (2.14)$$

$$\frac{d\delta \omega_r}{dt} = \frac{K_b}{J}\delta i - \frac{B}{J}\delta \omega_r - \frac{\delta T_L}{J} \quad (2.15)$$

Através da transformada de Laplace ($\mathcal{L}$), podemos ainda obter as equações anteriores no domínio das frequências:

$$\delta I(s) = \frac{\delta V(s) - \delta_e}{Ls + R_{eq}} \quad (2.16)$$

$$\delta \omega_r(s) = \frac{K_b \cdot \delta I(s) - \delta T_L(s)}{Js + B} \quad (2.17)$$

em que R_{eq} , K_b e δ_e descrevem, respetivamente, a resistência equivalente, o ganho binário corrente e a força contra-eletromotriz. As constantes R_{eq} , K_b e δ_e podem ser obtidas através das seguintes equações:

$$R_{eq} = R_s + \frac{dL}{d\theta} \omega_{ro} \quad (2.18)$$

$$K_b = \frac{dL}{d\theta} i_o \quad (2.19)$$

$$\delta_e = \frac{dL}{d\theta} i_o \cdot \delta \omega_r \quad (2.20)$$

Na figura 2.2 é sintetizado num diagrama de blocos o MRC no domínio das frequências, no

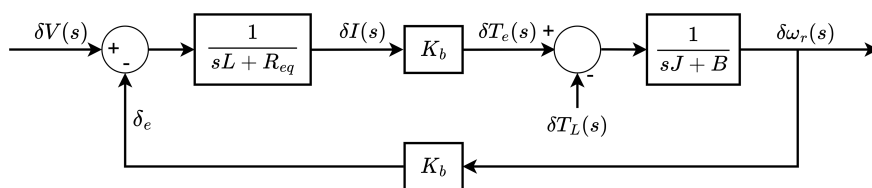


Figura 2.2: Linearização do Modelo do MRC.

qual é representado todo o sistema. Obtém como entrada do sistema a variação de tensão e carga, e de saída do sistema a variação da velocidade angular.

2.2 Controladores e conversor de potência

Após estabelecido o modelo matemático do sistema a ser controlado, é crucial estudar e sistematizar as principais abordagens de controle que podem ser aplicadas. O objetivo é compreender e sumarizar as técnicas mais relevantes de controle, que permitem otimizar o desempenho da MRC, garantir a sua estabilidade e atender aos requisitos específicos do sistema em que está a ser empregado. Serão apresentadas as principais técnicas de controle aplicáveis, como o controle de corrente, controle preditivo de binário e controle direto instantâneo de binário. Cada uma dessas técnicas possui as suas próprias características e requisitos de implementação, levando em consideração as particularidades da MRC e os objetivos do sistema.

2.2.1 Conversor de potência

A máquina de relutância comutada não pode operar diretamente a partir da rede elétrica, pois, como o próprio nome sugere, requer comutação. Isso implica a necessidade de um certo nível de controle e um conversor eletrônico de potência.

O binário gerado pelo MRC é independente da polaridade da corrente de excitação, sendo o sentido de rotação determinado pela ordem em que os polos do estator são excitados. Essa característica permite que os acionamentos sejam constituídos por apenas um interruptor, ao contrário dos motores de corrente alternada, onde é necessária a utilização de inversores de tensão ou inversores de corrente.

A escolha do conversor de potência depende principalmente dos requisitos específicos do sistema em que será implementado. As diferentes topologias de conversores podem ser classificadas conforme o número de interruptores que possuem por fase, conforme mencionado em [11].

Um exemplo de conversor com um interruptor por fase é o R-Dump, que é o mais simples entre eles. Ele possui um interruptor, um díodo e uma resistência comum para dissipação de energia em cada fase. Essa topologia é adequada para aplicações de baixa potência e não oferece controle independente entre as fases.

Outra topologia com um interruptor por fase é o conversor Split DC Supply, que utiliza um condensador em cada fase. Essa configuração permite a regeneração de energia, o que é vantajoso

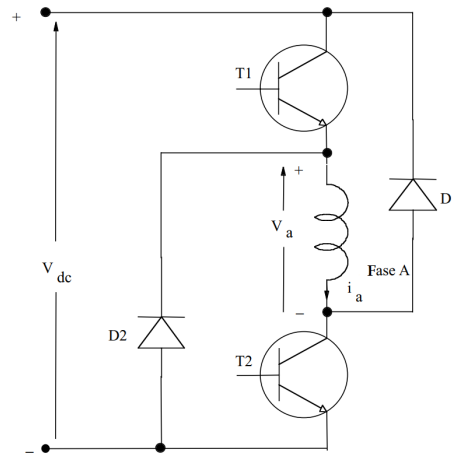


Figura 2.3: Conversor de Ponte Assimétrica [11].

em aplicações onde é necessário recuperar energia durante o processo de desaceleração ou travagem. No entanto, o controlo independente das correntes das fases não é possível nessa topologia.

O conversor C-Dump, por sua vez, possui um interruptor adicional em cada fase, além do interruptor principal. Isso permite o controlo independente da corrente em cada fase, o que é vantajoso para aplicações que exigem um controlo preciso das correntes. Essa topologia é mais complexa do que as anteriores, mas oferece maior flexibilidade no controlo.

O conversor de ponte assimétrica é um exemplo de topologia com dois interruptores por fase, o que o torna bastante versátil. Ele permite um controlo mais refinado das correntes e tensões das fases, possibilitando um melhor desempenho e eficiência do sistema. Essa topologia é comumente utilizada em aplicações de média e alta potência.

É importante considerar que existem várias outras topologias de conversores de potência disponíveis, cada uma com as suas próprias características e benefícios. A escolha da topologia mais adequada dependerá das necessidades específicas do sistema, levando em conta fatores como potência requerida, controlo de corrente e tensão, eficiência energética, regeneração de energia e restrições de espaço físico.

O conversor de ponte assimétrica está representado na figura 2.3, estando ilustrada apenas uma fase sendo as restantes conectadas de igual forma. A vantagem desse conversor é que cada fase é conectada individualmente a cada enrolamento do estator. Isso significa que, no caso de uma falha em um dos enrolamentos, o motor ainda pode continuar a operar, porém, com potência de saída reduzida. A energia armazenada nos enrolamentos das fases ativas manterá a corrente fluindo no mesmo sentido até que ela se extinga. Por meio dos diodos D_1 e D_2 , a corrente será redirecionada para a fonte. Dessa forma, a corrente diminuirá rapidamente até atingir zero, reduzindo as perdas.

2.2.2 Controlo em corrente

No seguimento da secção anterior 2.1, e da linearização em 2.2 assumindo que $\delta T_L(s)$ é zero, a variação de corrente irá ser proporcional à variação de binário. Assim, seria conveniente estabe-

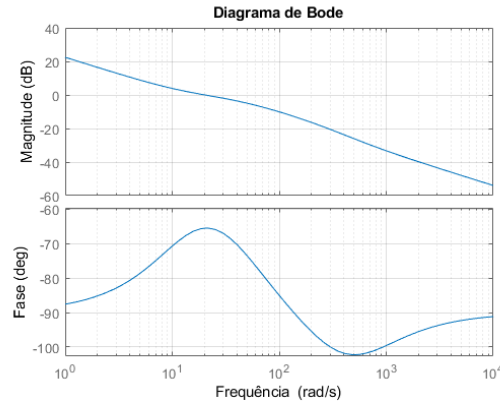


Figura 2.4: Diagrama de Bode em malha fechada do controlador em corrente.

lecer a variável corrente como a variável de controle, pois através desta podemos definir o binário. Com isto em mente em [13] são apresentados alguns controladores de corrente, como o controlador de corrente PI, controle de corrente em histerese e uma junção híbrida dos dois. O desenho de um controlador de corrente PI é realizado de seguida.

Reduzindo a figura 2.2 através de algumas simplificações, obtém-se assim a função de transferência $\frac{\delta I(s)}{\delta V(s)}$ presente na equação (2.21).

$$\frac{\delta I(s)}{\delta V(s)} = \frac{B + sJ}{s^2(LJ) + s(r_{eq}J + LB) + (R_{eq}B + k_b^2)} \quad (2.21)$$

O desenho do controlador é efetuado conforme o propósito em que irá ser aplicado. Posto isto foram definidos valores arbitrários para o motor. Em regime permanente no seu ponto de operação terá 15 A e uma velocidade angular de 165 rad/s. Através dos valores consultados em [12] e substituindo na equação (2.21) o sistema tem um zero $s = -14$ e polos em $s = -324$ e $s = -36$, sendo um sistema estável. Posto isto é possível aplicar um compensador PI ao sistema. Este sistema é apresentado em [12] com o controlador PI $20(1 + \frac{550}{s})$. A partir deste controlador pode ser gerado a resposta em malha fechada do ganho e da fase representado na figura 2.4. Neste pode ser observado o resultado do polo em zero do controlador PI e o seu funcionamento em regime permanente.

2.2.3 Controle preditivo de binário

Uma proposta de controle preditivo de binário é discutida no artigo [14]. O autor desenvolve um modelo matemático para descrever as características do fluxo encadeado e do binário, visando minimizar a ondulação do binário. O fluxo encadeado é caracterizado por uma série de Fourier, utilizada para obter os coeficientes para estimar o binário. Dessa forma, o binário pode ser expresso como uma série de Fourier, conforme apresentado a seguir.

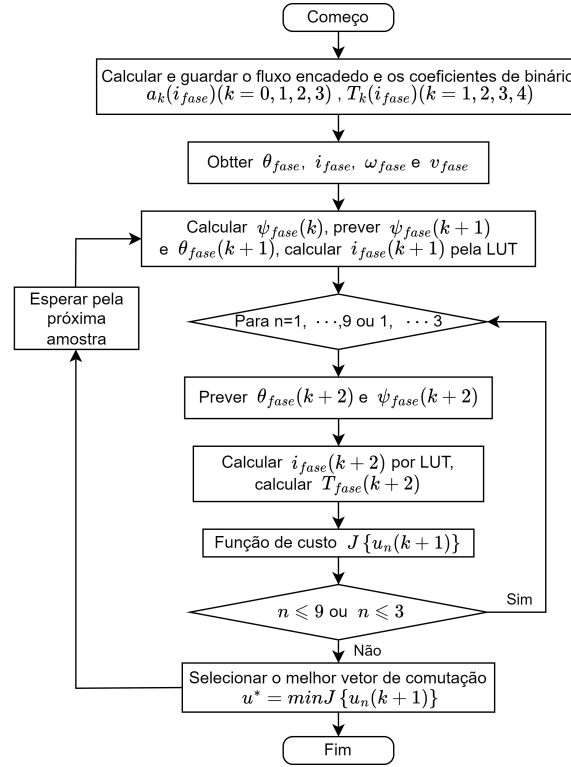


Figura 2.5: Algoritmo de estimação de binário [14].

$$T_{fase}(\theta_{fase}, i_{fase}) = T_1(i_{fase})\text{sen}(\theta_{fase}) + T_2(i_{fase})\text{sen}(2\theta_{fase}) + T_3(i_{fase})\text{sen}(3\theta_{fase}) + T_4(i_{fase})\text{sen}(4\theta_{fase}) \quad (2.22)$$

$$T_k(i_{fase}) = - \int_0^{i_{fase}} k a_1(i_{fase}) di_{fase} \quad , \quad k = 1, 2, 3, 4 \quad (2.23)$$

Assim, para estimação de binário é proposto a equação (2.22), no qual T_1, T_2, T_3, T_4 são obtidos através da equação (2.23), onde a_1 pertence aos coeficientes obtidos através da expansão da informação do fluxo encadeado para todas as posições.

Na figura 2.5, é apresentado um fluxograma que descreve um algoritmo preliminar de controle preditivo de binário. Nesse algoritmo, inicialmente, são calculados o fluxo encadeado e os coeficientes de binário. Em cada amostra de medição, são realizadas previsões da próxima posição do rotor e do binário correspondente, a partir das quais é gerada uma função de custo. Utilizando uma função de minimização de custos, é determinado o melhor vetor de tensões para o sistema.

Essa abordagem permite otimizar o controle do binário, levando em consideração as informações previstas e os custos associados a diferentes configurações de tensão. Essencialmente, o algoritmo busca encontrar a configuração de tensão que minimize o custo da função, o que resultará num melhor controle de binário do sistema. Essa estratégia de controle preditivo de binário oferece a possibilidade de melhorar o desempenho do sistema e reduzir as ondulações indesejadas.

Tabela 2.2: Tabela dos estados de comutação [15].

Ativação da Fase N - 1	Ativação da Fase N	Ativação da Fase N + 1	S Fase N-1	S Fase N	S Fase N +1
0	0	0	x	x	x
1	0	0	1 0	x	x
1	1	0	1 0 1	1 0	x
0	1	0	-1 x	1 0	x
0	1	1	x	1 0 -1	1 0
0	0	1	x	-1 x	1 0

2.2.4 Controlo direto instantâneo de binário

O controlador direto instantâneo de binário compreende um controlador digital de histerese, sendo este responsável por gerar os sinais de comutação para todas as fases em excitação do motor. O controlador de histerese controla o binário previsto de uma fase na condução monofásica. A comutação de fase envolve o controlo indireto do binário total relativamente ao binário das duas fases vizinhas. Em [15] é proposta a abordagem mostrada na tabela 2.2 para obter uma comutação de binário adequada.

O sinal de ativação é igual a 1 durante a condução ativa, ou seja, entre os ângulos de ativação e desativação. Na condução monofásica, o estado de comutação de uma fase é igual a 1 para conectar a fase à tensão positiva. Um estado de zero indica que a fase está em modo de roda livre (*freewheeling*). O estado $S = -1$ indica o estado de desmagnetização de uma fase, onde uma tensão negativa é aplicada à fase.

Quando a fase de entrada não consegue produzir o binário necessário dentro de uma faixa de histerese interna, a fase de saída de tensão zero retorna ao estado 1. Dessa forma, o binário total pode ser regulado.

2.3 Estimadores de binário

Após a integração e estudo do sistema envolvendo o MRC, chega-se ao foco central desta dissertação: o estimador de binário. Visando compreender quais métodos são utilizados para resolver esse problema, foi realizada uma pesquisa abrangente sobre as diferentes abordagens ao problema.

2.3.1 Pesquisa bibliográfica sobre métodos de estimação de binário

Na tabela 2.3, apresentam-se cinco categorias distintas nas quais o autor classifica os diversos métodos pesquisados. Essas categorias fornecem uma estrutura organizacional para compreender e analisar as diferentes técnicas de estimação de binário estudadas. Ao agrupar os métodos em categorias, procura-se identificar semelhanças e diferenças entre as abordagens utilizadas. Cada categoria representa uma abordagem particular para a estimação de binário, com suas próprias premissas, métodos e resultados esperados. Essa tabela servirá como um recurso valioso para o leitor, fornecendo uma visão geral dos métodos de estimação de binário existentes.

Tabela 2.3: Métodos de estimação de binário.

Métodos	Referência
Estimação do Binário Médio	[16], [17], [18], [19]
Recorrendo a Tabelas	[15], [20]
Analítico	[21], [22], [23], [24], [25], [26]
Aproximação da área do Ciclo de Conversão de Energia	[27], [28], [29], [30], [31], [32]
Rede Neuronal Artificial	[33], [34]

Com base na pesquisa realizada, ficou evidente a direção pretendida em relação à estimação de binário. Com o objetivo de desenvolver algoritmos de baixa complexidade computacional, o autor opta por excluir a abordagem de estimação utilizando redes neurais artificiais e o processo analítico. Em vez disso, foi realizado um estudo mais aprofundado sobre o ciclo de conversão de energia do MRC. O estudo em questão teve como foco analisar e compreender detalhadamente o processo de conversão de energia em um MRC. Isso incluiu a investigação das principais etapas e elementos envolvidos nesse ciclo de conversão, tais como a entrada de energia elétrica, a conversão em energia mecânica, a interação entre o estator e o rotor, e a saída mecânica.

2.3.2 Ciclo de conversão de energia

No essencial o MRC é um sistema eletromecânico que pode ser designado como um conversor eletromecânico de energia. Esse sistema é composto pelo sistema elétrico, o sistema mecânico e o campo de acoplamento, que é formado pelo campo eletrostático e o campo eletromagnético. O funcionamento desse sistema é governado pelo princípio da conservação de energia.

Com base nesse princípio fundamental, é possível identificar as perdas, as transferências de energia e as componentes de energia armazenada dentro do sistema eletromecânico. Para visualizar esses aspectos, a figura 2.6 é apresentada, destacando as diferentes formas de energia envolvidas.

Na figura 2.6, as setas preenchidas com pontos representam o fluxo de energia no sistema eletromecânico, que é reversível, exceto pelas perdas. A partir dessa figura, é possível extrair as equações que governam o comportamento do sistema eletromagnético. Ao analisar as interações entre os diferentes componentes do sistema eletromecânico representados na figura, é possível

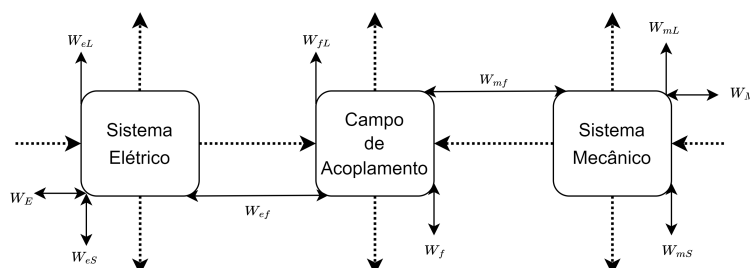


Figura 2.6: Ciclo de energia num sistema eletromecânico [35].

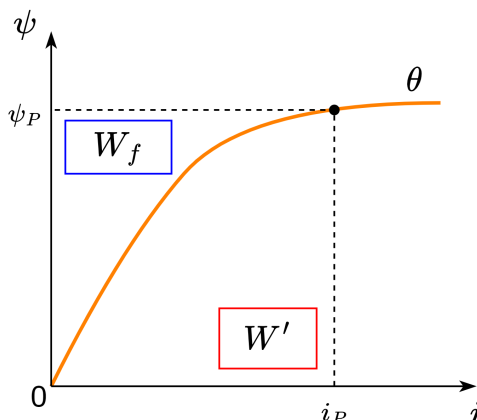


Figura 2.7: Representação visual do conceito de coenergia e energia armazenada [35].

identificar as equações que descrevem as relações de energia e as suas transformações. Essas equações são fundamentais para compreender e modelar o comportamento dinâmico do sistema eletromagnético do MRC e são as seguintes

$$W_E = W_{eL} + W_{eS} + W_{ef} \quad (2.24)$$

$$W_M = W_{mL} + W_{mS} + W_{mf} \quad (2.25)$$

$$W_{ef} + W_{mf} = W_f + W_{fL} \quad (2.26)$$

em que W_E , W_{eL} , W_{eS} e W_{ef} são respetivamente a energia fornecida pela fonte, as perdas elétricas, a energia armazenada, e a energia transferida para o campo de acoplamento. Para o sistema mecânico W_M , W_{mL} , W_{mS} e W_{mf} são respetivamente a energia fornecida pela fonte mecânica, as perdas mecânicas, a energia armazenada, e a energia transferida para o campo de acoplamento. No campo de acoplamento obtém-se a relação expressa na equação (2.26) em que W_f é a energia armazenada no campo de acoplamento e W_{fL} as perdas de energia no mesmo. Todo o conjunto do sistema eletromecânico armazena energia no campo elétrico ou magnético e ainda nas partes móveis do sistema mecânico.

A partir daqui é importante inserir o conceito de coenergia representado por W' , pois o binário é obtido através dele. A coenergia é uma grandeza não física útil para a análise teórica de sistemas físicos que pode ser descrita como a relação linear entre a energia total e a energia armazenada, esta relação está representada na figura 2.7. A coenergia é obtida pela equação (2.5), que para facilidade do leitor é apresentada novamente

$$W'(i, \theta) = \int \psi(i, \theta) di \quad (2.5)$$

sob a condição que:

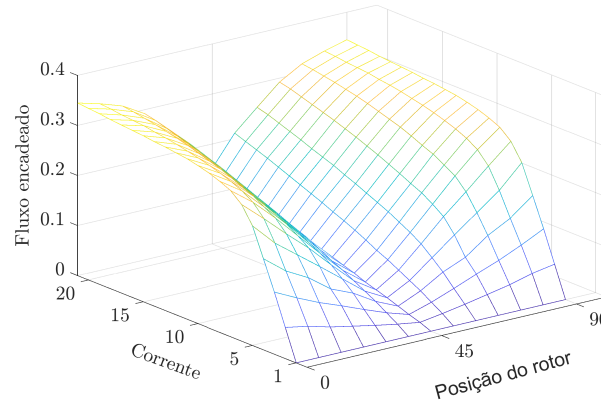


Figura 2.8: Fluxo encadeado em função da corrente e posição do rotor.

$$W_f(i, \theta) = \int i d\psi \quad (2.27)$$

Assim, o binário desenvolvido por uma única fase é dado por:

$$T_{fase} = \frac{dW'(i, \theta)}{d\theta}, \text{ para } i = \text{constante} \quad (2.3)$$

Em suma, o binário instantâneo pode ser obtido através da coenergia. O leitor mais interessado em conhecer em detalhe o ciclo de energia no sistema eletromagnético do MRC deverá consultar [35].

2.3.3 Aspetos não lineares do MRC

Uma excitação consiste na atração de um polo do rotor ao polo do estator através da energização e magnetização do mesmo, formando um campo magnético fechado com o polo do rotor, tendendo este para a posição de relutância mínima.

O binário do MRC é dependente da corrente que circula nos enrolamentos e da posição do rotor, variáveis que evoluem de forma não linear, logo o método para estimação do binário terá de lidar com as não linearidades do motor. A seguir, na figura 2.8 está representado o fluxo encadeado em função da corrente e da posição do rotor. O gráfico de fluxo encadeado é correspondente a um motor MRC 6/4 ilustrativo de uma excitação.

Uma excitação implica o rotor deslocar-se da posição de desalinhado para a posição de alinhado, gerando binário, ou da posição de alinhado para a posição de desalinhado, gerando corrente. De notar, no gráfico de fluxo encadeado a posição de alinhado é a 0° e a posição de desalinhado a 45°. Na figura 2.9 está ilustrado o posicionamento geométrico do rotor referido anteriormente.

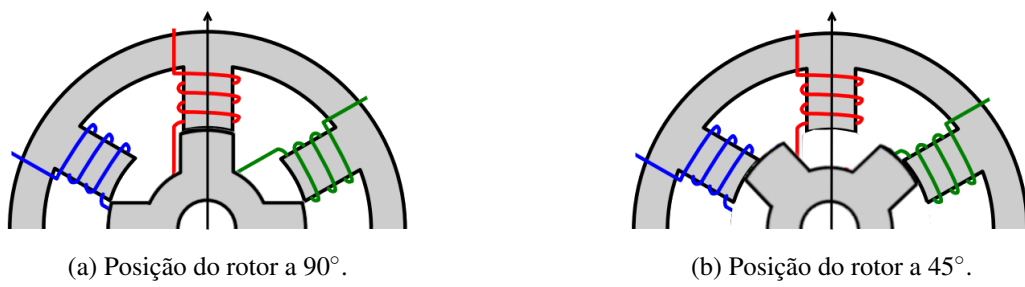


Figura 2.9: Alinhamento e desalinhamento do polo do rotor com o polo do estator.

Capítulo 3

Técnicas de Estimação de Binário

No presente capítulo, serão abordadas diversas técnicas para a estimação de binário em diferentes contextos, acompanhadas das suas respectivas fundamentações teóricas. Foram selecionados cuidadosamente os algoritmos apresentados, levando em consideração sua baixa complexidade. Será apresentado um método específico para a estimação do binário médio, enquanto os demais métodos discutidos serão direcionados à estimação do binário instantâneo. Essa ampla gama de abordagens permite explorar diferentes estratégias e conceitos-chave no campo da estimação de binário, fornecendo uma visão abrangente e aprofundada sobre o assunto.

3.1 Estimação de binário médio

O MRC é, na sua essência, um sistema eletromecânico simples constituído por um estator de polos salientes com enrolamentos concentrados em cada polo e um rotor de polos salientes sem enrolamentos permanentes ou ímanes. Como tal, o seu binário pode ser determinado através do ciclo de conversão de energia do motor, referido em 2.3.2. Por sua vez, o ciclo de conversão do MRC pode ser observado por meio do fluxo em função da corrente. Na figura 3.1 é exemplificado o ciclo de conversão de energia, no qual a posição do rotor evolui do ponto O para o ponto A. A área S_{OABO} , representada em tracejado na figura, corresponde à parte da energia convertida em binário, também conhecida como coenergia.

A coenergia, especialmente a sua variação, sofrerá modificações significativas dependendo do controlo aplicado ao motor. Na figura 3.2 é exemplificado o quanto a variação da coenergia pode variar dependendo do controlo. Em específico na figura 3.2a está ilustrado a variação da coenergia onde o motor tem um controlador em velocidade, ou seja, onde a corrente varia ao longo do ciclo de excitação para colocar o rotor com uma rotação constante. Em oposição na figura 3.2b está representado a variação da coenergia para um controlo de corrente por histerese no qual o objetivo é manter a corrente constante.

Considerando uma fase do MRC, a energia mecânica no eixo do motor resulta do surgimento da força que tende a mover o rotor de forma a minimizar a relutância do circuito magnético da máquina. Essa energia pode ser determinada pela equação (3.1) apresentada em [18].

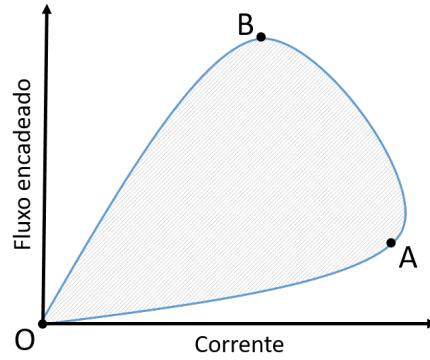


Figura 3.1: Exemplicação do ciclo de conversão de energia.

$$W_{mec} = \oint \psi \cdot di \quad (3.1)$$

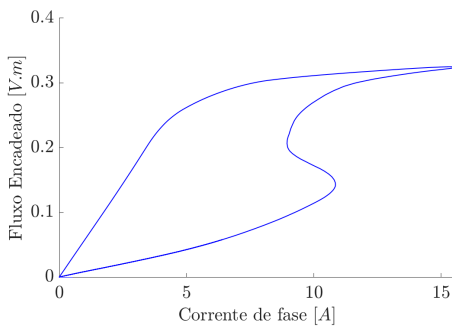
Considerando a energia mecânica produzida por todas as fases, pode-se estabelecer o binário médio, para uma rotação completa, utilizando a equação (3.2).

$$T_{medio} = \frac{N_{fase} N_r}{2\pi} W_{mec} \quad (3.2)$$

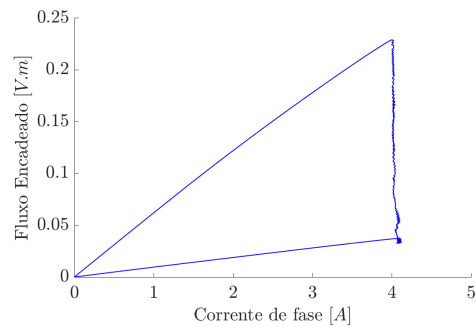
em que N_{fase} e N_r são respetivamente o número de fases e o número de polos do rotor.

3.2 Estimação de binário via tabela

A abordagem baseada em tabelas é uma forma prática e eficiente de obter estimativas de binário, utilizando valores pré-determinados associados a diferentes combinações de corrente e posição do rotor. A abordagem através de tabelas simplifica o processo de cálculo de binário em tempo real, tornando-o mais viável para implementação em sistemas de controlo do MRC. Por outro lado, a estimação de binário por meio de tabelas apresenta uma limitação de precisão devido ao facto da tabela apenas possuir valores discretos, o que resulta na necessidade de estimativas



(a) Corrente variável.



(b) Corrente constante.

Figura 3.2: Ciclo de conversão de energia para diferentes variações de corrente.

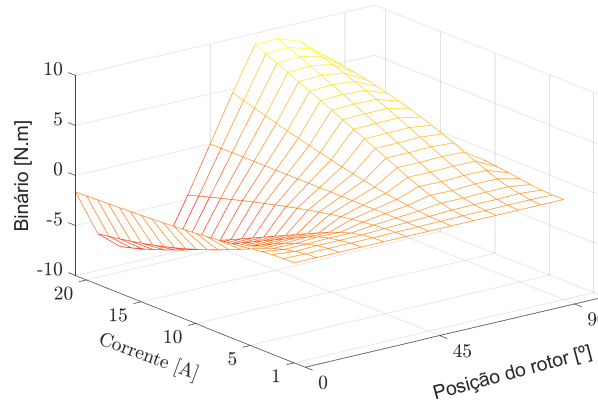


Figura 3.3: Tabela para estimação do binário instantâneo.

menos precisas para pontos intermediários. Além disso, a criação precisa de uma tabela apresenta complexidade, juntamente com a dificuldade de adaptação a alterações no motor e a sensibilidade a variações nos parâmetros do mesmo.

Em [15], a estimação do binário instantâneo produzido pelo MRC é realizada por meio da utilização de uma tabela. Nessa tabela, cada par de coordenadas de corrente e posição do rotor está associado a um valor único de binário por fase. A tabela pode ser construída de duas maneiras: por meio do registo de pontos experimentais, nos quais cada combinação de corrente e posição do rotor está associada a um valor de binário; ou de forma teórica, por meio da utilização da equação (3.3). A tabela de binário pode então ser criada pela equação seguinte

$$T_{fase}(i_{fase}, \theta_{fase}) = \int_0^{i_{fase}} \frac{\partial \psi_{fase}(i_{fase}, \theta_{fase})}{\partial i_{fase}} di_{fase} \quad , \quad (3.3)$$

a qual pode ser gerada com a dimensão pretendida dependendo da aplicação. A figura 3.3 ilustra o gráfico de binário para 13 posições distintas do rotor, sendo cada posição associada a 21 valores diferentes de corrente. A dimensão das amostras de binário que constituem a tabela irá sempre depender da aplicação em que se insere.

3.3 Estimação de binário através da aproximação da curva de magnetização

Uma abordagem passível para simplificação da implementação em tempo real é a modelação da curva de magnetização baseada numa abordagem de segmentos lineares. Dito de outra forma, embora a ligação de fluxo seja não linear, ela pode ser aproximada por dois segmentos lineares distintos que caracterizam a zona linear e a zona saturada da característica de magnetização. Logo, para a aproximação considerada, estabelece-se que o início da zona de saturação ocorre sempre para o mesmo valor de corrente no estator, e o fluxo na zona não saturada é aproximado pelo

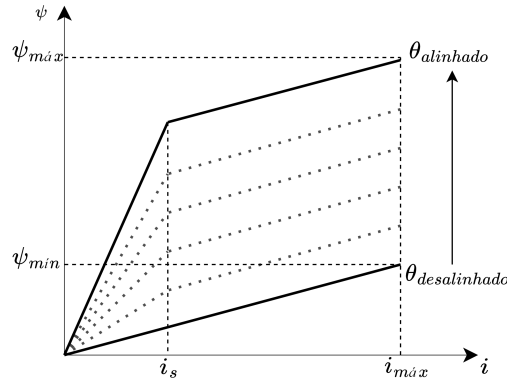


Figura 3.4: Proposta de aproximação linear do fluxo encadeado.

mesmo declive da reta de $\theta_{desalinhado}$. Na figura 3.4 a aproximação realizada para a característica de magnetização em relação à corrente e à posição do rotor é ilustrada.

Nessas condições, o fluxo de ligação em relação à corrente e à posição do rotor pode ser expresso pela seguinte equação:

$$\psi(\theta, i) = \begin{cases} L_u i + \frac{K_1}{i_s(\theta_r - \theta_{desalinhado})} i, & \text{se } i \leq i_s \\ L_u i + K_2(\theta_r - \theta_{desalinhado}), & \text{se } i > i_s \end{cases} \quad (3.4)$$

onde L_u é o valor da indutância não saturada e K_1 e K_2 são constantes a serem determinadas em função dos parâmetros nominais da máquina. O binário pode ser desenvolvido a partir disso e resulta na equação seguinte:

$$T = M_1(i, \theta)i + M_2(i, \theta)\frac{i^2}{2} \quad (3.5)$$

onde as variáveis M_1 e M_2 são calculadas com base nas constantes K_1 , K_2 e na posição do rotor.

3.4 Estimação de binário através de duas curvas tabeladas

Com o objetivo de mitigar as limitações associadas à estimação de binário via tabelas, como a complexidade da sua criação e armazenamento num ambiente de microcontrolador, foi pensada e concebida uma abordagem simplificada que se baseia em aproximações lineares. O método consiste em escolher duas curvas de binário da tabela de binário para duas posições do rotor para corrente constante, por exemplo, para 60° e 75° . Neste caso, as duas curvas são escolhidas de forma deliberada na zona de saturação, onde existe maior variação, para uma melhor aproximação e por corresponder ao funcionamento efetivo destas máquinas. Na figura 3.5 está representada a aproximação realizada com a aproximação por segmentos pelas duas curvas de 60° e 75° . Como pode ser observado, consiste em traçar uma reta entre as duas curvas e o seu simétrico para a parte negativo de binário, neste caso correspondente a 15° e 35° .

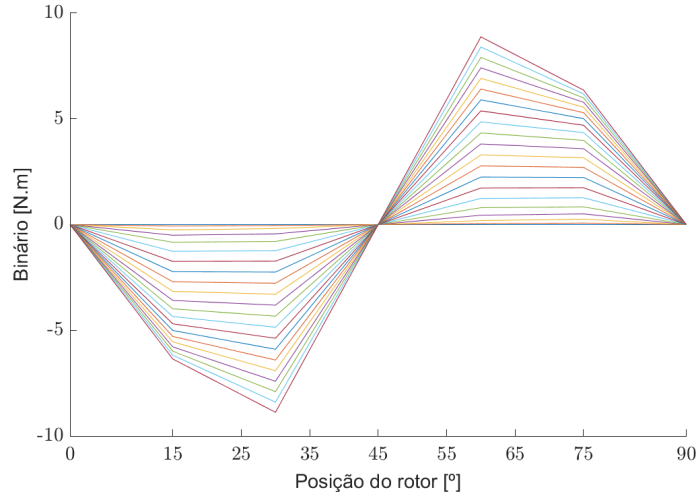


Figura 3.5: Estimação de binário através de 2 curvas de posição do rotor.

3.5 Estimação de binário através da linearização do ciclo de conversão de energia

Conforme mencionado anteriormente, a variação da coenergia está diretamente relacionada com o binário gerado pelo MRC. Como mencionado na estimação do binário médio, a variação da coenergia e da posição do rotor está diretamente relacionada com o binário instantâneo gerado, conforme expresso na equação seguinte

$$T_{int} = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \approx \frac{\Delta W'}{\Delta \theta} \approx \frac{S_{envolvida}}{\Delta \theta} \quad , \quad (3.6)$$

em que $S_{envolvida}$ seria a variação da área envolvida na coenergia, consequentemente no binário gerado. A expressão anterior é válida apenas quando a corrente é constante. No caso de corrente variável, é necessária a aproximação da área envolvida no ciclo de conversão de energia. O ciclo de conversão de energia evolui de forma não linear como anteriormente visualizado na secção 3.1. Como tal, para determinação da coenergia num qualquer ponto P_n é necessário identificar e calcular a curva de fluxo encadeado que atravessa o ponto. Previamente, na construção da tabela na secção 3.2 a curva de fluxo encadeado estava implícita na equação (3.3) na parcela $\psi_{fase}(i_{fase}, \theta_{fase})$. Nessa abordagem, a evolução do fluxo encadeado até ao ponto P_n (ver figura 3.6) é determinada por meio da extrapolação dos valores da tabela. Para determinação da curva que atravessa para o ponto P_n sem recorrer à tabela são utilizadas aproximações matemáticas que descrevem o comportamento do fluxo encadeado.

O ponto $P_n = \{i_n, \psi_n\}$ representa um par de coordenadas para o qual se extrapola a curva de fluxo. Dito de outra forma, i_n e ψ_n são amostras do motor em operação. De realçar a diferença entre ψ e ψ_n , em que ψ_n é obtido ao longo do tempo através da equação (3.7) e ψ será a curva de fluxo encadeado que atravessa o ponto P_n .

$$\psi(t) = \int_0^t [v(t) - R_e i(t)] dt \quad (3.7)$$

A curva de fluxo encadeado que atravessa o ponto P_n na zona não saturada, ao estar na zona linear do MRC, pode ser determinada pela equação seguinte

$$\psi = L_s(\theta) i \quad (3.8)$$

em que $L_s(\theta)$ representa a curva de indutância para a corrente de saturação. De lembrar, a corrente de saturação i_s é a corrente que fará a divisão entre a zona linear e não linear do MRC. Nesse caso, a cada posição do rotor está associado o valor de indutância.

A obtenção da curva de fluxo na zona saturada para o ponto P_n requer lidar com as não linearidades características do motor. Os autores em [27] introduzem-nos a uma equação empírica capaz de descrever a curva do fluxo que atravessa o ponto P_n na zona saturada, a equação de Fröhlich [36], que é apresentada de seguida

$$\psi = L_s(\theta) i_s + a \frac{i - i_s}{b + i - i_s} \quad \text{para } i_s < i \leq i_{fase} \quad (3.9)$$

em que i_s é valor da corrente de saturação, o mesmo do qual $L_s(\theta)$ é retirado, a e b são constantes. Para garantir a continuidade entre as condições das duas zonas de saturação, é necessário que ambas se igualem para os mesmos valores, o que ocorre. As constantes a e b podem ser expressas da seguinte maneira

$$a = \frac{L_s(\theta)(\psi_{fase} - L_s(\theta)i_s)(i - i_{fase})}{L_s(\theta)(i - i_{fase}) - (\psi_{fase} - L_s(\theta)i_s)} \quad b = \frac{a}{L_s(\theta)} \quad , \quad (3.10)$$

de realçar que as constantes são diferentes para cada extrapolação do valor de ψ .

Como demonstrado anteriormente, o ciclo de conversão de energia evolui de forma não linear para corrente variável. Com isso em mente, considere-se dois pontos, P_n e P_{n-1} pertencentes ao ciclo de conversão de energia. Cada ponto é associado a uma corrente, um fluxo encadeado, uma posição do rotor e uma área de coenergia. Na figura 3.6a, é possível observar a vermelho que, para corrente constante, o ciclo de conversão de energia evolui de forma linear entre um ponto e outro. Em oposição, na figura 3.6b a evolução entre os pontos do ciclo de conversão de energia evoluem de forma não linear. Em [37] o autor propõe a linearização destacada a azul na figura.

Com a linearização ilustrada na figura 3.6b são de realçar três áreas: a coenergia do ponto P_n denominada de W_n , a coenergia do ponto P_{n-1} denominada de W_{n-1} e a área $S_{trapezio}$ que será a área de diferença entre as duas anteriores. Na figura 3.7 estão identificadas as três áreas referidas anteriormente.

Ainda em [37], o autor sugere a determinação do binário por meio da equação (3.6), onde $S_{envolvida}$ representa a área entre os pontos O , P_{n-1} e P_n . A determinação de $S_{envolvida}$ depende do estado em que o motor se encontra. Para abordar essa variação, foi dividida em cinco casos a determinação da variação da coenergia. De seguida são apresentados os cinco casos:

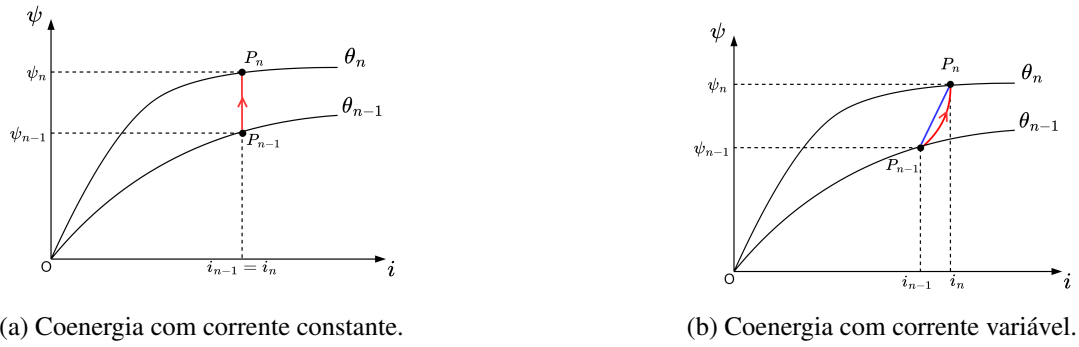
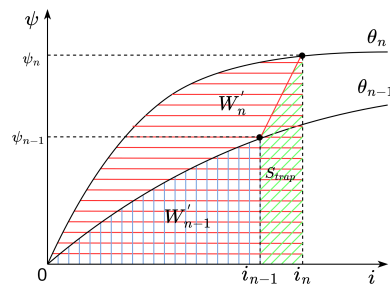


Figura 3.6: Evolução da coenergia com corrente variável ou constante.

Figura 3.7: Identificação das áreas W_n , W_{n-1} e $S_{trapezio}$.

- No Caso I, é pressuposto que tanto a corrente quanto o fluxo encadeado variam de forma crescente, enquanto a posição do rotor se encontra entre a posição alinhada ($\theta_{alinhado}$) e a posição desalinhada ($\theta_{desalinhado}$). Na figura 3.8 está ilustrado os pontos P_n e P_{n-1} no ciclo de conversão de energia para o Caso I.

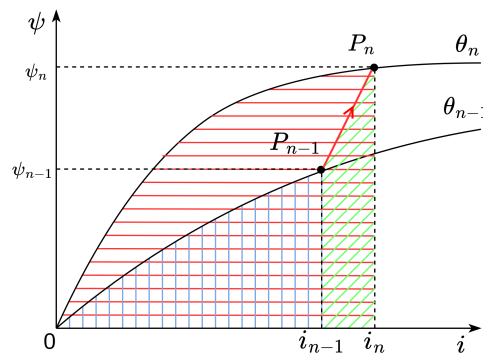


Figura 3.8: Representação do Caso I.

Sob essas condições, a variação da coenergia pode ser calculada utilizando a equação (3.11).

$$W'_{envolvida} = W'_{P_n} - W'_{P_{n-1}} - S_{trapezio} \quad (3.11)$$

- Em seguida perante o Caso II, a corrente decresce e o fluxo encadeado vária de forma crescente, enquanto a posição do rotor se encontra entre a posição alinhada ($\theta_{alinhado}$) e a posição desalinhada ($\theta_{desalinhado}$). Na figura 3.9 está ilustrado os pontos P_n e P_{n-1} no ciclo de conversão de energia para o Caso II.

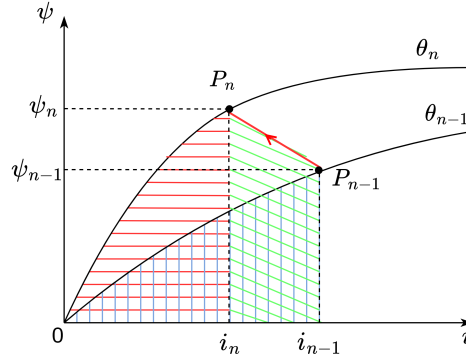


Figura 3.9: Representação do Caso II.

Sob as condições mencionadas, é possível calcular a variação da coenergia utilizando a equação (3.12).

$$W'_{envolvida} = W'_{P_n} + S_{trapezio} - W'_{P_{n-1}} \quad (3.12)$$

- Adicionalmente, o Caso III se verifica quando a corrente e o fluxo encadeado variam de forma decrescente, enquanto a posição do rotor se encontra entre a posição do rotor alinhada ($\theta_{alinhado}$) e a posição desalinhada ($\theta_{desalinhado}$). Na figura 3.10 está ilustrado os pontos P_n e P_{n-1} no ciclo de conversão de energia para o Caso III.

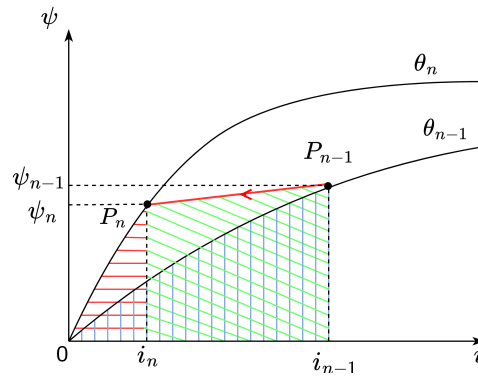


Figura 3.10: Representação do Caso III.

Perante as condições, a variação da coenergia pode ser obtida pela equação (3.13).

$$W'_{envolvida} = W'_{P_n} + S_{trapezio} - W'_{P_{n-1}} \quad (3.13)$$

- No Caso IV, tanto a corrente quanto o fluxo encadeado variam de forma crescente, de maneira semelhante ao Caso I, porém isso ocorre para uma posição anterior à posição de desalinhamento do rotor ($\theta_{desalinhado}$). Na figura 3.11 está ilustrado os pontos P_n e P_{n-1} no ciclo de conversão de energia para o Caso IV.

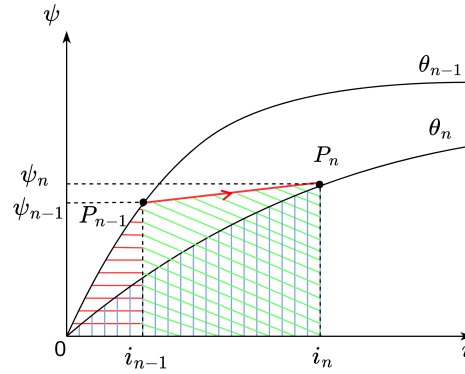


Figura 3.11: Representação do Caso IV.

Assim, a variação da coenergia é representada pela equação (3.14).

$$W'_{envolvida} = W'_{P_{n-1}} + S_{trapezio} - W'_{P_n} \quad (3.14)$$

- Em última análise, o Caso V ocorre para uma posição do rotor anterior à posição de alinhado do rotor ($\theta_{alinhado}$), e no qual a corrente e o fluxo encadeado variam ambos de forma decrescente. Na figura 3.12 está ilustrado os pontos P_n e P_{n-1} no ciclo de conversão de energia para o Caso V.

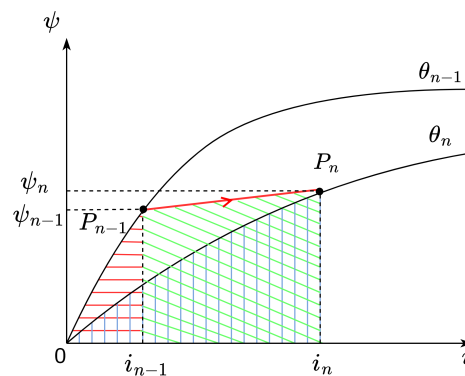


Figura 3.12: Representação do Caso V.

Por fim, a variação da coenergia é calculada com a equação (3.15).

$$W'_{envolvida} = W'_{P_{n-1}} - W'_{P_n} - S_{trapezio} \quad (3.15)$$

Tabela 3.1: Casos para a estimação do binário.

Caso	Situação			Área Equação
	Posição do rotor	Fluxo	Corrente	
I	$\theta_d < \theta < \theta_a$	$\psi \uparrow$	$i \uparrow$	$W'_n - W'_{n-1} - S_{trapezio}$
II	$\theta_d < \theta < \theta_a$	$\psi \uparrow$	$i \downarrow$	$W'_n - W'_{n-1} + S_{trapezio}$
III	$\theta_d < \theta < \theta_a$	$\psi \downarrow$	$i \downarrow$	$W'_n - W'_{n-1} + S_{trapezio}$
IV	$\theta < \theta_d$	$\psi \uparrow$	$i \uparrow$	$W'_{n-1} - W'_n + S_{trapezio}$
V	$\theta_a < \theta$	$\psi \downarrow$	$i \downarrow$	$W'_{n-1} - W'_n - S_{trapezio}$

Em modo de visão geral e resumo na tabela 3.1 estão representados os cinco casos e as respectivas equações.

3.6 Estimação de binário através da derivada parcial

Uma alternativa simples ao método da Estimação de Binário através da linearização do ciclo de conversão de energia, é calcular a coenergia de forma direta. Em vez de utilizar casos específicos, podemos recorrer à derivada parcial, mesmo considerando que a corrente é variável. Essa abordagem oferece uma solução mais simplificada, eliminando a necessidade de considerar diferentes cenários. Ao adotar essa estratégia, pretende-se obter resultados semelhantes e reduzir a complexidade do processo de estimativa de binário, proporcionando uma abordagem alternativa viável para a análise do ciclo de conversão de energia.

Para realizar o cálculo da derivada parcial, é fundamental destacar a diferença expressa na equação (3.16) entre a derivada parcial da coenergia e a variação da coenergia. Essa distinção é crucial para compreender e aplicar corretamente a abordagem proposta, uma vez que a derivada parcial refere-se à taxa de variação instantânea de uma única variável, enquanto a variação da coenergia representa a alteração total nesse valor ao longo de um intervalo específico.

$$T = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \neq \frac{\Delta W'}{\Delta \theta} \quad (3.16)$$

$$\frac{\partial W'}{\partial \theta} = \frac{W'_n(\theta_n) - W'_n(\theta_{n-1})}{\theta_n - \theta_{n-1}} \quad (3.17)$$

Na figura 3.13 está representado com um segmento vermelho a derivada parcial da coenergia em relação à posição do rotor e a verde a variação da coenergia e da posição do rotor, exemplificado graficamente a diferença da equação (3.16). A derivada parcial da coenergia é calculada então com a equação (3.17) em que mantendo a corrente se calcula um novo ponto de coenergia para a posição do rotor anterior.

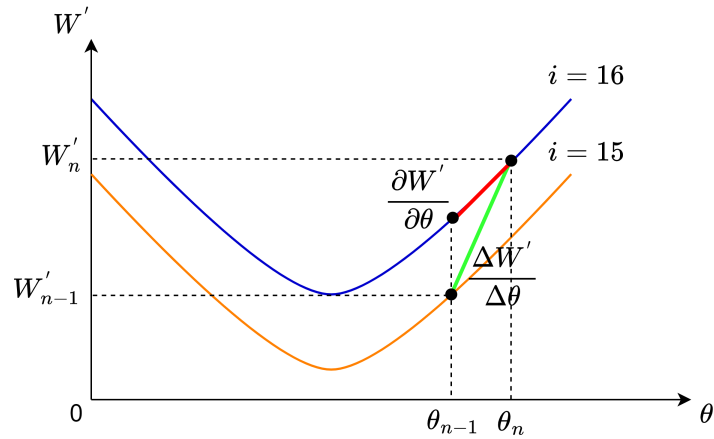


Figura 3.13: Representação da derivada parcial.

3.7 Síntese

Ao longo deste capítulo, foram exploradas seis técnicas de estimação de binário, abrangendo tanto o binário médio quanto o binário instantâneo. Os métodos apresentados foram selecionados com base na sua eficácia e baixa complexidade, proporcionando ferramentas práticas para a análise e estimativa de binário em diferentes cenários.

Com essas abordagens pretende-se obter estimativas confiáveis de binário, que permitam contribuir para o projeto, otimização e controle de sistemas de conversão de energia. No entanto, é importante considerar as limitações e particularidades específicas de cada técnica, escolhendo a abordagem mais adequada consoante as características de cada sistema em questão.

Em resumo, este capítulo oferece uma visão abrangente das técnicas de estimação de binário, destacando a sua simplicidade e eficiência sustentadas em fundamentação teórica.

Capítulo 4

Simulação e Resultados Computacionais

No presente capítulo, será abordada a implementação das técnicas discutidas no capítulo anterior em ambiente de simulação, bem como a comparação entre as técnicas selecionadas. Nesta componente pretende-se explorar a implementação prática e a validação das técnicas propostas anteriormente. Como tal, foram desenvolvidos algoritmos em ambiente *Matlab*[®]/*Simulink*[®] e implementados para o modelo matemático do MRC fornecido em [38]. Em suma, esta é uma etapa fundamental para validar e aprimorar o conhecimento adquirido até o momento, bem como oferecer uma base sólida para a aplicação experimental das técnicas abordadas.

4.1 Condições de implementação e extração de resultados

As técnicas de estimação de binário foram desenvolvidas em algoritmos e implementados na plataforma de simulação *Matlab*[®]/*Simulink*[®] com o controlo desenvolvido em [10]. Os resultados obtidos para os diferentes métodos de estimação foram obtidos com o controlo de velocidade do motor de relutância, utilizando a mesma referência de velocidade. A fim de abranger o funcionamento nos quatro quadrantes, foi aplicado um binário de carga constante de 2 Nm até 0,25 s. Em seguida, ocorre uma transição abrupta de carga para -2 Nm até 0,75 s, seguida pelo retorno ao binário de carga de 2 Nm. Para as condições de carga mencionadas, a velocidade de referência do motor é estabelecida em 1000 rpm até 0,5 s. Em seguida, ocorre uma mudança na velocidade de referência, passando para -1000 rpm. Essa transição de velocidade representa uma mudança de direção no sentido negativo.

Esta configuração experimental permite avaliar o desempenho das técnicas de estimação de binário em todas as situações, representadas pelas mudanças bruscas de carga. Ao simular essas condições de operação, é possível verificar a capacidade dos algoritmos em acompanhar e estimar com precisão as variações de binário, tanto em magnitude quanto em direção.

Na figura 4.1, são apresentadas as condições às quais os algoritmos de estimação de binário são submetidos, abrangendo os quatro quadrantes pelos quais o motor passa. Essa representação

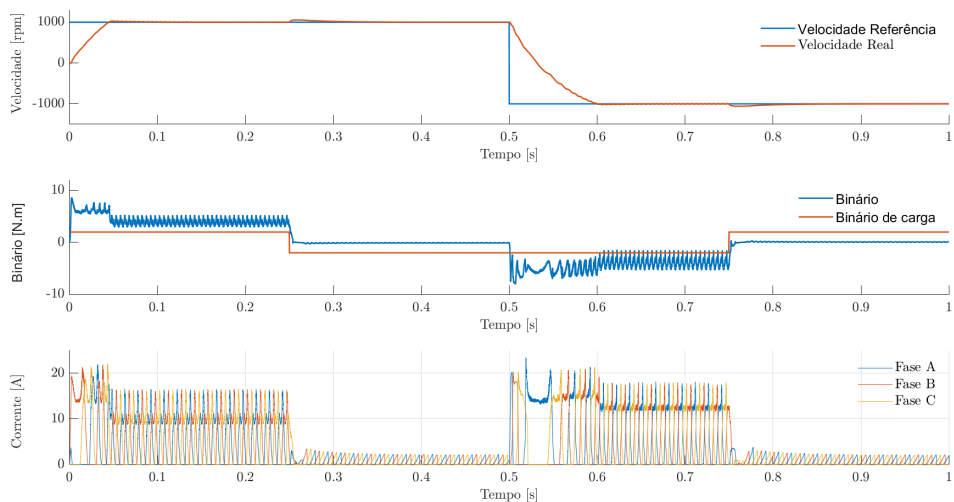


Figura 4.1: Operação do motor nos quatro quadrantes [10].

visual permite visualizar todas as possíveis condições de operação do motor e fornece uma visão abrangente das situações enfrentados pelos algoritmos de estimação em ambiente de simulação numérica.

4.2 Algoritmos de estimação de binário

Na presente secção, serão apresentados os resultados da implementação das técnicas de estimação de binário discutidas no capítulo 3. Em particular, serão apresentados dados e análises provenientes da aplicação prática dos algoritmos em ambiente de simulação.

4.2.1 Algoritmo de estimação de binário médio

A implementação da estimação de binário médio consiste no desenvolvimento do algoritmo capaz de implementar a equação (3.2) ao determinar a energia mecânica. A energia mecânica é calculada no final de cada excitação através de um balanço de energias, em que a energia magnética é devolvida aos enrolamentos do estator, restando apenas a energia mecânica.

Na figura 4.2 está visualizado um ciclo de excitação de um polo do rotor. A energia elétrica é a soma da energia mecânica e energia magnética, ou seja, o balanço de energias referido. No gráfico, é possível observar a reversão da energia magnética nos enrolamentos do estator a partir do momento em que a tensão se torna negativa. Sendo assim, ao final da excitação, a única forma de energia remanescente é a energia mecânica.

O diagrama de blocos na figura 4.3 ilustra o algoritmo implementado para determinação do binário médio. O fluxo encadeado é estimado por meio da integração da equação elétrica do enrolamento do estator. Nesse processo, um bloco de histerese é utilizado para detetar o período

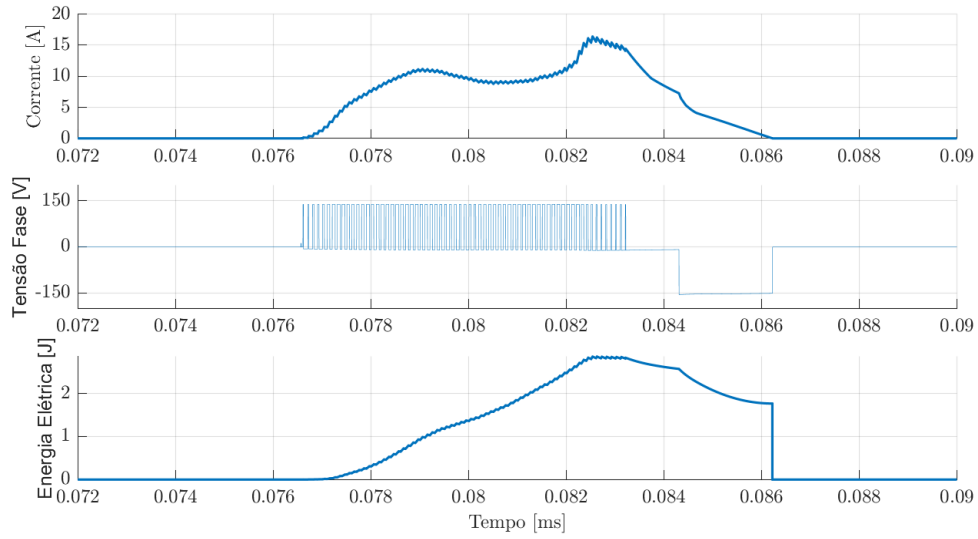


Figura 4.2: Energia elétrica ao longo de uma excitação.

de excitação de cada enrolamento, reiniciando o integrador e realizando a retenção do cálculo de *sample&hold* para a energia mecânica em sincronia com a excitação do enrolamento.

Por fim, a figura 4.4 ilustra o acompanhamento do binário médio estimado em relação ao binário instantâneo. O gráfico evidencia um desempenho razoável do algoritmo, com resultados satisfatórios.

4.2.2 Algoritmo de estimação de binário via tabela

No contexto específico do modelo matemático do motor utilizado, o binário é estimado da mesma maneira que o método que se pretende simular. Através dos pontos introduzidos, são extrapolados os pontos intermediários de binário. Como resultado, a estimação do binário via tabela resulta em uma simulação em que todos os pontos coincidem perfeitamente.

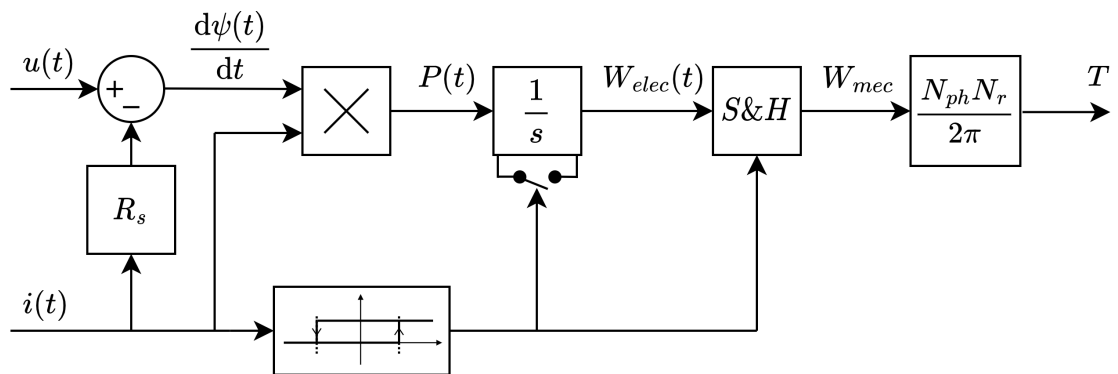


Figura 4.3: Diagrama de blocos para determinação de binário médio.

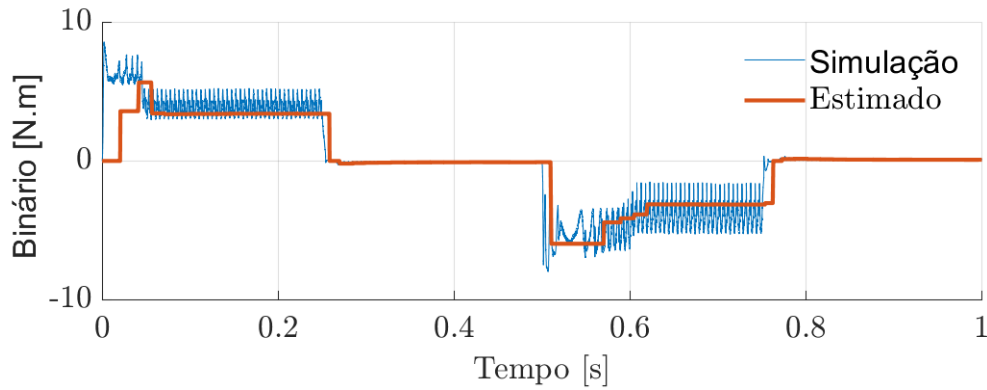


Figura 4.4: Resultados obtidos com o algoritmo de estimação de binário médio.

4.2.3 Algoritmo de estimação de binário através da aproximação da curva de magnetização

O algoritmo de estimação de binário através da aproximação da curva de magnetização consiste na implementação da equação (3.5). Os valores de M_1 e M_2 dependem do ponto de funcionamento do motor, isto é, se está a operar na secção linear ou na saturada e da posição do rotor. Na figura 4.5 estão identificadas as três diferentes posições do rotor para as quais os valores de M_1 e M_2 diferem.

A saída da implementação da matriz da equação (4.1) será condicionada pelo diagrama anterior do estado do motor. Fundamentalmente, as duas linhas das matrizes correspondem à situação de saturação em que o motor se encontra e as três colunas a situação em relação à posição do rotor.

$$M_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_1 & -K_1 \end{bmatrix} M_2 = \begin{bmatrix} 0 & K_2 & -K_2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Os valores das constantes K_1 e K_2 podem ser obtidos através das equações (4.2) e (4.3), nas quais I_s representa o valor da corrente que determina a transição entre a região saturada e a região não saturada.

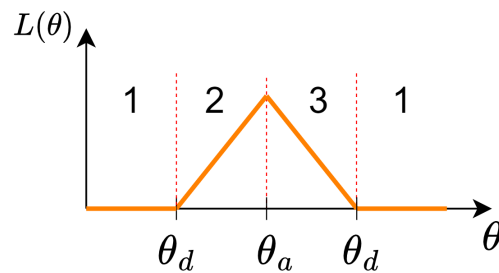


Figura 4.5: Determinação das colunas de M_1 e M_2 a serem usadas.

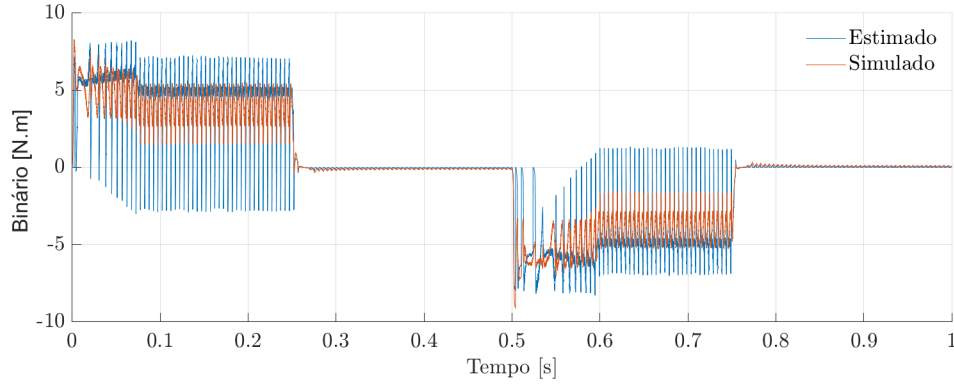


Figura 4.6: Comparação entre a simulação e o binário estimado.

$$\psi_{max} = L(\theta_{alinhado}) * I_{max} \quad \psi_{min} = L(\theta_{desalinhado}) * I_{max} \quad (4.2)$$

$$K_1 = \frac{\psi_{max} - \psi_{min}}{\frac{\pi}{6}} \quad K_2 = \frac{K_1}{I_s} \quad (4.3)$$

Em suma, na figura 4.6 pode ser observado a soma da estimação de binário de cada fase. A estimação de binário em cada fase possui o erro de estimar como binário negativo na posição posterior à posição de alinhado. Erro esse que é agravado pela soma de todas as fases.

4.2.4 Algoritmo de estimação de binário através de duas curvas tabeladas

O algoritmo para estimação de binário através de duas curvas consiste em realizar a extrapolação dependendo da posição do rotor. A extrapolação é realizada pela função que se encontra a seguir.

```
torque = zeros(3,1);

for index = 1:3
    if teta(index) >= 30 && teta(index) <= 60
        m = ( teta_60(index) - (-teta_60(index)) )/(60 - 30);
        b = teta_60(index) - m*60;
        torque(index) = m * teta(index) + b;
    elseif teta(index) < 15 || teta(index) > 75
        m = (teta_75(index)-(-teta_75(index)))/(75-(90+15));
        b = teta_75(index) - m*75;
        if teta(index) < 15
            torque(index) = m * (90 + teta(index)) + b;
        else
            torque(index) = m * teta(index) + b;
        end
    end
end
```

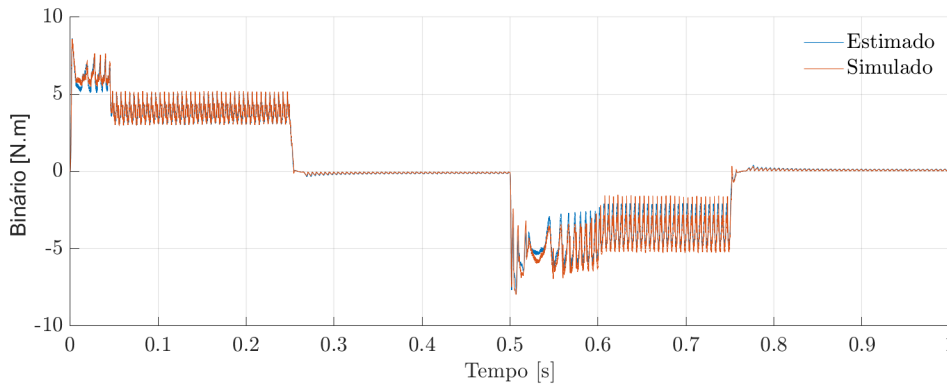


Figura 4.7: Resultado da estimação através de duas curvas.

```

else
    if teta(index) > 15 && teta(index) < 30
        m = (-teta_75(index) - (-teta_60(index)))/(15 - 30);
        b = -teta_75(index) - m*15;
        torque(index) = m*teta(index) + b;
    else
        m = ( teta_60(index) - teta_75(index) )/(60 - 75);
        b = teta_60(index) - m*60;
        torque(index) = m*teta(index) + b;
    end
end
end
end

```

O resultado da estimação através das duas curvas apresentado na figura 4.7 é satisfatório, pois apesar da maior simplicidade do algoritmo este apresenta bons resultados.

4.2.5 Algoritmo de estimação de binário através da linearização do ciclo de conversão de energia

A coenergia envolvida no ciclo de conversão de energia é o cálculo do integral do fluxo enca-deado ao longo da corrente para cada par de coordenadas (i_n, ψ_n) . Para isso, é necessário obter o percurso do fluxo enca-deado até ao ponto em que se pretende calcular a coenergia. A figura 4.8 denota o ponto de funcionamento representado por (i_n, ψ_n) , para calcular a coenergia é necessário calcular a área sob a curva de fluxo enca-deado. De modo, a saber os pontos de fluxo enca-deado ao longo da corrente é usada a equação (3.9) e feito o integral da curva.

A coenergia pode ser estimada para cada ponto P_n através do raciocínio anterior para cada ponto. Na figura 4.9 está representado uma excitação de uma fase da estimação de binário e da coenergia. É possível constatar que a implementação da equação para a estimação da coenergia obtém resultados muito satisfatórios. No entanto, em contrapartida, a estimativa de binário,

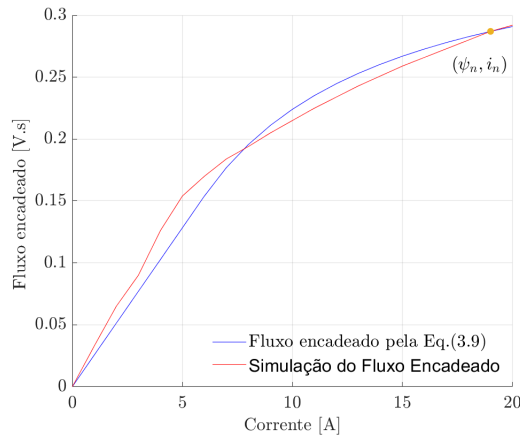


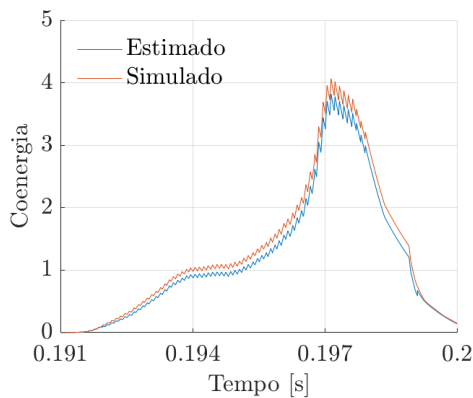
Figura 4.8: Simulação do fluxo encadeado em relação ao estimado.

quando baseada nos casos, apresenta dificuldades em acompanhar em certos pontos do binário simulado, introduzindo erros que se propagam para o binário total através da soma.

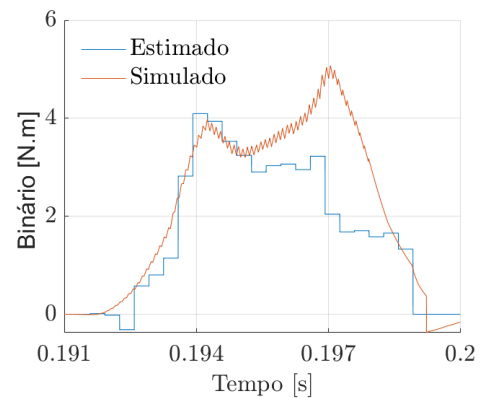
Por fim, a estimação final está presente na figura 4.10. Neste caso o binário apenas é estimado para a parte positiva de binário. Pode-se constatar que apesar da coenergia ter sido estimada com precisão, o mesmo não se transmite para o binário. Isto é, o binário determinado através de casos impõe um certo nível de complexidade não expressando o mesmo em termos de resultados.

4.2.6 Algoritmo de estimação de binário através da derivada parcial

A implementação da estimação de binário através da derivada parcial parte da estimação de binário através da linearização do ciclo de conversão de energia. Ao invés de implementar casos para estimação de binário a sua implementação consiste então repetir o processo de estimação da coenergia para o mesmo fluxo encadeado e corrente, mas para uma posição do rotor diferente. Nomeadamente, é utilizada a posição do rotor anterior, assim determinando o binário através da



(a) Coenergia estimada de uma fase.



(b) Binário estimado de uma fase.

Figura 4.9: Resultados da coenergia e binário estimados.

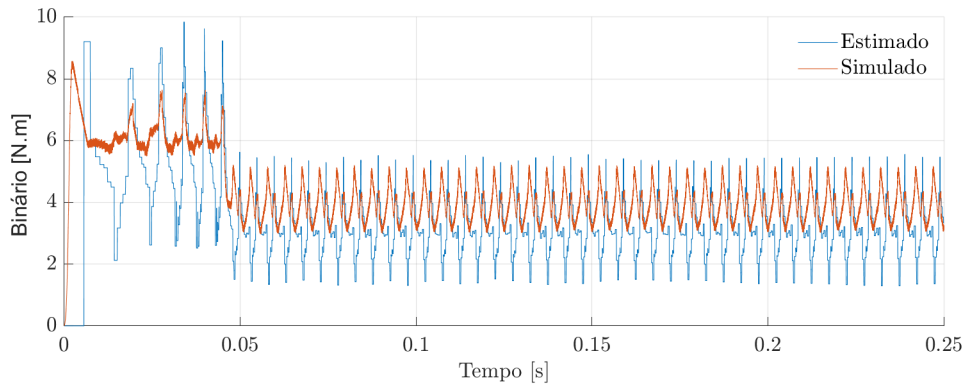


Figura 4.10: Binário estimado através de casos.

razão entre a diferença das coenergia e das posições do rotor. Na figura 4.11 está presente a estimação do binário em comparação com o simulado. Do gráfico pode-se retirar que mantém ainda um certo erro em relação ao binário simulado, mas em vantagem consegue estimar o binário negativo.

4.3 Comparação entre as implementações dos métodos de estimação de binário

Nesta secção apresenta-se uma comparação dos resultados obtidos com os seis métodos testados em simulação numérica baseada no *Matlab*[®]/*Simulink*[®] com o algoritmo de controlo de velocidade anteriormente mencionados. A comparação foi efetuada com base em critérios de análise da similaridade de sinais e uma comparação dos valores médios do binário estimado para cada método em função da velocidade. Para o estudo da análise de similaridade do sinal de estimação de binário face ao binário instantâneo gerado pelo modelo do motor foram utilizados quatro métricas de similaridade apresentadas em [39], são elas: *mean similarity*, *root mean square similarity*, *peak similarity* e *cross correlation*.

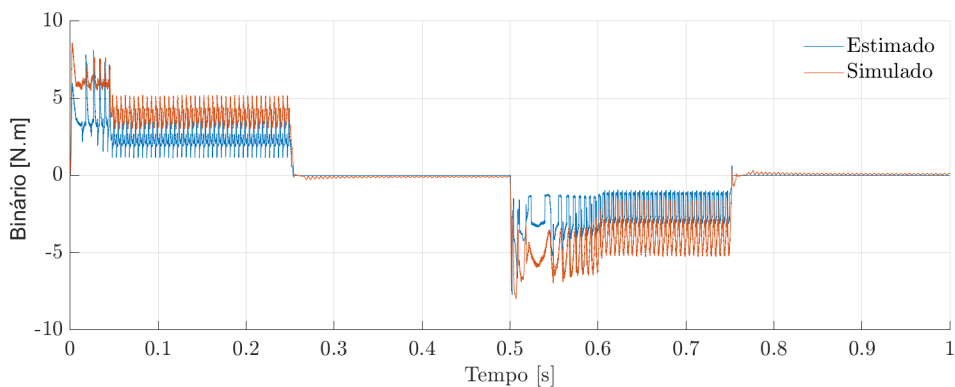


Figura 4.11: Resultado da estimação através da derivada parcial.

Assim, a similaridade entre os sinais x e y é definida por

$$\text{numSim}(x, y) = 1 - \frac{|x - y|}{|x| + |y|} \quad (4.4)$$

assumindo que $X = x_1 \dots x_n$ e $Y = y_1 \dots y_n$, são dois vetores contendo as amostras dos sinais a analisar, estabelece-se de seguida para as definições das métricas de similaridade:

- *mean similarity*

$$\text{tsim}(X, Y) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{numSim}(x_i, y_i) \quad (4.5)$$

- *root mean square similarity*

$$\text{rtsim}(X, Y) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{numSim}(x_i, y_i)^2} \quad (4.6)$$

- *peak similarity*

$$\text{psim}(X, Y) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left[1 - \frac{|x_i - y_i|}{2 \max(|x_i|, |y_i|)} \right] \quad (4.7)$$

- *cross correlation*

$$r_{XY} = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{X})(y_i - \bar{Y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{X})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{Y})^2}} \quad (4.8)$$

Na tabela 4.1 estão presentes os valores para cada critério de similaridade obtidos para os seis métodos apresentados. A estimação de binário através da derivada parcial apresenta pior desempenho na produção dos resultados desejados. Apesar da estimação da coenergia com precisão e exatidão a utilização de casos ou a derivada parcial para cálculo do binário faz com que tenha baixo desempenho. Isto é, apesar da complexidade superior do método não apresenta resultados satisfatórios. O binário médio apresenta simplicidade no seu conceito e implementação, com resultados aceitáveis. Em contrapartida, na métrica de correlação tem um valor perto de zero o que indica uma correlação fraca ou nula, sugerindo que não há uma relação linear entre as variáveis.

Em termos de bons resultados os métodos via tabela, duas curvas e aproximação linear do fluxo apresentam um desempenho melhor. É importante ressaltar que a estimativa por meio de uma tabela binária é simulada da mesma forma que o modelo matemático do motor. Portanto, a sua implementação experimental pode resultar em valores bastantes divergentes. Os restantes dois métodos apresentam resultados preliminares satisfatórios para a sua implementação em ambiente experimental.

Para uma caracterização do desempenho dos algoritmos em função do ponto de operação do acionamento foi efetuado uma análise para cinco velocidades distintas, a saber: 500 rpm, 750 rpm, 1000 rpm, 1250 rpm, e 1500 rpm. Para cada um desses pontos de funcionamento foi determinado o valor médio do binário estimado e comparado com o obtido pelo modelo do motor.

A figura 4.12 mostra os resultados do binário médio estimado para cada método para diferentes velocidades. Conclui-se que para qualquer um dos métodos, quanto maior a velocidade de

Tabela 4.1: Resultados de similaridade dos algoritmos de estimação.

Método de estimação	<i>mean</i>	<i>rms</i>	<i>peak</i>	<i>cross correlation</i>
Binário Médio	0,924	0,926	0,932	-0,026
Binário via Tabela	1,000	1,000	1,000	1,000
Binário através da aproximação da curva de magnetização	0,912	0,923	0,931	0,581
Binário através de duas curvas tabeladas	0,982	0,982	0,983	0,953
Binário através da linearização do ciclo de conversão de energia	0,827	0,844	0,867	-0,305
Binário através da derivada Parcial	0,744	0,756	0,805	-0,149

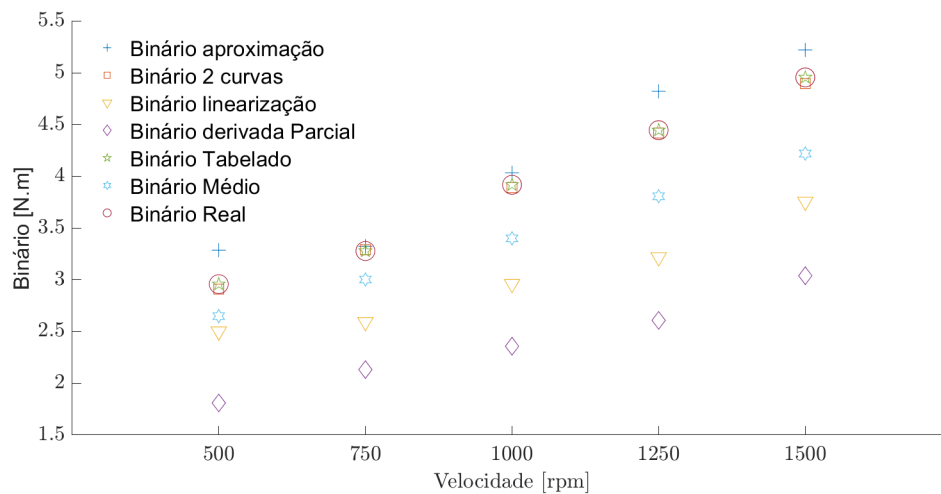


Figura 4.12: Comparação dos algoritmos de estimação para diferentes velocidades.

operação do motor, maior será o erro na estimativa do binário médio. O método de estimação através de duas curvas é o que apresenta menor erro com o aumento da velocidade.

Capítulo 5

Resultados Experimentais

Neste capítulo, alguns dos métodos de estimação de binário (estimação via tabela, estimação através de duas curvas, estimação do binário médio) discutidos anteriormente, são implementados e testados em plataforma experimental. Por outras palavras, pretende-se averiguar o desempenho dos algoritmos desenvolvidos experimentalmente e em tempo real. Para tal, é necessário a aquisição e condicionamento do sinal das tensões e correntes do motor. Foi desenvolvido e validado um circuito de condicionamento para servir de ponte entre as grandezas do motor e o sistema de estimação implementado no processador digital de sinal (TMS28379D). Através do acesso à ferramenta *C2000 Microcontroller Blockset*[®] os algoritmos são desenvolvidos na plataforma F28379D LaunchPad[™] e é estimado o binário de um MRC de estrutura 8/6.

5.1 Introdução às ferramentas de implementação

Para recriação em ambiente experimental dos métodos anteriormente simulados foi utilizado uma unidade de microcontrolo (MCU) da série C2000 da Texas Instruments, o F28379D LaunchPad[™]. O MCU destaca-se pela sua capacidade de processamento de sinal digital e a sua arquitetura de controlo em tempo real. Possui dois poderosos processadores centrais com recursos de periféricos, como conversores analógico-digital e digital-analógico de alta resolução, módulos de comunicação e *timers* dedicados para as diversas tarefas de processamento.

A programação e desenvolvimento no MCU foi efetuado com recurso à ferramenta *C2000 Microcontroller Blockset*[®] que permite projetar, visualizar e implementar sistemas embarcados usando a família C2000. Sendo a ferramenta uma extensão do ambiente *Matlab*[®]/*Simulink*[®], esta permite o acesso à ampla gama de blocos e funcionalidades, permitindo desenvolver e implementar rapidamente modelos de sistemas embarcados através de uma programação visual.

Além disso, a biblioteca *C2000 Microcontroller Blockset*[®] oferece suporte a recursos avançados, como otimização de código, deteção e correção de erros em tempo real, geração automática de código C e C++ e integração perfeita com o *hardware* de desenvolvimento C2000. Isso permite acelerar o ciclo de desenvolvimento de *software* e facilmente implementar sistemas em MCU C2000.

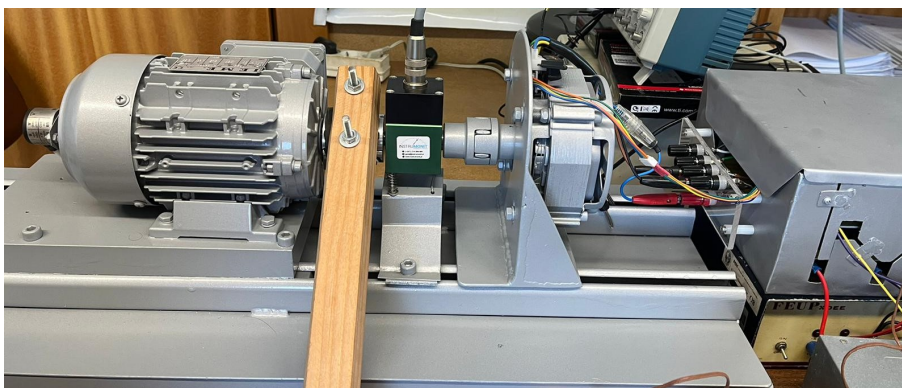


Figura 5.1: Imagem da montagem experimental.

Na figura 5.1 está presente a montagem experimental no qual foram implementados em ambiente experimental os algoritmos. A montagem é constituída, respetivamente da esquerda para a direita, pelo motor de indução exercendo a função de carga, o sensor de binário, o MRC e o conversor.

5.2 Aquisição e condicionamento de sinal

O motor para o ensaio experimental de estimação de binário é um MRC com uma potência nominal de 500W. Este motor é projetado para operar em uma faixa de velocidade variável que abrange desde 560 até 3000 rpm. Essa faixa de velocidade ampla permite explorar diferentes regimes de funcionamento e avaliar o desempenho do motor em diversas condições operacionais. Além disso, apresenta uma razão de polos de 8 no estator para 6 no rotor, indicando ser uma máquina de quatro fases.

Para realizar a implementação dos algoritmos num ambiente experimental, é necessário obter as medidas de tensão e corrente do MRC, bem como a posição do rotor e ainda o sinal real de binário. As grandezas de tensão e corrente serão adquiridas utilizando pontas de medição dedicadas, e pretende-se direcionar esses sinais para uma plataforma de condicionamento e filtragem, a fim de garantir a qualidade e precisão das medidas. Após o processamento, esses sinais serão direcionados para o MCU responsável pela implementação dos algoritmos no sistema. O sinal de posição do rotor e de binário são provenientes, respetivamente, de um codificador de posição (*encoder*) e de um sensor de binário.

5.2.1 Circuito de condicionamento da tensão

As pontas de medição de tensão utilizadas possuem ganhos de amplificação de 1/20 e 1/200 V/V. O sinal de tensão que se pretende obter do motor possui uma amplitude de 300 volt pico a pico (V_{pp}). Pretende-se aplicar o ganho de 1/20 V/V, sendo então o sinal de entrada no circuito de condicionamento da tensão 15 V_{pp} . Além disso, o sinal terá que ter a sua amplitude reduzida para ser introduzido no MCU.

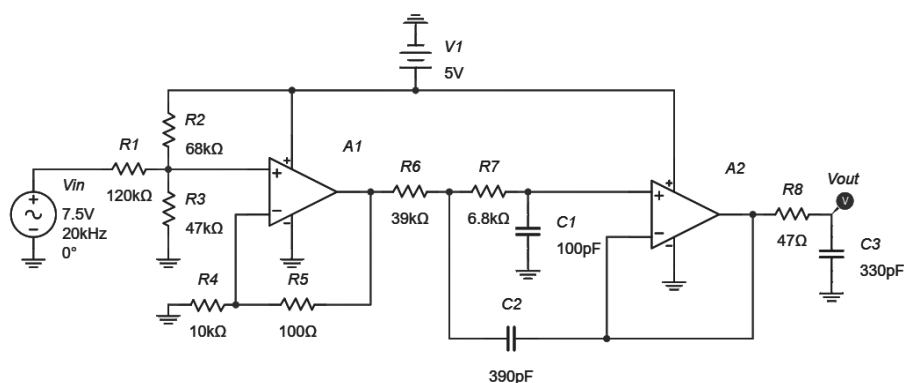


Figura 5.2: Circuito de acoplamento do sinal de tensão.

Projetando um circuito de condicionamento e filtragem do sinal de tensão para acomodar o sinal de entrada máximo de 15 Vpp centrada em 0 V e de uma faixa de frequências de 20-40 kHz. Podendo assim definir os requisitos do circuito, pretende-se obter na saída uma tensão de saída que varie entre 0 e 3 V, que seja centrada em 1,65 V. Além disso, que seja filtrado ao próximo do dobro da frequência de comutação do conversor de 20 kHz, para isso a frequência de corte ficará nos 50 kHz. Um circuito com estes requisitos garantirá que o sinal de tensão esteja nas amplitudes adequadas do MCU, como também eliminará ruídos indesejados e permitirá apenas obter o sinal comutado de tensão.

Pretende-se aplicar quatro andares de condicionamento de sinal como ilustra o circuito da figura 5.2. De notar, o esquema ilustrado representa já uma implementação experimental, com os valores dos componentes a corresponder aos disponíveis.

O sinal proveniente da ponta de tensão é submetido a um divisor de tensão com ganho de -14,5 dB. O amplificador operacional A1 possui o propósito de condicionar o sinal de entrada sem efeito de carga e, para esse fim, é configurado com um ganho unitário. Para filtragem do sinal, o amplificador operacional A2 implementa um filtro *sallen - key* com a frequência de corte de 50 kHz e a função de transferência da equação (5.1). Por fim, o filtro passa baixo para frequências superiores a 10 MHz com o circuito R_8C_3 para um declive superior para altas frequências.

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{1}{R_6 * C_1 * R_7 * C_2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_6 * C_1} + \frac{1}{R_7 * C_1}\right) + \frac{1}{R_6 * C_1 * R_7 * C_2}} \quad (5.1)$$

5.2.2 Circuito de condicionamento da corrente

As pontas de medição de corrente utilizadas possuem ganhos de amplificação de 100 mV/A e 10 mV/A. O sinal de corrente que se pretende obter do motor possui uma amplitude máxima de 0-3 A. Sendo assim, o ganho de 100 mV/A é aplicado sendo então o sinal de entrada no circuito de condicionamento da corrente 0-300 mV. Devido à amplitude reduzida do sinal este terá que sair para a entrada do MCU com uma amplitude superior para permitir maior resolução do sinal.

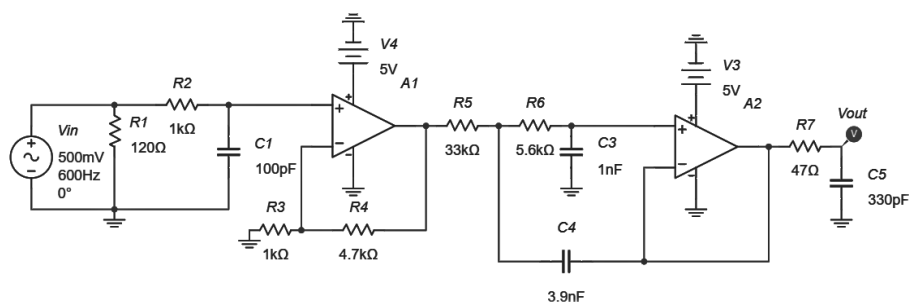


Figura 5.3: Circuito de acoplamento do sinal de corrente.

Para elaboração do circuito pretende-se que um sinal de 0-500 mV e de valor mínimo de 0 V seja amplificado para 0-3 V. Tendo 3000 rpm de rotações máximas, o sinal da corrente irá possuir uma frequência máxima de 300 Hz como demonstra a equação (5.2), mas com a finalidade de melhor resolução a frequência máxima é definida a 600 Hz.

$$freq_{max} = \frac{360^\circ}{60^\circ \times \frac{1 \text{ rotação} \times 60 \text{ seg}}{3000 \text{ rotações}}} = 300 \text{ Hz} \quad (5.2)$$

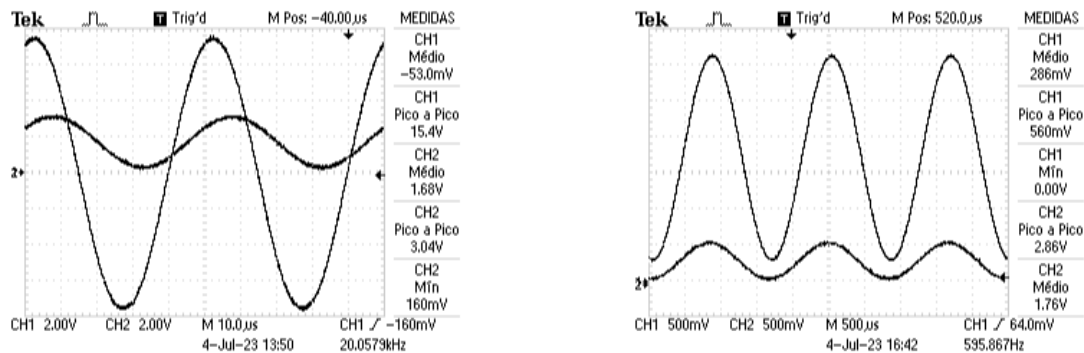
Assim, pretende-se que o filtro implementado possua uma frequência de corte uma década superior à frequência máxima, isto é 6 kHz. Um circuito com estes requisitos garantirá que o sinal de corrente esteja dentro das amplitudes adequadas do MCU como também eliminará ruídos indesejados e permitirá apenas obter o sinal pretendido.

Na figura 5.3 está representado o circuito elétrico para condicionamento e filtragem do sinal de corrente. De modo semelhante ao circuito de tensão, o circuito de corrente, possui 4 andares de condicionamento. A introdução do sinal num filtro passa baixo de 1,6 MHz de frequência de corte. O isolamento e ganho do sinal através do amplificador operacional A1, ganho esse de 15,11 dB. Um filtro de segunda ordem, referido para o circuito de condicionamento da tensão, com frequência de corte nos 6 kHz. Antes da saída de sinal, um filtro passa baixo para uma maior atenuação de altas frequências.

5.2.3 Validação dos circuitos

Foram realizados diversos testes com o objetivo de validar e verificando o comportamento e condicionamento de sinal dos circuitos. Foram introduzidas várias frequências à entrada e à saída do circuito verificado o condicionamento. Para o circuito de condicionamento da tensão é introduzido na entrada uma onda sinusoidal de 15 V_{pp} centrada em 0. Para o circuito de condicionamento da corrente é introduzido na entrada uma onda sinusoidal de 500 mV centrada em 250 mV.

Como ilustra a figura 5.4a, os 15,4 V_{pp} centrada em 0 são condicionados para 3,04 V_{pp} centrada em 1,68 V para a frequência de 20 kHz como pretendido, demonstrado nenhuma atenuação e um atraso de fase de 34,56°. Em contraste, a figura 5.4b apresenta o condicionamento do sinal de entrada de 560 mV_{pp} centrada em 286 mV para 2,86 V_{pp} centrado em 1,76 V, demonstrando o ganho pretendido e com um atraso de fase de 6,20°.



(a) Circuito de tensão a 20 kHz.

(b) Circuito de corrente a 600 Hz.

Figura 5.4: Entrada e saída do sinal dos circuitos de condicionamento.

O mesmo teste foi realizado na figura 5.5 para a frequência de corte de ambos os circuitos. Na frequência de corte é previsto que o sinal de saída tenha uma atenuação de -3 dB, isto é, uma atenuação de 0,707 ao sinal de entrada. Na figura 5.5a os 15,0 V_{pp} centrados em -935 mV são condicionados para 2,08 V_{pp} centrados em 1,71 V para a frequência de corte 50 kHz, ou seja, sofrem a atenuação de -3 dB dos 3,04 V_{pp} anteriores. O sinal apresenta um atraso de 100,08°.

Em contraste, o sinal de saída do circuito de corrente demonstra também uma atenuação de -3 dB em relação ao ganho anterior. Apresentando um atraso em relação ao sinal de entrada de 95,04°.

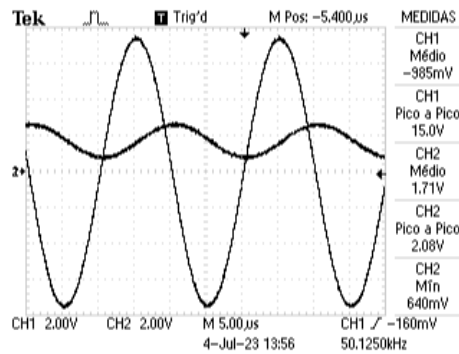
Por fim, os circuitos foram validados a uma frequência do dobro da frequência de corte, na qual se verifica a atenuação pretendida. Na figura 5.6 é possível averiguar a quase total atenuação do sinal de entrada mantendo apenas o valor de *offset*.

5.2.4 Montagem experimental

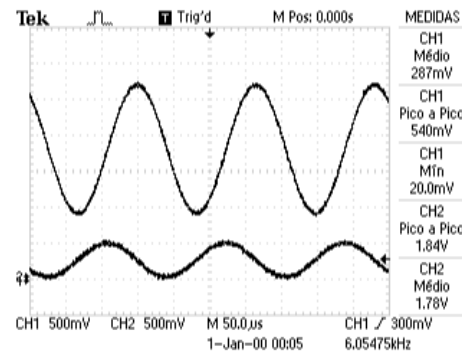
A montagem experimental do circuito de aquisição de sinal exposto anteriormente está representado na figura 5.7. Os circuitos foram montados inicialmente em *breadboard* para verificação do seu funcionamento. Posto isso, os circuitos foram replicados numa placa pcb e colocadas fichas BNC para que a leitura do sinal seja feita com as pontas de corrente e tensão diretamente para o circuito. Tendo ainda sido acrescentado uma resistência variável a substituir a resistência R_4 do circuito da figura 5.3. A mudança deve-se ao facto de se pretender ter maior resolução da amplitude do sinal da corrente para corrente de baixa amplitude, aumentado assim o ganho do amplificador operacional A1.

5.3 Implementação experimental dos algoritmos

Como mencionado anteriormente, o motor para o ensaio experimental é de quatro fases, tendo o seu conversor a topologia da figura 5.8. Para implementação dos algoritmos desenvolvidos

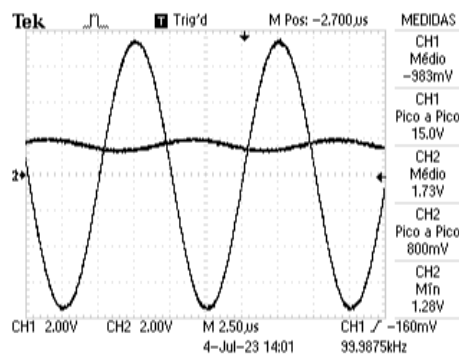


(a) Circuito de tensão a 50 kHz.

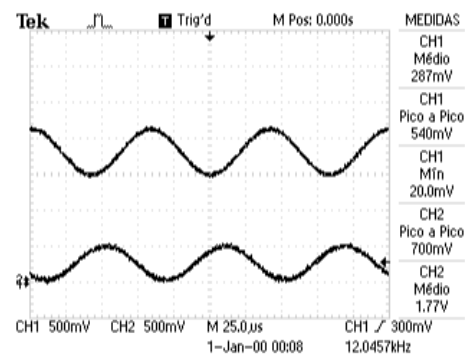


(b) Circuito de corrente a 6 kHz.

Figura 5.5: Entrada e saída do sinal dos circuitos de condicionamento à frequência de corte.



(a) Circuito de tensão a 100 kHz.



(b) Circuito de corrente a 12 kHz.

Figura 5.6: Entrada e saída do sinal dos circuitos de condicionamento ao dobro da frequência de corte.

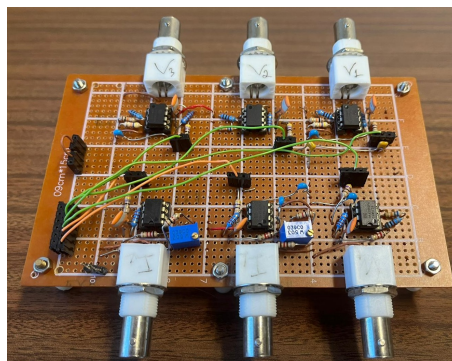


Figura 5.7: Imagem da montagem do circuito de aquisição de sinal.

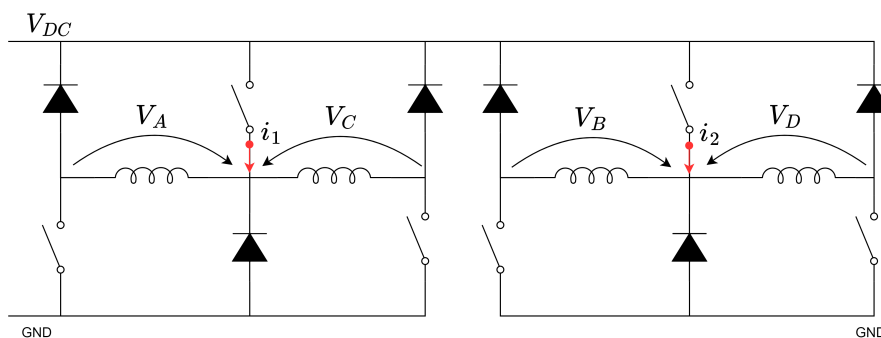


Figura 5.8: Esquema do conversor experimental.

é preciso a aquisição de quatro sinais de corrente, quatro sinais de tensão e o sinal da posição do rotor. Além disso, o sinal de binário proveniente do sensor para comparação dos resultados obtidos. A aquisição das correntes é efetuada com pontas de corrente colocadas nos pontos 1 e 2, apenas são necessários dois sinais, pois as fases são excitadas em momentos opostos. A aquisição das tensões é realizada na relação dos pontos A a D.

A implementação experimental dos algoritmos no MCU envolve o processamento do sinal adquirido de forma a torná-lo adequado para entrada nos algoritmos. O sinal das correntes é dividido e correspondido a cada uma das fases através da posição do rotor e pela comutação das tensões. A excitação da fase A irá ocorrer de 0° a 30° , a da fase C irá ocorrer de 30° a 60° e provém do sinal i_1 , a fase B de 15° a 45° e a fase D de 0° a 15° ou 45° a 60° e provém do sinal i_2 . Assim, após a divisão em 4 correntes das 4 fases, as mesmas são correspondidas à fase da tensão correspondente através do momento de comutação de cada uma. Basicamente, aquando o valor da tensão corresponder a V_{DC}^+ e a corrente possuir um valor crescente a partir de zero.

Sendo o motor experimental de quatro fases, para implementação dos algoritmos irá ser necessário alterações ao processo de estimação do binário de cada uma das fases. Exigindo uma revisão de cada método implementado para a expansão e estimação de binário de um motor com quatro fases.

5.3.1 Resultados experimentais

Através das conclusões retiradas do capítulo 4 foram implementados em ambiente experimental o algoritmo de estimação de binário via tabela, estimação de binário através de duas curvas tabeladas e a estimação do binário médio. Devido ao facto do MRC de ambiente experimental ser de configuração 8/6, ou seja, com quatro fases, os algoritmos sofrem alterações.

O ensaio realizado consiste no controlo em histerese do motor a uma corrente de 500 mA. A excitação e controlo de cada uma das fases é realizado com ângulos de disparo. Isto é, a excitação começa na posição de desalinhado do rotor e termina com a posição de alinhado com o polo do estator. Os resultados apresentados para os algoritmos de estimação de binário foram obtidos em tempo real e com uma frequência de amostragem de 100 ms.

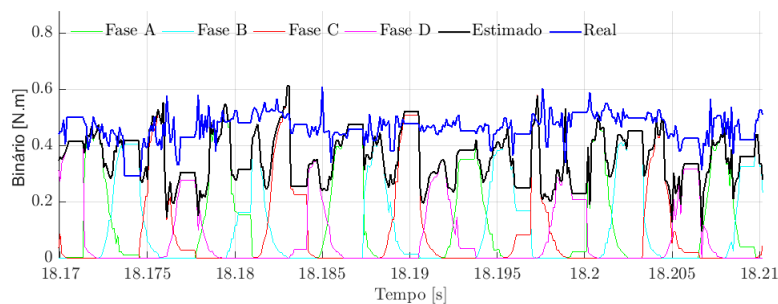


Figura 5.9: Resultados experimentais da estimativa de binário via tabela.

A tabela utilizada para estimativa do binário via tabela é reconfigurada para a estrutura 8/6. Nesta estrutura o ângulo de diferença entre os polos do rotor é 60° , ou seja, o rotor está desalinhado com o estator a 30° . Importante referir que a tabela usada é geral e não específica do motor em causa. Além disso, a parametrização diferencia consoante a fase do motor em causa.

Posto isto, com as limitações citadas, na figura 5.9 está ilustrado o resultado experimental do binário estimado via tabela. O binário estimado via tabela segue nas mesmas amplitudes do binário real apesar de não seguir o mesmo andamento. Verificando-se que a estimativa de binário via tabela ser fortemente dependente da parametrização da máquina, e da dimensão da mesma. No caso específico, a tabela possui para vinte-euma correntes diferentes treze posições do rotor, o que para estimativa do binário instantâneo se demonstra ser de baixa resolução.

O algoritmo de estimativa de binário através de 2 curvas tabeladas, também dependente da tabela de binário, necessita de alterações no redimensionamento nas posições do rotor. A sua implementação herda as mesmas dificuldades do algoritmo anterior, a parametrização, mas necessitando de uma parametrização de muito menor dimensão, apenas necessita de parametrizar duas curvas na zona de saturação da máquina.

A figura 5.10 ilustra os resultados obtidos experimentalmente da estimativa do binário através de 2 curvas tabeladas, o qual obtém resultados bastante semelhantes com o binário estimado via tabela.

A estimativa da energia mecânica para o binário médio têm o mesmo procedimento independente da estrutura do motor, modificando apenas o cálculo final. Assim, na figura 5.11 está

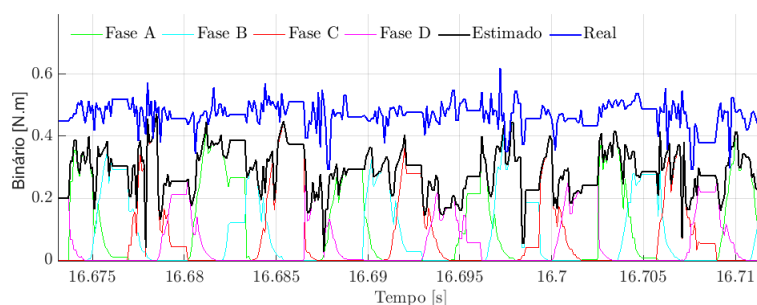


Figura 5.10: Resultados experimentais da estimativa de binário através de 2 curvas tabeladas.

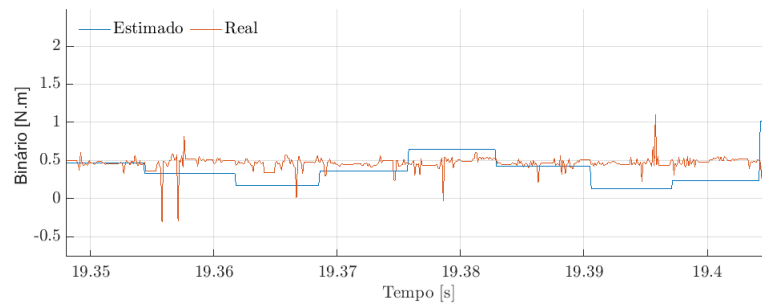


Figura 5.11: Resultados experimentais da estimação de binário médio.

ilustrado o binário médio que estima de forma satisfatória o binário médio gerado pelo motor. De ressaltar o facto do binário médio depender bastante do valor das amostras de tensão e corrente durante a transição de V_{DC}^+ para V_{DC}^- .

Perante os resultados anteriores obtidos em tempo real, na tabela 5.1 apresenta-se a comparação e análise de resultados para o intervalo de tempo de 10 segundos. A estimação de binário em tempo real ao contrário da simulação não irá ser sempre a mesma em regime permanente, ao ser dependente do momento de aquisição de sinal.

O desempenho dos algoritmos de estimação mantém-se satisfatório em ambiente experimental. O ponto negativo de ressaltar é que apesar do desempenho do algoritmo de estimação de binário via tabela e através de duas curvas tabelas manter as amplitudes do binário real não possui o mesmo andamento. A estimação do binário médio é o que desempenha de pior forma não conseguindo ser consistente na estimação do binário.

Em suma, dos algoritmos desenvolvidos no capítulo anterior foram escolhidos para implementação os algoritmos de estimação via tabela, através de duas curvas tabeladas e o binário médio. Ambos apresentam os resultados já apresentados, tendo então a estimação do binário médio resultados não satisfatórios e os algoritmos de estimação via tabela e através de duas curvas melhor desempenho apesar de não utilizarem uma tabela de binário parametrizada para o motor em questão, o que resultaria em melhores resultados.

Tabela 5.1: Análise de resultados dos algoritmos de estimação experimentais.

Método de estimação	mean	rms	peak	desvio padrão	desvio médio
Binário Médio	0,595	0,667	0,734	0,314	0,081
Binário via Tabela	0,819	0,829	0,856	0,096	0,081
Binário através de duas curvas tabeladas	0,743	0,756	0,805	0,082	0,065

Capítulo 6

Conclusão

Como capítulo final são apresentadas as conclusões retiradas com o trabalho desenvolvido, assim como, possíveis desenvolvimentos futuros. Apresentam-se as conclusões retiradas com os resultados obtidos e com o desenvolvimento do trabalho.

6.1 Conclusões da dissertação

Como intencionado, o trabalho realizado nesta dissertação atendeu, de maneira geral, aos requisitos estabelecidos. O aprofundamento do conhecimento sobre MRC permitiu perceber a elevada relevância sobre o tema de estimação de binário no sistema de controlo do MRC. Nesta dissertação foram estudadas e desenvolvidos algoritmos para a estimação do binário em tempo real.

Ao objetivo principal de controlo do MRC está subentendido a necessidade de determinação do binário produzido pelo motor para o correto controlo do mesmo. Surgindo, portanto, o foco da dissertação de estudo e desenho de um estimador de binário para implementação no controlador. A pesquisa bibliográfica preliminar possibilitou identificar e compreender o contexto no qual o sistema de estimação de binário está inserido, compreendendo os seus requisitos e função. A análise do estado da arte dos estimadores de binário proporcionou uma compreensão clara da abordagem mais adequada para a aplicação em tempo real. Com base nessa revisão, o foco deste trabalho foi direcionado para estimadores de baixa complexidade e pouca exigência computacional.

A abordagem de diferentes métodos neste estudo proporcionou uma visão abrangente das possibilidades para a solução do problema em questão. Através da investigação e implementação de diversas técnicas, foi possível realizar uma comparação detalhada, levando à conclusão de que três abordagens específicas - estimação via tabela, estimação de binário por meio de duas curvas tabeladas e estimação de binário através da aproximação da curva de magnetização - merecem destaque devido aos seus resultados satisfatórios. Além disso, a estimação do binário médio demonstra-se adequada para várias aplicações devido aos resultados satisfatórios obtidos tanto em ambiente de simulação quanto experimental.

A implementação experimental permitiu ao autor acesso a uma nova ferramenta de implementação que facilita a interação por parte do desenvolvedor com a plataforma de implementação. Os resultados obtidos demonstram-se satisfatórios acompanhando o binário real.

Em última análise, a dissertação não apenas permitiu ao autor assimilar e conciliar os conhecimentos adquiridos ao longo do curso, mas também expandir os seus horizontes de conhecimento e despertar interesse por outras áreas de estudo. Possibilitando familiarizar-se com novas ferramentas de trabalho, obter novas capacidades e adquirir métodos de trabalho.

6.2 Desenvolvimentos futuros

Com o sucesso na consecução dos principais objetivos, futuros desenvolvimentos passariam pela reconsideração da escolha dos métodos abordados, o desenvolvimento do controlador de binário com a ligação à estimação do mesmo ou ainda a implementação do MRC numa implementação prática.

Redefinir o trabalho desenvolvido e rever a decisão tomada, explorando métodos que demandem maior exigência computacional, como redes neurais ou estimação por meio de modelos matemáticos mais avançados. É importante ressaltar que a implementação experimental deve ser adaptada para lidar com a complexidade de processamento envolvida.

Uma etapa essencial de desenvolvimentos futuros consiste em prosseguir com o trabalho já realizado, realizando a implementação dos algoritmos restantes num ambiente experimental.

A partir do trabalho desenvolvido, ficou evidente que a implementação dos métodos varia de acordo com a estrutura do MRC. Portanto, um ponto crucial de enfoque e aprimoramento seria o desenvolvimento de algoritmos independentes dessa estrutura, visando uma maior flexibilidade e aplicabilidade.

O desenvolvimento do bloco controlador de binário exposto na secção 1.2 possibilitaria o fechar da malha do MRC, sendo o controlador alimentado com o erro entre o binário pretendido e o binário estimado pelo estimador de binário.

A aplicação do MRC no contexto da mobilidade elétrica apresenta um potencial promissor, uma vez que as suas desvantagens relacionadas a ruído e ondulação de binário não serem relevantes nesse contexto específico. Para essa aplicação, é necessário dimensionar adequadamente o motor e o conversor, de forma a atender aos requisitos necessários. Além disso, é essencial implementar um método de controle e estimação do binário gerado.

Por fim, a parametrização da máquina de relutância experimental possibilitaria o estudo mais aprofundado sobre a mesma. Possibilitando uma estimação de binário mais precisa da máquina em causa.

Referências

- [1] P. Waide e C. U. Brunner, «Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems,» *OECD Publishing*, 2011. DOI: <https://doi.org/https://doi.org/10.1787/5kgg52gb9gjd-en>. URL: <https://www.oecd-ilibrary.org/content/paper/5kgg52gb9gjd-en>.
- [2] R. Jarvis, «Davidson's locomotive: how did he do it?» *Engineering Science & Education Journal*, vol. 5, pp. 281–288, 6 dez. de 1996, ISSN: 0963-7346. DOI: [10.1049/esej:19960613](https://doi.org/10.1049/esej:19960613).
- [3] S. Nasar, «D.C.-switched reluctance motor,» *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, p. 1048, 6 1969, ISSN: 00203270. DOI: [10.1049/piee.1969.0194](https://doi.org/10.1049/piee.1969.0194).
- [4] P. Lawrenson, J. Stephenson, N. Fulton, P. Blenkinsop e J. Corda, «Variable-speed switched reluctance motors,» *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, vol. 127, p. 253, 4 1980, ISSN: 01437038. DOI: [10.1049/ip-b.1980.0034](https://doi.org/10.1049/ip-b.1980.0034).
- [5] W. Ray e R. Davis, «Inverter Drive for Doubly Salient Reluctance Motor: Its Fundamental Behaviour, Linear Analysis and Cost Implications,» *IEE Journal on Electric Power Applications*, vol. 2, p. 185, 6 1979, ISSN: 01401327. DOI: [10.1049/ij-epa.1979.0030](https://doi.org/10.1049/ij-epa.1979.0030).
- [6] Y. Hasegawa, K. Nakamura e O. Ichinokura, «Development of a Switched Reluctance Motor made of Permendur,» *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 266, p. 012 067, jan. de 2011, ISSN: 1742-6596. DOI: [10.1088/1742-6596/266/1/012067](https://doi.org/10.1088/1742-6596/266/1/012067).
- [7] E. Bostanci, M. Moallem, A. Parsapour e B. Fahimi, «Opportunities and Challenges of Switched Reluctance Motor Drives for Electric Propulsion: A Comparative Study,» *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, pp. 58–75, 1 mar. de 2017, ISSN: 2332-7782. DOI: [10.1109/TTE.2017.2649883](https://doi.org/10.1109/TTE.2017.2649883).
- [8] R. M. Pindoriya, B. S. Rajpurohit, R. Kumar e K. N. Srivastava, «Comparative analysis of permanent magnet motors and switched reluctance motors capabilities for electric and hybrid electric vehicles,» em *2018 IEEMA Engineer Infinite Conference (eTechNxT)*, 2018, pp. 1–5. DOI: [10.1109/ETECHNXT.2018.8385282](https://doi.org/10.1109/ETECHNXT.2018.8385282).
- [9] J.-W. Ahn e G. F. Lukman, «Switched reluctance motor: Research trends and overview,» *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, n.º 4, pp. 339–347, 2018. DOI: [10.30941/CESTEMS.2018.00043](https://doi.org/10.30941/CESTEMS.2018.00043).

- [10] M. F. S. Pereira, A. Mamede e R. E. Araújo, «Switched Reluctance Motor Drives: Fundamental Control Methods,» em *Modelling and Control of Switched Reluctance Machines*, R. E. Araújo e J. R. Camacho, eds., Rijeka: IntechOpen, 2020, cap. 8. DOI: [10.5772/intechopen.90476](https://doi.org/10.5772/intechopen.90476). URL: <https://doi.org/10.5772/intechopen.90476>.
- [11] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives*. CRC Press, dez. de 2017, ISBN: 9781315220062. DOI: [10.1201/9781420041644](https://doi.org/10.1201/9781420041644).
- [12] M. Pereira e R. E. Araújo, «Analysis and Design of a Speed Controller for Switched Reluctance Motor Drive,» *U.Porto Journal of Engineering*, vol. 5, pp. 46–58, 1 fev. de 2019, ISSN: 2183-6493. DOI: [10.24840/2183-6493-005.001-0004](https://doi.org/10.24840/2183-6493-005.001-0004).
- [13] H. Bae e R. Krishnan, «A study of current controllers and development of a novel current controller for high performance SRM drives,» em *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, vol. 1, 1996, 68–75 vol.1. DOI: [10.1109/IAS.1996.556999](https://doi.org/10.1109/IAS.1996.556999).
- [14] L. Ge, J. Zhong, J. Huang e S. Song, «Model Predictive Torque Control of Switched Reluctance Machine based on Torque-balanced Measurement and Flux-based Torque Estimation,» em *2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2021, pp. 867–872. DOI: [10.23919/ICEMS52562.2021.9634366](https://doi.org/10.23919/ICEMS52562.2021.9634366).
- [15] R. B. Inderka e R. W. D. Doncker, «DITC - Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Drives,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 1046–1051, 4 jul. de 2003, ISSN: 00939994. DOI: [10.1109/TIA.2003.814578](https://doi.org/10.1109/TIA.2003.814578).
- [16] H. Cheng, H. Chen e Z. Yang, «Average torque control of switched reluctance machine drives for electric vehicles,» *IET Electric Power Applications*, vol. 9, pp. 459–468, 7 ago. de 2015, ISSN: 1751-8660. DOI: [10.1049/iet-epa.2014.0424](https://doi.org/10.1049/iet-epa.2014.0424).
- [17] H. Cheng, H. Chen, Z. Yang e W. Huang, «Braking Torque Closed-Loop Control of Switched Reluctance Machines for Electric Vehicles,» *Journal of Power Electronics*, vol. 15, pp. 469–478, 2 mar. de 2015, ISSN: 1598-2092. DOI: [10.6113/JPE.2015.15.2.469](https://doi.org/10.6113/JPE.2015.15.2.469).
- [18] R. Inderka e R. De Doncker, «High-dynamic direct average torque control for switched reluctance drives,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, n.º 4, pp. 1040–1045, 2003. DOI: [10.1109/TIA.2003.814579](https://doi.org/10.1109/TIA.2003.814579).
- [19] M. U. Jamil, W. Kongprawechnon e N. Chayopitak, «Active fault diagnosis of a switched reluctance motor using sliding mode observer and average torque estimator for light electric vehicle applications,» *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 30, 11 nov. de 2020, ISSN: 2050-7038. DOI: [10.1002/2050-7038.12602](https://doi.org/10.1002/2050-7038.12602).
- [20] R. Inderka, R. De Doncker e M. Krehenbrink, «On-line estimation of instantaneous torque in switched reluctance machine control,» em *ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.00TH8543)*, vol. 2, 2000, 385–389 vol.2. DOI: [10.1109/ISIE.2000.930328](https://doi.org/10.1109/ISIE.2000.930328).

- [21] T. Miller e M. McGilp, «Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design,» *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, vol. 137, p. 337, 6 1990, ISSN: 01437038. DOI: [10.1049/ip-b.1990.0042](https://doi.org/10.1049/ip-b.1990.0042).
- [22] L. Ge, J. Zhong, J. Huang e S. Song, «Model Predictive Torque Control of Switched Reluctance Machine based on Torque-balanced Measurement and Flux-based Torque Estimation,» Institute of Electrical e Electronics Engineers Inc., out. de 2021, pp. 867–872, ISBN: 9788986510218. DOI: [10.23919/ICEMS52562.2021.9634366](https://doi.org/10.23919/ICEMS52562.2021.9634366). URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9634366/>.
- [23] D. Andrade e R. Krishnan, «Characterization of switched reluctance machines using Fourier series approach,» em *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, vol. 1, 2001, 48–54 vol.1. DOI: [10.1109/IAS.2001.955391](https://doi.org/10.1109/IAS.2001.955391).
- [24] F. Kucuk, H. Goto, H. J. Guo e O. Ichinokura, «Fourier series based characterization of switched reluctance motor using runtime data,» em *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, 2010, pp. 1–6. DOI: [10.1109/ICELMACH.2010.5607897](https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2010.5607897).
- [25] S. Mir, I. Husain e M. Elbuluk, «Switched reluctance motor modeling with on-line parameter identification,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 776–783, 4 jul. de 1998, ISSN: 0093-9994. DOI: [10.1109/28.703972](https://doi.org/10.1109/28.703972).
- [26] X. Xue, K. Cheng e S. Ho, «Online and Offline Rotary Regression Analysis of Torque Estimator for Switched Reluctance Motor Drives,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, pp. 810–818, 4 dez. de 2007, ISSN: 0885-8969. DOI: [10.1109/TEC.2007.895862](https://doi.org/10.1109/TEC.2007.895862).
- [27] K. Wong, K. Cheng e S. Ho, «On-line instantaneous torque control of a switched reluctance motor based on co-energy control,» *IET Electric Power Applications*, vol. 3, p. 257, 4 2009, ISSN: 17518660. DOI: [10.1049/iet-epa.2008.0124](https://doi.org/10.1049/iet-epa.2008.0124).
- [28] K. Wong, K. Cheng e S. Ho, «Four-quadrant instantaneous torque control of switched reluctance machine at low speed based on co-energy control,» *IET Electric Power Applications*, vol. 3, p. 431, 5 2009, ISSN: 17518660. DOI: [10.1049/iet-epa.2008.0207](https://doi.org/10.1049/iet-epa.2008.0207).
- [29] S. Song, G. Fang, Z. Zhang, R. Ma e W. Liu, «Unsaturated-Inductance-Based Instantaneous Torque Online Estimation of Switched Reluctance Machine with Locally Linearized Energy Conversion Loop,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, pp. 6109–6119, 8 ago. de 2018, ISSN: 02780046. DOI: [10.1109/TIE.2017.2787570](https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2787570).
- [30] C. Yang, C. Bao, S. Song, Q. Cheng, J. Zhong e C. Liu, «High Dynamic Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Machine Based on Magnetic Co-energy Torque Estimation,» em *2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2022, pp. 1–6. DOI: [10.1109/ICEMS56177.2022.9983373](https://doi.org/10.1109/ICEMS56177.2022.9983373).

- [31] Y.-H. Kim, H.-S. Lyoo, S. Kim e J. Lee, «Advanced torque control of switched reluctance motor,» em *ISIE 2001. 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (Cat. No.01TH8570)*, vol. 3, 2001, 1798–1803 vol.3. DOI: [10.1109/ISIE.2001.931983](https://doi.org/10.1109/ISIE.2001.931983).
- [32] N. Nakao e K. Akatsu, «Torque control of a switched reluctance motor by using torque estimation and excitation angle control,» em *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 4314–4321. DOI: [10.1109/ECCE.2012.6342235](https://doi.org/10.1109/ECCE.2012.6342235).
- [33] Z. Lin, D. S. Reay, B. W. Williams e X. He, «Online Modeling for Switched Reluctance Motors Using B-Spline Neural Networks,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 3317–3322, 6 dez. de 2007, ISSN: 0278-0046. DOI: [10.1109/TIE.2007.904009](https://doi.org/10.1109/TIE.2007.904009).
- [34] J. O'Donovan, P. Roche, R. Kavanagh, M. Egan e J. Murphy, «Neural network based torque ripple minimisation in a switched reluctance motor,» *IEEE*, 1994, pp. 1226–1231, ISBN: 0-7803-1328-3. DOI: [10.1109/IECON.1994.397968](https://doi.org/10.1109/IECON.1994.397968).
- [35] P. S. Melo e R. E. Araújo, «Switched Reluctance Motor Modeling and Loss Estimation Review,» em *Modelling and Control of Switched Reluctance Machines*, R. E. Araújo e J. R. Camacho, eds., Rijeka: IntechOpen, 2020, cap. 2. DOI: [10.5772/intechopen.92228](https://doi.org/10.5772/intechopen.92228). URL: <https://doi.org/10.5772/intechopen.92228>.
- [36] F. Bay, V. Labbé, Y. Favennec e J. Chenot, «A numerical model for induction heating processes coupling electromagnetism and thermomechanics,» *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, vol. 58, pp. 839–867, out. de 2003. DOI: [10.1002/nme.796](https://doi.org/10.1002/nme.796).
- [37] S. Song, G. Fang, Z. Zhang, R. Ma e W. Liu, «Unsaturated-Inductance-Based Instantaneous Torque Online Estimation of Switched Reluctance Machine with Locally Linearized Energy Conversion Loop,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n.º 8, pp. 6109–6119, 2018. DOI: [10.1109/TIE.2017.2787570](https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2787570).
- [38] MathWorks, *Switched Reluctance Machine*, Natick, Massachusetts, United States, 2023. URL: mathworks.com/help/sps/ref/switchedreluctancemachine.html.
- [39] C. Cassisi, P. Montalto, M. Aliotta, A. Cannata e A. Pulvirenti, «Similarity Measures and Dimensionality Reduction Techniques for Time Series Data Mining,» em *Advances in Data Mining Knowledge Discovery and Applications*, A. Karahoca, ed., Rijeka: IntechOpen, 2012, cap. 3. DOI: [10.5772/49941](https://doi.org/10.5772/49941). URL: <https://doi.org/10.5772/49941>.